

# Eletrônica Analógica II



# Eletrônica Analógica II

Giancarlo Michelino Gaeta Lopes

© 2018 por Editora e Distribuidora Educacional S.A.

Todos os direitos reservados. Nenhuma parte desta publicação poderá ser reproduzida ou transmitida de qualquer modo ou por qualquer outro meio, eletrônico ou mecânico, incluindo fotocópia, gravação ou qualquer outro tipo de sistema de armazenamento e transmissão de informação, sem prévia autorização, por escrito, da Editora e Distribuidora Educacional S.A.

**Presidente**

Rodrigo Galindo

**Vice-Presidente Acadêmico de Graduação e de Educação Básica**

Mário Ghio Júnior

**Conselho Acadêmico**

Ana Lucia Jankovic Barduchi

Camila Cardoso Rotella

Danielly Nunes Andrade Noé

Grasiele Aparecida Lourenço

Isabel Cristina Chagas Barbin

Lidiane Cristina Vivaldini Olo

Thatiane Cristina dos Santos de Carvalho Ribeiro

**Revisão Técnica**

Hugo Tanzarella Teixeira

Rafael Schincariol da Silva

Roberta Lopes Drekenner

**Editorial**

Camila Cardoso Rotella (Diretora)

Lidiane Cristina Vivaldini Olo (Gerente)

Elmir Carvalho da Silva (Coordenador)

Leticia Bento Pieroni (Coordenadora)

---

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)**

L864e Lopes, Giancarlo Michelino Gaeta  
Eletrônica analógica II / Giancarlo Michelino Gaeta Lopes.  
– Londrina : Editora e Distribuidora Educacional S.A., 2018.  
248 p.

ISBN 978-85-522-1117-4

1. Aparelhos e dispositivos eletrônico. 2. Circuitos eletrônicos. 3. Eletrônica. I. Lopes, Giancarlo Michelino Gaeta. II. Título.

CDD 621.3

---

Thamiris Mantovani CRB-8/9491

2018

Editora e Distribuidora Educacional S.A.  
Avenida Paris, 675 – Parque Residencial João Piza  
CEP: 86041-100 – Londrina – PR  
e-mail: editora.educacional@kroton.com.br  
Homepage: <http://www.kroton.com.br/>

# Sumário

<b>Unidade 1   Amplificadores</b>	<b>7</b>
Seção 1.1 - Amplificadores de tensão	9
Seção 1.2 - Amplificadores coletor comum (CC) e base comum (BC)	27
Seção 1.3 - Amplificador de potência	47
<b>Unidade 2   Realimentação, circuitos osciladores e temporizadores</b>	<b>69</b>
Seção 2.1 - Realimentação	71
Seção 2.2 - Circuitos osciladores	90
Seção 2.3 - Circuitos temporizadores e o multivibrador 555	111
<b>Unidade 3   Resposta em frequência</b>	<b>133</b>
Seção 3.1 - Considerações gerais sobre resposta em frequência	135
Seção 3.2 - Resposta em baixas frequências	152
Seção 3.3 - Resposta em altas frequências	170
<b>Unidade 4   Filtros ativos</b>	<b>189</b>
Seção 4.1 - Fundamentos de filtros ativos	191
Seção 4.2 - Tipos de filtros ativos	206
Seção 4.3 - Projetos de filtros ativos	223



# Palavras do autor

A disciplina de Eletrônica Analógica II, além de ser uma continuação dos estudos de eletrônica analógica, apresenta conceitos totalmente novos, amplamente utilizados na eletrônica. Assim, esse livro tem o objetivo de apresentar conceitos aplicáveis diretamente na prática de um projetista em eletrônica, de forma simples e objetiva. Nele, você conhecerá as principais características e aplicações dos amplificadores de emissor-comum, base-comum e coletor-comum, e dos amplificadores de potência. Além disso, no decorrer das unidades você será capaz de compreender o conceito de realimentação negativa, conhecerá diversos tipos de circuitos osciladores e temporizadores. Também saberá trabalhar com os componentes eletrônicos em alta frequência, o que é muito importante na eletrônica, e, assim, você conhecerá o conceito de decibéis, aprenderá a ler um gráfico logarítmico e poderá familiarizar-se com a resposta em frequência de amplificadores com TBJ e FET. E, como normalmente circuitos que operam em alta frequência geram ruído, você será levado a conhecer, a projetar e a classificar os diversos tipos de filtros ativos e a analisar as principais estruturas de implementação.

As unidades do livro estão divididas para permitir o melhor entendimento possível dos conteúdos. Assim, a Unidade 1 aborda conceitos relacionados aos circuitos amplificadores com transistores e utiliza como base os circuitos de polarização já estudados em outras disciplinas. Esses circuitos são utilizados atualmente em amplificadores de áudio, portanto, ao final dessa unidade você será capaz de projetar o seu próprio amplificador. Na Unidade 2 estudaremos os circuitos osciladores, utilizados na geração dos sinais mais variados, como ondas senoidais, triangulares, quadradas e retangulares. Tais circuitos podem ser montados a partir de transistores, amplificadores operacionais ou circuitos integrados dedicados e, nessa unidade, você aprenderá a projetar circuitos com todos esses tipos de elementos. A Unidade 3 apresenta um cunho mais teórico do que as demais da disciplina, e o levará a estudar os efeitos da frequência de operação no funcionamento de transistores e JFETs. Além disso, serão abordados conceitos que permitem minimizar os efeitos causados pela frequência no

funcionamento desses componentes. Por fim, a Unidade 4 trata dos filtros ativos, afinal, todo circuito eletrônico está susceptível a ruído e, para o seu bom funcionamento, esse ruído deve ser filtrado. Assim, conhecer como é possível filtrar um sinal ruidoso, com uma taxa de atenuação de ruído alta e ainda aplicando um ganho ao sinal, é muito importante dentro da eletrônica.

Esse livro tem uma linguagem didática de modo a contribuir com a evolução dos seus estudos, mas não deixe de interagir com o seu professor e colegas de sala resolvendo os exercícios e circuitos apresentados na bibliografia.

Bons estudos!

# Amplificadores

## Convite ao estudo

Seja bem-vindo à Unidade 1 deste livro didático. Nesta unidade, você irá conhecer os conceitos e aplicações práticas de eletrônica envolvendo o transistor bipolar de junção, atuando como amplificador de sinais. Serão apresentadas soluções para a amplificação estável de tensão, influências da impedância de saída e de entrada, tipos de amplificadores de potência e a potência nominal do transistor.

Os amplificadores de sinais com transistores são amplamente utilizados em aplicações com áudio e fontes que exigem uma corrente elevada para acionamento de certas cargas. Ao longo desta unidade, você adquirirá conhecimento sobre aplicação de amplificadores com transistores e sobre as diferenças das suas configurações, conseguindo analisar criticamente as configurações de transistores e identificar falhas de operação e projeto.

Para verificar a aplicação desses conceitos, imagine que você trabalha como responsável técnico e desenvolvedor de hardware em uma empresa que desenvolve e executa projetos de sistemas de áudio. Essa empresa recebeu um pedido de projeto de um rádio específico para uma indústria que pretende instalar um sistema de rádio em seu refeitório, por onde circulam funcionários em diversos turnos de trabalho. Tal sistema fica alocado no único ponto com acesso à energia elétrica, próximo a um forno que funciona praticamente ininterruptamente. Já foram testados vários modelos de rádio disponíveis no mercado, porém todos apresentaram mal funcionamento. Assim, cabe a sua empresa detectar o problema e desenvolver uma solução para que novos rádios funcionem devidamente nesse local. Trabalhando em um outro projeto, você será levado a desenvolver um estudo sobre a potência

dos amplificadores e o melhor uso de baterias para fazer a alimentação de um rádio, de forma a atender os requisitos de um outro cliente e lançar um produto inovador no mercado. Como projetar um amplificador de som imune ao aumento de temperatura? Como projetar uma fonte de tensão estável? Como aumentar a autonomia de uma bateria que será usada na alimentação de um rádio?

Na primeira seção, estudaremos os amplificadores à transistor com polarização em emissor comum, além de verificarmos qual a melhor topologia estável em relação à temperatura e o que essa estabilidade implica no projeto do amplificador. Já na segunda seção, discutiremos algumas configurações de amplificadores à transistor para acionar altas correntes. Na última seção, discutiremos sobre a potência dos transistores e a melhor topologia em relação a sua eficiência, de forma a aumentar a autonomia da bateria que irá alimentar o nosso projeto.

Dedique-se ao estudo de transistores e descubra como responder a essas questões.

# Seção 1.1

## Amplificadores de tensão

### Diálogo aberto

Na eletrônica, os circuitos amplificadores são, na maioria das vezes, montados com transistores em diversos tipos de configurações que apresentam diferentes características. Nesta primeira seção você será levado a conhecer como analisar e projetar tais circuitos, aprendendo a selecionar a configuração ideal conforme a aplicação desejada, tal como saber qual configuração utilizar para um amplificador de áudio estéreo ou para montar uma fonte com uma tensão de saída estável, independentemente da carga e da temperatura.

Para trabalhar esse conhecimento e colocá-lo em prática, imagine que uma indústria procurou a empresa na qual você trabalha e encomendou alguns rádios para alocar no refeitório. O objetivo é aumentar a qualidade de vida dos funcionários durante o período de suas refeições, que ocorrem por diversos e longos períodos de tempo durante o dia, devido aos diversos turnos da empresa. Entretanto, essa empresa já havia adquirido alguns equipamentos de som convencionais disponíveis no mercado e verificou que seu funcionamento sofria variações no decorrer do dia. Depois de um intervalo de tempo funcionando, a qualidade do som desses equipamentos sofria distorções e a sua potência era atenuada. Quando esses mesmos rádios eram deslocados para o setor administrativo, eles voltavam a funcionar de forma adequada. Devido a esse comportamento peculiar, os gerentes dessa empresa contrataram a sua para realizar um estudo a fim de compreender o porquê desse fenômeno. Uma das diferenças entre o refeitório e o setor administrativo é a temperatura, considerando que o único ponto de energia disponível no refeitório fica próximo de um forno, que é ligado e desligado várias vezes durante o dia. No setor administrativo o rádio ficava alocado em um local sem variação de temperatura, já que o ambiente tem ar-condicionado. Essa diferença nas temperaturas pode estar afetando o funcionamento correto do rádio convencional.

Diante disso, o seu gestor pediu para você elaborar um estudo a fim de descobrir o porquê desse fenômeno e apresentar os resultados em

formato de relatório, o qual deve conter informações que respondam às seguintes questões: como funcionam os equipamentos de áudio? Por que esse fenômeno acontece? Qual o diferencial no seu projeto para justificar o investimento? Por fim, como será corrigido esse efeito da temperatura?

Para auxiliá-lo nessa tarefa, nesta seção será apresentado o conceito de ganho de tensão do amplificador emissor comum, a configuração com realimentação do emissor e os amplificadores em cascata.

Vamos aprender?

## Não pode faltar

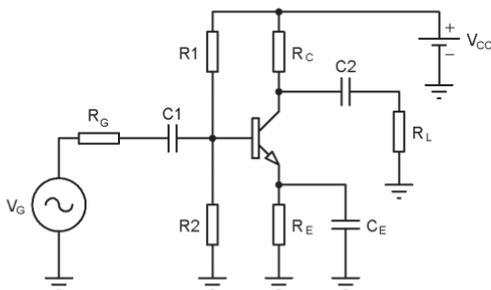
Os rádios ocupam uma posição de destaque nas tecnologias eletrônicas. A partir deles, foi possível o desenvolvimento de outras tecnologias como celulares, internet sem fio, sensoriamento remoto, entre outras aplicações. Portanto, pode-se dizer que os rádios foram precursores de diversos dispositivos tecnológicos que utilizamos no dia a dia, e ainda continuam sendo muito utilizados. Os rádios são compostos por estágios, como amplificadores, osciladores, sintonizadores e saída de áudio.



## Assimile

O rádio transforma ondas eletromagnéticas em sinais de tensão e, depois, em ondas mecânicas que são audíveis, ou seja, no som que nós escutamos. No estágio de amplificação de áudio são utilizados circuitos transistorizados e a configuração mais usada como amplificador de tensão com transistor é a configuração em emissor comum (EC) por divisor de tensão, apresentada na Figura 1.1.

Figura 1.1 | Circuito completo na configuração de emissor-comum na polarização por divisão de tensão



Fonte: elaborada pelo autor.

Quando analisamos um circuito amplificador com transistor, é necessário entender a sua polarização em corrente contínua (análise CC) e, logo depois, realizar a análise para amplificação de sinal em corrente alternada (sinal CA), de forma que o sinal a ser amplificado não influencie a polarização do transistor, para que não seja perdido o seu ponto de operação na reta de carga.

Realizar a análise de qualquer circuito considerando os sinais CC e CA ao mesmo tempo é muito difícil. No entanto, há uma técnica para se obter a análise total: o teorema da superposição, que consiste na análise separada dos circuitos CA e CC, seguida da soma de seus efeitos.

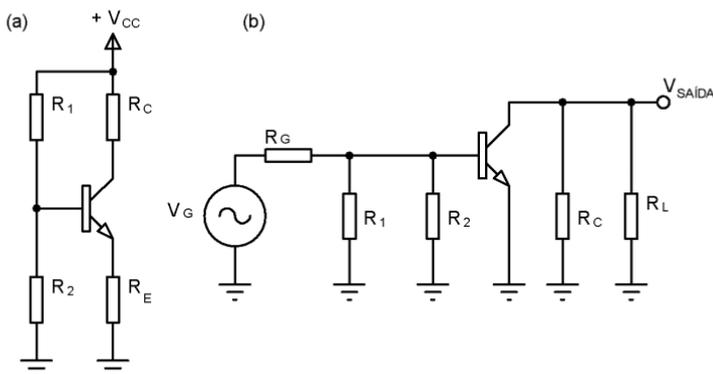
Portanto, usando o teorema da superposição na análise, as etapas a serem seguidas são:

1. Coloque um curto nas fontes de tensão CA, abrindo as fontes de corrente CA (quando houver) e também abrindo todos os capacitores. Dessa forma, restará apenas o circuito equivalente CC, como apresentado na Figura 1.2(a), sendo possível obter os valores da polarização do transistor.

2. Após o cálculo das variáveis do circuito CC, retornando ao circuito inicial, devemos curto-circuitar as fontes de tensão CC e os capacitores, e abrir as fontes de corrente CC (quando houver). Assim, restará apenas o circuito equivalente CA, como mostram as Figuras 1.2(a) e 1.2(b). Com isso, pode-se calcular as correntes e tensões necessárias.

3. Por fim, somamos a tensão e a corrente dos dois circuitos equivalentes.

Figura 1.2 | Amplificador emissor comum com polarização por divisor de tensão: (a) circuito equivalente CC; e (b) circuito equivalente CA



Fonte: elaborada pelo autor.

Antes de começar as análises CA e CC, é preciso adotar notações que diferenciem as correntes e tensões nas duas análises. Para as variáveis em CC, comumente são usadas letras maiúsculas com seu respectivo índice em maiúsculo ( $I_E$ ,  $V_C$  e  $V_{CB}$ ). Já para as variáveis em CA, são utilizadas letras minúsculas e índices maiúsculos ( $i_E$ ,  $v_C$  e  $v_{CE}$ ).

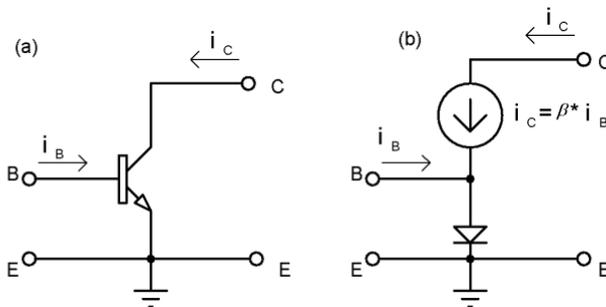
### **Pesquise mais**

A análise CC do amplificador é a etapa de polarização do transistor, e a mais usual delas é a polarização por divisor de tensão. Pesquise sobre como é realizado o projeto de um circuito de polarização por divisor de tensão do amplificador a transistor com emissor comum, na página 260 do capítulo 8: Modelos CA., da obra indicada a seguir.

MALVINO, A.; BATES, D. J. **Eletrônica**: diodos, transistores e amplificadores. 7. ed. Porto Alegre: AMGH, 2011.

Quando se faz a análise CA do transistor, na configuração emissor comum da Figura 1.3(a) se substitui o transistor por uma fonte de corrente e por um diodo, como mostra o modelo da Figura 1.3(b). Esse modelo é conhecido como modelo de Ebers-Moll, em que o terminal da base e do emissor são substituídos por um diodo.

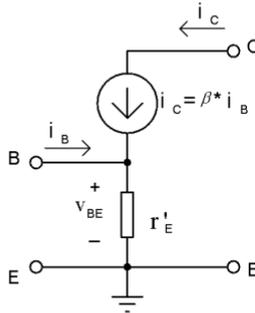
Figura 1.3 | Transistor em emissor comum: (a) ligação do transistor; e (b) modelo CA de Ebers-Moll



Fonte: elaborada pelo autor.

Como o diodo é um componente não linear, quando um sinal alternado aciona um transistor, a corrente e a tensão no emissor variam. Assim, uma aproximação que pode ser utilizada para o diodo base-emissor é substituí-lo por uma resistência, conhecida como resistência CA do diodo emissor ( $r_E^*$ ), como mostra a Figura 1.4.

Figura 1.4 | Modelo CA de Ebers-Moll com resistência CA do diodo emissor



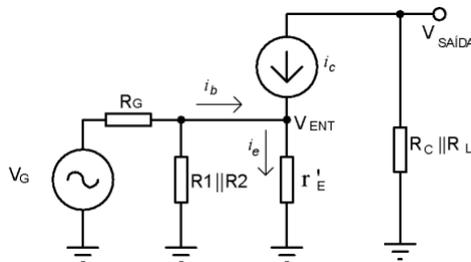
Fonte: elaborada pelo autor.

O valor dessa resistência CA do diodo  $r'_E$  é obtido da relação da tensão de temperatura  $V_T$  e da corrente do emissor  $I_E$ . Devido às características do diodo base-emissor, uma boa aproximação é fazer  $V_T = 25 \text{ mV}$  como mostra a Equação 1.1.

$$r'_E = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \quad (1.1)$$

No amplificador com emissor comum, a tensão de saída é invertida em relação à entrada, ou seja, no caso senoidal a saída está  $180^\circ$  defasada em relação à entrada. Isso é causado devido ao sentido da corrente  $i_c$  ser invertida em relação à tensão de saída, como mostra o modelo de Ebers-Moll para emissor comum, da Figura 1.5.

Figura 1.5 | Circuito do amplificador Emissor Comum com o modelo de Ebers-Moll



Fonte: elaborada pelo autor.

Como a tensão de entrada ( $V_{ENT}$ ) está sobre o resistor CA do diodo ( $r'_E$ ), a corrente do emissor é dada por:

$$i_E = \frac{V_{ENT}}{r'_E}$$

Já a corrente do coletor é a mesma do emissor e flui pelo resistor do coletor  $R_C$ , produzindo uma tensão de saída dada por:

$$V_{SAIDA} \cong -i_C \cdot (R_C \parallel R_L)$$

Ao substituir a corrente do emissor, a tensão de saída pode ser escrita conforme a equação 1.2.

$$V_{SAIDA} \cong -\frac{V_{ENT} \cdot R_C \parallel R_L}{r_E}$$

$$A_V = \frac{V_{SAIDA}}{V_{ENT}} \cong -\frac{R_C \parallel R_L}{r_E} \quad (1.2)$$

na qual  $R_L$  é a resistência de carga. Essa equação mostra que, ao se colocar um sinal CA na entrada, o valor na saída será a tensão de entrada multiplicado pelo ganho de tensão. O sinal negativo, como discutido, mostra que a tensão de saída é invertida em relação à entrada.

No circuito da Figura 1.5 pode ser visto que a resistência CA é a combinação de  $R_C$  e  $R_L$  em paralelo. Essa resistência é chamada de resistência CA do coletor, simbolizada por:

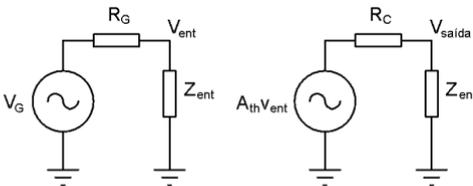
$$r_c = R_C \parallel R_L$$

Reescrevendo a equação 1.2, temos que o ganho de tensão  $A_V$  é dado por:

$$A_V = -\frac{r_c}{r_E}$$

Com essas equações, é possível desenhar um circuito simplificado para a análise com transistores de pequenos sinais, em que é preciso conhecer a impedância de entrada  $Z_{ENT}$  e impedância de saída  $Z_{SAIDA}$ , além do **ganho de tensão**  $A_V$ , como mostra a Figura 1.6, em que se trata do mesmo circuito, e o circuito da direita é a entrada e o da esquerda é a saída.

Figura 1.6 | Modelo simplificado de análise com transistores de pequenos sinais



Fonte: elaborada pelo autor.

Essa análise pode ser feita para todos os amplificadores, mas continuaremos discutindo sobre o amplificador emissor-comum (EC). A impedância da base ( $Z_{ENT(BASE)}$ ) do EC é dada pela Lei de Ohm do circuito da Figura 1.5 e pela equação 1.3, em que  $V_{ENT}$  é a tensão de entrada da base do transistor e  $i_B$  é a corrente que entra na base do transistor.

$$Z_{ENT(BASE)} = \frac{V_{ENT}}{i_B} \quad (1.3)$$

A tensão de entrada também é dada por

$$V_{ENT} = i_E \cdot r'_E,$$

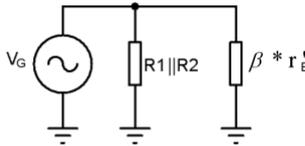
lembrando que  $r'_E$  é a resistência CA do diodo emissor. Podemos assumir que  $i_E \cong i_C \cong \beta \cdot i_B$ , ou seja, a corrente do emissor é a mesma corrente do coletor, que é a corrente da base multiplicada pelo ganho. Rearranjando os termos da equação, é possível obter a impedância de entrada da base, na equação 1.4.

$$Z_{ENT(BASE)} = \frac{\beta \cdot i_B \cdot r'_E}{i_B} = \beta \cdot r'_E \quad (1.4)$$

Não se pode esquecer o efeito dos resistores de polarização do emissor comum, sendo que a impedância total de entrada é dada pela associação em paralelo das resistências  $R_1$  e  $R_2$  da polarização CC do transistor, como mostrado na equação 1.5 e na Figura 1.7.

$$Z_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot r'_E \quad (1.5)$$

Figura 1.7 | Modelo CA de um amplificador com emissor aterrado



Fonte: elaborada pelo autor.

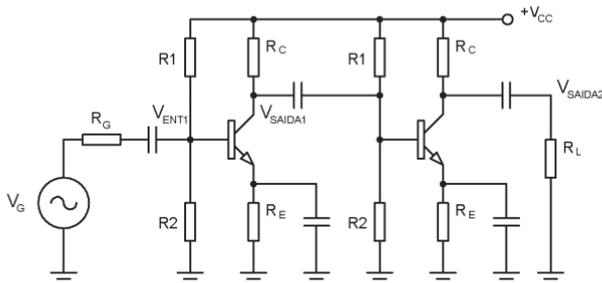
Quando a fonte  $V_G$  não é estável, o que ocorre na maioria das aplicações de amplificadores, há uma queda de tensão CA em sua resistência interna  $R_G$  e essa queda deve ser considerada na análise simplificada do EC. O gerador somente é considerado estável quando  $R_G < 0,01 \cdot Z_{ENT}$ .

A impedância de saída  $Z_{SAIDA}$ , vista no circuito da Figura 1.5, é obtida ao se fazer a impedância de Thevenin dos terminais da saída, como mostra a equação 1.6.

$$z_{SAIDA} = r_c = R_c \parallel R_L \quad (1.6)$$

Verificou-se que o circuito da Figura 1.6 é mais simplificado e facilita a análise do amplificador. Às vezes, o ganho não é suficiente, sendo preciso aumentá-lo ainda mais, sem que isso leve o transistor à saturação. Para tanto, pode-se associar vários **estágios em cascata**, como mostra a Figura 1.8, e fazer a análise para cada estágio separadamente, a fim de, posteriormente, obter o ganho total.

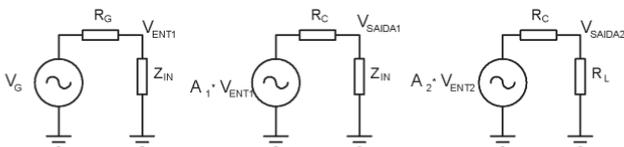
Figura 1.8 | Amplificador EC em cascata com dois estágios



Fonte: elaborada pelo autor.

Da mesma forma, é possível simplificar o amplificador de vários estágios no seu modelo CA, como mostra a Figura 1.9, que é o circuito equivalente CA do circuito da Figura 1.8.

Figura 1.9 | Circuito CA equivalente do amplificador de dois estágios



Fonte: elaborada pelo autor.

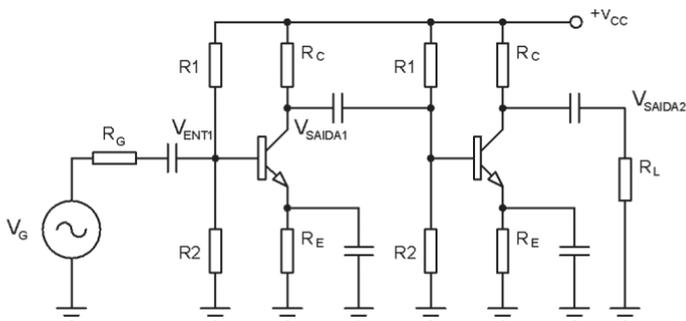
No primeiro estágio, o sinal de saída é amplificado e invertido, sendo acoplado à base do segundo estágio. No segundo estágio, o sinal é invertido e amplificado novamente, ligando na carga no final do circuito, estando o sinal em fase com a fonte de entrada. O ganho de tensão total é dado pelo produto dos ganhos individuais  $A_V = (A_{V1} \cdot A_{V2})$ .

### Exemplificando

Para o amplificador em cascata apresentado na Figura 1.10, calcule a tensão da saída de acordo com a tensão de entrada de 1 mV,

com  $R_G = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 3,6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 1,5 \text{ k}\Omega$  e  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ . Então, identifique qual o ganho final obtido desse estágio em cascata.

Figura 1.10 | Amplificador em cascata (exemplo)



Fonte: elaborada pelo autor.

Para verificarmos o ganho de tensão temos de observar a tensão que entra na base, dada pelo divisor de tensão, em seguida calculamos a corrente do emissor pela malha da base, conforme indicado a seguir:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{2,2\text{k}}{10\text{k} + 2,2\text{k}} \cdot 10 = 1,8 \text{ V}$$

$$V_B - V_{BE} - R_E \cdot I_E = 0$$

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{1,8 - 0,7}{1000} = 1,1 \text{ mA}$$

Posteriormente, calculamos a resistência do modelo de Ebers-Moll e, com isso, obtemos o ganho do primeiro estágio.

$$r'_E = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{1,1 \text{ mA}} = 22,7 \text{ }\Omega$$

$$A = \frac{V_{SAIDA}}{V_{ENT}} \simeq -\frac{R_C}{r'_E} = -\frac{3,6 \text{ k}\Omega}{22,7 \text{ }\Omega} = -159$$

Considerando um  $\beta = 150$ , calculamos a impedância de entrada e de saída:

$$z_{\text{ENT(BASE)}} = \beta \cdot r'_E = 150 \cdot 22,7 = 3405 \Omega = 3,4 \text{ k}\Omega$$

$$z_{\text{ENT}} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot r'_E = 10 \text{ k} \parallel 2,2 \text{ k} \parallel 3,4 \text{ k} = 1,18 \text{ k}\Omega$$

$$z_{\text{SAIDA}} = R_C = 3,6 \text{ k}\Omega$$

Como os dois estgios são iguais, substituindo os valores achados no circuito CA equivalente da Figura 1.9, temos:

$$v_{\text{ENT(1)}} = \frac{z_{\text{ENT}}}{R_G + z_{\text{ENT}}} \cdot V_G = \frac{1,18 \text{ k}}{1 \text{ k} + 1,18 \text{ k}} \cdot 1 \text{ mV} = 0,541 \text{ mV}$$

$$v_{\text{SAIDA(1)}} = A \cdot v_{\text{ENT(1)}} = -159 \cdot 0,541 \text{ m} = -86 \text{ mV}$$

$$v_{\text{ENT(2)}} = \frac{z_{\text{ENT}}}{R_{C(1)} + z_{\text{ENT}}} \cdot v_{\text{SAIDA(1)}} = \frac{1,18 \text{ k}}{3,6 \text{ k} + 1,18 \text{ k}} \cdot (-86 \text{ m}) = -21,2 \text{ mV}$$

$$v_{\text{SAIDA(2)}} = A \cdot v_{\text{ENT(2)}} = -159 \cdot (-21,2 \text{ m}) = 3,37 \text{ V}$$

A tensão final é dada pela equação:

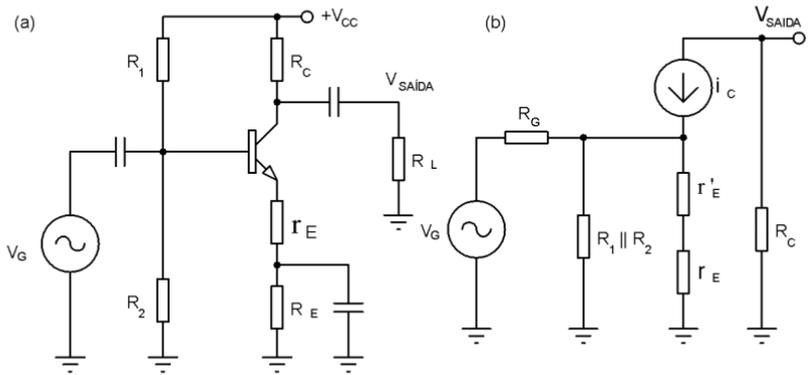
$$v_{\text{SAIDA}} = \frac{R_L}{R_{C(2)} + R_L} \cdot v_{\text{SAIDA(2)}} = \frac{1,5 \text{ k}}{3,6 \text{ k} + 1,5 \text{ k}} \cdot 3,37 = 0,991 \text{ V}$$

O ganho total obtido do estágio em cascata foi de:

$$A_{\text{TOTAL}} = \frac{v_{\text{SAIDA}}}{v_{\text{ENT}}} = \frac{0,991 \text{ V}}{0,001 \text{ V}} = 991$$

O ganho do transistor pode variar de acordo com a temperatura, podendo até dobrar o ganho em altas temperaturas. Com o intuito de minimizar essa instabilidade, em alguns projetos utiliza-se o **amplificador com realimentação parcial da resistência do emissor**, como mostrado na Figura 1.11.

Figura 1.11 | Amplificador EC com realimentação parcial: (a) circuito completo; (b) circuito CA equivalente



Fonte: elaborada pelo autor.

O resistor CA do diodo emissor  $r'_E$  depende da temperatura e do tipo de junção do diodo emissor. A Figura 1.11 mostra uma solução para esse efeito, que faz com que  $R_E$  seja aterrado na análise CA e faz minimizar o efeito de  $r'_E$ , fazendo com que o emissor não esteja mais ligado ao terra CA. Realimentar parcialmente o diodo emissor significa colocar um resistor no emissor  $r_E$  que seja pelo menos dez vezes maior do que o maior valor possível de  $r'_E$ , pois, assim, pela equação 1.7, o efeito de  $r'_E$  se tornaria insignificante em relação à  $r_E$ .

$$i_E = \frac{V_{ENT}}{r_E + r'_E} \quad (1.7)$$

Fazendo o rearranjo na equação do ganho de tensão, é possível obter a equação 1.8:

$$A = -\frac{R_C}{r_E + r'_E} \quad (1.8)$$

A grande vantagem da realimentação parcial do emissor é a redução da distorção devido ao aumento da temperatura, pois a maior parte do sinal alternado aparece no resistor de realimentação, o qual, por ser linear, trabalha em toda a linha de carga com uma distorção pequena.

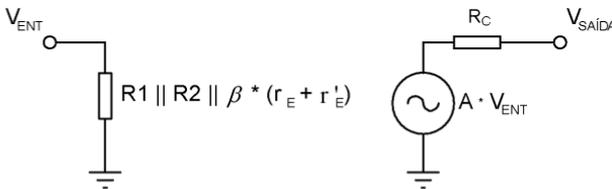


Conforme visto, a realimentação parcial do emissor traz uma vantagem excelente para os projetos, mas apresenta uma desvantagem. Você consegue verificar qual é essa desvantagem e como isso poderia ser solucionado?

Como sugestão, observe a equação do ganho do amplificador com realimentação e compare-a com a sem realimentação – você pode substituir valores nos resistores para obter um valor numérico.

O modelo CA para um amplificador com realimentação parcial do resistor de emissor é dado pelo circuito da Figura 1.12.

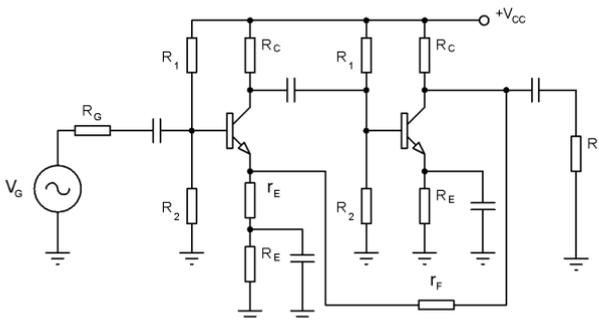
Figura 1.12 | Modelo CA do amplificador com realimentação parcial



Fonte: elaborada pelo autor.

A realimentação parcial tende a diminuir o ganho em relação ao circuito sem realimentação, devido ao acréscimo da resistência no emissor  $r_E$  mostrado na equação 1.8. Pelo fato de esse amplificador ser mais estável em relação à temperatura, utiliza-se a técnica de **estágios em cascata com o circuito de realimentação do emissor**, como mostra a Figura 1.13.

Figura 1.13 | Amplificador de dois estágios com realimentação do emissor



Fonte: elaborada pelo autor.

O primeiro estágio é um EC com realimentação e o segundo é um EC com o emissor aterrado para CA, de forma a provocar o máximo ganho nesse estágio. Para o controle ganho, o sinal de saída é acoplado de volta pela resistência de realimentação  $r_F$ , da saída  $V_{OUT}$  para o primeiro emissor.

Suponhamos que a tensão na saída aumente devido à alteração da temperatura do segundo estágio. Como o primeiro emissor está realimentado pela tensão de saída, a variação amplificada se opõe à variação original, mantendo a tensão de saída no valor original. O ganho de tensão desse circuito com os dois estágios com realimentação é dado pela equação 1.9.

$$A_v = \frac{r_F}{r_E} + 1 \quad (1.9)$$

O importante na equação 1.9 é que o ganho de tensão depende somente das resistências externas de realimentação  $r_F$  e do emissor  $r_E$ . Como os valores dessas resistências são fixos, o ganho de tensão também é fixo.

## Sem medo de errar

Na situação apresentada no início desta seção, a empresa na qual você trabalha estava com um cliente em situação peculiar com seu sistema de som. No refeitório, após algum tempo de funcionamento, o som sofria alterações, enquanto no setor administrativo o mesmo produto funcionava bem. Para analisar o problema, você deve realizar alguns testes a fim de identificar por que os rádios convencionais apresentam problemas de funcionamento no local onde são instalados na empresa de seu cliente. A partir desse ponto, você deve iniciar a elaboração do relatório a ser entregue para o seu gestor, mostrando ao seu gerente e ao cliente que a sua empresa conseguirá resolver o problema com um projeto robusto.

Na etapa de análise, você conclui que a única variação entre as duas instalações é a temperatura. Isso é válido, pois os rádios testados funcionavam corretamente no setor administrativo, onde a temperatura era constante, e apresentavam problemas no refeitório, onde a temperatura variava conforme a utilização do forno que ficava ao lado do rádio.

Os rádios têm vários circuitos internos que permitem a recepção do sinal presente no ar, a sua demodulação, filtragem e amplificação.

Como o principal relato de distorção que acontecia nos rádios convencionais testados na empresa era no volume, o qual variava muito durante o dia, é possível presumir que o problema ocorria no estágio de amplificação do sinal.

Com a variação da temperatura, as características de amplificação do transistor variam, o que causa distorção no som gerado pelo rádio. A distorção ocorre na fase de amplificação do sinal, como foi estudado nesta seção. Esse fenômeno ocorre devido à tensão térmica do diodo emissor do transistor, em que, quando há uma variação de temperatura, a tensão entre base e emissor sofre alteração, atenuando o ganho pelo aumento do resistor CA do diodo ( $r_E$ ).

Uma solução para esse problema seria a utilização de um outro circuito de amplificação, que apresente maior estabilidade com a variação da temperatura. Uma topologia que pode ser utilizada é a polarização com a realimentação do emissor, que tem esse benefício por minimizar o efeito de  $r_E$ . Porém, há a desvantagem de diminuir o ganho de tensão, algo que deve ser compensado de alguma maneira.

Como forma de garantir o ganho necessário para o circuito de amplificação é possível utilizar a amplificação por cascata de dois estágios. Com esse formato, teremos dois amplificadores com realimentação parcial do emissor ligados em sequência, permitindo um ganho semelhante ou até superior ao do amplificador emissor comum.

Devido ao aumento de um estágio de amplificação, haverá um aumento do custo, ocasionado pela maior quantidade de componentes a serem utilizados. Assim, além das informações apresentadas, você pode revisar as diferenças entre as duas topologias de amplificadores, a configuração sem realimentação e a configuração com realimentação, e verificar a quantidade de componentes que cada uma das topologias apresenta. Com isso, você será capaz de gerar um comparativo entre o custo dos dois circuitos de amplificação e estimar o custo final do rádio a ser desenvolvido.

## Avançando na prática

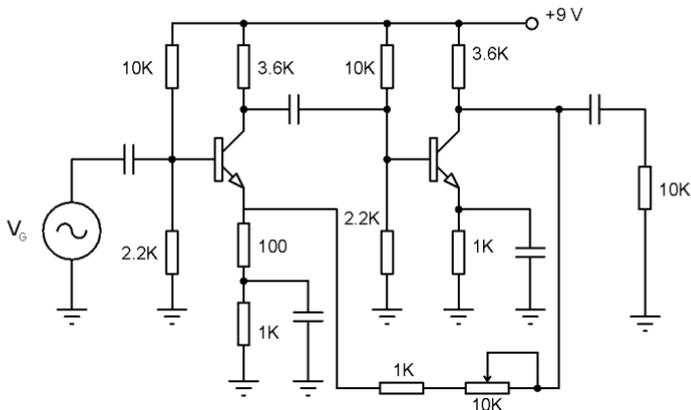
### Como usar o amplificador em um microfone portátil

#### Descrição da situação-problema

Você procurou um projeto de amplificador com realimentação para ser usado em um rádio e achou um circuito pronto, no entanto

you would like to build a portable microphone and need this type of circuit to have a good operation. The circuit for the radio is presented in Figure 1.14.

Figure 1.14 | Two-stage amplifier used in a radio



Source: elaborated by the author.

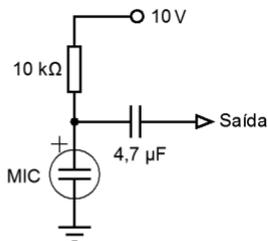
From the context presented, how should this circuit be modified to be used in a portable microphone?

### Resolution of the situation-problem

Because it is portable, the power supply must come from a battery. Normally, 9V batteries are used, so the power source must be replaced by a 9V battery and a switch to turn it on and off.

The input signal now is a microphone, so it will be necessary to make an adaptation of a connector for the microphone to be connected to the input, with a capacitor and proper grounding. As the electret microphone is easier to find, it is necessary to connect it with a resistor in series and a capacitor that makes the coupling with the circuit, as shown in Figure 1.15.

Figure 1.15 | Connection of the electret microphone



Source: elaborated by the author.

No circuito de amplificação, para se obter uma boa resposta em baixa frequência, os capacitores de acoplamento e de desvio deverão ter uma baixa reatância capacitiva, utilizando capacitores de **47  $\mu\text{F}$**  para o acoplamento e **100  $\mu\text{F}$**  para cada capacitor de desvio.

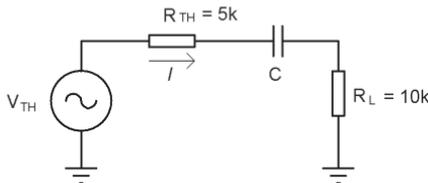
Na saída, o resistor de carga de **10  $\text{k}\Omega$**  pode ser trocado por um potenciômetro de **10  $\text{k}\Omega$**  para tornar o nível de tensão na saída variável. A saída deve ser capaz de acionar as entradas da linha CD/aux/tape de um amplificador estéreo comum e, para isso, você deve verificar as especificações do seu sistema para a entrada adequada.

Caso seja necessário um ganho maior de tensão, você pode mudar o potenciômetro de realimentação de **10  $\text{k}\Omega$**  para outro de valor maior, como **56  $\text{k}\Omega$** . Por último, você precisa se preocupar com o possível ruído que pode ser gerado externamente. Para isso não acontecer, coloque todos os componentes em uma caixa metálica e utilize cabos coaxiais para fazer as ligações, assim, o ruído externo e a interferência podem ser reduzidos.

## Faça valer a pena

**1.** O capacitor de acoplamento faz a passagem de um sinal de um ponto a outro e, para isso, é necessário que a reatância capacitiva  $X_C$  seja dez vezes menor do que a resistência total do circuito. Tais capacitores de acoplamento são colocados entre o sinal de entrada e o circuito de polarização do transistor. Considere o circuito simplificado da figura a seguir, em que  $R_{TH} = 5 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , que está operando na faixa de frequência audível, entre 20 Hz e 20.000 Hz.

Figura | Circuito equivalente do capacitor de acoplamento



Fonte: elaborada pelo autor.

A partir do contexto e do circuito apresentado, calcule o valor mínimo do capacitor e assinale a alternativa correta.

- a)  $5,305 \mu F$ .
- b)  $1,470 \mu F$ .
- c)  $0,547 \mu F$ .
- d)  $4,874 \mu F$ .
- e)  $4,874 nF$ .

**2.** O transistor é usado em muitas aplicações que vão desde circuitos de bancada de ensaios até aplicações aeroespaciais.

Sobre os transistores, temos as seguintes asserções:

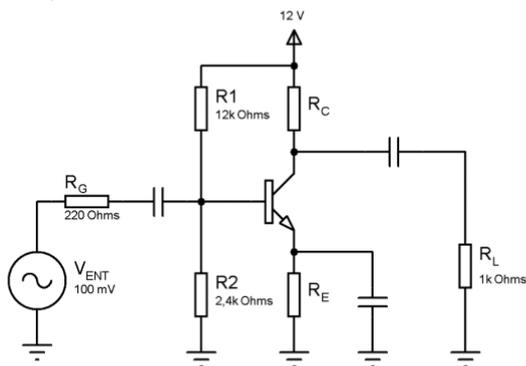
- I. A topologia de polarização do transistor em emissor-comum com realimentação parcial do emissor é usada para estabilizar o ganho de tensão.
- II. Devido a algumas aplicações em ambientes agressivos, com altas variações de temperaturas, o transistor altera o seu ganho.

Analise as asserções apresentadas e assinale a alternativa correta.

- a) A asserção I é verdadeira e a II é falsa.
- b) A asserção II é verdadeira e a I é falsa.
- c) As asserções I e II são verdadeiras e a II não justifica I.
- d) As asserções I e II são falsas.
- e) As asserções I e II são verdadeiras e a II justifica a utilização da asserção I.

**3.** Considere o circuito apresentado na figura a seguir, no qual  $R_C = 3,9 k\Omega$ ,  $R_E = 1,2 k\Omega$  e  $\beta = 120$ . Para esse circuito, considere também  $I_C = I_E$ ,  $I_B$  tão pequeno a ponto de ser desprezado e  $V_{BE} = 0,7 V$ .

Figura | Circuito amplificador EC



Fonte: elaborada pelo autor.

Para o circuito apresentado e suas considerações, assinale a alternativa que indica o ganho AC aproximado que o circuito proporcionará ao sinal, representado por  $A_v$ .

- a) – 128,74.
- b) – 168,47.
- c) – 78,24.
- d) – 166,23.
- e) – 137,51.

## Seção 1.2

### Amplificadores coletor comum (CC) e base comum (BC)

#### Diálogo aberto

Você já ouviu falar em casar impedância de alto-falante? Sabe por que essa ação é necessária? Ou, até mesmo, por que é preciso um driver para acionar um motor pequeno? Assim como os alto-falantes que têm resistência interna de 4 ohms ou 8 ohms, os motores também têm baixa impedância e, para fazer o acionamento desses elementos, é necessário fazer o chamado casamento de impedância. Até aqui, você viu o amplificador na topologia de emissor comum, mas será que ele é utilizado em todas as aplicações? Além dos circuitos amplificadores estudados na seção anterior, existem outras topologias que são utilizadas para o acionamento de alto-falantes de alta potência, de pequenos motores, entre outras aplicações. O estudo dessas topologias diferenciadas (os amplificadores coletor comum e base comum) é o principal objetivo desta seção.

Retornando ao nosso desafio, lembramos que você trabalha em uma empresa que desenvolve soluções de eletrônica, especialmente na área de áudio, e está responsável pelo desenvolvimento de um rádio estável em relação ao aumento de temperatura para o refeitório de uma empresa. Depois de projetado o amplificador estável para altas temperaturas, usando um amplificador emissor comum com realimentação do emissor em cascata, você verificou que os transistores utilizados se aquecem mais do que o esperado e eles precisam de dissipadores de calor. O calor gerado no circuito precisa ser dissipado para o ambiente, no entanto, a temperatura do local do refeitório é alta devido ao uso constante do forno. Com isso, você decidiu colocar uma ventoinha para ajudar nessa dissipação do calor, porém o motor a ser acionado para a refrigeração drena uma alta corrente por ter sua impedância de saída baixa. Para realizar essa tarefa, é necessário que você estude e desenvolva uma fonte de tensão estável que não altere o seu valor de tensão com a mudança de corrente, nem com a mudança de temperatura. A montagem dessa fonte de alimentação da ventoinha demanda que você escolha uma

topologia de amplificador a transistor com as características citadas. Além disso, será necessário elaborar um relatório com o projeto da fonte estável, para a sua montagem em bancada.

Com o objetivo de ajudá-lo em sua tarefa, nesta seção você estudará os tipos de amplificadores que poderiam ser utilizados para o acionamento de cargas diversas, como os amplificadores de coletor comum e de base comum, suas impedâncias de entrada e saída, sua regulação de tensão e qual a melhor configuração para acionamento de cargas que exigem altas correntes, como o motor da ventoinha.

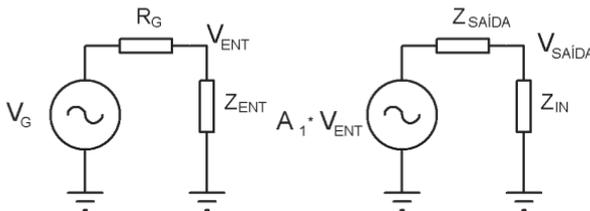
Bons estudos!

## Não pode faltar

Até o momento, vimos a polarização em emissor comum (EC), que é a mais utilizada em aplicações de amplificação de sinais. No entanto, a polarização EC tem uma limitação, pois quando a resistência de carga for baixa em relação à resistência  $R_C$  do coletor, o ganho de tensão será baixo e o amplificador poderá ficar sobrecarregado devido às altas correntes. Para evitar essa alta corrente, utiliza-se um amplificador com alta impedância de entrada e que pode acionar cargas com valores baixos de resistências na saída, como veremos no decorrer desta seção.

Antes de discutirmos sobre o amplificador coletor comum, precisamos nos lembrar do modelo de corrente alternada (CA) do amplificador EC, mostrado na Figura 1.16.

Figura 1.16 | Modelo simplificado do amplificador em emissor comum



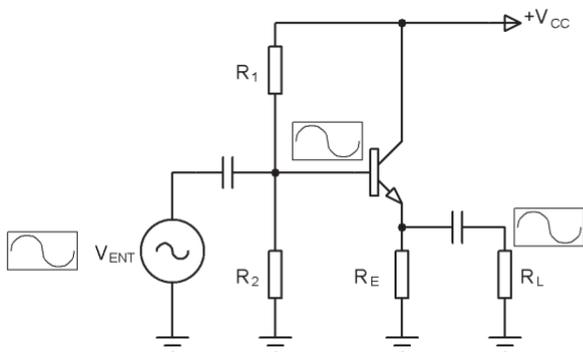
Fonte: elaborada pelo autor.

No amplificador EC, a impedância de saída,  $Z_{SAIDA}$ , é equivalente à resistência do coletor  $R_C$ , que, normalmente, é maior do que  $1\text{ k}\Omega$ . Supondo que se tenha uma carga  $R_L$  pequena, como  $10\ \Omega$ , pelo

divisor de tensão da saída, a maior parte da tensão de saída ficaria sobre  $Z_{SAÍDA}$  do emissor comum. Além disso, na entrada geralmente a fonte de tensão não é estável, implicando que  $R_G$  (resistência do gerador) tenha um valor alto. Assim, a impedância de entrada  $Z_{ENT}$  também precisa de um valor alto para que a tensão a ser amplificada não fique somente na resistência da fonte  $R_G$ .

Para acionar cargas com baixas impedâncias, o ideal é a impedância de entrada  $Z_{ENT}$  do amplificador ser alta e a impedância de saída  $Z_{SAÍDA}$  do amplificador ser baixa. O **amplificador coletor comum** (CC), também conhecido como **seguidor de emissor**, satisfaz essa condição, em que o sinal de entrada é acoplado à base e o sinal de saída é obtido do emissor, como mostra a Figura 1.17.

Figura 1.17 | Seguidor de emissor e formas de onda



Fonte: elaborada pelo autor.

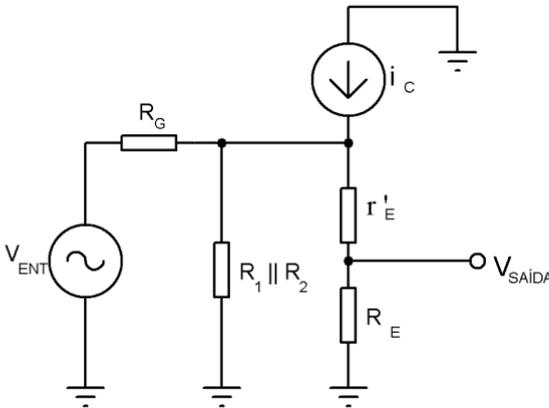
O amplificador CC é parecido com o amplificador EC, porém, é fortemente realimentado pelo emissor, com o resistor do coletor em curto, e sua saída retirada do emissor. Isso implica que a tensão de saída seja igual à tensão de entrada menos a queda de tensão do diodo emissor, ou seja,  $V_{SAÍDA} = V_{ENT} - V_{BE}$ .

A configuração CC também é chamada de **seguidor de emissor**, pois a tensão de saída no emissor está em fase com o sinal aplicado na entrada.

Essa configuração de seguidor de emissor tem a impedância de entrada muito maior do que a impedância de saída, ou seja, ele necessita de menos potência da fonte de sinal para acionar uma carga, fazendo com que haja um **ganho de corrente**. Nesse caso, o ganho de tensão tem o valor máximo de 1.

Devido a essa característica, o amplificador CC é utilizado para alterar impedâncias de sinais ou cargas. A partir disso, é possível calcular o ganho de tensão, com o circuito equivalente CA, da Figura 1.18.

Figura 1.18 | Modelo CA do amplificador em coletor comum



Fonte: elaborada pelo autor.



**Assimile**

Para todas as aplicações, o ganho de tensão será sempre dado pela divisão entre a tensão de saída sobre a tensão de entrada, ou seja,

$$\text{Ganho de tensão} = \frac{V_{SAIDA}}{V_{ENTRADA}}$$

O ganho de tensão é dado pela equação 1.10, como segue:

$$V_{SAIDA} = i_E \cdot R_E$$

$$V_{ENT} = i_E \cdot (R_E + r'_E)$$

$$A_V = \frac{V_{SAIDA}}{V_{ENT}} = \frac{R_E}{R_E + r'_E} \quad (1.10)$$

Na maioria dos projetos, a resistência do emissor  $R_E$  é muito maior do que a resistência CA do diodo  $r'_E$ , encobrendo o valor de  $r'_E$ . Portanto, o ganho de tensão fica:

$$A_V \cong \frac{R_E}{R_E} \cong 1$$

Devido a essa característica, o seguidor de emissor é um amplificador de baixa distorção, em que a tensão de saída é uma réplica

da tensão de entrada, justificado o seu nome seguidor de emissor. Ele é chamado de amplificador por ter o ganho de corrente  $\beta$  e é utilizado em associação com estágios de amplificação que precisam de uma corrente maior por ter uma carga de baixa impedância, atuando, assim, como amplificador de corrente.

A Figura 1.18 mostra o circuito equivalente CA do amplificador coletor comum. O cálculo da impedância de entrada do amplificador CC pode ser escrito pela equação 1.11.

$$z_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot (R_E + r'_E) \quad (1.11)$$

Como  $r'_E$  é pequeno em comparação com  $R_E$  e, da mesma forma,  $\beta \cdot R_E$  é muito maior do que as resistências  $R_1$  e  $R_2$  da polarização em corrente contínua, a equação 1.11 pode ser aproximada para:

$$z_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot R_E \cong R_1 \parallel R_2$$

Como discutido, o **seguidor de emissor tem uma impedância de saída baixa**, sendo esse efeito parecido com o do transformador que faz o casamento da impedância de entrada com a impedância de saída para obter uma máxima transferência de potência. Por exemplo, a baixa impedância de um alto-falante pode ser casada com a impedância de saída do seguidor de emissor para entregar a potência máxima ao alto-falante. A impedância de saída é dada pela equação 1.12.

$$z_{SAÍDA} = R_E \parallel r'_E + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \quad (1.12)$$

A impedância de saída é obtida do modelo CA da Figura 1.18. Como a resistência do emissor  $R_E$  é maior do que  $r'_E$ , o paralelo da equação 1.12 resulta na equação 1.13 abaixo.

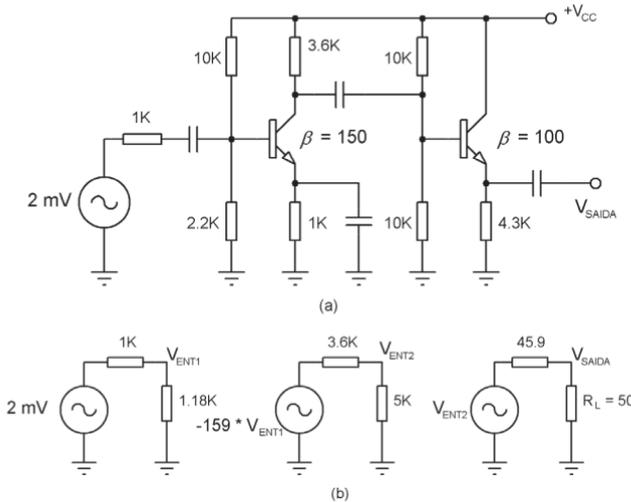
$$z_{SAÍDA(emissor)} = r'_E + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \quad (1.13)$$

Observe que a impedância de saída é reduzida por um fator  $\beta$ , que usualmente é 100, mostrando que a impedância de saída é muito baixa.



Para demonstrar o efeito de reforçador (*buffer*) de um amplificador CC, vamos resolver um exemplo. Uma carga de  $50\Omega$  precisa de um amplificador de sinal. Se acoplarmos a saída de um EC diretamente a essa carga, o amplificador sofreria uma sobrecarga. Para resolver essa problemática, realizamos a ligação do circuito da Figura 1.19, sabendo que  $V_{CC} = 10\text{ V}$ .

Figura 1.19 | Amplificador de dois estágios com os estágios EC e CC: (a) Circuito Completo; (b) Circuito equivalente simplificado



Fonte: elaborada pelo autor.

Calculando os parâmetros do circuito e colocando no modelo CA, temos a Figura 1.19 (b).

O primeiro estágio é um amplificador emissor comum, com as variáveis calculadas como mostrado na primeira seção. Primeiramente, precisamos achar os valores de tensão e corrente para a polarização em corrente contínua:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{2,2k}{10k + 2,2k} \cdot 10 = 1,8\text{ V}$$

Calculando a corrente que passa no emissor, para assim calcular a resistência CA do emissor, temos:

$$I_E = \frac{V_B - 0,7}{R_E} = \frac{1,8 - 0,7}{1k} = 1,1\text{mA}$$

$$r'_E = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} = \frac{25\text{m}}{1,1\text{m}} = 22,7\Omega$$

Calculando o ganho do emissor comum, a impedância de entrada e de saída, temos:

$$A_V = -\frac{R_C}{r'_E} = -\frac{3,6k}{22,7} = -159$$

$$z_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot r'_E = 10k \parallel 2,2k \parallel 150 \cdot 22,7 = 1,18 \text{ k}\Omega$$

$$z_{SAÍDA} = R_C = 3,6 \text{ k}\Omega$$

Portanto, no emissor comum, temos:  $A_V = -159$ ,  $z_{ENT} = 1,18 \text{ k}\Omega$  e  $z_{SAÍDA} = 3,6 \text{ k}\Omega$ . Agora podemos calcular o segundo estágio, correspondente à configuração do coletor comum. Montando o circuito simplificado, podemos calcular a tensão  $V_{ENT1}$ :

$$V_{ENT1} = \frac{1,18\text{k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 1,18 \text{ k}\Omega} \cdot 2 \text{ mV} = 1,08 \text{ mV}$$

A tensão de entrada do segundo estágio é dada por:

$$A_V \cdot V_{ENT1} = -159 \cdot 1,08 \text{ mV} = -172 \text{ mV}$$

Para o segundo estágio, do seguidor de emissor, temos a impedância de entrada de:

$$z_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot R_E \cong R_1 \parallel R_2 = 10\text{k}\Omega \parallel 10\text{k}\Omega = 5\text{k}\Omega$$

A tensão de entrada do seguidor de emissor é dada pelo divisor de tensão do segundo estágio, ou seja:

$$V_{ENT2} = \frac{5\text{k}\Omega}{3,6\text{k}\Omega + 5\text{k}\Omega} \cdot (-172\text{mV}) = -100\text{mV}$$

Para a impedância de saída, precisamos obter a resistência  $r'_E$ . Para isso, precisamos achar o valor da corrente no emissor. A tensão no emissor é dada por:

$$V_{EMISSOR} = V_{BASE} - 0,7V$$

$$V_{BASE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{10\text{ k}}{10\text{ k} + 10\text{ k}} \cdot 10V = 5V$$

$$V_{EMISSOR} = 5V - 0,7V = 4,3V$$

Calculando a corrente no emissor, temos:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4,3V}{4,3\text{ k}\Omega} = 1\text{ mA}$$

Agora, calculando  $r'_E$ , temos:

$$r'_E = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25\text{ mV}}{1\text{ mA}} = 25\ \Omega$$

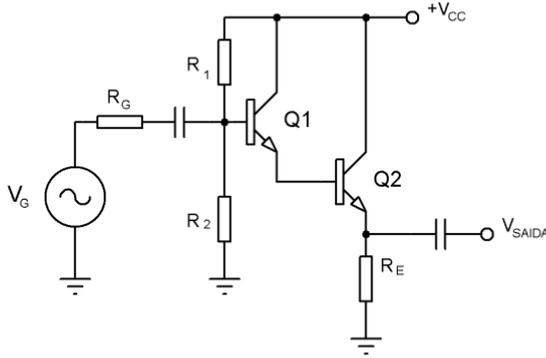
Portanto, a impedância de saída do seguidor de emissor é:

$$z_{SAI} = r'_E + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} = 25 + \frac{3,6\text{ k} \parallel 10\text{ k} \parallel 10\text{ k}}{100} = 25 + \frac{2,09\text{ k}}{100} = 45,9\ \Omega$$

Como o ganho do seguidor de emissor é 1, para a tensão de entrada de **2 mV** com uma impedância da fonte de **1 k $\Omega$**  temos uma impedância de **45,9  $\Omega$**  e uma amplificação do sinal para **100 mV** na tensão de saída, pois o primeiro estágio aumenta a tensão e o segundo estágio diminui a impedância.

Uma outra configuração do seguidor de emissor é o **amplificador Darlington**, formado por dois seguidores do emissor em cascata, como mostra a Figura 1.20.

Figura 1.20 | Amplificador Darlington



Fonte: elaborada pelo autor.

Analisando o circuito, o primeiro transistor tem uma queda de tensão entre a base e o emissor de  $V_{BE}$  e o segundo transistor tem uma segunda queda de  $V_{BE}$ , portanto a corrente do segundo emissor será:

$$I_{E2} = \frac{V_{TH} - 2 \cdot V_{BE}}{R_E}$$

em que  $I_{E2}$  é a corrente no emissor Q2,  $V_{TH}$  é a tensão na base de Q1 e  $R_E$  é o resistor no emissor do transistor Q2. Como a corrente do emissor do primeiro estágio é a mesma corrente da base do segundo estágio, a corrente no primeiro emissor depende do ganho do transistor e é dada por:

$$I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_{CC}}$$

Com isso, o par Darlington tem um ganho total de corrente dado pela multiplicação dos seus ganhos individuais, como mostra a equação 1.14.

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (1.14)$$

Realizando a **análise CA do amplificador Darlington**, o valor de  $r_E$  é pequeno, não sendo significativo na soma com o resistor do emissor  $R_E$ . Assim, podemos dizer que a impedância de entrada de um amplificador Darlington é dada pela equação 1.15.

$$z_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_E \cong R_1 \parallel R_2 \quad (1.15)$$

Essa **impedância de entrada** é a mesma impedância do seguidor de emissor, com a diferença de que agora podemos usar valores maiores

para  $R_1$  e  $R_2$ . Já a impedância de saída final é dada pela equação 1.16.

$$z_{SAÍDA} = r_{E2}' + \frac{r_{E1}' + r_{TH} / \beta_1}{\beta_2} \quad (1.16)$$

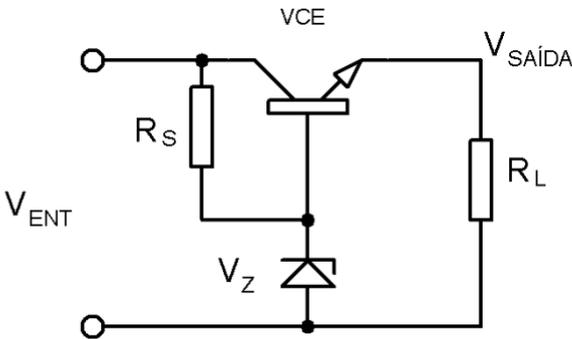
em que  $r_{TH} = R_G \parallel R_1 \parallel R_2$ . Com isso, pode-se dizer que o valor da **impedância de saída** do par Darlington é menor ainda em relação ao coletor comum.

Como a impedância de entrada aumenta e a impedância de saída diminui, os seguidores de emissor e par Darlington são usados para isolar fontes de alta impedância das cargas de baixa impedância, fazendo o que chamamos de casamento de impedância, de forma a evitar a perda excessiva do sinal de entrada, tornando a fonte estabilizada.

Usualmente, a **regulação de uma fonte de tensão** é realizada por diodos zener, mas uma grande desvantagem deles está na potência que precisam dissipar para funcionarem corretamente. Dessa forma, o seu tamanho e custo são aumentados por causa disso.

Ao colocar um seguidor de emissor associado com o diodo zener é possível obter uma melhora no desempenho do regulador zener. A Figura 1.21 mostra um circuito que combina o regulador zener com um seguidor de emissor, conhecido como **seguidor zener**.

Figura 1.21 | Seguidor zener



Fonte: elaborada pelo autor.

A tensão zener  $V_Z$  é aplicada na base do transistor, portanto a tensão de saída é dada pela equação 1.17.

$$V_{SAÍDA} = V_Z - V_{BE} \quad (1.17)$$

Essa tensão é praticamente fixa, pois se a tensão de entrada do circuito variar, a tensão do zener e do diodo emissor do transistor se manterão constantes. Além disso, o seguidor zener apresenta outras duas vantagens sobre o regulador zener comum.

A primeira vantagem é a corrente sobre a resistência em série  $R_S$ , que é a soma da corrente do diodo zener ( $I_Z$ ) e a corrente da base do transistor ( $I_B$ ), que é muito menor do que a corrente de carga ( $I_L$ ) por ser dividida pelo ganho  $\beta_{CC}$ , como mostra a equação 1.18.

$$I_{RS} = I_Z + I_B$$

$$I_B = \frac{I_L}{\beta_{CC}} \quad (1.18)$$

Como essa corrente  $I_B$  é bem menor do que a corrente de carga  $I_L$ , pode-se usar um diodo zener menor, ou seja, se precisarmos operar a fonte de alimentação com alguns amperes, o diodo zener melhorado precisará trabalhar apenas com alguns décimos de miliampères devido à redução do ganho do transistor  $\beta_{CC}$ . Além disso, no regulador zener comum, o resistor de carga vê uma impedância de saída de  $R_Z$ , mas no seguidor zener a impedância de saída é dada pela equação 1.19.

$$Z_{SAÍDA} \cong r'_E + \frac{R_Z}{\beta} \quad (1.19)$$

Sendo assim, as duas vantagens de um seguidor zener que permitem projetar reguladores de tensão estabilizados são: a menor carga no diodo zener e a menor impedância de saída. Isso pode ser dito, pois o seguidor zener aumenta a corrente de carga para um fator de  $\beta_{CC}$ .

O seguidor zener é um exemplo de um regulador de tensão em série, pois a corrente de carga passa pelos terminais do transistor. Na utilização desse circuito, devemos tomar cuidado com a potência a ser dissipada pelo transistor, que é dada pela equação 1.20.

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C \quad (1.20)$$



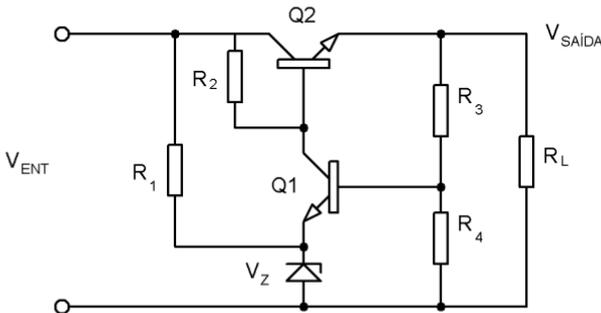
**Refleta**

No seguidor zener, a tensão  $V_{CE}$  está sobre os terminais entre coletor e emissor do transistor, e esse transistor é conhecido como transistor de passagem, pois, nesse circuito, está localizado entre a saída e a

entrada, fazendo com que o sinal da entrada passe por ele para chegar à saída do seguidor zener. Essa tensão varia de acordo com a polarização do transistor. Você consegue obter o equacionamento da tensão de entrada relacionando a tensão entre o coletor e emissor e a tensão de entrada?

Uma outra variação do seguidor zener é o **regulador com dois transistores**, em que a entrada pode vir de um retificador e um filtro capacitivo com ondulação, mas na saída não haverá ondulação. O circuito é mostrado na Figura 1.22.

Figura 1.22 | Regulador de tensão com dois transistores



Fonte: elaborada pelo autor.

Supondo que a tensão na saída aumente, a tensão na base de Q1 aumentará e a tensão no coletor de Q1 diminuirá por causa do ganho de tensão. Com essa diminuição, a tensão na base do Q2 diminuirá e, como Q2 é um seguidor de emissor, ele forçará uma diminuição na tensão de saída.

Devido ao diodo zener, a tensão no emissor de Q1 é  $V_Z$  e a corrente em  $R_4$  é dada por:

$$I_4 = \frac{V_{R4}}{R_4} = \frac{V_Z + V_{BE}}{R_4}$$

Como essa corrente passa por  $R_3$  e  $R_4$ , a tensão de saída é dada pela equação 1.21.

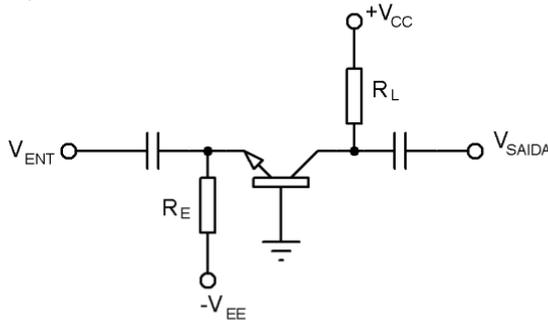
$$V_{SAÍDA} = I_4 \cdot (R_3 + R_4) = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot (V_Z + V_{BE}) \quad (1.21)$$



Você foi apresentado à etapa de regulação de tensão de fonte de alimentação, mas ela contém outras etapas. Vale muito a pena revisar as outras etapas e verificar alguns projetos de fonte de tensão no artigo 10 Fontes de alimentação (ART1083), disponível no site: <[www.newtonbraga.com.br/index.php/eletronica/57-artigos-e-projetos/8137-10-fontes-de-alimentacao-art1083](http://www.newtonbraga.com.br/index.php/eletronica/57-artigos-e-projetos/8137-10-fontes-de-alimentacao-art1083)>. Acesso em 13 jun. 2018.

A terceira forma de se ligar um transistor é como **amplificador base comum**, como mostrado na Figura 1.23.

Figura 1.23 | Amplificador BC com fonte simétrica



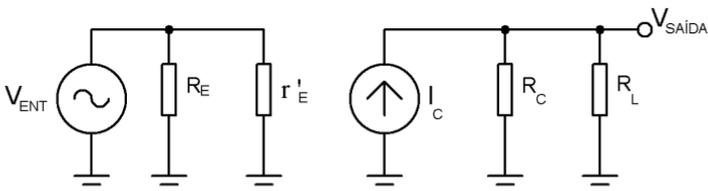
Fonte: elaborada pelo autor.

A principal variável para se ter conhecimento é a corrente do emissor  $I_E$ , ou seja, a corrente  $I_E$  do BC é dada por:

$$I_E = \frac{V_{EE} + V_{BE}}{R_E}$$

A base é aterrada para análise CA, o sinal de entrada aciona o emissor e o sinal de saída é retirado pelo coletor, como mostra o circuito equivalente CA da Figura 1.24.

Figura 1.24 | Circuito equivalente CA do amplificador base comum



Fonte: elaborada pelo autor.

O ganho de tensão é dado pela equação 1.22.

$$A_V = \frac{V_{SAÍDA}}{V_{ENT}} = \frac{i_C \cdot R_C}{i_E \cdot r'_E} = \frac{R_C}{r'_E} \quad (1.22)$$

Esse ganho tem o mesmo valor do ganho do amplificador EC com realimentação parcial, em que a diferença está no fato de que a saída está em fase com a entrada, diferente do EC. A impedância de entrada e de saída são dadas pelas equações 1.23 e 1.24, respectivamente.

$$z_{SAÍDA} \cong R_C \quad (1.23)$$

$$z_{ENT} \cong R_E \parallel r'_E \cong r'_E \quad (1.24)$$

Uma das principais diferenças entre o amplificador BC e outras configurações é a sua baixa impedância de entrada e o que faz não ser utilizado em aplicações de baixas frequências. A recomendação é somente a utilização para frequências acima de 10 MHz.

Uma outra aplicação do BC é no acoplamento de uma fonte de baixa impedância com uma carga de alta impedância, além de também poder ser usado como parte de um amplificador diferencial.

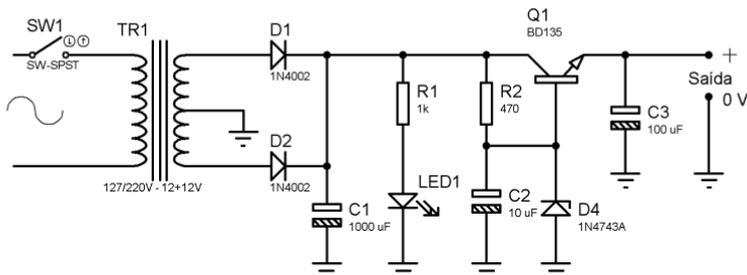
## Sem medo de errar

Relembrando a nossa problemática, foi realizado o projeto de um rádio estável em relação ao aumento de temperatura. No entanto, você verificou que os transistores utilizados se aqueciam e precisavam de dissipadores, o que pode ser feito placas de metais que servem para dissipar o calor gerado pela passagem de corrente nos transistores. Além disso, em projetos de eletrônica também são utilizadas ventoinhas para dissipar esse calor. Essas ventoinhas precisam de uma tensão contínua e estável para ter o funcionamento adequado. Como a ventoinha tem sua velocidade proporcional à corrente que ela drena e não pode ter a sua tensão de alimentação variada, a fonte de tensão precisa ter uma boa estabilidade.

Até o momento, estudamos três tipos de topologias de amplificadores a transistor e uma topologia diferenciada, que é a regulação de tensão por um seguidor zener. Dentre as configurações estudadas nesta seção, a configuração que resolve melhor a nossa problemática é a regulação de tensão por um seguidor zener, em que o diodo zener é associado com um transistor.

A Figura 1.25 mostra um modelo de como poderia ser esse circuito, de uma fonte de tensão estável com todos os componentes. A ventoinha tem uma tensão de alimentação de 12 V, sendo que o diodo zener D4 precisa ter uma tensão  $V_Z = 13 \text{ V}$ , pois há a queda de tensão entre a base e o emissor do transistor de aproximadamente 1 V, como é possível verificar na fonte de alimentação estável completa apresentada na figura. Esse circuito pode acionar cargas de 3 a 12 V, dependendo do valor do diodo zener escolhido, além poder fornecer até 1 W na saída, atendendo ao nosso motor da ventoinha.

Figura 1.25 | Fonte de tensão regulada por zener e transistor



Fonte: adaptada de <<http://www.newtonbraga.com.br/index.php/electronica/57-artigos-e-projetos/8137-10-fontes-de-alimentacao-art1083>>. Acesso em: 13 jun. 2018.

No circuito apresentado, R1 é o resistor limitador da corrente que passa em um LED de 5 mm (LED1), responsável por indicar o funcionamento da nossa fonte. A tensão no coletor de Q1 será a tensão de pico gerada pelo transformador ( $12 \cdot \sqrt{2} \cong 17 \text{ V}$ ) menos a queda no diodo D1 ou D2 (1 V), ou seja, aproximadamente 16 V. Como a tensão de condução do LED é de aproximadamente 2,1 V, a corrente que passa por ele será de  $16 \text{ V} - 2,1 \text{ V}$  dividido pelo valor da resistência R1, portanto, 13,9 mA, suficiente para garantir que o LED fique acesso com um brilho visível.

O resistor R2 serve para acionar a base do transistor Q1 e o diodo Zener. A tensão sobre ele será a tensão no coletor de Q1 (16 V)

menos a tensão Zener D4 (13 V), ou seja, 3 V. Com isso, a corrente que passa por R2 será de  $3 / 470 = 6,38$  mA, parte dessa corrente passará por D4 e parte entrará na base de Q1. Esse valor de corrente é determinante para a condução de Q1, assim, quanto menor o valor da resistência R2, maior poderá ser a corrente drenada pela carga. Porém, quanto maior a corrente na carga, maior será a dissipação de potência sobre Q1. Dessa forma, o ideal para se determinar o valor de R2 é conhecer a máxima corrente que a carga exigirá, que no caso será de  $1 \text{ W} / 12 \text{ V} = 83,33$  mA. Portanto, considerando o ganho  $\beta_{CC}$  do transistor Q1 de 100 vezes para as condições de projeto, teremos uma corrente:

$$I_B = \frac{I_L}{\beta_{CC}} = \frac{8,33m}{100} = 833 \mu A$$

Consequentemente, a corrente que passa pelo zener será de  **$6,38 \text{ mA} - 833 \mu A = 5,55 \text{ mA}$** . Com isso, é possível presumir que certamente a fonte funcionará sem problemas com uma carga maior do que a de 1 W, desde que as condições de dissipação de potência de Q1 sejam satisfeitas.

O capacitor C1 serve como filtro do retificador formado pelos diodos D1 e D2. Já os capacitores C2 e C3 servem para melhorar o desempenho da fonte, eliminando a ondulação na saída. Os valores utilizados correspondem aos valores usuais utilizados em projetos de pequenas fontes de tensão lineares.

Seguindo esse circuito, o relatório técnico a ser apresentado pode ser complementado por uma lista do setor de compras, na qual constariam os seguintes itens:

- Q1 – BD135 ou equivalente – transistor NPN de uso geral.
- D1, D2 – 1N4002 – diodos retificadores.
- Z1 – Diodo zener de 13 V de 1 W (1N4743A).
- LED1 – LED vermelho comum (opcional).
- R1 –  $1 \text{ k}\Omega$  de  **$1/8 \text{ W}$**  – resistor.
- R2 –  $470 \Omega$  de  **$1/2 \text{ W}$**  – resistor.
- C1 –  $1000\mu\text{F}$  de  **$25 \text{ V}$**  – capacitor eletrolítico.
- C2 –  $10\mu\text{F}$  de  **$16 \text{ V}$**  – capacitor eletrolítico.
- C3 –  $100\mu\text{F}$  de  **$16 \text{ V}$**  – capacitor eletrolítico.
- TR1 – Transformador de  **$127 / 220 \text{ V}$**  por  **$12 + 12 \text{ V}$** .

Após o providenciamento desses componentes, você precisará preparar as bancadas de montagem dessa fonte. De quais equipamentos você mais precisará? Discuta com os seus colegas e com o professor sobre os equipamentos necessários para a montagem desse e de outros circuitos.

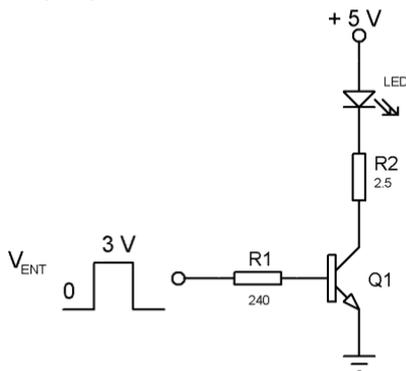
## Avançando na prática

### Problema em acionar um LED de alto brilho

#### Descrição da situação-problema

Ultimamente, os LEDs têm sido muito utilizados em aplicações residenciais, pois apresentam muita eficiência na iluminação de ambientes. Um amigo seu projetou um circuito, a partir de um encontrado na internet, para acionar um LED branco de alto brilho. No entanto, o consumo de corrente de entrada desse circuito está muito alta, exigindo que o transistor Q1 tenha um ganho excessivo, conforme mostrado na Figura 1.26.

Figura 1.26 | Circuito simples para acionamento de LED



Fonte: elaborada pelo autor.

Como você conseguiria ajudar seu amigo a reduzir o consumo de corrente e, conseqüentemente, reduzir o custo com essa utilização do LED de alto brilho?

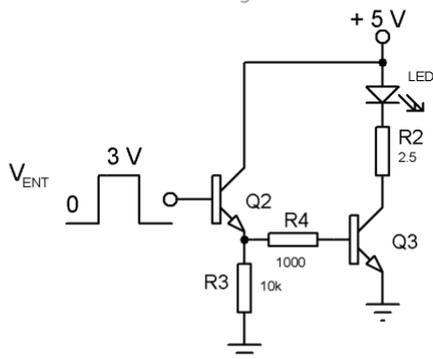
#### Resolução da situação-problema

Nas especificações do LED de alto brilho do circuito consta a informação de que ele tem uma queda de tensão de 3,6 V para sua corrente direta de 500 mA. O transistor Q1 está atuando como uma

chave e sua tensão de acionamento é um pulso lógico de 0 V ou 3 V.

A corrente no emissor é dada pela corrente no coletor multiplicada pelo ganho do transistor, em que é considerado um ganho de  $\beta_{CC} = 50$ , necessitando de uma corrente de entrada de 10 mA, obtida no circuito da Figura 1.26. No entanto, essa corrente é considerada alta para acionamento em um transistor, pois ela pode produzir uma corrente de coletor alta devido à variação do ganho do transistor. A melhor forma de solucionar essa alta corrente é fazendo um ganho de corrente maior, utilizando uma das topologias estudadas. A topologia que dá um ganho de corrente alto é o amplificador Darlington, como mostrado na Figura 1.27.

Figura 1.27 | Acionador de LED com um seguidor de emissor



Fonte: elaborada pelo autor.

O circuito da Figura 1.27 veio para auxiliar o acionamento do LED, reduzindo a corrente de entrada devido ao seu alto ganho de corrente.

## Faça valer a pena

**1.** Os amplificadores com transistores, basicamente, podem ser ligados em três configurações: emissor comum, coletor comum e base comum. Cada uma das três configurações tem uma característica associada com a impedância de entrada e de saída, como mostra o Quadro 1.1.

Quadro 1.1 | Relação entre as configurações e sua característica de impedância

Configuração	Característica da impedância de entrada e de saída
I. Emissor comum	a) Impedância de entrada baixa e impedância de saída alta.
II. Coletor comum	b) Impedâncias de entrada e de saída médias.
III. Base comum	c) Impedância de entrada alta e impedância de saída baixa.

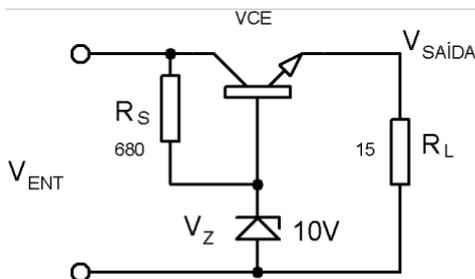
Fonte: elaborado pelo autor.

Diante disso, faça a associação das colunas, relacionando a configuração com sua respectiva característica de impedância de entrada e de saída.

- a) I, a – II, c – III, b.
- b) I, c – II, a – III, b.
- c) I, b – II, c – III, a.
- d) I, a – II, b – III, c.
- e) I, b – II, a – III, c.

**2.** Em projetos de fonte regulada é muito importante considerar a corrente que passa no diodo zener e a potência dissipada no transistor de passagem. Considerando o circuito da figura a seguir, em que  $R_S = 680 \Omega$ ,  $R_L = 15 \Omega$ ,  $V_Z = 10 \text{ V}$  e  $V_{ENT} = 20 \text{ V}$  para um  $\beta_{CC} = 100$ .

Figura | Seguidor zener do exercício



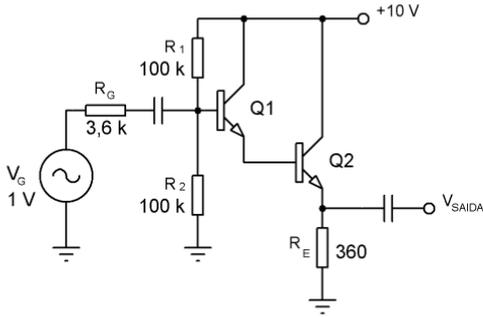
Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que apresenta a corrente no diodo zener e a potência dissipada pelo transistor da figura apresentada.

- a)  $I_Z = 620 \text{ mA}$  e  $P_D = 3,21 \text{ W}$ .
- b)  $I_Z = 6,2 \text{ mA}$  e  $P_D = 8,74 \text{ W}$ .
- c)  $I_Z = 14,7 \text{ mA}$  e  $P_D = 2,22 \text{ W}$ .
- d)  $I_Z = 7,75 \text{ mA}$  e  $P_D = 1,63 \text{ W}$ .
- e)  $I_Z = 8,5 \text{ mA}$  e  $P_D = 6,63 \text{ W}$ .

**3.** Uma fonte de tensão de 1 V senoidal com uma impedância de entrada de 3,6 k $\Omega$  aciona um estágio de amplificador Darlington, conforme figura a seguir. Considere um ganho dos transistores de  $\beta = 100$ .

Figura | Amplificador Darlington



Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que apresenta a tensão de saída do par Darlington.

- a) 100 V.
- b) 0,933 V.
- c) 50 V.
- d) 3,6 V.
- e) 10.000 V.

# Seção 1.3

## Amplificador de potência

### Diálogo aberto

Caro aluno, nesta seção, aprenderemos sobre amplificador de potência. Para começar, sugerimos que reflita sobre as seguintes questões: como você avalia um aparelho de som? Qual tipo de potência deve ser observada? Como acontece esse ganho de potência nos aparelhos de som? A fim de debater esse conceito de ganho de potência, vamos dar continuidade aos nossos estudos do projeto de áudio. A potência é um fator determinante quando avaliado o consumo de um aparelho, pois quanto maior a potência, maior será o consumo. Portanto, se uma potência não estiver sendo convertida em som, significa que está ocorrendo uma perda de eficiência do equipamento e, quanto menor for essa eficiência, mais energia será gasta.

Com isso em mente, vamos retornar ao nosso contexto. Até o momento, foi finalizado e entregue o projeto do rádio para ser utilizado no refeitório do cliente e, com isso, você teve a ideia de usar o mesmo projeto para ser utilizado nas praias, quiosques e barracas na beira mar. A ideia surgiu do fato de ser um ambiente similar ao do refeitório, sujeito a variações de temperatura.

No entanto, diferentemente da empresa anterior, a maior dificuldade no caso da praia é a disposição de energia elétrica para ligar o equipamento de som. Como no mercado existem vários tipos de baterias, com diversas tensões elétricas, o problema da falta de tomada poderia ser facilmente contornado, mas surge uma outra questão: a autonomia da bateria.

Diante disso, você apresentou essa ideia ao seu gestor e ele pediu-lhe que elaborasse um relatório com os amplificadores de potência a transistor, apresentando as configurações e a sua respectiva eficiência, para escolher a topologia que dê a melhor autonomia para a bateria, podendo até projetar esse amplificador de áudio.

Para a elaboração desse relatório, nesta seção você verá os amplificadores classe A, classe B, classe C e classe D com as suas respectivas eficiências e aplicações.

## Não pode faltar

Você já se perguntou sobre a diferença entre potência RMS e PMPO nos aparelhos de som? A sigla RMS significa raiz média quadrática e representa o valor efetivamente passado para utilização em uma carga, que no caso do som, é a potência eficaz passada para os alto-falantes. Já a sigla PMPO significa Pico de Força de Saída Musical, que é o valor pico a pico da potência elétrica aplicada no alto-falante ao invés da potência que é efetivamente convertida em som. Os fabricantes colocam valores altos de PMPO para você ter a impressão de um melhor custo-benefício, no entanto, é a potência RMS que representa o valor efetivo de som e deve ser levada em conta, principalmente, em ambientes externos.

Se uma potência não estiver sendo convertida em som, significa que está ocorrendo uma perda de eficiência do equipamento e, quanto menor for essa eficiência, mais energia será gasta; no caso de baterias, menor será a autonomia delas.

Quando se fala em amplificadores de pequenos sinais, a potência dos transistores amplificadores é de meio watt ou menos. Mas, e nos casos em que a amplificação na saída precisa de mais do que meio watt?

Os transistores de potência têm uma capacidade de potência maior do que a dos transistores para pequenos sinais e normalmente são utilizados em conjunto com estes. Os transistores de pequenos sinais são utilizados nos estágios iniciais de amplificação, pois a potência do sinal neles é baixa. Com a amplificação do sinal, no estágio final são colocados transistores de alta potência, já que a corrente requerida na saída é maior.

Por exemplo, um rádio cuja resistência de carga do alto-falante é de **3,2  $\Omega$**  (considerada uma resistência baixa) precisa de uma alta corrente para acioná-lo, necessitando que o amplificador forneça uma potência com alto valor. Isso implica o aumento da temperatura do amplificador e o aumento da potência que o transistor precisará dissipar.

Essa classe de transistores é a dos transistores de potência, que têm especificação maior do que a dos transistores de pequenos sinais e as topologias dos amplificadores ajudam aumentar essa eficiência da corrente de alimentação. As principais topologias são as de classe A, B, C e D.



Os transistores têm duas retas de carga no gráfico da corrente do coletor, pela tensão entre o coletor e o emissor: a reta de carga CC, que define a sua polarização; e a reta de carga CA, que apresenta o funcionamento do amplificador na forma de apenas um gráfico. Vale muito a pena adquirir a facilidade de interpretação do funcionamento do amplificador por seus gráficos. Para isso, leia mais na página 378 do capítulo 12: *Amplificadores de potência* da obra a seguir.

MALVINO, Albert, BATES, David J. **Eletrônica**: diodos, transistores e amplificadores. 7. ed. Porto Alegre: AMGH, 2011.

Lembre-se que você tem acesso a este material na Biblioteca Virtual em sua área do aluno.

Nos **amplificadores de potência**, é justamente a potência que é amplificada. Como visto em circuitos elétricos, a potência é a multiplicação da tensão pela corrente. Da mesma forma, o ganho de potência é dado pela multiplicação do ganho de corrente e do ganho de tensão, como mostra a equação 1.25.

$$A_p = A_v \cdot A_i \quad (1.25)$$

Para compararmos as diferentes topologias dos amplificadores, podemos medir a sua eficiência, dada por:

$$\eta = \frac{P_{SAÍDA}}{P_{ENT}} \cdot 100\%$$

A potência de saída  $P_{SAÍDA}$  é dada pela equação 1.26.

$$P_{SAÍDA} = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} = \frac{V_{SAÍDA}^2}{8 \cdot R_L} \quad (1.26)$$

O fator 8 vem pelo fato de que a tensão de saída de pico a pico ( $V_{SAÍDA}$ ) é  $2 \cdot \sqrt{2}$  maior do que a tensão RMS ( $V_{RMS}$ ), que elevada ao quadrado é igual a 8. A potência de entrada  $P_{ENT}$  é dada pela equação 1.27.

$$P_{ENT} = P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CC} \quad (1.27)$$

Em que  $P_{CC}$  é a potência CC que alimenta o amplificador de potência, dada pela corrente e tensão de polarização CC do amplificador. A eficiência de qualquer amplificador está entre 0% e 100% e indica o melhor aproveitamento de um amplificador em

converter a potência CC em potência CA, sendo um quesito muito importante para os equipamentos que operam com baterias. Isso pode ser dito pois a alta eficiência significa que menos energia será desperdiçada com o aquecimento dos componentes, permitindo que o circuito opere por mais tempo com a mesma bateria.



### Assimile

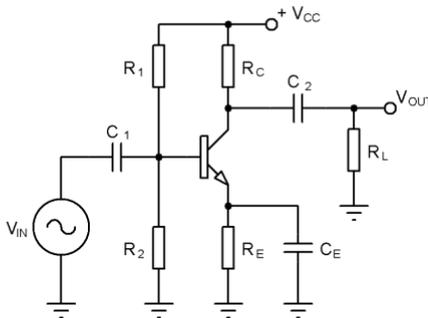
Uma questão muito importante é a **dissipação de potência** do transistor. A potência nominal de um transistor é dada pela equação 1.28.

$$P_{DQ} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \quad 1.28$$

em que  $P_{DQ}$  é a potência máxima que o transistor consegue dissipar sem ser danificado,  $V_{CEQ}$  é a tensão quiescente ou ponto de operação do coletor-emissor e  $I_{CQ}$  é a corrente quiescente do coletor, ambos dados pela reta de carga de cada topologia. Nos datasheets dos transistores você pode encontrar o valor máximo de potência a qual ele pode ser exposto. Essa potência especificada no datasheet tem de ser maior do que a potência dissipada  $P_{DQ}$  para que o transistor não seja danificado.

O **amplificador classe A** (Figura 1.28) tem os seus transistores funcionando na região ativa em todos os instantes, ou seja, a corrente do coletor opera nos **360°** do ciclo CA. Com isso, não há distorção no sinal de saída do amplificador, nem "cortes" do sinal.

Figura 1.28 | Amplificador classe A (amplificador emissor-comum)



Fonte: elaborada pelo autor.

No amplificador emissor-comum (EC) da Figura 1.28, uma tensão CA  $V_{IN}$  aciona a base, produzindo uma tensão  $V_{OUT}$  na saída do amplificador, com o ganho de tensão dado por:

$$A_V = -\frac{r_C}{r'_E}$$

Em que a resistência CA do coletor  $r_C$  é dada por  $r_C = R_C \parallel R_L$  e  $r'_E$  é a resistência CA do emissor. O ganho de corrente tem seu valor muito próximo ao ganho  $\beta$  do transistor, podendo ser arredondado para o mesmo valor sem prejuízos. Assim, o ganho de potência de um amplificador classe A é dado pela equação 1.29.

$$A_P = A_V \cdot A_I = -\frac{r_C}{r'_E} \cdot -\beta = \beta \cdot \frac{R_C \parallel R_L}{r'_E} \quad (1.29)$$

O rendimento do amplificador classe A é dado pela equação 1.30:

$$P_{ENT} = V_{CC} \cdot I_{CC} = V_{CC} \cdot (I_1 + I_2)$$

$$P_{SAIDA} = \frac{V_{PP}^2}{8 \cdot R_L}$$

$$\eta = \frac{P_{SAIDA}}{P_{ENT}} \times 100\% = \frac{V_{PP}^2}{8 \cdot R_L \cdot V_{CC} \cdot (I_1 + I_2)} \quad (1.30)$$

em que  $I_1$  é a corrente de polarização CC do transistor e  $I_2$  é a corrente do ponto quiescente do transistor, dadas por:

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \text{ e } I_2 = I_{CQ}$$

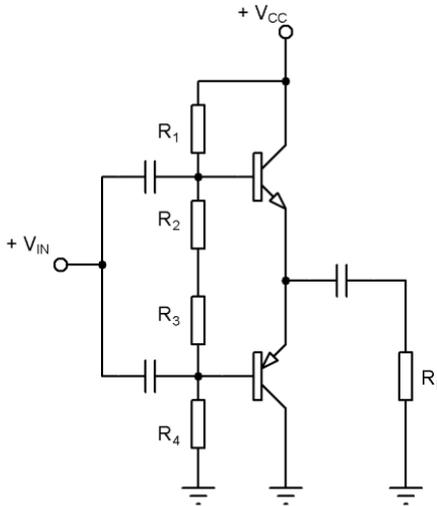
Quanto maior a eficiência de um amplificador, maior a sua capacidade de converter a potência CC em potência CA. Como todos os resistores do amplificador classe A dissipam potência, a eficiência desse amplificador é em torno de 25%. Assim, ele é utilizado quando se deseja fornecer algumas centenas de miliwatts na saída de um sistema.

A operação em classe A é uma maneira comum de se polarizar um transistor em circuitos lineares por ser **mais estável** e **simples**, no entanto essa não é a maneira mais eficiente de se polarizar o transistor. Em algumas **aplicações alimentadas por bateria**, a eficiência baixa faz com que a autonomia da bateria seja diminuída.

No **amplificador classe B**, diferentemente do classe A, o transistor fica polarizado somente por meio ciclo do sinal, ou seja, o transistor

conduz corrente apenas em meio ciclo do sinal de entrada. Para que o amplificador classe B faça a condução em todo o ciclo do sinal, é necessária a utilização de dois transistores operando em ciclos opostos. O circuito classe B é mostrado na Figura 1.29.

Figura 1.29 | Seguidor do emissor *push-pull* classe B

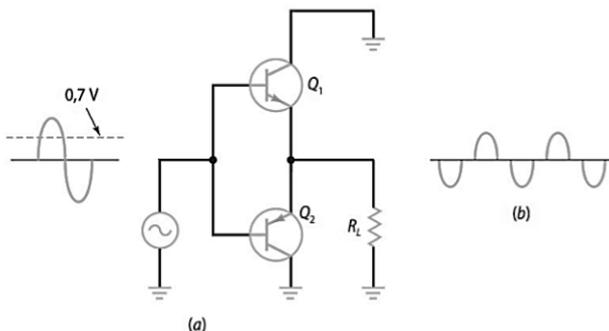


Fonte: elaborada pelo autor.

Como esse circuito tem a característica de empurrar a corrente de nível alto e puxar a corrente de nível baixo, ele é conhecido como **circuito *push-pull***. O seu **funcionamento** acontece da seguinte forma: observando a Figura 1.29, no semiciclo positivo do sinal de entrada o transistor de cima conduz, atuando como seguidor de emissor, enquanto o de baixo fica em corte. Já no semiciclo negativo, o transistor de baixo conduz e o de cima fica em corte. Portanto, o transistor de cima trabalha com o semiciclo positivo e o de baixo, com o semiciclo negativo.

Nessa topologia de classe B ocorre um fenômeno que é chamado de **distorção de cruzamento** (ou *crossover*) e, para discutir esse efeito, é apresentado o circuito equivalente do classe B, na Figura 1.30.

Figura 1.30 | Efeito do *crossover*: (a) circuito equivalente de um amplificador classe B; (b) forma de onda da saída com distorção de cruzamento (*crossover*)



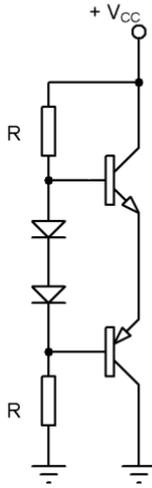
Fonte: Malvino (2011, p. 396).

Observando o circuito equivalente de um seguidor de emissor *push-pull* na Figura 1.30 e supondo que não há polarização nos diodos emissores dos transistores, a tensão alternada de entrada tem de aumentar até cerca de  $0,7\text{ V}$  para que o diodo base-emissor conduza. Isso provoca uma distorção na saída, como mostrado na onda de saída do circuito. Essa distorção é a distorção de cruzamento (ou *crossover*), pois ocorre na passagem do sinal de positivo para negativo. Tal fato ocorre nos dois semiciclos, o positivo e o negativo.

Uma das formas de compensar essa distorção é por meio de um resistor ajustável, no entanto, a variação de temperatura também influencia o ponto quiescente do transistor. Com o intuito de melhorar a qualidade das ampliações de áudio, foram desenvolvidos outros tipos de polarização, diferentes da polarização por divisor de tensão. Um deles é a **polarização por diodo**, conhecido também como **espelho de corrente**, que tem como objetivo compensar a variação da tensão de polarização do diodo emissor devido à alteração de temperatura na junção do diodo emissor do transistor.

Na Figura 1.31 é apresentado o amplificador *push-pull* polarizado com diodo. Devido a essa polarização, qualquer aumento da temperatura reduz a tensão de polarização dos diodos compensadores. Por exemplo, se a temperatura aumentar para  $35\text{ }^\circ\text{C}$ , a tensão de polarização do diodo vai para  $60\text{ mV}$ , como a tensão  $V_{BE}$  do transistor também diminui para  $60\text{ mV}$ , mantendo a corrente do coletor constante.

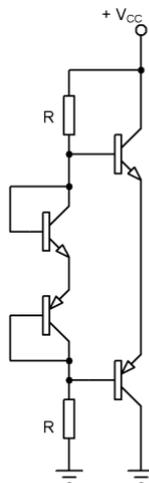
Figura 1.31 | Polarização por diodo do amplificador classe B



Fonte: elaborada pelo autor.

A limitação desse tipo de polarização, por espelho de corrente, é fazer com que o diodo tenha a sua curva ajustada com a curva de polarização do transistor. Devido a isso, também são utilizados transistores em vez de diodos, pois com eles é mais fácil ajustar a curva de polarização do *push-pull*, como mostra o circuito da Figura 1.32.

Figura 1.32 | Transistores ligados como diodos no amplificador classe B



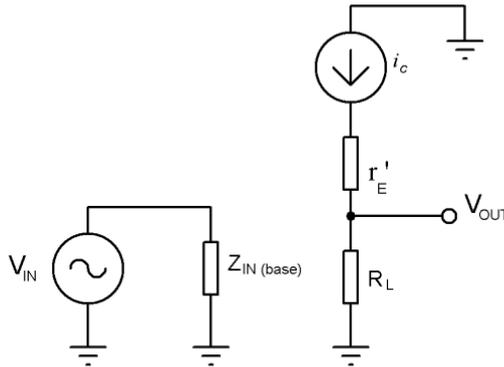
Fonte: elaborada pelo autor.



Você já parou para pensar por qual razão os transistores são mais utilizados do que os diodos para polarizar o diodo emissor do *push-pull*?

Fazendo a análise CA do circuito *push-pull*, obtemos o circuito equivalente CA dado pela Figura 1.33.

Figura 1.33 | Circuito equivalente CA do *push-pull*



Fonte: elaborada pelo autor.

A impedância de entrada e de saída são dadas, respectivamente, por:

$$z_{IN} = \beta \cdot (R_L + r'_E)$$

$$z_{OUT} = r'_E + \frac{r_B}{\beta}$$

O ganho de tensão do circuito da Figura 1.33 é dado pela equação 1.31.

$$A_V = \frac{R_L}{R_L + r'_E} \tag{1.31}$$

O ganho de corrente do *push-pull* é aproximadamente igual a  $\beta$ , portanto o ganho de potência é dado pela equação 1.32.

$$A_P = A_V \cdot A_I = \beta \cdot \frac{R_L}{R_L + r'_E} \tag{1.32}$$

Os transistores do circuito *push-pull* também precisam dissipar a potência sobre seus terminais. Quando não há carga no circuito amplificador, a potência dissipada pelos transistores é muito pequena, podendo ser ignorada. No entanto, quando os

transistores estão sujeitos a um sinal de entrada, eles têm grandes excursões de corrente, produzindo uma potência muito maior, que, no pior caso (quando o sinal de entrada tem o seu maior valor de tensão), é dada pela equação 1.33.

$$P_{D(máx)} = \frac{V_{PP}^2}{40 \cdot R_L} \quad (1.33)$$

Os transistores usados nos circuitos *push-pull* precisam de uma especificação maior do que a dada pela equação 1.33 para que funcionem de forma correta.

A tensão de pico a pico do amplificador de classe B é o dobro da tensão entre emissor e coletor, devido aos dois transistores em série, ou seja:

$$V_{PP} = 2 \cdot V_{CEQ} = V_{CC}$$

Substituindo na equação 1.34, obtemos a potência da carga máxima.

$$P_{SAÍDA} = \frac{V_{CEQ}^2}{2 \cdot R_L} \quad (1.34)$$

Observando o circuito da Figura 1.31, a fonte de alimentação  $V_{CC}$  fornece corrente para os resistores de polarização ( $I_1$ ) e para o coletor do transistor superior ( $I_2$ ), portanto, a corrente total fornecida pela fonte de tensão  $V_{CC}$  é dada por:

$$I_{CC} = I_1 + I_2$$

Quando não há sinal de entrada, a corrente de coletor  $I_2$  é pequena, podendo ser ignorada, mas, quando há um sinal na entrada, a corrente da fonte de alimentação aumenta devido ao aumento da corrente do coletor do transistor.

Lembrando que cada transistor do *push-pull* conduz apenas meio ciclo do sinal de entrada, o máximo de corrente que pode passar pelo transistor é dado pela metade da tensão da onda senoidal de entrada (tensão de pico) e a corrente é dada pelo valor médio da tensão de meio ciclo da onda senoidal de entrada pela resistência da carga, como mostra a equação 1.35.

$$I_2 = \frac{0,318 \cdot V_{CEQ}}{R_L} \quad (1.35)$$

Portanto, a potência de entrada fornecida ao circuito *push-pull* é dada pela equação 1.36.

$$P_{ENT} = V_{CC} \cdot I_{CC} = V_{CC} \cdot (I_1 + I_2) \quad (1.36)$$

Em que,  $I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$  da Figura 1.31.

Rearranjando as equações, o rendimento do amplificador classe B é dado pela equação 1.37.

$$\eta = \frac{P_{L(max)}}{P_F} \times 100\% = \frac{V_L^2 / 2 \cdot R_L}{V_{CC} \cdot ((2 / \pi) \cdot I)} \times 100\% = \frac{\pi}{4} \times 100\% \quad (1.37)$$

É possível verificar que a eficiência vai ser a maior possível quando a tensão de pico atingir a tensão de alimentação  $V_{CC}$ , ou seja:

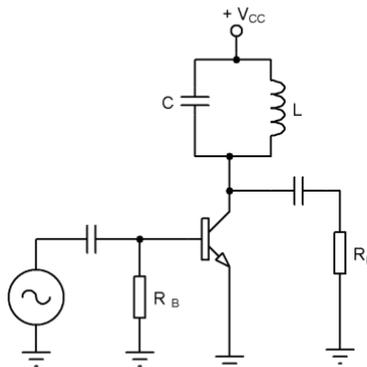
$$\eta = V_{CC} \cdot \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78,54\% \cdot V_{CC}$$

Esse rendimento é muito maior do que o máximo rendimento possível do amplificador classe A, que tem no máximo uma eficiência de 25% quando está com acoplamento RC e de no máximo 50% quando está com acoplamento por transformador.

Devido à **alta eficiência de um amplificador classe B**, ele é comumente utilizado em amplificadores de áudio. No entanto, verificou-se que pode haver distorção no sinal devido à polarização do diodo emissor dos transistores.

Os **amplificadores classe C**, embora não sejam utilizados em amplificadores de áudio, são bastante utilizados em circuitos sintonizadores de comunicação. A Figura 1.34 mostra um amplificador classe C.

Figura 1.34 | Amplificador classe C sintonizado



Fonte: elaborada pelo autor.

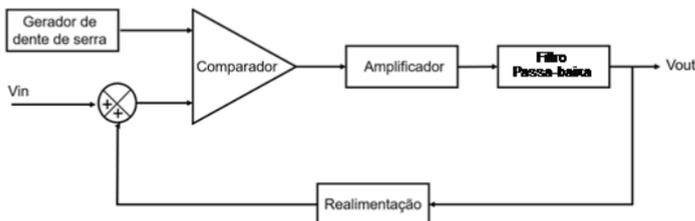
Esse circuito fornecerá um ciclo completo do sinal na saída quando operar na frequência fundamental, ou na frequência de ressonância, dada por:

$$f_R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$$

O seu uso é limitado a uma frequência fixa e específica, como ocorre em circuitos de comunicação. Assim, é muito pouco utilizado para amplificadores de potência devido à necessidade de sintonia em uma frequência específica. A vantagem do classe C é que na frequência de ressonância, o seu rendimento pode chegar próximo a 100%.

Já o **amplificador classe D** é projetado para operar com sinais digitais ou pulsados. Ele consegue uma eficiência em torno de 90%, sendo bastante atraente para a amplificação de sinais de potência. No entanto, é necessário primeiramente converter qualquer sinal de entrada em uma forma pulsada. Após ser amplificado, o sinal deve ser convertido novamente para o sinal analógico original, como mostra o esquema da Figura 1.35.

Figura 1.35 | Diagrama de blocos do amplificador classe D

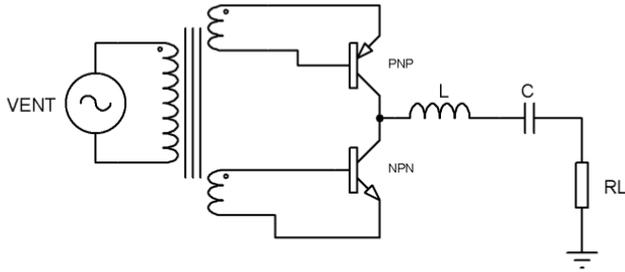


Fonte: elaborada pelo autor.

O sinal de entrada pode ser convertido em um sinal pulsado por um comparador de onda dente de serra que, ao comparar o sinal de entrada  $V_{IN}$ , passa pelo comparador e produz o sinal pulsado desejado. Esse sinal é amplificado e passa por um filtro passa-baixa para converter o sinal digital em um sinal senoidal.

O transistor do amplificador classe D opera na região de corte, que são mais eficazes quando utilizados os transistores MOSFET (por ter sua frequência de operação maior quando comparado com um TBJ) e o circuito utilizado como amplificador classe D é mostrado na Figura 1.36.

Figura 1.36 | Amplificador classe D



Fonte: elaborada pelo autor.

Há também os amplificadores classe E, F e S, que são poucos comuns, pois têm utilidades específicas em circuitos, e não são utilizados como amplificadores de áudio.

Nas folhas de dados (datasheet) são especificados os valores máximos de potência nominal de dissipação dos transistores para a temperatura ambiente de 25 °C, como o 2N1936, que estabelece que  $P_{Dmax}$  é de 4 W para 25 °C. No entanto, com o aumento de temperatura, essa potência nominal sofre uma redução, conhecida como **fator de degradação**, que para o 2N1936 é de 26,7 mW/ °C. Isso quer dizer que, para cada grau de elevação de temperatura, a potência nominal do transistor 2N1936 sofre um decréscimo de 26,7 mW. Na equação (1.38) pode-se observar a potência nominal em uma temperatura dada, acima da temperatura ambiente de 25 °C.

$$P_{D(máx)} = P_{D(nom)} - \Delta P = P_{D(nom)} - D \cdot (T_A - 25^\circ\text{C}) \quad (1.38)$$

em que  $\Delta P$  é a variação na potência nominal,  $D$  é o fator de degradação dado nos datasheets e  $T_A$  é a temperatura de operação do transistor.



### Exemplificando

O transistor 2N1936 tem o fator de depreciação de 26,7 mW/ °C e uma potência nominal de 4 W à 25 °C. Qual é a potência nominal desse transistor na temperatura de 75 °C?

Usando a equação 1.38, substituindo, temos:

$$P_{D(máx)} = P_{D(nom)} - D \cdot (T_A - 25^\circ\text{C}) = 4 - 26,7m \cdot (75 - 25) = 2,665 \text{ W}$$

A fim de melhorar a operação do transistor, são utilizados dissipadores de calor, para que o transistor se livre do calor excessivo e aumente a sua potência nominal.

## Sem medo de errar

Retomando a nossa situação-problema, você ficou encarregado de fazer uma pesquisa para saber qual seria a melhor topologia de amplificador de áudio no quesito eficiência, pois o produto que a sua empresa quer lançar é movido a bateria e é necessário a maior autonomia possível dessa bateria.

Os **amplificadores classe A**, ou emissor-comum, são simples de serem implementados e projetados. Têm também como vantagem uma boa estabilidade em relação à temperatura, no entanto, o seu rendimento pode chegar no máximo a 25% com acoplamento RC na saída e até 50% com um transformador na saída, o que é considerado um **rendimento baixo**.

Os **amplificadores classe B**, ou *push-pull*, são um pouco mais complexos de serem implementados devido à distorção de crossover à qual estão sujeitos. Como visto, a forma de compensar essa distorção é polarizando o diodo do emissor dos transistores com diodos ou com outros transistores. A grande dificuldade é conseguir que esses diodos ou os transistores tenham sua curva de operação semelhantes para que seja mantida a estabilidade do circuito no aumento da temperatura de operação. Com o avanço da eletrônica em circuitos integrados, atualmente é possível encontrar em um único encapsulamento o circuito amplificador classe B. A vantagem dessa topologia é o seu **rendimento alto** que pode chegar até 78,5%.

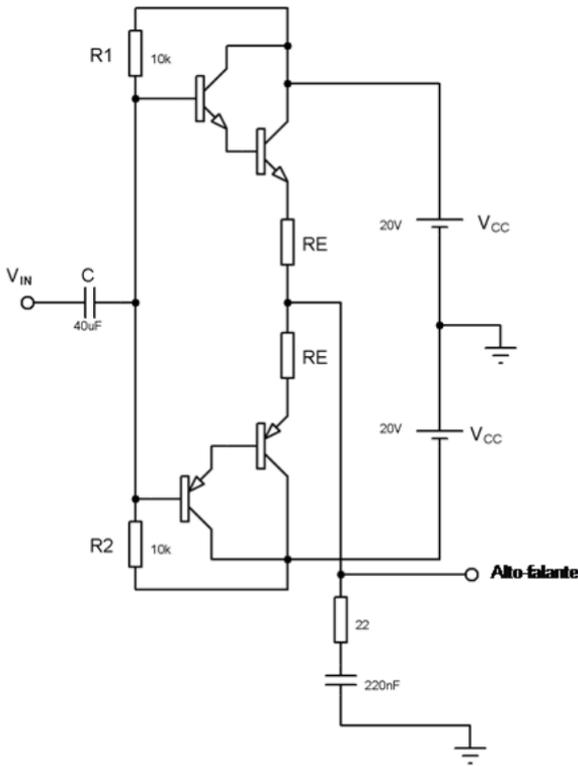
Os **amplificadores classe C** têm seu **rendimento alto**, próximo de 100% quando estão operando em sua frequência de ressonância. Porém, são pouco utilizados como amplificadores de áudio, pois fazem a amplificação do sinal em uma frequência específica. A sua principal aplicação é em **sistemas de comunicação**.

Os **amplificadores classe D** são utilizados em circuitos digitais, pulsados, o que necessita de circuitos complementares para fazer a conversão de analógico para digital. Nesse circuito, depois de amplificado o sinal, é realizada uma nova conversão, agora de digital para analógico. Essas conversões **comprometem a eficiência** dessa topologia.

Após o levantamento das características de cada classe de amplificador e da apresentação do relatório, você pode projetar o

amplificador classe B de forma a minimizar os efeitos de distorção de cruzamento e fornecer uma alta corrente na saída, como mostra a Figura 1.37.

Figura 1.37 | Circuito *push-pull* com simetria complementar usando transistores Darlington



Fonte: elaborada pelo autor.

No circuito da Figura 1.37, o capacitor de acoplamento  $C$  serve como um filtro passa-alta para os sinais vindo de  $V_{IN}$ . Como o som audível pode variar de uma faixa de 20 Hz até 20 kHz, esse capacitor filtrará frequências abaixo de 20 Hz, nesse caso, a frequência de corte é calculada da seguinte forma:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot 0,1 \cdot R_{TH}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 40 \times 10^{-6} \cdot 0,1 \cdot 1,5 \times 10^3} = 7,95\text{Hz}$$

sendo que  $R_{TH}$  é a resistência de Thevenin da entrada, dada pelos dois resistores de 10 k ( $R_1$  e  $R_2$ ). Eles servem para polarizar os transistores push-pull e limitar a frequência de entrada.

Normalmente RE é o resistor do seguidor de emissor de valor baixo, fazendo com que a resistência da carga esteja casada ao circuito. Além disso, o circuito usa transistores complementares em conexão Darlington que fornecem alta corrente e baixa resistência de saída.

A resistência de 22 ohm e o capacitor de 220 nF são utilizados em projetos para melhorar a filtragem e estabilizar a potência no alto-falante. Seus valores são definidos arbitrariamente de forma empírica.

As fontes VCC são tensões de saída de uma bateria de Níquel-Cadmio, semelhantes às usadas em notebook.

Agora é hora de você simular e verificar o funcionamento do circuito, depois, fazer a implementação e os testes, para, enfim, fazer o lançamento desse novo produto (e quem sabe, ganhar aquela promoção tão esperada...).

## Avançando na prática

### Dissipadores de calor

#### Descrição da situação-problema

Você trabalha no setor de testes de qualidade em uma empresa que desenvolve projetos de áudio. Está sendo testado um novo produto que será lançado no mercado e você é o responsável pela validação desses ensaios. Após a realização dos testes nesse novo rádio de 20 W, você percebeu que a potência nominal do transistor diminuía com o aumento de temperatura, chegando a valores menores do que o especificado no projeto. Após analisar o circuito, você verificou que o amplificador utilizado no projeto pode operar na temperatura ambiente de 0 a 50 °C e, quando atingida essa temperatura, a potência chega a 0 W.

Como você tem conhecimento de projetos, resolveu falar com o projetista responsável. No entanto, primeiramente você precisa sugerir uma solução plausível, de forma que a potência nominal do transistor a 50 °C do transistor seja de pelo menos 15 W. Como você pode resolver essa problemática?

#### Resolução da situação-problema

Uma das soluções que você pode apresentar é utilizar um outro transistor que opere com uma temperatura maior do que 50 °C.

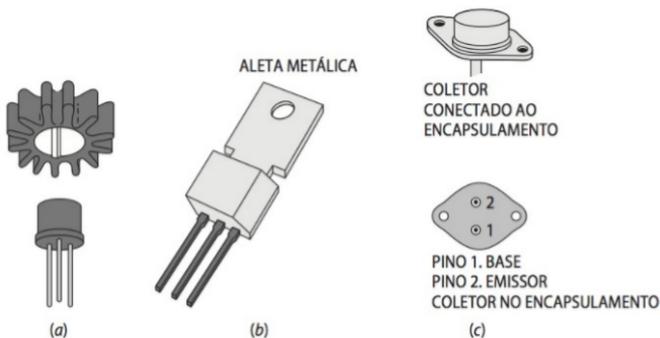
O TDA2030 é um transistor de potência em que, na sua folha de dados, a sua operação pode chegar a temperatura de 150 °C, ou seja, para a temperatura de operação de 150 °C a sua potência é igual a 0 W e na temperatura ambiente de 25 °C a sua potência é de 20 W. Para calcular a potência a 50 °C, precisamos saber o fator de degradação do transistor TDA2030. Como temos dois valores de temperatura e de potência e a dependência da potência em relação à temperatura é linear, conseguimos obter a reta que passa pelos dois pontos e descobrir que o fator de degradação é de 160 mW/°C. Substituindo na equação (1.38), temos:

$$P_{D(máx)} = P_{D(nom)} - D \cdot (T_A - 25 \text{ °C}) = 20 - 0,16 \cdot (50 - 25) = 15 \text{ W}$$

Com os cálculos em mãos, você vai conversar com o projetista e mostra o problema que apareceu no ensaio. Ele gostou da ideia e ainda sugeriu uma outra alternativa para ser usada também no projeto, que é a utilização de dissipadores.

Um modo de aumentar a potência nominal de um transistor é se livrar do calor o mais rápido possível. Para isso, é necessário aumentar a área de contato com o ambiente através de dissipadores de calor, como mostra a Figura 1.38.

Figura 1.38 | Dissipadores de calor: (a) dissipador de calor por pressão; (b) transistor de potência com aleta metálica; (c) transistor de potência com o coletor conectado ao encapsulamento



Fonte: Malvino (2011, p. 417).

A ideia é aumentar a área de contato com o ambiente para que o calor seja dissipado no ambiente. Na Figura 1.38(a), é mostrado um dissipador que, em contato com a carapaça do transistor, ajuda a irradiar o calor devido ao aumento da área de superfície do transistor.

Na Figura 1.38(b) é mostrada uma aleta metálica que constitui um trajeto para o calor, que pode ser acoplado a um dissipador de potência ou até mesmo à base metálica do circuito.

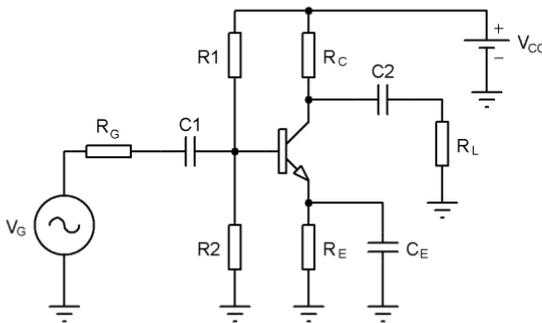
Há também o transistor de grande potência mostrado na Figura 1.38(c), em que o coletor é ligado na base metálica do circuito, aumentando a área de dissipação de calor.

O cálculo para qual é o melhor dissipador a ser utilizado envolve muitas variáveis e leva-se em conta o material utilizado para a massa metálica do circuito. No entanto, você deve escolher o tipo que mais se adequa ao projeto, finalizar e validar a sua aplicação na bancada de ensaios.

### Faça valer a pena

**1.** O circuito amplificador emissor-comum, conforme mostrado a seguir, apresenta  $R_1=1k\Omega$ ,  $R_2=2,2k\Omega$ ,  $R_C=3,6k\Omega$ ,  $R_E=1k\Omega$ ,  $R_G=1k\Omega$ , e  $R_L=1,5k\Omega$ . Com  $V_{CC} = +10V$ ,  $r_E' = 22,7\Omega$ ,  $V_{PP} = 2,34V$ ,  $V_{CEQ} = 4,94V$ ,  $I_{CQ} = 1,1mA$  e com um ganho  $\beta = 150$ .

Figura | Amplificador classe A



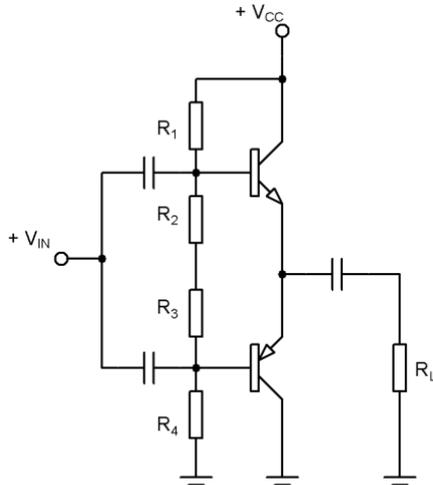
Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que apresenta o rendimento ( $\eta\%$ ) desse circuito.

- a)  $\eta = 25,0\%$ .
- b)  $\eta = 50,0\%$ .
- c)  $\eta = 78,5\%$ .
- d)  $\eta = 100,0\%$ .
- e)  $\eta = 2,4\%$ .

**2.** No desenvolvimento do projeto de um amplificador de potência, você precisa saber se o rendimento satisfaz uma aplicação com bateria que será utilizada em um local distante de tomada e precisa ter uma alta eficiência. Para isso, foi mostrado o circuito seguidor do emissor, conforme figura a seguir, no qual  $R_L = 100\Omega$  e  $V_{CC} = 30V$ , com uma corrente de polarização de 1 mA e corrente quiescente do coletor de 1 mA.

Figura | Amplificador classe B



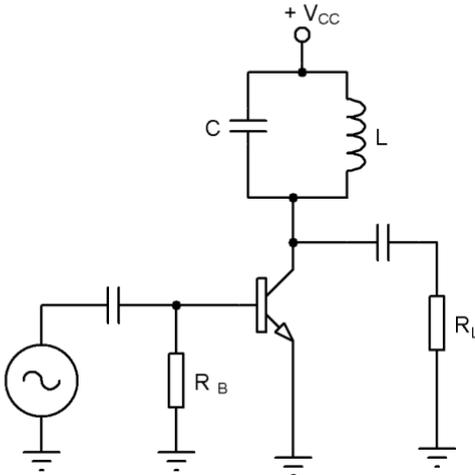
Fonte: elaborada pelo autor.

Calcule o seu rendimento e assinale a alternativa que apresenta o rendimento do push-pull da figura apresentada.

- a)  $\eta = 78,5\%$ .
- b)  $\eta = 77,4\%$ .
- c)  $\eta = 50,0\%$ .
- d)  $\eta = 25,0\%$ .
- e)  $\eta = 100,0\%$ .

**3.** Os amplificadores classe C são utilizados em sistemas de comunicação, nos quais se necessita amplificar o sinal em uma certa frequência. Dado o amplificador classe C, em que  $C = 470\text{ pF}$  e  $L = 2\mu\text{H}$ , calcule a frequência de ressonância, ou a frequência em que o circuito terá o maior ganho.

Figura | Amplificador classe C



Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que apresenta a frequência de maior ganho do amplificador classe C da figura.

- a)  $f_R = 1,00\text{kHz}$  .
- b)  $f_R = 5,19\text{MHz}$  .
- c)  $f_R = 3,57\text{MHz}$  .
- d)  $f_R = 8,14\text{kHz}$  .
- e)  $f_R = 20\text{Hz}$  .

# Referências

BOYLESTAD, R. L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Educacional, 2013. 766 p.

BRAGA, N. C. **10 fontes de alimentação (ART1083)**. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/eletronica/57-artigos-e-projetos/8137-10-fontes-de-alimentacao-art1083>>. Acesso em: 01 abr. 2018.

\_\_\_\_\_. **Ligação de microfones de eletreto (IP201)**. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/ideias-dicas-e-informacoes-uteis/161-ideias-praticas/2101-ip201.html>>. Acesso em: 8 jun. 2018.

CIPELLI, A. M. V. **Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos**. 23. ed. São Paulo: Érica, 2007. 446 p.

HOROWITZ, P. **A arte da eletrônica: circuitos eletrônicos e microeletrônica**. 3. ed. Porto Alegre: Bookman, 2017. 1192 p.

MALVINO, A.; BATES, D. **Eletrônica**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. v. 1. 429 p.

SCHULER, C. **Eletrônica I**. 7. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. 275 p.



# Realimentação, circuitos osciladores e temporizadores

## Convite ao estudo

Os sinais alternados estão presentes em nosso cotidiano de várias formas, como aplicações em sinais de áudio, sinais de telecomunicação, base de tempo para o funcionamento de nossos computadores e relógios, dentre outros. Assim, nesta unidade você é levado a estudar como os diversos tipos de sinais alternados podem ser gerados e onde eles são aplicados normalmente. Portanto, ao final desta unidade, teremos compreendido o conceito de realimentação presente em diversos circuitos e como essa teoria de realimentação pode ser utilizada para projetarmos circuitos osciladores e temporizadores.

Considere que você possui uma pequena empresa de desenvolvimento de sistemas eletrônicos e recentemente um cliente solicitou um novo produto, e você assumiu a tarefa de desenvolvê-lo. O cliente em questão é dono de um zoológico, que possui cerca de 30 espécies diferentes de animais. Um grande diferencial desse zoológico é que as jaulas são grandes para gerar um maior conforto aos animais e, em algumas delas, onde habitam os animais mais dóceis, os turistas podem entrar e ter contato com esse bichos. Um grande problema do cliente está na alimentação dos animais, devido as grandes dimensões das jaulas. Acontece que em alguns casos o alimento colocado aos animais estraga antes de eles perceberem que há comida.

Como se sabe, os animais conseguem ouvir sons em faixas de frequências diferentes dos seres humanos. Dessa forma,

os animais do zoológico foram treinados, cada um deles com um diferente apito (que gera som em uma frequência diferente) e com diferentes durações, para evitar a confusão entre eles. Assim, quando a comida é colocada para cada uma das espécies dos animais, o funcionário responsável toca um apito. Como os animais são treinados, ao ouvirem o apito, vão imediatamente até o local onde a comida foi colocada, resolvendo o problema de a comida estragar. Agora, o dono do zoológico quer que seja desenvolvido um único dispositivo eletrônico que possa ser utilizado para todos os animais, evitando a necessidade de se possuir inúmeros apitos. Portanto, esse dispositivo deve emitir sons na faixa de 1 kHz a 50 kHz, com duração entre 1 e 10 s. A única exigência do seu cliente é que o sistema seja totalmente analógico, pois ele não confia nos sistemas digitais.

Quais circuitos podem ser utilizados para projetar esse sistema? Em cada seção você será levado a projetar uma parte desse sistema e ao fim, terá o circuito final para ser entregue ao cliente.

Na primeira seção dessa unidade você estudará os conceitos, tipos e circuitos de realimentação, possibilitando que você saiba utilizar o circuito correto para diferentes aplicações. A Seção 2.2 apresenta diversos tipos de circuitos osciladores, capazes de gerarem ondas quadradas, triangulares e senoidais. Por fim, na terceira seção, você estudará montagens com um dos circuitos integrados osciladores mais utilizados, o 555, além de circuitos temporizadores.

# Seção 2.1

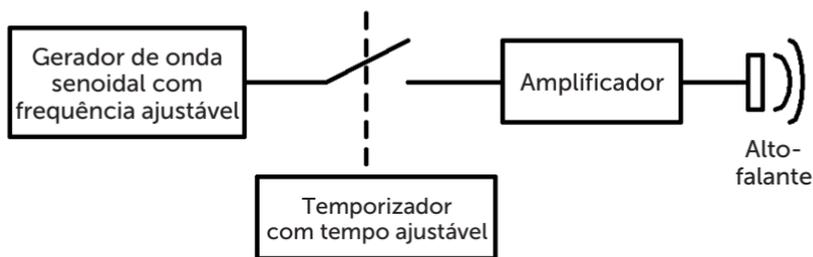
## Realimentação

### Diálogo aberto

Para o funcionamento de várias coisas que fazem parte de nosso dia a dia, como rádios e caixas de som, sirenes, alarmes e até mesmo os nossos computadores, são necessários circuitos que utilizam a teoria de realimentação. O exemplo mais claro que você encontra é em um rádio, pois para sintonizar a rádio que você deseja ouvir é necessário um circuito oscilador na frequência da rádio, que possui uma malha de realimentação positiva. Além disso, para que o sinal recebido se torne audível, é necessário um circuito de amplificação, que possui uma malha de realimentação negativa. Assim, essa seção tem o objetivo de mostrar a teoria de realimentação e apresentar circuitos que utilizam tais conceitos, para que você esteja apto a projetá-los.

Relembrando o nosso contexto, você deve projetar um sistema que gere sinais sonoros com frequência e tempo de acionamento ajustáveis, para um cliente de sua empresa de desenvolvimento de sistemas eletrônicos. O seu cliente é dono de um zoológico e vai utilizar o sistema para avisar aos animais que a comida foi colocada a eles. Você já elaborou um esquema geral de como o sistema deve ser, conforme apresentado na Figura 2.1. Nesse primeiro momento, você deve projetar o estágio de amplificação do sinal que será aplicado no alto-falante. O objetivo é projetar um circuito que possua uma alta impedância de entrada, a fim de não influenciar no funcionamento do gerador de onda senoidal, estabilidade no ganho de tensão, uma baixa impedância de saída e uma ótima resposta em frequência. Além disso, seria interessante que o circuito permitisse o ajuste do volume do som.

Figura 2.1 | Diagrama de blocos do projeto de um apito eletrônico



Fonte: elaborada pelo autor.

Em uma pesquisa preliminar de circuitos que poderiam ser utilizados, você percebeu que uma ótima opção seria um circuito com realimentação. Mas como esse circuito pode ser projetado para atender a necessidade de projeto? O cliente espera receber um esquemático do circuito final, juntamente com um relatório descrevendo o seu funcionamento e os componentes necessários para a montagem. Então, não deixe de gerar a documentação necessária nessa etapa.

Para te ajudar na resolução deste problema, esta seção apresenta os tipos e circuitos de realimentação. Assim, você terá conhecimento para escolher e projetar o modelo ideal necessário no projeto.

## Não pode faltar

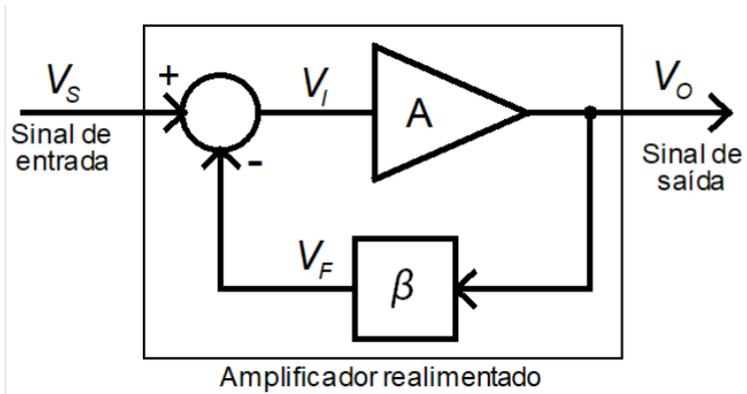
Os circuitos eletrônicos possuem diferentes tipos de ligações, que alteram o seu funcionamento, criando soluções para as mais diversas aplicações. O tipo de ligação mais comum é a de realimentação, que abrange tanto os circuitos eletrônicos como os sistemas de controle. Dentre os circuitos de realimentação, provavelmente você já estudou o amplificador inversor montado amp-op, que possui uma realimentação negativa. Mas, além desse tipo, existem outros que serão objetos de estudo desta seção.

No âmbito dos circuitos eletrônicos é possível dizer que existem dois tipos de realimentação: positiva e negativa. A realimentação negativa tem como principal característica o controle do ganho do amplificador. Já a realimentação positiva permite que o circuito entre em oscilação, possibilitando a geração de diferentes formas de onda, conforme as ligações forem feitas. Porém, existem situações

em que até mesmo um circuito com realimentação negativa apresenta oscilações.

Um diagrama representativo de um amplificador realimentado pode ser visto na Figura 2.2, em que é possível identificar o bloco de amplificação (**A**), o de realimentação (**b**) e o de combinação dos sinais, que possui os sinais + e -. É perceptível que a tensão de entrada do amplificador ( $V_I$ ) é a subtração do sinal de entrada ( $V_S$ ) pelo sinal de realimentação ( $V_F$ ), o que caracteriza um circuito de realimentação negativa. Ainda sobre o diagrama, o bloco de realimentação é responsável por fornecer uma parcela do sinal de saída ( $V_O$ ) ao circuito de combinação, fechando o ciclo de realimentação.

Figura 2.2 | Diagrama simplificado de um amplificador realimentado



Fonte: elaborada pelo autor.

Sempre que o sinal de realimentação possuir polaridade oposta ao sinal de entrada, haverá a realimentação negativa. Este tipo de realimentação possui algumas vantagens em relação à realimentação positiva, fazendo que ele se destaque, são elas:

- Maior impedância de entrada.
- Ganho de tensão com maior estabilidade.
- Melhora na resposta em frequência.
- Redução na impedância de saída.
- Redução no ruído.
- Linearização da operação.

Existem quatro formas de realizar a conexão do sinal de realimentação, em que pode ser realimentada tanto a tensão como a corrente, seja em série ou em paralelo. Nesses termos, quando se refere à tensão, trata-se da utilização da tensão de saída como entrada para o circuito de realimentação. Para corrente, as definições são análogas, em que uma parcela da corrente de saída é desviada para o circuito de realimentação. As quatro formas de conexão são:

- Realimentação-série de tensão.
- Realimentação-paralela de tensão.
- Realimentação-série de corrente.
- Realimentação-paralela de corrente.

Vale ressaltar que as quatro formas de ligação citadas realizam a realimentação negativa. Isso faz com que os circuitos possuam ganho controlado por meio de componentes auxiliares (normalmente resistores), além das outras vantagens já citadas.

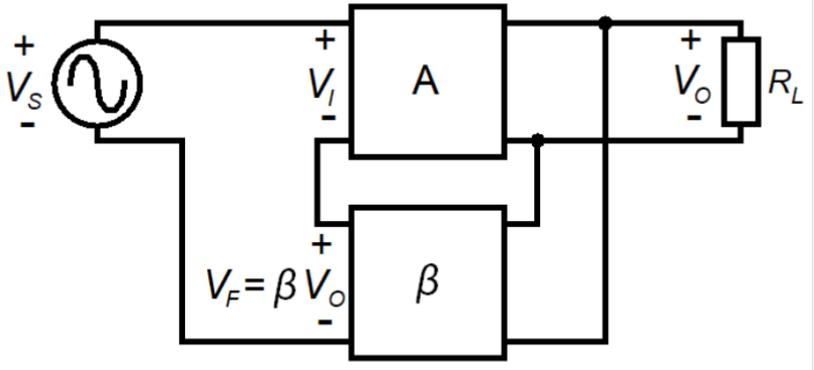
A partir das características de cada uma das formas de ligação, sabe-se que as realimentações em série tendem a aumentar a resistência de entrada e que as de tensão tendem a diminuir a impedância de saída, que são as características desejadas para a maioria dos amplificadores. Portanto, pode-se dizer que a forma de ligação **realimentação-série de tensão** é mais utilizada. Nela, uma parcela da tensão de saída do circuito é realimentada em série com o sinal de entrada, como pode ser visto na Figura 2.3. Cada um dos blocos da figura, seja de amplificação ou realimentação, possui uma relação que determina os seus ganhos. Dessa forma, pode se definir o ganho do bloco de amplificação como sendo

$$A = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.1)$$

e o ganho do bloco de realimentação como

$$\beta = \frac{V_F}{V_o} \quad (2.2)$$

Figura 2.3 | Realimentação-série de tensão



Fonte: elaborada pelo autor.

Considerando a realimentação-série de tensão da Figura 2.3, havendo sinal de realimentação  $V_F$  no circuito, a tensão de entrada no amplificador pode ser escrita como sendo:

$$V_I = V_S - V_F$$

Considerando as relações de ganho das Equações 2.1 e 2.2 é possível substituir os valores de  $V_I$  e  $V_F$  e obter o ganho do circuito de realimentação-série de tensão, dado pela Equação 2.3.

$$\frac{V_O}{A} = V_S - \beta \cdot V_O$$

$$V_O = A \cdot V_S - A \cdot \beta \cdot V_O$$

$$(1 + A \cdot \beta) \cdot V_O = A \cdot V_S$$

$$\boxed{A_f = \frac{V_O}{V_S} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}} \quad (2.3)$$

Além da realimentação-série de tensão, os circuitos práticos podem apresentar os outros tipos de ligação citados. O Quadro 2.1 apresenta como podem ser determinados o ganho do bloco de amplificação, de realimentação e o ganho total do circuito para cada um dos tipos de realimentação negativa existentes.

Quadro 2.1 | Resumo dos ganhos dos circuitos de realimentação negativa

Ganho		Tipo de realimentação			
		Série de tensão	Paralelo de tensão	Série de corrente	Paralelo de corrente
Bloco de amplificação	$A$	$\frac{V_o}{V_i}$	$\frac{V_o}{I_i}$	$\frac{I_o}{V_i}$	$\frac{I_o}{I_i}$
Bloco de realimentação	$\beta$	$\frac{V_F}{V_O}$	$\frac{I_F}{V_O}$	$\frac{V_F}{I_O}$	$\frac{I_F}{I_O}$
Circuito	$A_f$	$\frac{V_O}{V_S}$	$\frac{V_o}{I_S}$	$\frac{I_o}{V_S}$	$\frac{I_o}{I_S}$

Fonte: adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013, p. 628).



### Pesquise mais

Consulte mais detalhes de como são obtidas as equações apresentadas na Tabela 2.1 e o formato de ligação da realimentação paralela de tensão, série e paralela de corrente na seção 14.2 do capítulo 14: Realimentação de circuitos osciladores, iniciando na página 627 da obra a seguir.

BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

Por mais que os circuitos amplificadores com realimentação possam ser representados em diagramas, como foi feito até esse ponto, eles descrevem circuitos montados com componentes eletrônicos. Esses componentes podem ser amplificadores operacionais, transistores, JFETs ou outro semicondutor com característica de funcionamento do amplificador. Assim, após a apresentação dos conceitos básicos sobre realimentação, é possível prosseguir os estudos tratando dos circuitos.

Como foi dito, a realimentação-série de tensão é uma das mais utilizadas em circuitos amplificadores devido ao fato de proporcionar uma alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Assim, os circuitos apresentados a seguir possuem esse tipo de realimentação.

O circuito mais simples de realimentação-série de tensão é aquele montado com um amplificador operacional e como ele possui realimentação negativa, tem topologia de um amplificador não inversor, conforme a Figura 2.4. Na figura, a área demarcada que possui os resistores em seu interior representa o bloco de realimentação, que possui fator de realimentação dado por:

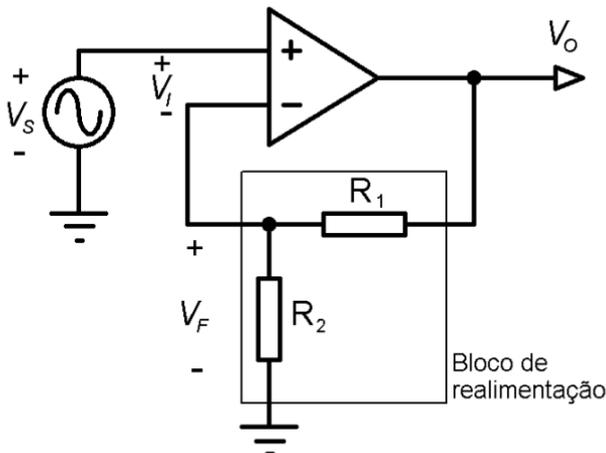
$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.4)$$

O ganho deste circuito, assim como todos de realimentação-série de tensão, pode ser calculado pela Equação 2.3. Nessa equação, o valor do ganho  $A$  será o ganho em malha aberta do amplificador operacional, normalmente maior que 100.000 vezes. Assim, o valor de  $A \cdot \beta$  será muito maior que 1, portanto, o ganho poderá ser aproximado para:

$$A_f \cong \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (2.5)$$

Dessa forma, se chega ao mesmo ganho obtido para o circuito amplificador não inversor, já estudado em outras disciplinas. Isso mostra que independentemente do formato da análise realizada, os valores de ganho são os mesmos.

Figura 2.4 | Circuito realimentação-série de tensão com amplificador operacional



Fonte: elaborada pelo autor.



## Refleta

A análise do circuito de realimentação-série de tensão com amplificador operacional retornou um ganho aproximado que é igual em valor ao ganho obtido quando analisamos um amplificador não inversor montado também com amplificadores operacionais. Que fatores nas duas análises levaram ao mesmo resultado? Para a obtenção do ganho do amplificador não inversor também é realizada alguma aproximação?



## Exemplificando

Calcule o ganho do circuito realimentação-série da Figura 2.4 considerando que o amplificador operacional utilizado é um LM324 com ganho de 100.000 vezes,  $R_1 = 22\text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ . Faça o cálculo utilizando as equações de realimentação (2.3 e 2.4) e também a equação aproximada (2.5), comparando os valores obtidos.

Resposta: a partir dos valores de resistência apresentados no exercício, é possível se aplicar a Equação 2.4 e obter o valor do ganho do bloco de realimentação:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1\text{k}}{22\text{k} + 1\text{k}} = 0,044$$

Com isso, pode-se aplicar a Equação 2.3 e obter o ganho do circuito

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{100.000}{1 + 100.000 \cdot 0,04378} = 22,995$$

Para o valor aproximado do ganho, aplica-se diretamente a Equação 2.5:

$$A_f \cong 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{22\text{k}}{1\text{k}} = 23$$

Comparando os valores obtidos, temos o ganho pelo equacionamento da realimentação como sendo 22,995 e pelo cálculo aproximado 23. Portanto, é possível dizer que os valores obtidos são muito semelhantes, permitindo que a aproximação apresentada seja utilizada sem qualquer prejuízo na análise.

Outra forma de se montar um circuito realimentação-série de tensão é utilizando um transistor bipolar, como pode ser visto na Figura 2.5. Nesse circuito, o sinal de entrada  $V_S$  é igual à tensão de entrada do amplificador  $V_I$ . Além disso, a tensão de saída  $V_O$  é igual à tensão de realimentação. Isso faz com que o fator de realimentação seja:

$$\beta = \frac{V_O}{V_F} = 1$$

O ganho  $A$  é igual a:

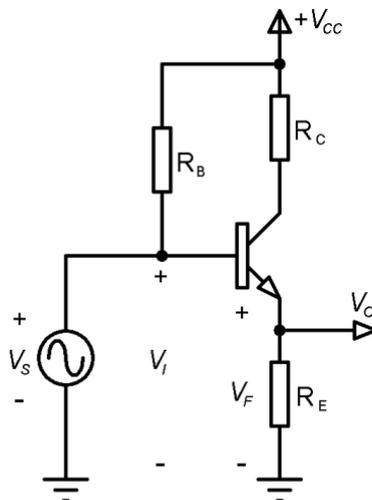
$$A = \frac{V_O}{V_S} = \frac{h_{fe} \cdot I_B \cdot R_E}{V_S} = \frac{h_{fe} \cdot R_E \cdot (V_S / h_{ie})}{V_S} = \frac{h_{fe} \cdot R_E}{h_{ie}}$$

em que  $h_{fe}$  é o ganho de corrente transistor,  $h_{ie}$  é a resistência interna do transistor e  $R_E$  a resistência ligada ao emissor do transistor no circuito.

Com isso, o ganho do circuito pode ser calculado como sendo:

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{h_{fe} R_E / h_{ie}}{1 + (1)(h_{fe} R_E / h_{ie})} = \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} + h_{fe} R_E}$$

Figura 2.5 | Circuito realimentação-série de tensão com transistor



Fonte: elaborada pelo autor.

Até este ponto foram tratados os amplificadores com realimentação negativa. Sabe-se que nos circuitos práticos, tal condição de realimentação ocorre apenas na faixa central de operação e que o ganho do amplificador varia conforme a frequência, sendo menor nas frequências altas do que na banda média. Somando a isso, ocorre também uma variação do **deslocamento de fase** com a variação da frequência.



### Assimile

O **deslocamento de fase** pode ser definido como a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída de um amplificador com realimentação. Essa diferença pode ser positiva quando o sinal de saída está adiantado em relação ao sinal de entrada, ou negativa, quando o sinal de saída se encontra atrasado.

Para se determinar na prática um avanço ou atraso de fase, deve-se analisar os sinais de entrada e saída do circuito ao mesmo tempo, com o auxílio de um osciloscópio. Tomando um ponto de referência do sinal de entrada, como um pico de uma onda senoidal, avalia-se o instante no tempo em que o mesmo pico ocorre no sinal de saída. Caso o pico do sinal de saída esteja depois do pico de entrada, teremos um atraso na onda de saída e o deslocamento de fase será negativo. Consequentemente, caso o pico do sinal de saída esteja antes do pico presente na entrada, teremos um adiantamento da onda de saída e o deslocamento será positivo.

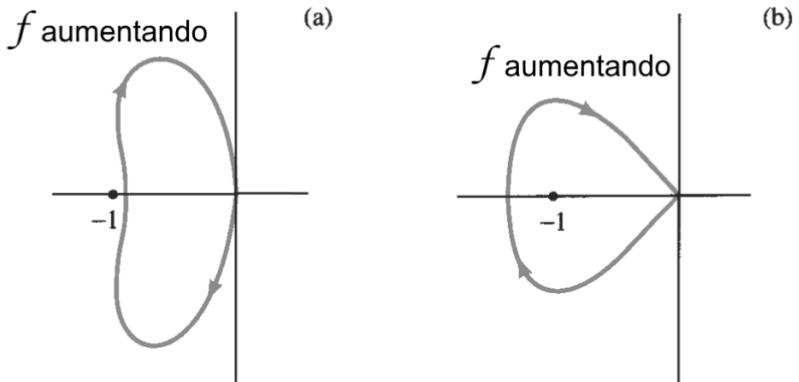
Como com o aumento da frequência ocorre uma variação do deslocamento de fase, parte do sinal de realimentação passa a ser adicionado, e não mais subtraído do sinal de entrada. Então, é possível que o amplificador entre em oscilação devido ao efeito causado pela realimentação positiva, deixando de funcionar como amplificador. Portanto, os projetos de amplificadores com realimentação devem visar a estabilidade de funcionamento em todas as frequências. Caso isso não ocorra, ele irá entrar em oscilação com a aplicação de um sinal de frequência diferente daquela da faixa de interesse.

Na determinação da estabilidade em frequência de um amplificador com realimentação, o deslocamento de fase entre entrada e saída e o produto de  $A \cdot \beta$  são fatores determinantes. Uma das formas mais utilizadas para analisar a estabilidade é o

diagrama de Nyquist, o qual traça uma curva do produto dos ganhos ( $A \cdot \beta$ ) e deslocamento de fase em função da frequência em um plano complexo. Este diagrama pode ser obtido por meio da simulação do circuito a ser analisado em um software de simulação de circuitos elétricos e eletrônicos. Com isso, é possível configurar uma fonte de sinal que gere uma varredura em frequência sobre o circuito, gerando como resultado o diagrama de Nyquist.

O critério de Nyquist diz que o amplificador pode ser considerado instável se a curva do diagrama envolver o ponto -1 e, logicamente, se isso não acontecer, o amplificador é considerado estável. Para ilustrar o formato do diagrama e como a determinação da estabilidade é feita, é possível avaliar as curvas apresentadas na Figura 2.6, que apresenta diagramas de amplificadores quaisquer, com resposta estável (a) e instável (b).

Figura 2.6 | Diagrama de Nyquist e condições de: (a) estabilidade; (b) instabilidade



Fonte: adaptada de Boylestad e Nashelsky (2013, p. 638).

Para entender melhor o conceito de circundar o ponto -1 no diagrama de Nyquist, vale ressaltar que essa consideração indica que, para um deslocamento de fase de  $180^\circ$  entre os sinais de entrada e saída de um amplificador, o ganho de malha  $A \cdot \beta$  é maior que 1. Dessa forma, o sinal de realimentação se encontra em fase com o sinal de entrada e é grande o suficiente para que seja gerado um sinal de entrada maior que o aplicado ao circuito, fazendo com que o amplificador entre em oscilação.

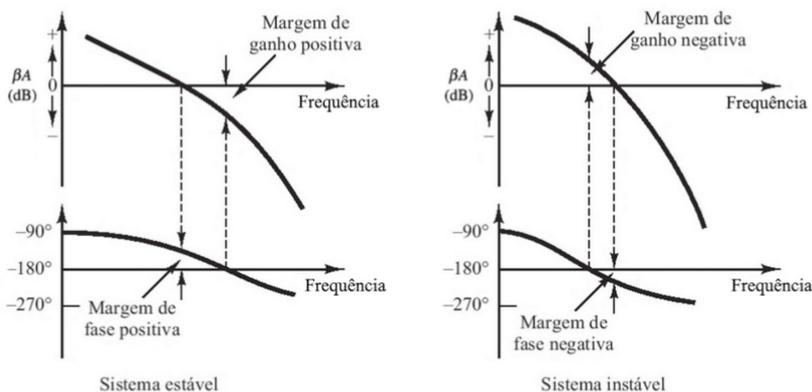
A partir da consideração feita para a determinação da estabilidade, é possível delimitar margens de estabilidade que irão indicar a

proximidade do amplificador e a condição de instabilidade. Isso quer dizer que se determinado amplificador, por exemplo, possuir ganho  $A \cdot \beta$  de 0,96 ele não será tão estável quanto um outro amplificador com ganho de 0,85 (medidos em  $180^\circ$ ). Apesar dos dois amplificadores serem estáveis, um está mais próximo da instabilidade que o outro, caso haja um aumento do ganho de malha. Sendo assim, é possível definir os seguintes termos, que são importantes quando for tratado dos circuitos osciladores mais a frente:

**Margem de ganho (MG):** é o valor do ganho  $A \cdot \beta$ , em decibéis, na frequência que o ângulo de fase é  $-180^\circ$ , multiplicado por  $-1$ . A definição pode ser entendida mais facilmente observando o diagrama de Bode, apresentado na Figura 2.7, que é composto por dois gráficos: de ganho e fase em função da frequência. Percebe-se que a margem de ganho é a faixa de ganho encontrada entre o ganho de 0 dB e o ganho da curva, na frequência em que a fase cruza a linha de  $-180^\circ$ . Além disso, pode-se dizer que uma margem de ganho positiva (em dB) indica um sistema estável. Por outro lado, uma margem de ganho negativa indica um sistema instável.

**Margem de fase (MF):** é a diferença de  $180^\circ$  menos a magnitude (valor absoluto) do ângulo no qual o valor de  $|A \cdot \beta|$  é unitário. Essa definição pode ser observada também na Figura 2.7. Em um sistema estável a margem de fase é positiva.

Figura 2.7 | Diagrama de Bode com as definições de margem de ganho e de fase para sistemas estáveis e instáveis



Fonte: adaptada de Ogata (2010, p. 426).

Os diagramas de Bode, que a partir da análise da margem de ganho, podem indicar a estabilidade de um circuito com realimentação, também podem ser gerados a partir de um software de simulação de circuitos elétricos e eletrônicos. O processo é semelhante ao necessário para se gerar o diagrama de Nyquist, no qual deve-se fazer uma varredura em frequência sobre o circuito.

Por fim, deve ficar claro que os diagramas de Nyquist e de Bode são complementares para a análise da estabilidade de um circuito com realimentação, já que em determinados casos um dos métodos pode ser inconclusivo.

## Sem medo de errar

Nesta primeira etapa do desenvolvimento de um sistema que gere sinais sonoros com frequência e tempo de acionamento ajustáveis para serem utilizados em um zoológico, você deve projetar o estágio de amplificação do sinal que será aplicado no alto-falante. O esquemático do circuito projetado, seu funcionamento e componentes utilizados devem ser apresentados em um relatório para o seu cliente.

Como o objetivo é projetar um circuito que possua uma alta impedância de entrada, com estabilidade no ganho de tensão, uma baixa impedância de saída e uma ótima resposta em frequência, a melhor opção é utilizar um circuito de realimentação-série de tensão. Dentre os circuitos desse tipo que foram estudados temos duas opções: o circuito montado com amplificador operacional e o circuito montado com transistor.

Comparando os dois circuitos citados, que foram apresentados nas Figuras 2.4 e 2.5, é possível identificar aquele que melhor se adequa às necessidades. Os fatores determinantes para a seleção da topologia são as impedâncias de entrada e saída do amplificador, já que uma alta impedância de entrada minimiza a influência do amplificador no circuito gerador do sinal, e uma baixa impedância de saída maximiza a transferência de potência para a carga.

No circuito transistorizado (Figura 2.5), a impedância de entrada sofre influência direta do resistor  $R_B$  que não pode ter um valor muito alto, pois afetaria a polarização do transistor. Assim, no melhor caso, ele estaria na casa das centenas de  $k\Omega$ , fazendo com que a

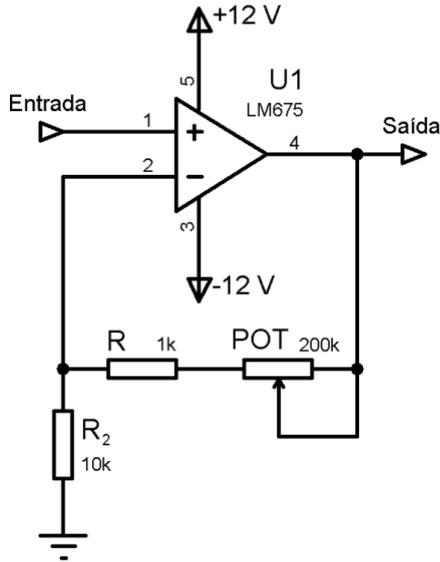
impedância de entrada tenha a mesma ordem de grandeza. Enquanto isso, na topologia com amplificador operacional (Figura 2.4), a impedância de entrada do amplificador é a impedância de entrada do próprio amp-op, que é sempre superior a  $1M\Omega$ , dando vantagem a essa topologia.

A impedância de saída do amplificador transistorizado também é problemática devido ao fato de a carga ficar em paralelo com a resistência  $R_E$ , responsável pela polarização do transistor. Assim, é possível afirmar que a carga irá afetar o ponto de operação do transistor na sua reta de carga e, conseqüentemente, pode haver uma situação que ele venha a entrar em corte ou em saturação, distorcendo o sinal de saída. No caso do circuito com o amplificador operacional, a limitação em relação a carga é decorrente somente das características do amp-op utilizado no circuito e sua capacidade de corrente.

A partir das informações apresentadas, é possível concluir que a topologia com amplificador operacional é a melhor opção para ser utilizada no projeto. Contudo, a seleção do amp-op é essencial para o funcionamento desejado do circuito, já que a carga (alto-falante) a ser ligada na saída do amplificador é de baixa impedância, usualmente de  $8\Omega$ . Com isso, é necessário que o amp-op possa disponibilizar uma alta corrente de saída, o que não é algo comum, já que nos modelos convencionais ela é de no máximo  $25mA$ . Em vista disso, um modelo de amp-op que pode ser utilizado é o LM675, fabricado pela Texas Instruments, que possui capacidade de corrente de 3 A.

Como é necessário um ajuste do volume do som gerado pelo alto-falante com o circuito em funcionamento, a melhor opção é utilizar um potenciômetro que permita o ajuste do ganho do circuito. Assim, vamos estabelecer um valor fixo para uma das resistências do circuito e permitir o ajuste da outra com o potenciômetro. Adotando  $R_2 = 10k\Omega$  e fazendo o que seria  $R_1$  variar entre  $201k\Omega$  (com o potenciômetro no máximo da sua excursão) e  $1k\Omega$  (com o potenciômetro em zero), chega-se ao circuito apresentado na Figura 2.8, com ganho variando entre 21,1 e 1,1, respectivamente. A alimentação do circuito é feita de forma simétrica com  $\pm 12V$ , que é um valor mais fácil de ser encontrado nas fontes de tensão.

Figura 2.8 | Circuito amplificador com realimentação-série de tensão montado com amplificador operacional e ganho ajustável



Fonte: elaborada pelo autor.

Todas as informações apresentadas, bem como o detalhamento para a seleção do circuito e dos componentes, devem estar presentes no relatório a ser entregue para o cliente. É importante também que se tenha em mente o circuito projetado aqui, pois será utilizado para a montagem de um projeto maior, assim, é possível que algumas considerações futuras sejam feitas utilizando esse circuito.

## Avançando na prática

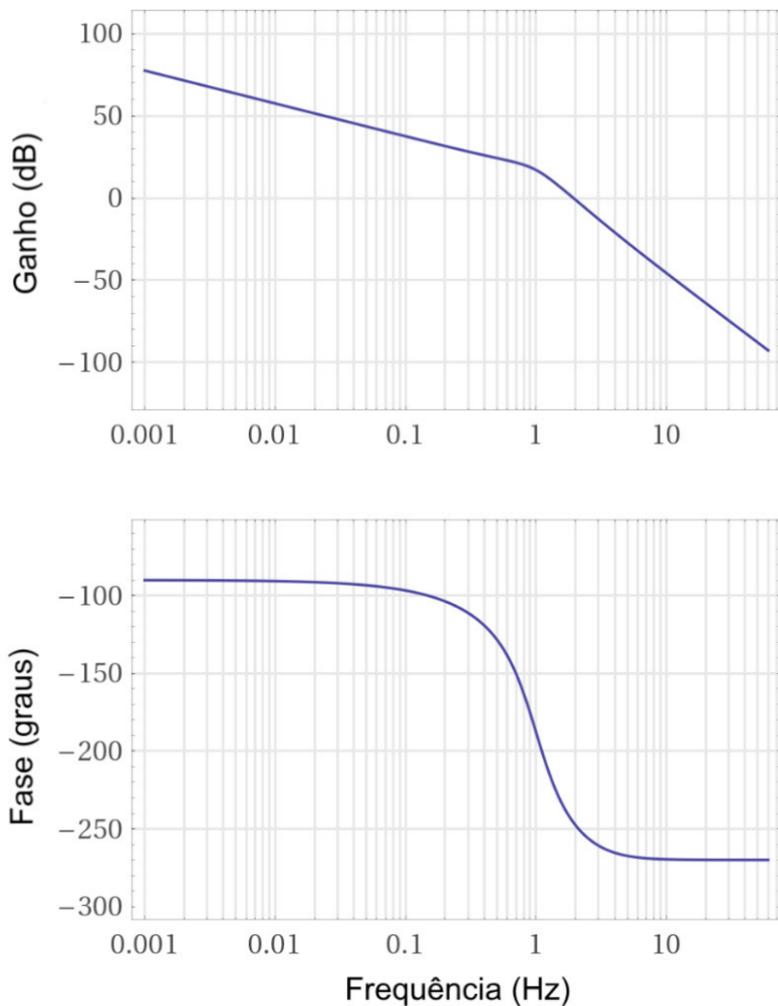
### Análise de estabilidade de um circuito com realimentação

#### Descrição da situação-problema

Imagine que você trabalha como desenvolvedor de hardware em uma empresa que fabrica sirenes para alarme, e está sendo desenvolvido um novo modelo de sirene, que gera som em uma frequência diferente dos modelos vendidos atualmente. Então, você elaborou um circuito com realimentação para ser utilizado nesse novo produto, mas tem dúvida se ele pode ser considerado estável ou não.

Para determinar a estabilidade do circuito, você teve a ideia de simular o circuito e gerar o diagrama de Bode módulo e fase do circuito. O diagrama gerado com as simulações está apresentado na Figura 2.9.

Figura 2.9 | Diagrama de Bode para um circuito com realimentação



Fonte: elaborada pelo autor.

A partir do diagrama apresentado na Figura 2.9, é possível determinar se o circuito é estável?

## Resolução da situação-problema

Para se avaliar a estabilidade de um sistema ou circuito com realimentação a partir do seu diagrama de Bode, deve-se analisar a margem de ganho, que é determinada no gráfico do ganho, no valor de frequência onde a fase é igual a  $-180^\circ$ . Observando os gráficos apresentados, é possível dizer que a frequência de cruzamento por  $-180^\circ$  é de aproximadamente 0,9 Hz. Assim, pode-se determinar a margem de ganho.

Observando o gráfico do ganho, na frequência de 0,9 Hz, percebe-se uma margem de ganho negativa, de aproximadamente -20 dB, com isso, pode-se concluir que o circuito é instável. Portanto, se você desejava projetar um circuito de amplificação, você deve alterar os parâmetros de projeto para chegar a um circuito estável. Porém, se o seu objetivo era um circuito oscilador, continue os estudos na próxima seção para aprender conceitos para o projeto de circuitos osciladores, e talvez, você consiga aproveitar o que já foi desenvolvido.

### Faça valer a pena

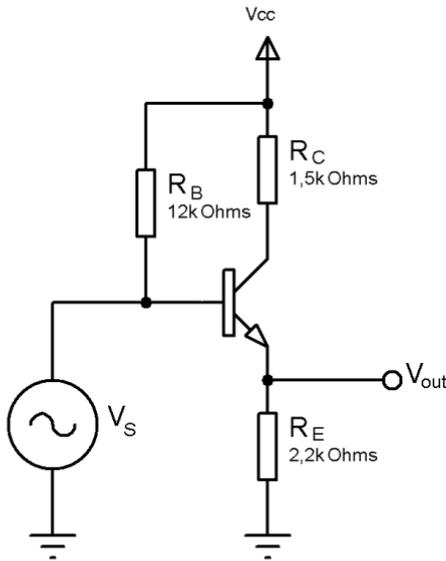
**1.** Os diagramas de Nyquist são um grande artifício para a determinação de características importantes em um circuito amplificador com realimentação e existe um critério para que um circuito possa ser considerado estável ou não a partir de sua análise.

Sobre os diagramas de Nyquist aplicados aos circuitos com realimentação, assinale a alternativa correta.

- a) O diagrama de Nyquist traça uma curva da relação de ganho do circuito de realimentação em função da frequência.
- b) O critério de Nyquist diz que o amplificador pode ser considerado estável se a curva do diagrama envolver o ponto -1.
- c) Quanto maior o perímetro da curva do diagrama, maior será a estabilidade do amplificador e menor o seu ganho.
- d) A partir do critério de Nyquist é possível afirmar que um amplificador é instável se o ponto -1 estiver contido dentro da curva do diagrama.
- e) O conceito de circundar o ponto -1 relativo ao critério de Nyquist, indica que o ganho do amplificador é menor que -1 quando o deslocamento de fase é  $180^\circ$ .

**2.** Considere a Figura 2.10 que ilustra um circuito de realimentação-série de tensão com transistor.

Figura 2.10 | Circuito amplificador com realimentação-série de tensão montado com transistor



Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica, aproximadamente, o ganho A (ganho de amplificação) do circuito. Dados:  $h_{fe} = 120$  e  $h_{ie} = 900\Omega$ .

- a) 259,65.
- b) 293,33.
- c) 365,21.
- d) 369,14.
- e) 421,65.

**3.** Assim como o diagrama de Nyquist, o diagrama de Bode é um grande artifício na determinação da estabilidade de um circuito com realimentação. Para a análise deste diagrama existem dois conceitos que são cruciais: a margem de ganho e a margem de fase.

Sobre os conceitos de margem de ganho, margem de fase e o diagrama de Bode, considere as seguintes afirmações:

- I- O diagrama de Bode é composto por dois gráficos, o de ganho em dB e o de fase.
- II- A margem de ganho é definida como sendo o valor do ganho na frequência em que o ângulo de fase é  $-90^\circ$

III- Um circuito ou sistema em que a margem de ganho é positiva pode ser considerado instável.

IV- A margem de fase é determinada na frequência em que o módulo do ganho é unitário.

Assinale a alternativa que indica quais afirmações estão corretas.

- a) Somente I.
- b) I e II.
- c) I e IV.
- d) II e III.
- e) III e IV.

## Seção 2.2

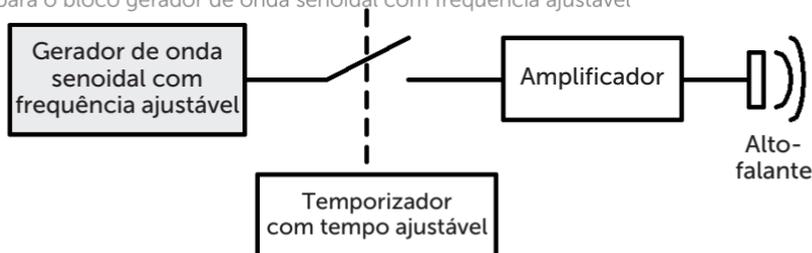
### Circuitos osciladores

#### Diálogo aberto

Imagine as sirenes que existem em alarmes, ambulâncias e algumas máquinas industriais. Para que elas funcionem é necessário um circuito oscilador que gere um sinal característico modulado em determinada frequência, a ser aplicado no alto-falante para que o som seja gerado. Esses circuitos osciladores, que possuem várias topologias e podem gerar sinais de vários formatos, serão o objeto de estudo desta seção.

Lembre-se, trabalhando em um projeto de elaboração de apitos para um zoológico, o sistema de geração de sinais sonoros já começou a ser projetado, estando o cliente satisfeito até então. Portanto, cabe a você continuar mantendo o cliente satisfeito, realizando o projeto das outras partes do sistema com zelo e perfeição. Nesse segundo momento, você deve projetar o circuito gerador de onda senoidal (bloco em destaque da Figura 2.11). Lembre-se que o sinal de saída deve ter frequência ajustável entre 1 kHz e 50 kHz. Assim, você deve escolher um circuito que possibilite esse ajuste, que pode ser feito por meio de um potenciômetro, por exemplo. Qual seria o circuito ideal para essa aplicação? Existem vários circuitos osciladores, qual deles atende às necessidades do projeto? Não se esqueça de documentar todo projeto, criando um esquemático do circuito e um relatório detalhando seu funcionamento para ser entregue ao cliente.

Figura 2.11 | Diagrama de blocos do projeto de um apito eletrônico com destaque para o bloco gerador de onda senoidal com frequência ajustável



Fonte: elaborada pelo autor.

Para lhe ajudar na seleção da topologia ideal de circuito a ser utilizado e como realizar o seu projeto, esta seção traz vários tipos de circuitos osciladores. Assim, você será levado a estudar o funcionamento dos principais circuitos osciladores utilizados atualmente, compreendendo parâmetros de projeto importantes e determinantes. Vamos lá?

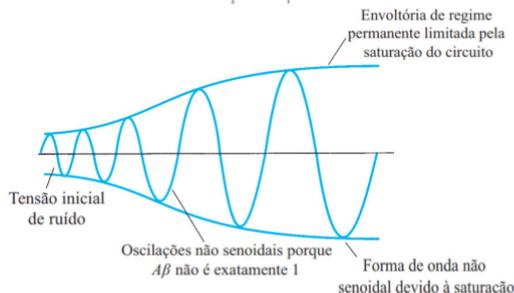
## Não pode faltar

Os circuitos amplificadores com realimentação negativa quando estão operando com um sinal de frequência fora da faixa de operação que foram projetados, passam a ter características da realimentação positiva e, dessa forma, entram em oscilação. Assim, quando se deseja montar circuitos osciladores, pode-se simplesmente montar circuitos com realimentação positiva. Portanto, caso se tenha um circuito realimentado positivamente, com ganho de malha fechada  $|A_f|$  maior que 1 e que satisfaça as condições de fase, ele terá o seu funcionamento como um oscilador.

Para que um circuito realimentado possua uma oscilação autossustentável, o chamado **critério de Barkhausen** deve ser satisfeito. Esse critério diz que caso  $A \cdot \beta = 1$ , as oscilações de um circuito serão mantidas mesmo com a retirada de um eventual sinal utilizado para dar início à oscilação.

Na prática, os circuitos osciladores são projetados com  $A \cdot \beta$  maior que 1. Isso faz com que o circuito não dependa de nenhum sinal de entrada para iniciar as oscilações, já que elas irão se iniciar com a amplificação do ruído, que está sempre presente. A Figura 2.12 ilustra como o ruído proporciona uma condição de oscilação em determinado circuito.

Figura 2.12 | Estabelecimento da oscilação a partir do ruído



Fonte: adaptada de Boylestad e Nashelsky (2013, p. 639).

Um circuito oscilador pode gerar em sua saída diferentes formas de onda. As mais comuns são a senoidal, quadrada e triangular. Todas elas são baseadas nos princípios de realimentação que foram apresentados, considerando o ganho, o tipo de realimentação e outros fatores para que o circuito entre em oscilação. Sendo assim, a seguir estão apresentados os principais circuitos osciladores que utilizam os princípios já estudados.

O **oscilador de deslocamento de fase** é um circuito que possui uma malha de realimentação bem característica, montada com vários resistores e capacitores que geram um deslocamento de fase total de  $180^\circ$ . Este circuito pode ser montado tendo como elemento principal um JFET, transistor ou amplificador operacional e gera em sua saída um sinal senoidal. Ele funciona satisfatoriamente na geração de sinais entre poucos Hertz a até centenas de quilohertz.

A montagem com **transistor** desse circuito está apresentada na Figura 2.13. Analisando a figura, pode-se dizer que o sinal de realimentação é acoplado através do resistor  $R'$  que está em série com a entrada do estágio amplificador. Segundo Boylestad (2013), a frequência de oscilação do circuito é dada pela seguinte relação:

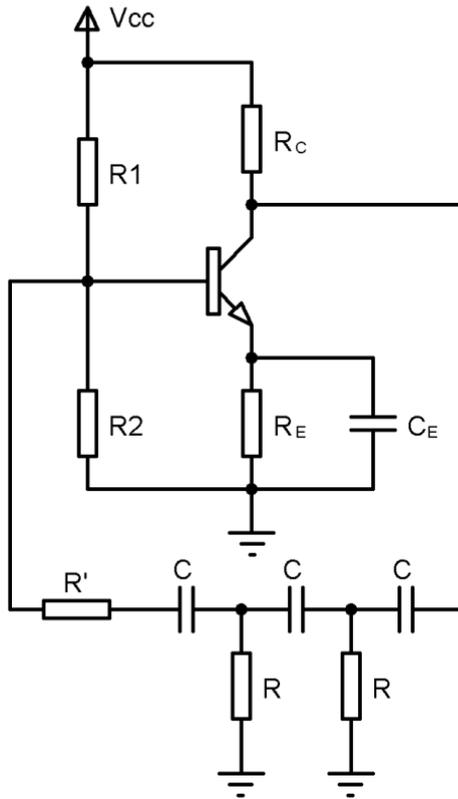
$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \cdot \frac{1}{\sqrt{6 + 4(R_C / R)}}$$

Para garantir que o ganho de malha seja maior que 1 e que as oscilações se sustentem, o ganho de corrente do transistor deve ser:

$$h_{fe} > 23 + 29 \cdot \frac{R}{R_C} + 4 \cdot \frac{R_C}{R}$$

Dessa forma, o funcionamento desse circuito depende também da escolha correta do transistor a ser utilizado.

Figura 2.13 | Circuito oscilador de deslocamento de fase com transistor



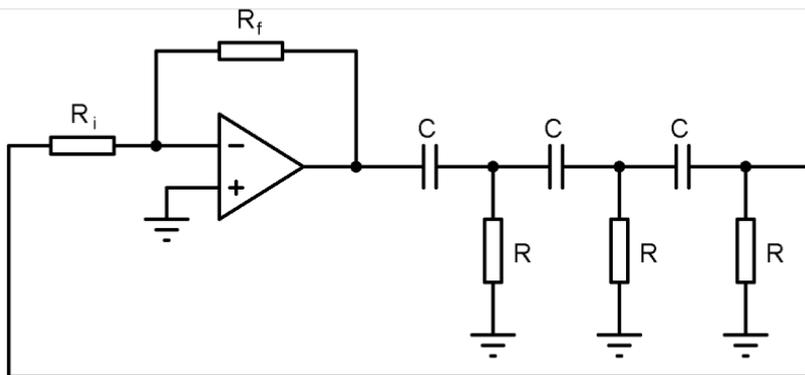
Fonte: elaborada pelo autor.

Outra forma de se montar o oscilador de deslocamento de fase é com a utilização de um **amplificador operacional**. Tal montagem está apresentada na Figura 2.14. Na montagem, o circuito RC de três estágios gera um fator de atenuação de  $1/29$ , além de gerar o deslocamento de fase de  $180^\circ$ . Assim, para o funcionamento do circuito é necessário que o ganho do amplificador, dado por

$\frac{R_f}{R_i}$ , seja maior que 29, resultando em um ganho de malha superior a 1. A frequência de oscilação do sinal de oscilação gerado na saída do amplificador operacional é de:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}}$$

Figura 2.14 | Oscilador de deslocamento de fase com amplificador operacional

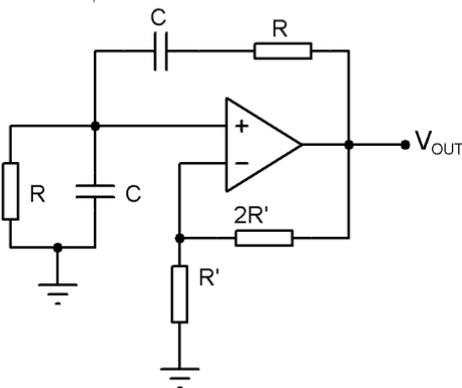


Fonte: elaborada pelo autor.

O **oscilador a ponte de Wien** é um dos circuitos mais utilizados por projetistas de eletrônica quando se deseja gerar uma onda senoidal. Com isso, ele é considerado o oscilador padrão para frequências baixas e médias, entre 5 Hz e 1 MHz, sendo largamente utilizado em equipamentos que é necessária a geração de sinais de áudio, como sirenes e alarmes.

Este oscilador é montado tendo como base um amplificador operacional, ao qual são ligados resistores e capacitores em formato de ponte, como pode ser visto na Figura 2.15. Os capacitores (C) e resistores (R) do circuito são responsáveis por determinar a frequência de oscilação e, conseqüentemente, da onda de saída. Já os resistores  $R'$  e  $2R'$  formam o caminho para o ganho da realimentação.

Figura 2.15 | Oscilador com ponte de Wien



Fonte: elaborada pelo autor.

No circuito oscilador a ponte de Wien existe tanto a realimentação positiva como a negativa. No caminho da realimentação positiva, entre a saída e a entrada não inversora, existe um circuito de **avanço-atraso**, que realiza a variação da fase do sinal, fazendo com que o circuito entre em oscilação. Já o caminho da realimentação negativa é feito por meio de um divisor de tensão, que gera o ganho do amplificador. Esse ganho deve ser ao menos igual a 2, para que seja garantido um ganho de malha suficiente para a oscilação do circuito.



**Pesquise mais**

Para conhecer o que é e como funciona um circuito **avanço-atraso**, leias as páginas 905 a 907 da seção 21.2 do capítulo 21: Osciladores, da obra a seguir.

MALVINO, Albert Paul; BATES, David. **Eletrônica**. vol. 2. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016.

Quando o circuito em questão é ligado, existe uma maior realimentação positiva do que negativa, fazendo com que as oscilações cresçam. O crescimento ocorre até o ponto em que a saída alcança o nível desejado, momento em que o ganho da realimentação negativa se torna unitário.

A frequência do sinal de saída do oscilador a ponte de Wien é dada por:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Com isso, deve-se saber que os resistores e capacitores indicados com as mesmas letras devem possuir os mesmos valores. Deve-se também manter a relação entre as resistências na malha de realimentação negativa, em que um resistor ( $2R'$ ) deve possuir o dobro do valor do outro ( $R'$ ). Isso gera um ganho do amplificador de 3 vezes, já que ele está configurado como amplificador não

inversor ( $A = 1 + \frac{2R'}{R} = 3$ ). Tal valor de ganho garante o critério

de Barkhausen, pois o circuito avanço-atraso gera um ganho de realimentação  $\beta$  igual a 0,3, portanto, teremos  $A \cdot \beta = 1$ . Porém,

na prática, devemos fazer um resistor pouco mais de duas vezes maior que o outro, garantindo que as oscilações se iniciem sem a necessidade de sinal externo, o que deve ser feito com cautela pois quanto maior a relação acima de duas vezes, maior será a distorção da onda senoidal de saída.

Além disso, deve ficar claro que para o funcionamento correto do oscilador a ponte de Wien o amplificador operacional deve ser alimentado com tensão simétrica. O valor mais usual de alimentação é de  $\pm 12V$ .



### Exemplificando

Faça o projeto de um oscilador a ponte de Wien que gere em sua saída uma onda senoidal com frequência de 1 kHz.

Para desenvolver esse projeto, o primeiro passo é determinar o valor dos componentes a serem utilizados. Inicialmente, utiliza-se o valor da frequência para se determinar o valor dos componentes de oscilação. Assim,

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \Rightarrow 1000 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Como os capacitores possuem valores comerciais mais limitados que os resistores, é preferível que seja feita inicialmente a escolha do capacitor. Com isso, selecionando  $C = 100 \text{ nF}$ , tem-se

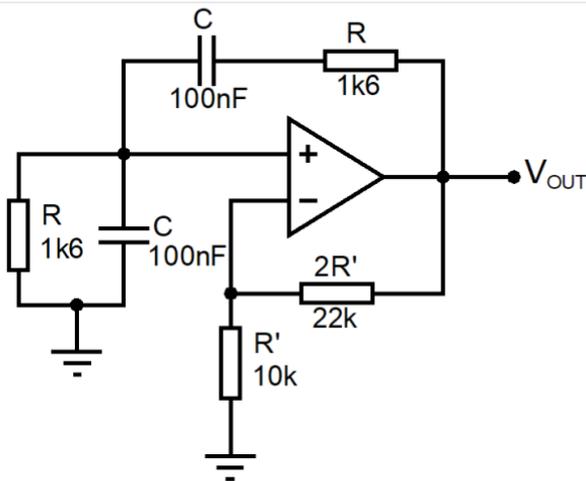
$$1000 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot 100 \cdot 10^{-9}} \Rightarrow R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 1591,54 \ \Omega$$

Selecionando o valor de resistor de comercial mais próximo, obtêm-se  $R=1,6V$ .

Para o estágio de ganho do circuito, é necessário ter um resistor com o dobro do valor do outro. Porém, nos casos práticos se faz a relação pouco maior que duas vezes. Assim, para  $R=10kV$ , pode se escolher  $R=22kV$ .

Dessa forma, desenhado o circuito que cumpre as necessidades propostas no problema, chega-se ao que está apresentado na Figura 2.16.

Figura 2.16 | Projeto de circuito oscilador a ponte de Wien



Fonte: elaborada pelo autor.

Como alguns valores de componentes foram escolhidos arbitrariamente, é possível que o circuito final possua frequência um pouco diferente da desejada. Além disso, podem ser escolhidos valores diferentes de capacitor  $C$  e resistor  $R'$  para os cálculos, sem prejudicar a resposta final do circuito. Isso é válido, pois o importante é que a relação existente entre os componentes seja satisfeita, independentemente da escolha arbitrária inicial.

Diferentemente do oscilador a ponte de Wien, o **oscilador Colpitts** tem a capacidade de funcionar em altas frequências, podendo gerar sinais senoidais de poucos Hertz a até 500 MHz. Isso ocorre quando ele é montado tendo como elemento base um transistor que não possui a mesma limitação em relação a largura de banda que ocorre no amplificador operacional. Contudo, ele pode também ser montado com esse componente, assim como com FET's.

A Figura 2.17 mostra a montagem do oscilador Colpitts com transistor. Nesse circuito, a polarização do transistor é feita por divisor de tensão (resistores  $R_1$  e  $R_2$ ), determinando o seu ponto quiescente de operação, e conseqüentemente, o ganho do amplificador. O indutor CRF possui uma reatância indutiva muito alta,

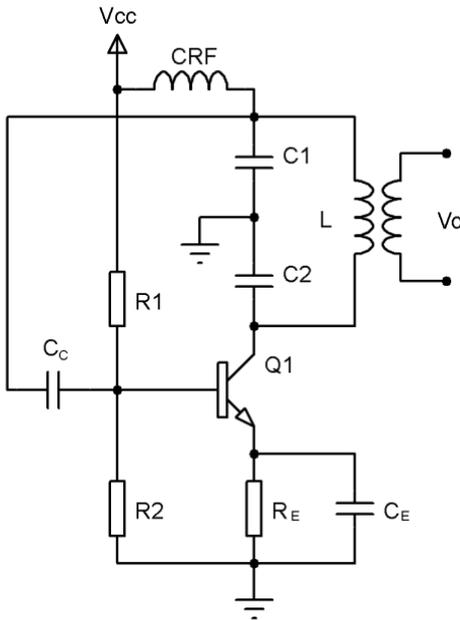
se comportando como um circuito aberto em corrente alternada. Observando ainda a característica CA do circuito, é perceptível a configuração emissor comum do transistor feita pelo capacitor  $C_E$ . Com isso, é possível determinar a frequência do sinal de saída como sendo:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad (2.6)$$

em que,

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Figura 2.17 | Oscilador Colpitts com transistor



Fonte: elaborada pelo autor.

Para satisfazer o critério de Barkhausen, e garantir que as oscilações se iniciem sem a necessidade de fonte externa, o ganho do circuito  $A \cdot \beta$  deve ser maior que 1. Com isso é possível

determinar o ganho mínimo que o amplificador deve ter para que o circuito funcione corretamente. Observando o circuito da Figura 2.17 vemos que a tensão de saída do circuito é a tensão do coletor do transistor, que é a mesma que está sobre C2, e a tensão de realimentação é a tensão sobre C1, a fração de realimentação pode ser definida como:

$$\beta = \frac{C_2}{C_1}$$

Como  $A \cdot \beta$  deve ser maior que 1, é possível escrever o ganho mínimo do amplificador como sendo:

$$A_{(\min)} = \frac{C_1}{C_2} \quad (2.7)$$

Com o valor do ganho mínimo em mãos, é possível determinar o valor dos outros componentes do circuito que irão definir o ganho do amplificador.



**Pesquise mais**

Para conhecer detalhadamente como é obtida a equação que descreve a frequência do sinal de saída do oscilador Colpitts com transistor e do ganho necessário para que ele funcione devidamente, consulte as páginas 912 a 917 da seção 21.4 do capítulo 21: Osciladores da seguinte obra:

MALVINO, Albert Paul; BATES, David. **Eletrônica**. vol. 2. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016.

Apesar da limitação em relação a frequência de um amplificador operacional, o oscilador Colpitts também pode ser montado com esse elemento ativo, como está apresentado na Figura 2.18. No circuito, a frequência do oscilador é determinada pela malha de realimentação LC e também pode ser calculada conforme a Equação 2.6. O amplificador operacional presente no circuito gera um ganho ao sinal, conforme o valor dos resistores RI e RF, que podem ser determinados considerando o ganho mínimo

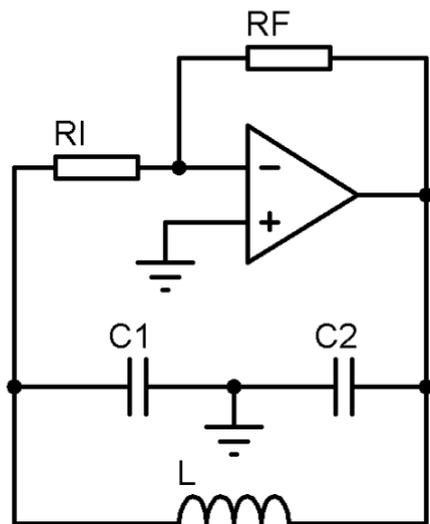
necessário pelo circuito, obtido pela Equação 2.7. Novamente, o amp-op deve possuir alimentação simétrica para o funcionamento correto do circuito.



Refleta

Por que se procura montar circuitos que não utilizam alimentação simétrica (Ex. +12 V e -12 V)?

Figura 2.18 | Oscilador Colpitts com amplificador operacional



Fonte: elaborada pelo autor.

Um **oscilador a cristal** é simplesmente um oscilador sintonizado por meio de um cristal piezoelétrico, usualmente de quartzo. O cristal tem uma estabilidade maior que capacitores, resistores e indutores, com isso, a frequência de oscilação se mantém fixa e praticamente invariável. Assim, esse tipo de oscilador é utilizado quando é necessária uma grande estabilidade de frequência, como em sistemas de comunicação por radiofrequência. Esse tipo de oscilador pode apresentar em sua saída uma onda senoidal ou uma onda quadrada, dependendo do circuito utilizado.



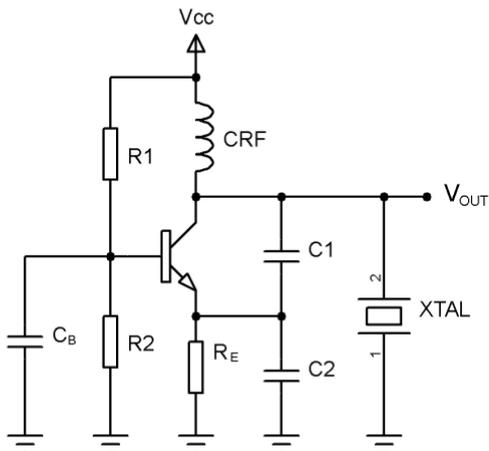
O cristal piezoelétrico tem a propriedade de gerar uma diferença de potencial em suas faces quando submetido a uma deformação mecânica, ou o efeito inverso, sofrer uma deformação mecânica quando aplicada uma tensão em seus terminais. Assim, quando é aplicada uma tensão alternada a ele, aparecem vibrações mecânicas que possuem uma frequência ressonante dependente do cristal.

A ressonância eletromecânica do cristal pode ser representada por um circuito elétrico RLC série com uma capacitância gerada pelo encapsulamento em paralelo a esse arranjo. Tal circuito equivalente pode apresentar duas frequências de ressonância, dependendo da forma que o cristal é ligado no circuito oscilador. No caso da ligação **série ressonante**, as reatâncias do ramo RLC do circuito equivalente são iguais, tornando a impedância do cristal bastante baixa (próxima ao valor de R do circuito equivalente). Já com a ligação **paralelo ressonante**, a reatância do ramo RLC do circuito equivalente é máxima, tornando a impedância do cristal muito alta e fazendo que ele opere numa frequência mais alta que a ligação série ressonante.

O valor nominal de frequência de oscilação do cristal, que é o utilizado no momento da seleção e compra do cristal, é a frequência obtida na ligação série ressonante. Porém, os valores de frequência na ligação paralelo ressonante são muito próximos ao valor nominal, normalmente cerca de 0,25 % maiores. Portanto, na prática, considera-se o valor nominal do cristal como sua frequência de oscilação independentemente da forma em que ele está ligado no circuito.

A Figura 2.19 apresenta uma das possíveis montagens do oscilador a cristal, tendo como elemento ativo o **transistor**. Neste circuito, o cristal é ligado na forma paralelo-ressonante, em que sua impedância é máxima e sua conexão é feita em paralelo. Assim, o cristal apresenta a máxima reatância indutiva possível e a frequência do sinal de saída está entre a frequência de ressonância série e paralelo do cristal. Devido a isso, o circuito apresentado se assemelha ao oscilador Colpitts, substituindo-se apenas o indutor pelo cristal. A forma de onda obtida na saída é senoidal.

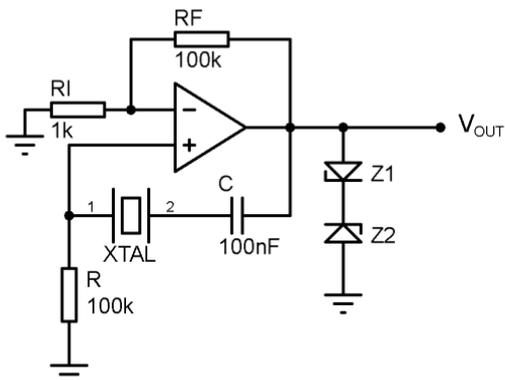
Figura 2.19 | Oscilador a cristal com transistor



Fonte: elaborada pelo autor.

O oscilador a cristal também pode ser montado utilizando um **amplificador operacional**, conforme a Figura 2.20. Neste circuito, o cristal é conectado no modo série-ressonante, operando na frequência relativa a este modo. Devido ao alto ganho do circuito (100 vezes), o sinal de saída é uma onda quadrada e a amplitude desta onda é determinada pelo par de diodos zener (Z1 e Z2) colocados na saída. Se esses diodos não forem colocados, a amplitude do sinal de saída será limitada pela tensão de saturação do amplificador operacional.

Figura 2.20 | Oscilador a cristal com amplificador operacional



Fonte: elaborada pelo autor.

## Sem medo de errar

Em relação ao projeto de sistema de geração de sinais sonoros, agora você deve projetar o circuito oscilador, que irá gerar o sinal com frequência ajustável entre 1 kHz e 50 kHz. Esse sinal será acoplado no circuito já projetado para compor o sistema e será utilizado para avisar os animais de um zoológico que o alimento foi colocado a eles.

Considerando os circuitos que foram apresentados nesta seção, o mais recomendado para gerar sinais senoidais na faixa de frequência desejada é o oscilador a ponte de Wien, pois ele requer apenas resistores, dois capacitores e um amplificador operacional. A utilização de uma topologia com um indutor, por exemplo, seria ruim, pois não existem muitos valores comerciais de indutores e enrolar o seu próprio indutor se torna trabalhoso em uma linha de montagem.

A vantagem do oscilador a ponte de Wien é que com a utilização de um potenciômetro é possível variar as resistências e, conseqüentemente, a frequência do sinal de saída. Porém, este oscilador trabalha no limite da estabilidade, o que requer algumas considerações práticas para garantir o funcionamento do circuito e a estabilidade na amplitude do sinal de saída para toda a faixa de frequência necessária.

Para iniciar o projeto, vamos calcular os resistores e capacitores para a ponte de Wien do circuito. Se analisarmos o circuito da Figura 2.15, iremos perceber que ele possui dois resistores (R) e dois capacitores (C) com valores iguais que determinam a frequência do sinal de saída. Assim, será necessário variar, ou os dois capacitores, ou os dois resistores, ao mesmo tempo. A melhor opção é variar os dois resistores, já que existem potenciômetros duplos para serem comprados facilmente, fazendo com que as duas resistências variem na mesma proporção. Dessa forma, vamos fixar o valor do capacitor C em 3,3 nF e calcular o valor das resistências para o máximo e mínimo de frequência. A diferença entre os valores obtidos será o valor do potenciômetro, que ficará em série com o valor da menor resistência obtida, formando o resistor R do circuito. Portanto, para a mínima frequência temos,

$$f_{o(\min)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{o(\min)} \cdot C} \Rightarrow R_{o(\min)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{o(\min)} \cdot C} \Rightarrow R_{o(\min)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1k \cdot 3,3n} = 48,229 k\Omega$$

Já para a máxima frequência obtemos,

$$f_{o(\max)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{f_{o(\max)}} \cdot C} \Rightarrow R_{f_{o(\max)}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{o(\max)} \cdot C} \Rightarrow R_{f_{o(\max)}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50k \cdot 1n} = 964,57 k\Omega$$

A partir dos valores comerciais existentes dos resistores, faz-se

$$R_{f_{o(\max)}} = 910\Omega, \text{ garantindo uma frequência máxima final um pouco}$$

maior que 50 kHz. O potenciômetro deverá ser de

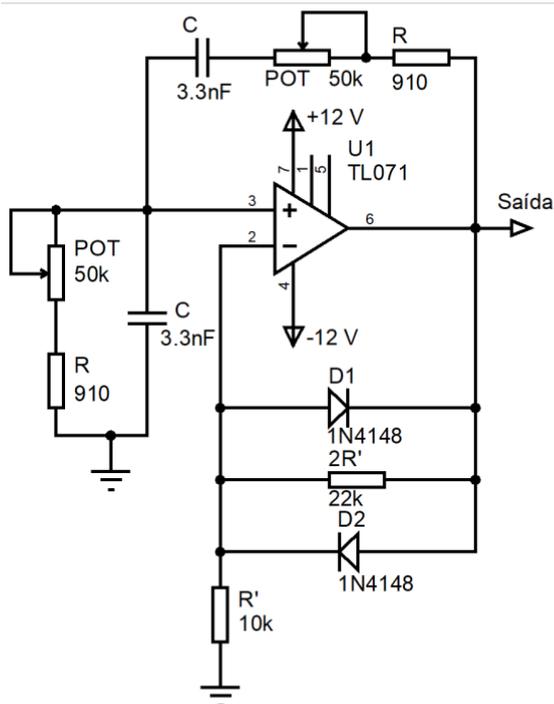
$$R_{f_{o(\min)}} - R_{f_{o(\max)}} = 48,229k - 910 = 48,319k\Omega$$

Selecionando o potenciômetro duplo comercial de  $50k\Omega$ , conseguimos obter uma frequência mínima do circuito menor que 1 kHz, garantindo a faixa de oscilação necessária para o projeto. Com isso, o resistor R do circuito oscilador será substituído por um potenciômetro de  $50k\Omega$  em série com um resistor de  $910\Omega$ .

Conforme vimos no decorrer desta seção, o ganho do amplificador (A) deve ser pouco maior que 3 vezes. Desta forma, vamos fazer  $2R' = 22k\Omega$  e  $R' = R'' = 10k\Omega$ , chegando a um ganho final  $A = 3,2$ , fazendo com que  $A \cdot \beta$  seja igual a 1,07 e permitindo que o circuito entre em oscilação naturalmente com a mínima distorção do sinal senoidal de saída.

Para limitar a amplitude do sinal de saída, mantendo ela constante para toda a faixa de frequência de operação do circuito, evitando a saturação do amplificador operacional e, conseqüentemente, a distorção do sinal, vamos utilizar um arranjo com dois diodos em antiparalelo, ligados em paralelo com o resistor da realimentação negativa do circuito ( $2R'$ ). Essa montagem pode ser observada no circuito final apresentado na Figura 2.21. Os diodos escolhidos são do modelo 1N4148, diodo de sinal disponível facilmente no mercado de componentes eletrônicos, que possui tensão de condução aproximada de 0,6 V. Assim, a amplitude do sinal de saída fica limitada a  $\pm 0,6V$ . Como o circuito de amplificação do sistema de geração de sinal sonoro possui ganho máximo de 21,1, será possível obter a amplitude máxima proporcionada pela alimentação no sinal final a ser aplicado no alto-falante, considerando a amplitude do oscilador projetado.

Figura 2.21 | Circuito oscilador a ponte de Wien com frequência variável entre 1 kHz e 50 kHz



Fonte: elaborada pelo autor.

Como pode se perceber no circuito da Figura 2.21, o amplificador operacional utilizado é o TL071, que possui uma boa largura banda, alta impedância de entrada e *slew rate*. Além das entradas convencionais, ele possui duas entradas de *offset* nos pinos 1 e 5, que não são utilizadas no nosso circuito.

Todas as informações apresentadas, bem como o detalhamento para a seleção do circuito e dos componentes, devem estar presentes no relatório a ser entregue para o cliente. Não se esqueça que esse circuito faz parte de um projeto maior, assim, alguns parâmetros utilizados aqui serão necessários para projetar a última parte do sistema.

### Oscilador para geração de sinal AM

#### Descrição da situação-problema

Você é o responsável técnico de uma rádio AM (modulação em amplitude, do inglês, *amplitude modulation*) e sua principal função é manter a operação da transmissão do sinal ininterruptamente. Assim, além de implementar novas tecnologias e atualizar o sistema, você fica de plantão para caso algum problema aconteça na geração do sinal AM a fim de realizar a manutenção necessária no sistema, garantindo o seu funcionamento. Em determinado instante do dia ocorreu um problema na geração do sinal AM e a rádio ficou fora do ar, você foi acionado para resolver o problema o mais rápido possível. Como você já tem experiência na área, sabe que para se gerar um sinal AM, o sinal de som gerado pela rádio (sinal modulante), que pode ser uma música ou a narração de um jogo de futebol, por exemplo, é modulado na frequência de operação da rádio. Além desse sinal, existe o sinal com a frequência de operação da rádio (portadora), que é a mesma frequência que os ouvintes sintonizam em seus aparelhos para ouvir a rádio. Esses dois sinais entram no modulador, que gera em sua saída o sinal modulado na frequência da portadora, que é amplificado e aplicado na antena.

Analisando o problema ocorrido, você chega à conclusão de que a placa eletrônica que gera a onda da portadora não está funcionando e não existe uma outra sobressalente para ser substituída de imediato. Assim, a partir de seus conhecimentos sobre circuitos osciladores e com a disponibilidade de alguns componentes eletrônicos (amplificador operacional, resistores, capacitores e indutores), você resolve projetar um circuito oscilador para gerar o sinal da portadora e colocar a rádio novamente no ar. Qual circuito você deve utilizar considerando os componentes disponíveis e a frequência de operação da rádio em 1450 kHz?

#### Resolução da situação-problema

Dentre os modelos de circuitos osciladores citados, é possível selecionar a topologia a ser utilizada a partir da frequência do sinal a

ser gerado (1450 kHz ou 1,45 MHz). O oscilador a deslocamento de fase é recomendado para frequências até na casa das centenas de quilohertz, o oscilador a ponte de Wien possui boas respostas a até 1 MHz, já o oscilador Colpitts é recomendado para frequências de até 500 MHz. Como cristais não estão disponíveis para a montagem do circuito, a melhor opção é montar um oscilador Colpitts, com amp-op (Figura 2.16), pois transistores também não estão disponíveis.

Como a frequência do sinal a ser gerado é alta, deve-se selecionar um amplificador operacional com alta largura de banda. Um modelo que pode ser utilizado é o LM7171 que possui largura de banda com ganho unitário de 200 MHz. Selecionado o amp-op, é possível determinar os outros componentes do circuito. Fazendo  $C_1 = C_2 = 100\text{ nF}$ , a capacitância equivalente do circuito é:

$$C_{eq} = \frac{100n \cdot 100n}{100n + 100n} = 50\text{ nF}$$

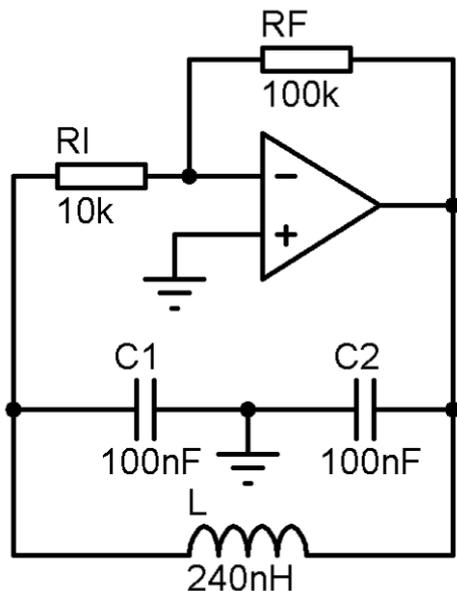
Isolando o indutor (L) na Equação 2.6, substituindo o valor na capacitância equivalente, juntamente com a frequência de sinal necessária, tem-se:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{eq}}} \Rightarrow \sqrt{L \cdot C_{eq}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \Rightarrow L \cdot C_{eq} = \left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \right)^2 \Rightarrow L = \frac{\left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \right)^2}{C_{eq}}$$

$$L = \frac{\left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \right)^2}{C_{eq}} = \frac{\left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1450k} \right)^2}{50n} 1450k \cong 240\text{ nH}$$

Para se obter o valor dos resistores  $R_I$  e  $R_F$ , deve-se aplicar a Equação 2.7. Com isso, chega-se ao ganho mínimo de 1, como margem de segurança, vamos adotar um ganho de 10 em módulo para o amplificador operacional. Desta forma, podemos fazer  $R_F = 100\text{ k}\Omega$  e  $R_I = 10\text{ k}\Omega$ , garantindo tal valor de ganho, sabendo que o amplificador está configurado como amplificador inversor. Assim, chegamos ao circuito apresentado na Figura 2.22, onde o amplificador operacional deve ser alimentado com  $\pm 12\text{ V}$ .

Figura 2.22 | Oscilador Colpitts com amplificador operacional com frequência de saída de 1450 kHz



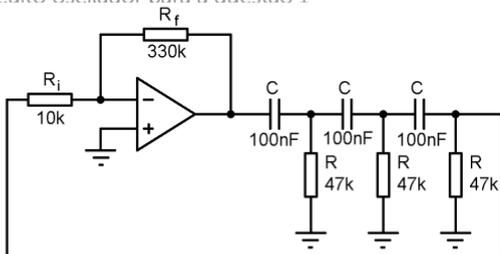
Fonte: elaborada pelo autor.

Com o circuito em mãos, basta acoplá-lo ao modulador que a transmissão do sinal deve ser retomada.

## Faça valer a pena

**1.** Os circuitos osciladores possuem várias condições que devem ser satisfeitas para que ele funcione corretamente e gere em sua saída o sinal com a frequência desejada. Considere a Figura 2.23 que mostra um circuito oscilador.

Figura 2.23 | Circuito oscilador para a questão 1



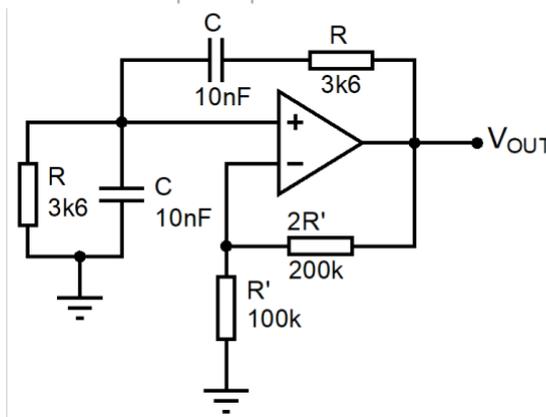
Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica, aproximadamente, o valor da frequência de oscilação do sinal senoidal encontrado na saída do amplificador operacional presente no circuito.

- a) 9,63 Hz.
- b) 13,82 Hz.
- c) 15,24 Hz.
- d) 26,89 Hz.
- e) 126,25 Hz.

**2.** Os circuitos osciladores são muito utilizados para a geração de sinais elétricos alternados, de modo que existem vários tipos de montagens que podem ser feitas para se gerar um mesmo sinal. Considere o circuito oscilador apresentado na Figura 2.24.

Figura 2.24 | Circuito oscilador para a questão 2



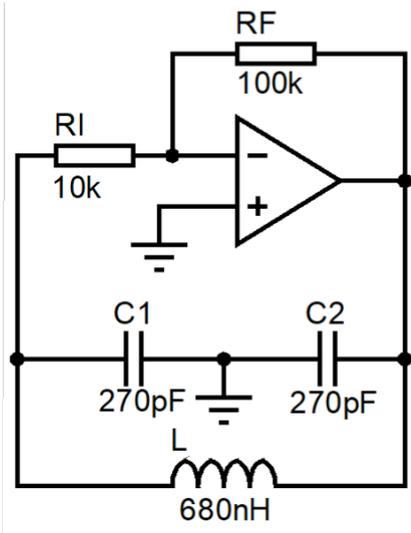
Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica o valor de frequência da onda senoidal de saída.

- a) 2563,8 Hz.
- b) 3259,6 Hz.
- c) 4420,9 Hz.
- d) 5974,3 Hz.
- e) 6895,4 Hz.

**3.** Os circuitos osciladores possuem várias topologias que são mais recomendadas para diferentes condições e faixas de frequência. Considere o circuito oscilador apresentado na Figura 2.25, no qual todos os componentes são ideais.

Figura 2.25 | Circuito oscilador para a questão 3



Fonte: elaborada pelo autor

Assinale a alternativa que indica o valor de frequência da onda senoidal encontrada na saída do amplificador operacional.

- a) 2,36 MHz.
- b) 8,69 MHz.
- c) 10,65 MHz.
- d) 12,36 MHz.
- e) 16,61 MHz.

## Seção 2.3

### Circuitos temporizadores e o multivibrador 555

#### Diálogo aberto

Diversas aplicações do nosso cotidiano utilizam sistemas eletrônicos temporizadores, por exemplo o acionamento de luzes a partir de um sensor de presença, que, quando detecta a existência de alguém no local monitorado, faz a luz se acender e desliga automaticamente após um período de tempo do lugar vazio. Outro exemplo são alguns portões para veículos de casas e condomínios que abrem com o acionamento de um controle ou por senha, depois fecham automaticamente em um determinado tempo se não houver nenhum veículo sob o portão. Nos dois exemplos, há uma contagem de tempo, que nos sistemas mais simples é feita por circuitos temporizadores analógicos que iremos estudar nesta seção.

Vamos retomar a nossa situação de estudo na qual você está atendendo um cliente de sua empresa. O sistema de geração de sinais sonoros está quase pronto e funcional, gerando sinais senoidais com frequência ajustável que aplicados no amplificador se transformam em som ao chegarem no alto-falante. Falta apenas um circuito essencial para esse sistema: o temporizador, que vai determinar a duração do som emitido pelo sistema.

Lembre-se que essa é a etapa final de desenvolvimento e ao final dela você deve ter o esquemático completo do sistema para ser entregue ao cliente. Portanto, além do circuito temporizador, você deve utilizar os seus conhecimentos prévios de eletrônica para projetar um circuito que funcione como uma chave a ser acionado pela saída do temporizador, que interligue o gerador de onda senoidal ao amplificador.

Sobre o circuito temporizador, você já conhece vários circuitos osciladores, mas nenhum deles funciona como temporizador. Além disso, a contagem de tempo deve ser iniciada com o apertar de um botão. Será que existe algum circuito com essa função?

Esse temporizador deve ter o seu tempo de acionamento ajustável (1 a 10 s), portanto, o circuito que você irá utilizar deve

permitir isso. Você ouviu algo sobre o circuito integrado 555. Será que existe alguma forma de ligar esse CI para que ele gere um pulso como o desejado?

Lembre-se que esse é o último passo nesse projeto, então, mantenha o padrão das outras etapas e documente os circuitos desenvolvidos. Faça também um esquemático agrupando todos os circuitos que fazem parte desse projeto, de modo que o seu cliente possa entender aquilo que cada um deles faz, e também seja capaz de montar uma placa de circuito impresso com ele.

Para te ajudar a projetar esse circuito temporizador vamos estudar nesta seção o multivibrador 555 e suas principais aplicações, os circuitos temporizadores RC e a contagem de tempo de forma digital. Para finalizar o nosso estudo dos circuitos osciladores, você vai encontrar também uma forma de gerar uma onda triangular, que ainda não foi tratada até aqui. Vamos estudar esses circuitos e como projetá-los?

## Não pode faltar

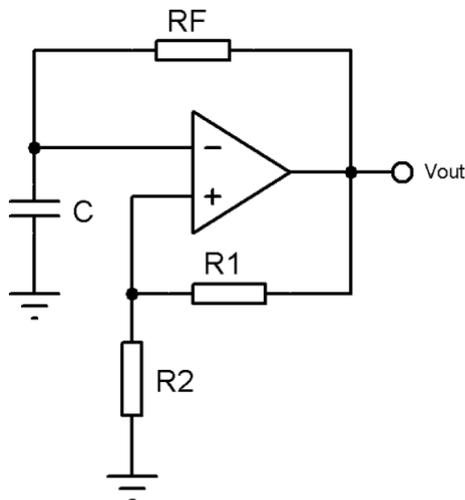
Em etapas anteriores, nós estudamos a teoria relacionada a realimentação e os circuitos osciladores. Dentre os circuitos osciladores, existem três principais formas de onda que podem ser geradas: quadrada, senoidal e triangular. Das formas citadas, nós já estudamos vários circuitos que geram ondas senoidais e alguns que geram onda quadrada. Assim, antes de estudar os circuitos temporizadores, é importante que saibamos como gerar ondas triangulares e mais uma forma de se gerar uma onda quadrada.

A montagem de um circuito que gere **uma onda quadrada** pode ser feita de várias formas e utilizando diferentes componentes. Uma das formas mais simples é com o auxílio do CI 555, como veremos mais a frente, montado na configuração astável. Outra forma é com a utilização de um amplificador operacional como elemento principal, o que se torna mais interessante quando é utilizado outro amplificador em outra parte do circuito para se gerar uma nova forma de onda.

Sendo assim, a Figura 2.26 mostra um circuito multivibrador astável montado com amplificador operacional. Este circuito

é compacto e utiliza poucos componentes, mas tem uma desvantagem: a necessidade de alimentação simétrica.

Figura 2.26 | Multivibrador astável com amplificador operacional



Fonte: elaborada pelo autor.

O funcionamento do multivibrador astável se baseia na comparação das tensões na entrada inversora e não inversora pelo amplificador operacional e principalmente no carregamento e descarregamento do capacitor C da Figura 2.24. Como o funcionamento se dá com o amplificador operacional em saturação, sempre haverá uma tensão de comparação na entrada não inversora do amplificador operacional, determinada pelo valor do divisor resistivo formado por R1 e R2. Assim, supondo que o amplificador operacional esteja saturado positivamente, é sinal que a tensão na entrada não inversora é maior que na entrada inversora do amplificador operacional. Com isso, se inicia o carregamento do capacitor C, limitado pelo resistor RF, aumentando a tensão na entrada inversora do amp-op. Quando a tensão sobre o capacitor (entrada inversora) é maior que a tensão na entrada não inversora, o amp-op satura negativamente. Nesse momento, o capacitor começa a se descarregar e ciclo continua de forma semelhante até o ponto em que a comparação das tensões nas entradas do amp-op faz com que ele mude seu ponto de saturação. A partir desse funcionamento é possível definir a frequência do sinal quadrado de saída como sendo:

$$f = \frac{1}{2 \cdot R_F \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right)}$$

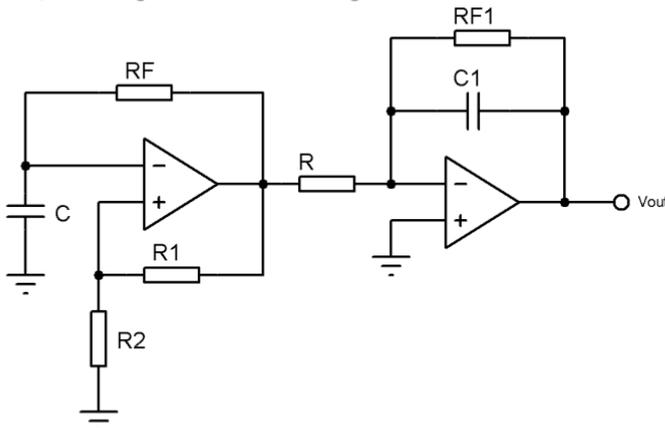
Uma **onda triangular** pode ser obtida aplicando-se a operação de integração sobre um sinal quadrado. Assim, tendo-se um circuito oscilador astável qualquer, que gere uma onda quadrada em sua saída, seguido por um integrador montado com amplificador operacional, uma onda triangular é obtida.

A partir do multivibrador astável com amp-op, basta adicionar um integrador em sua saída e assim obter um gerador de onda triangular, podemos observar o circuito proposto na Figura 2.27. Nesse circuito, a frequência da onda triangular de saída é a mesma do multivibrador astável e os valores dos componentes do integrador devem ser escolhidos conforme a frequência de operação do circuito, em que:

$$R \cdot C_1 \geq \frac{10}{f}$$

E o resistor  $R_{F1}$  deve ser ao menos dez vezes maior que o resistor  $R$ . Tais medidas para o integrador são feitas a fim de evitar a saturação do amplificador operacional e consequentemente a distorção do sinal de saída.

Figura 2.27 | Circuito gerador de onda triangular



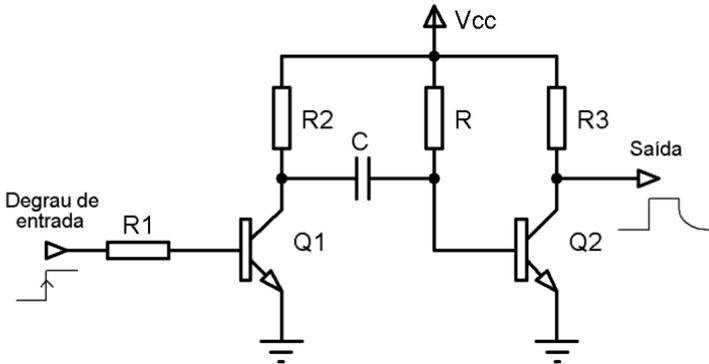
Fonte: elaborada pelo autor.



Existe uma outra forma de se gerar uma onda triangular com a utilização de amplificadores operacionais? Como seria?

Além dos circuitos osciladores, um tipo de circuito muito utilizado na prática são os **temporizadores**. A forma mais simples de elaborar um circuito desse tipo é utilizando um elemento RC e a partir do tempo de carregamento do capacitor, gerar um sinal que fique em nível alto durante esse tempo. Um circuito que pode gerar um pulso dessa forma está apresentado na Figura 2.28, o qual foi montado utilizando transistores.

Figura 2.28 | Temporizador RC com disparo por degrau



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 2.28, sem a aplicação do sinal de entrada, o transistor Q2 deve estar saturado pelo resistor R, que deve ter valor suficientemente pequeno para garantir essa condição. Estando Q2 em saturação, a saída vai para nível lógico baixo, com valor de tensão igual a tensão  $V_{CE(sat)}$  do transistor. Como a entrada está próxima de zero, Q1 está em corte, portanto, o capacitor C se encontra carregado. No terminal esquerdo do capacitor C vamos encontrar a tensão  $V_{cc}$  e no terminal direito a tensão  $V_{BE}$  do transistor Q2 que está saturado, ou seja, aproximadamente 0,6 V. Aplicando um degrau de entrada com tensão de  $V_{cc}$ , o transistor Q1 deve ir para saturação e quem garante essa condição é o resistor R1. Com isso, o seu coletor fica com uma tensão próxima a zero. Como o capacitor está carregado

(com  $V_{cc} - 0,6 \text{ V}$ ), aparece uma tensão negativa da base de Q2. Nesse momento, Q2 está em corte, e a saída do circuito vai para  $V_{cc}$ , permanecendo nesse estado até o capacitor C se carregar e fazer com que o  $V_{BE}$  de Q2 seja suficiente para que ele entre em condução. Conforme Q2 vai entrando em condução, o sinal de saída vai indo para nível baixo, como a condução depende do carregamento de C, a ida para nível baixo da saída não é abrupta.



### Assimile

A tensão negativa que aparece na base de Q2 é um limitante para a tensão  $V_{cc}$  do circuito. Isso pode ser dito, pois caso  $V_{cc}$  seja muito alto, a tensão negativa na base que aparecerá com acionamento do circuito será superior a tensão de ruptura de Q2, fazendo com que ele venha a queimar. Fazendo  $V_{cc}$  até 5 V, não haverá problema na queima do transistor para a grande maioria dos modelos. Caso deseje uma tensão superior a esse valor, deve-se selecionar um modelo de transistor que suporte tal tensão, para isso, basta consultar o *datasheet* do componente.

Analisando o funcionamento do circuito, percebe-se que o capacitor não está totalmente descarregado no início do ciclo de funcionamento do circuito. Assim, o tempo em que o pulso de saída fica em nível alto não é simplesmente o fator RC, mas aproximadamente,

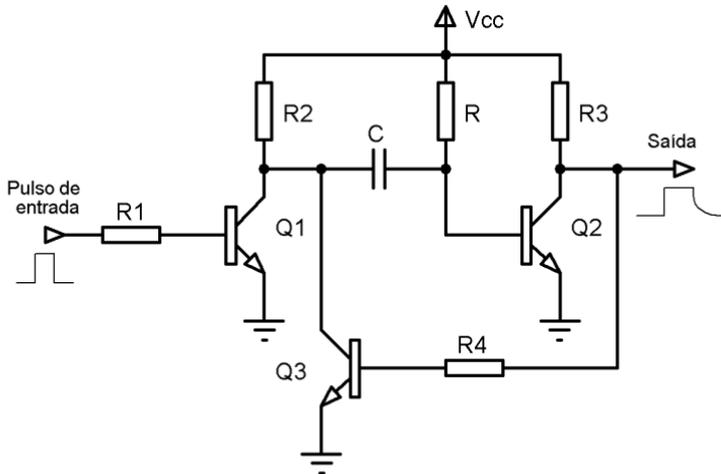
$$\tau = 0,76 \cdot R \cdot C \quad (2.8)$$

O funcionamento do circuito da Figura 2.26 é satisfatório, porém existe um problema, é necessário que o sinal de entrada esteja em nível alto por todo o período de duração do pulso de saída. Para eliminar essa limitação do circuito, pode-se adicionar mais um transistor, como mostra a Figura 2.29. Esse novo transistor (Q3) tem o objetivo de manter a tensão do coletor de Q1 próxima a zero, independentemente de o sinal de entrada ir para nível baixo após um intervalo de tempo inferior a largura do pulso de saída. O valor de R4 deve ser escolhido de forma a garantir a saturação de Q3 e não influenciar muito a tensão de saída em nível alto, já que agora ela será da seguinte maneira:

$$V_{saída} = \frac{R4}{R3 + R4} (V_{CC} - V_{BE(Q3)}) + V_{BE(Q3)}$$

O período da onda de saída continua sendo determinado pela Equação 2.8.

Figura 2.29 | Temporizador RC com disparo por pulso



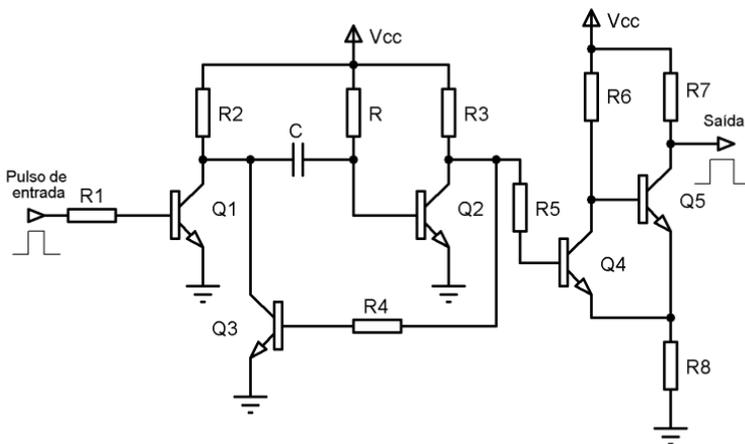
Fonte: elaborada pelo autor.

Mesmo podendo ser acionado por um pulso, o circuito do temporizador da Figura 2.29 continua com um problema: o desligamento da saída ainda acontece lentamente seguindo a resposta da tensão de carregamento do capacitor C. Para resolver mais esse problema no circuito é possível adicionar um circuito *Schmitt trigger* em sua saída, cuja função é transformar variações de tensão lentas em abruptas e pode ser montado com transistores, amplificadores operacionais ou comparadores. Basicamente, o circuito em questão tem um limiar de tensão interno, caso seja aplicado qualquer valor de tensão superior a esse limiar em sua entrada, a sua saída vai imediatamente para nível alto. No caso de uma tensão abaixo do limiar, a saída vai imediatamente para o nível baixo.

Adicionando o circuito Schmitt trigger com transistor na saída do nosso temporizador, obtemos o circuito apresentado na Figura 2.30. O tempo em nível alto do sinal de saída continua sendo dado pela Equação 2.8. A determinação dos valores dos resistores do

circuito *Schmitt trigger* não é crítica e podem ser utilizados valores padrão. O valor do resistor R5 deve garantir a saturação de Q4 sem influenciar o funcionamento do temporizador, um valor usual é de **27 kΩ**. O resistor R8 deve possuir valor baixo, comumente se utiliza **22Ω**. E para os resistores R6 e R7 o valor de **1kΩ** garante o funcionamento correto do circuito.

Figura 2.30 | Temporizador RC com disparo por pulso e saída com variações abruptas



Fonte: elaborada pelo autor.



### Exemplificando

Projete um circuito temporizador RC conforme o da Figura 2.30 de forma que a largura do pulso de saída seja igual a 760ms. Alimente o circuito com 5 V.

Os valores críticos do circuito são do capacitor C e do resistor R, que determinam a largura em nível alto do pulso de saída. Como o resistor R tem que garantir a saturação de Q2, vamos fixá-lo em **10 kΩ**. Calculando o valor de C aplicando a equação 2.8, temos:

$$\tau = 0,76 \cdot R \cdot C \Rightarrow C = \frac{\tau}{0,76 \cdot R} = \frac{760\mu}{0,76 \cdot 10k} = 100\text{nF}$$

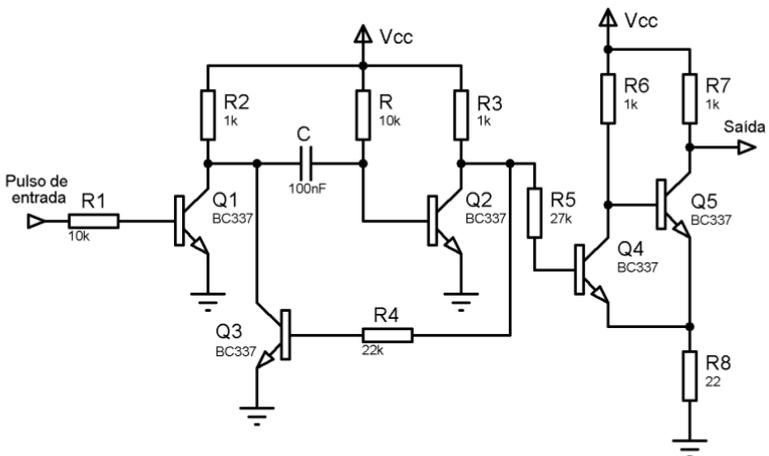
Para o resistor R1, devemos garantir que com a aplicação do sinal de entrada, o transistor Q1 irá saturar. Para tanto, vamos utilizar também **10 kΩ**.

Para valores de R2 e R3 utilizaremos  $1\text{ k}\Omega$  para garantir uma corrente suficiente circulando pelos transistores, que garanta o funcionamento correto do circuito. Esses valores são considerados padrão para esse tipo de circuito.

O resistor R4 não pode influenciar a saída do temporizador e deve garantir a saturação de Q3. Utilizaremos  $22\text{ k}\Omega$  para ele.

Para os resistores do circuito Schmitt trigger podemos utilizar os valores padrão que foram apresentados. Como transistor, vamos utilizar o BC337 que atende as necessidades do projeto e pode ser adquirido facilmente no comércio de componentes eletrônicos. Assim, chegamos ao circuito final apresentado na Figura 2.31.

Figura 2.31 | Temporizador RC com disparo por pulso, saída com variações abruptas e largura de pulso de  $760\text{ }\mu\text{s}$



Fonte: elaborada pelo autor.

Além da utilização de circuitos temporizadores totalmente analógicos, é possível montar circuitos mistos com elementos da eletrônica digital, como portas lógicas e flip-flops em conjunto com resistores, capacitores e diodos. Também podemos contar com circuitos integrados dedicados para a temporização, que não passam de contadores de pulsos de clock que geram o acionamento de uma de suas saídas quando determinado valor de contagem é obtido.



## Pesquise mais

Consulte o capítulo 7.2.4 Temporização com contadores digitais, nas páginas 466 até 468 do livro a seguir para conhecer mais sobre como podem ser implementados temporizadores mesclando a eletrônica analógica e digital, e também alguns exemplos de circuitos integrados temporizadores digitais.

HOROWITZ, Paul; HILL, Winfield. **A arte de eletrônica**: circuitos eletrônicos e microeletrônica. Porto Alegre: Bookman, 2017.

Ainda tratando de circuitos integrados, existe um componente que é largamente utilizado para a geração de ondas quadradas de baixas e médias frequências, além da geração de pulsos com intervalo de tempo pré-determinado. Esse circuito integrado é o **multivibrador 555**, é tão utilizado devido a facilidade de implementação de circuitos com ele. A sua simplicidade é tamanha que para se gerar um sinal com este CI, basta ligar apenas um capacitor e um ou dois resistores em determinados pinos. Outra vantagem é o fato desse componente não necessitar de fonte simétrica para seu funcionamento, facilitando ainda mais o seu uso em diversas aplicações.

O CI 555 pode operar basicamente em dois modos: monoestável, em que um dos estados da oscilação é estável, ou astável, em que nenhum dos estados é estável. O modo monoestável permite que o componente gere em sua saída atrasos de tempo precisos, que podem variar de microssegundos a até horas. Já o modo astável possibilita a geração de ondas retangulares em sua saída, com ciclo de trabalho variável, conforme a seleção dos componentes.



## Pesquise mais

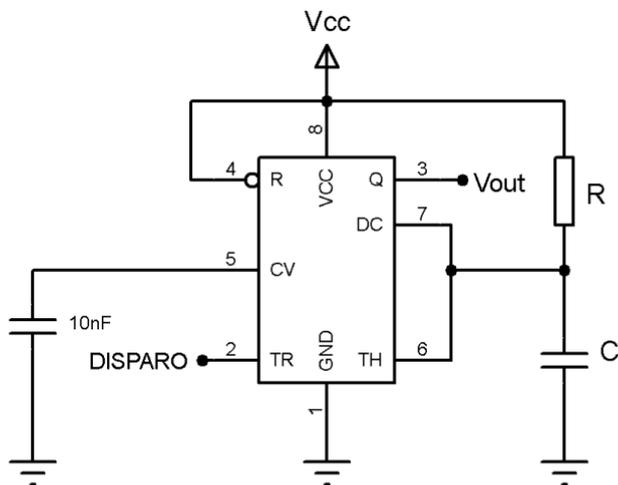
Existem outros modos de funcionamento do CI 555, que podem ser encontrados facilmente em seu *datasheet*. Portanto, não deixe de consultar as páginas de 13 a 18 do *datasheet* do 555, disponível em <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>. Acesso em: 19 jul. 2018. Lá você também vai encontrar, logo na primeira página, o diagrama de blocos funcional do CI que é importante para entender o seu funcionamento.

Na **operação monoestável**, o temporizador 555 possui inicialmente sua saída em nível baixo. Assim, quando ele recebe um sinal de disparo em seu respectivo pino, a tensão de saída comuta do nível baixo para o nível lógico alto, permanecendo nesse estado durante certo período de tempo. Então, a saída retorna para nível baixo, ficando neste estado até o momento em que outro pulso de disparo seja recebido.

A Figura 2.32 exibe a montagem do 555 em seu modo monoestável. Como podemos perceber pela imagem, o circuito possui poucos componentes externos ao 555, sendo dois capacitores e um resistor. O capacitor C e o resistor R são responsáveis por determinar a largura do pulso de saída, de modo que quanto maior for o tempo de carregamento deste capacitor pela resistência, maior será a largura do pulso de saída. Com isso, levando em consideração as características internas de funcionamento do 555, em especial os comparadores, juntamente com os resistores que formam as referências de comparação e a equação de carga do capacitor, é possível determinar a equação da largura do pulso de saída em segundos, como sendo:

$$W = 1,1 \cdot R \cdot C \quad (2.9).$$

Figura 2.32 | Multivibrador 555 em montagem monoestável



Fonte: elaborada pelo autor.

Para se gerar um sinal de disparo válido para o 555, deve ser aplicado ao pino 2 uma tensão inferior a 1/3 de  $V_{cc}$ . Assim, comumente, coloca-se um resistor de *pull-up* neste pino para que sua tensão esteja sempre igual a  $V_{cc}$ . Desta forma, quando se deseja ativar o monoestável, o pino em questão é conectado ao terra por meio de uma chave mecânica ou eletrônica.

Na operação como oscilador **astável**, o temporizador 555 tem a função de gerar em sua saída uma onda quadrada com frequência e largura de pulso variáveis, conforme os componentes externos selecionados. Este circuito se torna uma alternativa simples em relação a outros osciladores com mesma característica, como aquele montado com amplificador operacional que vimos há pouco, devido à necessidade de poucos componentes.

A Figura 2.33 apresenta o temporizador 555 montado como oscilador astável. A partir do funcionamento interno do 555 e dos resistores e capacitores externos ao componente, é possível escrever as equações pertinentes ao circuito apresentado. Como foi exposto, o circuito gera em sua saída uma onda quadrada que possui período igual a:

$$T = 0,693 \cdot (R1 + 2 \cdot R2) \cdot C \quad (2.10).$$

Com isso, a frequência pode ser escrita como sendo:

$$f = \frac{1,44}{(R1 + 2 \cdot R2) \cdot C} \quad (2.11).$$

Um outro parâmetro da onda de saída que pode ser definido é a largura do pulso em nível alto:

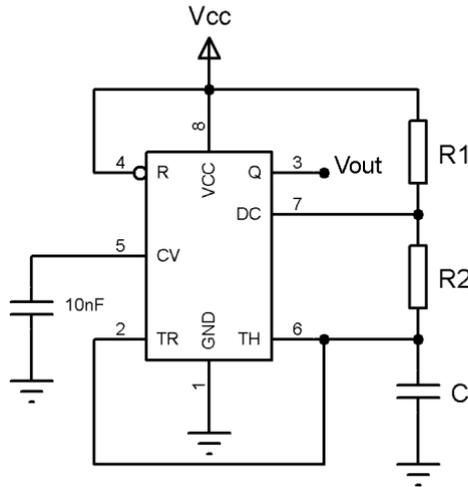
$$W = 0,693 \cdot (R1 + R2) \cdot C \quad (2.12).$$

Assim, dividindo a largura de pulso em nível alto, pelo período total da onda, é possível determinar o ciclo de trabalho (razão cíclica) da onda:

$$D = \frac{R1 + R2}{R1 + 2 \cdot R2} \quad (2.13).$$

Uma consideração a ser feita sobre o projeto deste tipo de circuito é sempre estar atento à razão cíclica obtida. Assim, é importante que o projetista escolha os valores de resistores de modo que a razão cíclica seja próxima a 0,5. Dessa maneira, a onda de saída terá metade do seu período em nível alto e metade em nível baixo, o que aumenta a quantidade de aplicações possíveis, como na geração de sinais de clock, onde tal característica é desejável.

Figura 2.33 | Temporizador 555 astável



Fonte: elaborada pelo autor.

A tensão máxima recomendada para a alimentação do 555 ( $V_{cc}$  dos circuitos das Figuras 2.32 e 2.33) é de 16 V e a mínima de 4,5 V. Assim, o projetista pode escolher qualquer valor de alimentação dentro dessa faixa sabendo que o sinal de saída terá a mesma amplitude do sinal da alimentação. Portanto, se ele estiver sendo utilizado em uma aplicação em conjunto com um microcontrolador que funciona em 5 V por exemplo, é possível alimentá-lo com 5 V sem problemas.



**Refleta**

Você acredita que os circuitos com o CI 555 são realmente fáceis de se projetar? Você utilizaria ele para a montagem de um temporizador em detrimento a outra montagem com os transistores que estudamos nessa seção?

Na nossa situação, você tem que finalizar o projeto do sistema para geração de sinais para ser entregue ao cliente de sua empresa, que é dono de um zoológico e vai utilizar o sistema para avisar os animais que a comida foi disposta a eles, evitando que ela venha a estragar. Você já projetou um circuito oscilador para gerar o sinal com frequência ajustável entre 1 kHz e 50 Hz além de um circuito para controlar o volume do som, que é um amplificador com ganho ajustável. Agora, você deve projetar um temporizador para indicar o tempo que o som será emitido e um circuito para permitir que o sinal seja reproduzido somente no tempo indicado pelo temporizador.

Inicialmente, vamos projetar o temporizador, que deve ter duração ajustável entre 1 e 10 s. Dentre os circuitos que estudamos nesta seção, temos duas opções para escolher: o temporizador RC com transistores (Figura 2.30) e o temporizador com 555 em sua configuração monoestável (Figura 2.33). Em ambos os casos podemos aplicar um simples pulso na sua entrada, que pode ser gerado com um push botton, diferenciando nos circuitos a quantidade de componentes necessária e a tensão de alimentação.

O temporizador RC com transistor possui uma limitação em relação a sua tensão de alimentação, o que pode ocasionar a queima de um dos transistores do circuito. Nas outras partes do nosso projeto, utilizamos uma tensão de alimentação de  $\pm 12V$  para o circuito, assim, utilizar o temporizador com transistores iria requerer outro nível de tensão, o que tornaria necessária a utilização de um regulador de tensão. Além disso, são necessários vários transistores e resistores para esse circuito em contrapartida a uma montagem enxuta com o 555, que pode ser considerada a melhor opção nesse caso.

Para projetar o nosso temporizador com 555 na configuração monoestável, vamos inicialmente fixar um valor para o capacitor e calcular dois valores de resistência, um para a largura de pulso de 1 s e outro para a largura de 10 s. A diferença dos valores será o valor do potenciômetro a ser utilizado para o ajuste do tempo desejado. Portanto, para o menor tempo de acionamento, e fixando o capacitor em  $100\mu F$ , temos,

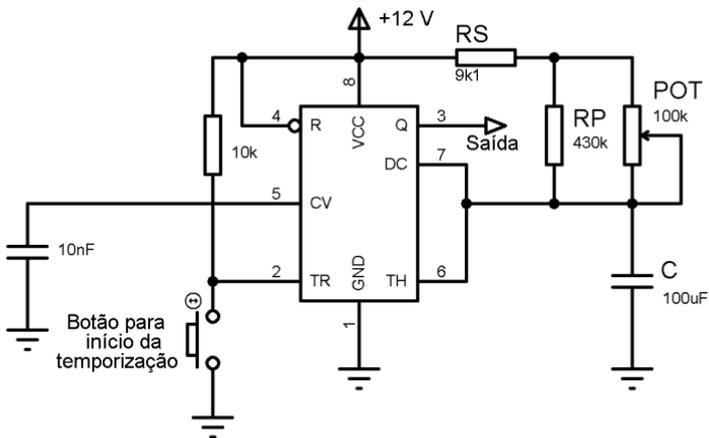
$$W = 1,1 \cdot R \cdot C \Rightarrow R = \frac{W}{1,1 \cdot C} = \frac{1}{1,1 \cdot 100\mu} = 9,09 k\Omega$$

Para o maior tempo obtemos

$$W = 1,1 \cdot R \cdot C \Rightarrow R = \frac{W}{1,1 \cdot C} = \frac{10}{1,1 \cdot 100\mu} = 90,90 k\Omega$$

Com isso, devemos colocar um resistor de **9,09 kΩ** em série com um potenciômetro de **90,90 k – 9,09 k = 81,82 kΩ**. Ajustando para os valores comerciais mais próximos, o resistor terá valor de **9,1 kΩ**, e potenciômetro de **100 kΩ**. Perceba que há uma grande diferença entre o valor calculado e o comercial do potenciômetro, que não temos como fugir, dada a limitação dos valores comerciais dos potenciômetros. Porém, conseguimos colocar outro resistor em paralelo com o potenciômetro, de forma que a associação equivalente seja um valor mais próximo do desejado. No caso, se colocarmos um resistor de **430 kΩ** em paralelo com o potenciômetro de **100 kΩ**, vamos obter uma resistência equivalente de **81,13 kΩ**, muito mais próxima do valor calculado. A partir dos cálculos e considerações, conseguimos chegar ao circuito temporizador com 555 conforme apresentado na Figura 2.34.

Figura 2.34 | Temporizador com 555 de largura de pulso ajustável entre 1 e 10 s

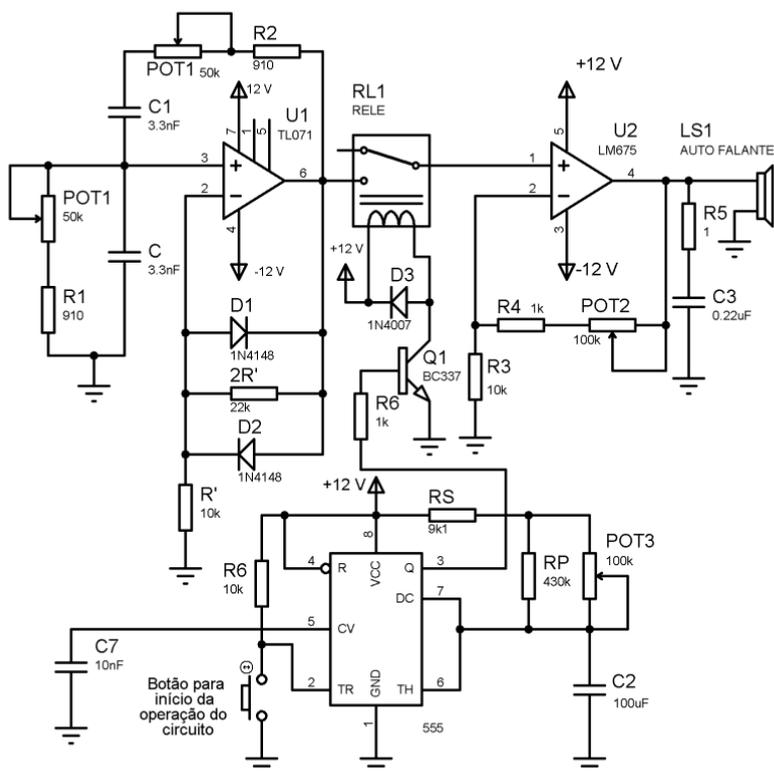


Fonte: elaborada pelo autor.

Para ligar o sinal senoidal do oscilador no circuito amplificador de forma controlada pelo temporizador projetado, podemos utilizar um relé eletromecânico convencional. Existem outras soluções como utilizar um relé de estados sólido ou um triac, porém, elas podem gerar modificações no sinal ou necessitar de um circuito de acionamento que precise de uma grande quantidade de componentes. Como a temporização é longa, na casa dos segundos, a utilização do relé é possível e o seu acionamento é feito facilmente por um transistor.

Dessa forma, conseguimos chegar ao circuito final do sistema gerador de som para o cliente de sua empresa, unindo todas as partes já projetadas em um único circuito, como mostrado na Figura 2.35. No circuito, POT1 é um potenciômetro duplo que ajusta a frequência do sinal de saída, POT2 ajusta o volume do som e POT3 ajusta a duração do som.

Figura 2.35 | Circuito final do sistema gerador de som para zoológico



Fonte: elaborada pelo autor.

### Projetando um oscilador astável

#### Descrição da situação-problema

Considere que você trabalha no setor de manutenção de uma empresa que fabrica eletrodomésticos. A empresa possui uma grande linha de produção, com várias máquinas e processos a serem executados e cabe a você manter as máquinas em operação.

Em determinado momento do seu turno, uma das máquinas para de funcionar inesperadamente e você vai verificar o que aconteceu. Pelo fato de ser experiente no seu trabalho e de essa máquina ter um histórico grande de problemas, você detecta rapidamente o que está ocorrendo; se trata de uma placa eletrônica que gera a base tempo de operação dos vários processos que a máquina realiza. Sem essa base de tempo, a máquina não seguiria a ordem correta de execução, por isso ela interrompeu o seu funcionamento.

Analisando a placa em questão, você encontra uma evidência de curto circuito na que não pode ser corrigida, sendo necessária a substituição da placa. Tal placa não faz parte do estoque de manutenção da empresa, mas o distribuidor vai entregá-la em um dia. A linha de produção não pode ficar parada e você sabe que o sinal de saída dessa placa é uma onda quadrada com 100 kHz de frequência. Você tem um CI 555, alguns resistores e capacitores em mãos, será que é possível montar um circuito provisório com esses componentes?

#### Resolução da situação-problema

Com os componentes disponíveis, é possível montar um oscilador astável com o 555 e para isso, é preciso de dois resistores e um capacitor. Para o projeto, vamos fixar o resistor R1 em  $1k\Omega$ , o capacitor C em 10 nF e calcular o resistor R2 da seguinte forma:

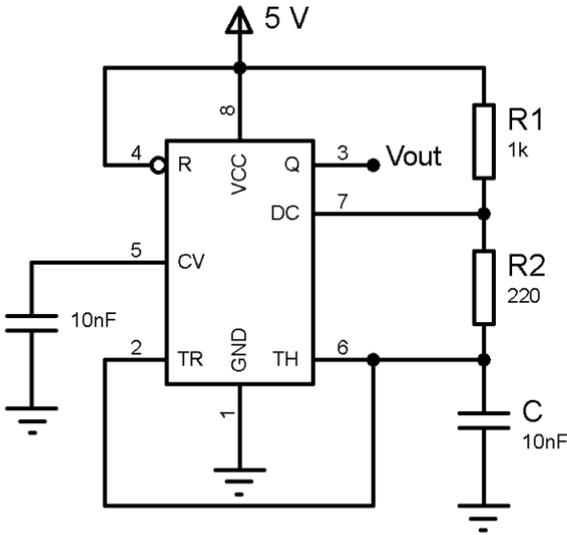
$$f = \frac{1,44}{(R1 + 2 \cdot R2) \cdot C} \Rightarrow R2 = \frac{1,44}{2} - R1 = \frac{1,44}{2} - 1k = \frac{100k \cdot 10n}{2} = 220\Omega$$

Utilizando esses valores de resistência, a razão cíclica será de

$$D = \frac{R1 + R2}{R1 + 2 \cdot R2} = \frac{1000 + 220}{1000 + 2 \cdot 220} = 84,72\%$$

O circuito final fica como o que está apresentado na Figura 2.36.

Figura 2.36 | Oscilador astável com 555 e frequência de saída de 100 kHz



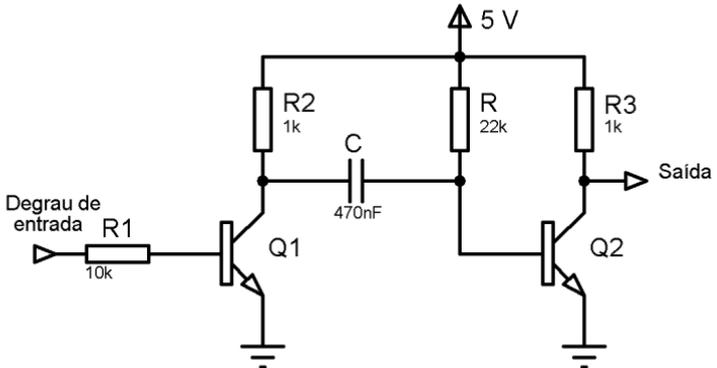
Fonte: elaborada pelo autor.

Com o circuito apresentado, bastaria aplicar o sinal de saída do circuito na máquina, substituindo a placa eletrônica defeituosa, assim, a máquina voltaria a funcionar e consequentemente a linha de produção voltaria a operar.

## Faça valer a pena

**1.** Uma das formas mais simples de se montar um circuito temporizador é utilizando um circuito RC, e uma das montagens possíveis utiliza transistores. Com isso, o tempo de carregamento do capacitor irá gerar a temporização do circuito. Para tanto, considere o circuito apresentado na Figura 2.37.

Figura 2.37 | Temporizador RC para a questão 1



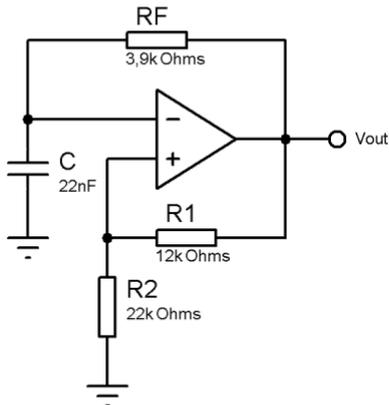
Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica a largura do pulso de saída quando um degrau de 5 V for aplicado na entrada.

- a) 4,87 ms.
- b) 5,36 ms.
- c) 6,24 ms.
- d) 7,86 ms.
- e) 8,63 ms.

**2.** Considere a Figura 2.38 que mostra um circuito oscilador astável montado com amplificador operacional. Nela, utiliza-se um elemento RC para gerar uma onda quadrada de saída, com o amplificador operacional funcionando em saturação positiva ou negativa.

Figura 2.38 | Oscilador astável com amplificador operacional para a questão 2



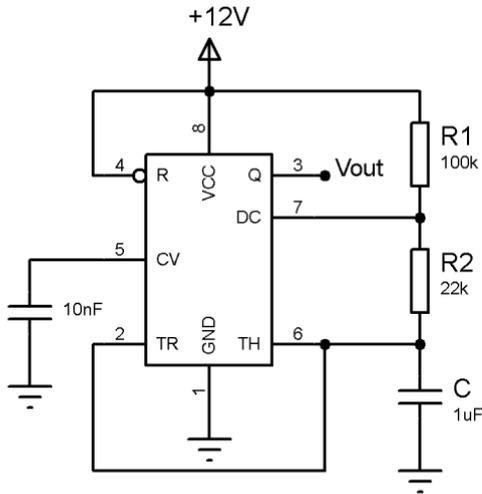
Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica, aproximadamente, o valor da frequência de oscilação do sinal quadrado encontrado na saída do amplificador operacional presente no circuito.

- a) 3.897 Hz.
- b) 3.783 Hz.
- c) 4.268 Hz.
- d) 4.963 Hz.
- e) 5.145 Hz.

**3.** Os circuitos osciladores são muito utilizados para a geração de sinais elétricos alternados, de modo em que existem vários tipos de montagens que podem ser feitas para se gerar um mesmo sinal. A forma mais simples de se gerar uma onda quadrada é com a utilização do temporizador 555. Tomando o circuito apresentado na Figura 2.39, calcule o valor da frequência e a razão cíclica da onda de saída.

Figura 2.39 | Circuito oscilador com 555 para a questão 3



Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica o valor da frequência e da razão cíclica do sinal de saída do circuito.

- a) 5 Hz e 50%.
- b) 8 Hz e 36,51%.
- c) 8 Hz e 25,63%.
- d) 10 Hz e 36,51%.
- e) 10 Hz e 84,74%.

# Referências

BOYLESTAD, R. L.; NASHESKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

HOROWITZ, Paul; HILL, Winfield. **A arte de eletrônica: circuitos eletrônicos e microeletrônica**. Porto Alegre: Bookman, 2017.

MALVINO, Albert Paul; BATES, David. **Eletrônica**. vol. 2. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

TEXAS INSTRUMENTS. **xx555 Precision Timers**. 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>>. Acesso em 15 mai. 2018.



# Resposta em frequência

## Convite ao estudo

Nesta unidade serão apresentados os conceitos de resposta em frequência para os amplificadores com transistores e FET's, tanto para baixa como para altas frequências. A importância desse estudo está associada ao fato de que os sinais não possuem apenas uma frequência fundamental. Por exemplo, a transmissão de ondas de rádio é composta por uma senoide portadora e um sinal somado à essa portadora em diversas frequências.

Os métodos de projeto baseados na resposta em frequência são mais utilizados em ambientes industriais, pois permitem realizar projetos com uma ótima qualidade. Diante disso, imagine que você e seus colegas de curso resolveram abrir uma empresa de consultoria e soluções em projetos eletrônicos, se especializando em equipamentos de áudio, receptores e transmissores de sinais. Vocês estão começando no mercado e precisam fazer clientela, divulgando os serviços que vocês irão prestar.

Esse trabalho de consultoria é muito dinâmico e todo dia aparece uma atividade diferente para ser realizada. Portanto, vocês precisam se preparar e obter o maior conhecimento teórico e prático possível para sugerir soluções de forma eficaz e economicamente viável.

Nesse momento, vocês decidiram se especializar no comportamento dos amplificadores à transistor em relação a frequência, pois é uma área da eletrônica que poucas pessoas conhecem a fundo. Você está preparado para obter esse conhecimento e conseguir analisar projetos à transistores para sinais de baixa e alta frequência?

Nesta unidade você estudará sobre as escalas logarítmicas e sua importância na análise de resposta em frequência, de forma a conseguir ler e interpretar os gráficos de resposta em frequência dos amplificadores.

Na primeira seção, você verá como ler e interpretar um gráfico em resposta em frequência e os seus pontos de principais interesses, na segunda seção você se deparará com a resposta em baixa frequência dos amplificadores, retornando ao gráfico de resposta em frequência e quais elementos causam indesejáveis distorções nos transistores TBJ e FET, sabendo como solucioná-las. Por fim, na última seção, você entenderá a resposta em altas frequências e quais os elementos dos amplificadores são responsáveis pela frequência de corte superior.

Bons estudos!

## Seção 3.1

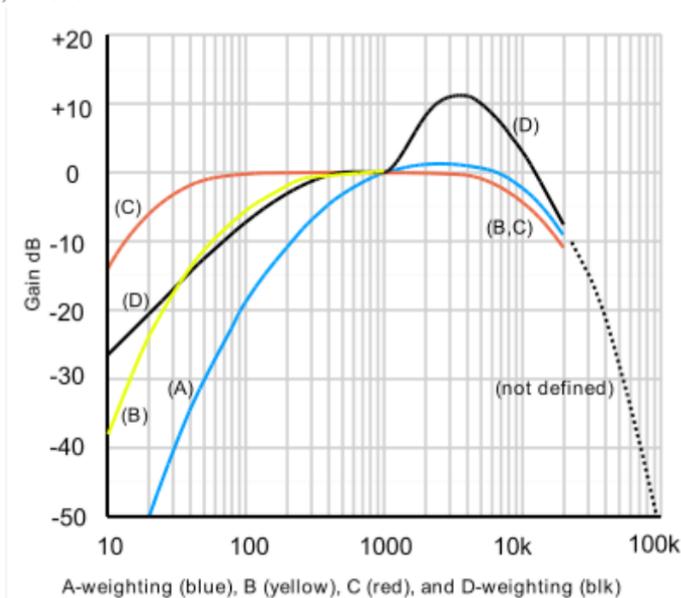
### Considerações gerais sobre resposta em frequência

#### Diálogo aberto

Quando é lançado um novo equipamento no mercado, sempre é realizado um projeto que prevê todas as possibilidades de operação e como será o comportamento desse novo equipamento dada uma condição de funcionamento. Por exemplo, um aparelho de áudio é fabricado, mas antes de ser lançado como produto no mercado, é necessário realizar alguns testes para verificar se ele terá o funcionamento adequado. Um dos testes é verificar se em alguma frequência de som dele haverá atenuação ou acontecerá algo inesperado, por isso a importância da análise da resposta em todo o espectro de frequência do equipamento.

Para fixar melhor os conceitos que serão trabalhados, imagine que você e seus colegas de curso resolveram abrir uma empresa de consultoria e soluções em projetos eletrônicos, se especializando em equipamentos de áudio, receptores e transmissores de sinais. Ao divulgar a sua empresa, um cliente procurou seus serviços, pois precisa fazer uso de um decibelímetro que analisa todo o espectro de frequência da voz humana, que normalmente vai de 50 Hz à 10 kHz. Ele comprou um decibelímetro muito conhecido no mercado, e no manual de instruções estavam apresentadas todas as suas especificações de forma clara. No entanto, o manual apresenta um gráfico do ganho do amplificador do decibelímetro de difícil interpretação, como mostra a Figura 3.1.

Figura 3.1 | Gráfico do ganho em dB em função da frequência das curvas de ponderação A, B, C e D



Fonte: <[https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/39/Acoustic\\_weighting\\_curves\\_%281%29.svg/400px-Acoustic\\_weighting\\_curves\\_%281%29.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/39/Acoustic_weighting_curves_%281%29.svg/400px-Acoustic_weighting_curves_%281%29.svg.png)>. Acesso em: 2 ago. 2018.

Como se trata de um equipamento com um sistema de áudio, esse cliente resolveu procurar os seus serviços para averiguar se o decibelímetro funciona de forma adequada em toda a faixa da frequência da voz humana.

Pelo fato de o cliente estar desenvolvendo um trabalho técnico, ele solicitou, como parte da consultoria, um laudo técnico para explicar esse gráfico, certificando que o decibelímetro atenderá sua necessidade. Para isso, com o gráfico em mãos, você deverá interpretá-lo e emitir um laudo respondendo se esse decibelímetro funciona corretamente e se não funciona, qual seria a solução?

Para ajudar na resolução dessa problemática, você estudará sobre a escala logarítmica e o conceito de decibel, unidade usada para expressar potência em áudio, vendo como é construir um gráfico de resposta em frequência com as frequências de corte inferior e superior e a normalização do gráfico. Conhecerá, também, o diagrama de bode.

Bons estudos e mãos à obra.

## Não pode faltar

Até aqui, para facilitar o entendimento dos amplificadores a transistor, foram considerados os amplificadores operando na frequência de banda média, para o qual não há atenuação do sinal devido aos efeitos capacitivos dos amplificadores. No entanto, em um sinal de áudio, o sinal de entrada não tem uma frequência definida, podendo ser representado como uma soma de vários sinais senoidais em diferentes frequências.



### Refleta

O que acontece com a saída quando o amplificador não está projetado para amplificar um sinal em uma frequência específica?

Normalmente, as atenuações ocorrem em baixa ou alta frequência. Pense em quando você está escutando uma música e em certas frases se ouve um chiado ou algum tipo de interferência, parecendo ouvir uma palavra diferente da letra original, ou quando você está vendo televisão e uma imagem, que não deveria, fica tremida, parecendo dançar na tela? Então, essa é a consequência da atenuação na prática, a qual tira a qualidade do sinal e distorce o sinal na saída.

Como o espectro de frequência é muito grande, ao representar o ganho em todas as frequências, seria necessário um gráfico maior para não se perder nenhuma informação. Para representar o gráfico em escala de frequência, mostrando todos os detalhes úteis para identificar falhas, se utiliza a **escala logarítmica** no eixo da frequência para melhorar a visualização do comportamento do sinal. A função logarítmica facilita a análise de gráficos de uma variável (no nosso caso, o ganho) em uma ampla faixa (no nosso caso, a frequência), ajudando na identificação de valores importantes nos procedimentos de projeto.

O logaritmo é uma função matemática e é definida pela identidade da Equação 3.1.

$$a = b^x, \quad x = \log_b a \quad (3.1)$$

Para mostrar um exemplo da utilização do logaritmo, podemos considerar  $b = 10$  e  $x = 2$ .

$$a = b^x = (10)^2 = 100$$
$$x = \log_b a = \log_{10} 100 = 2$$

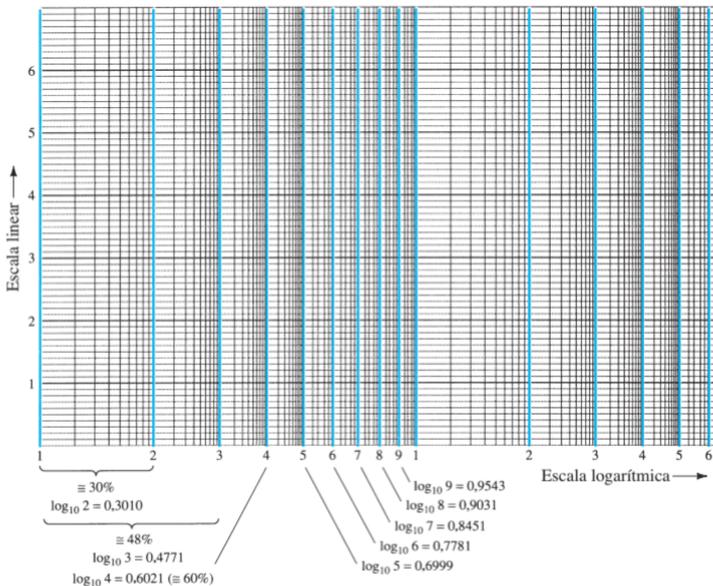
Como visto, a variável **a** aumentou dez vezes, enquanto a variável **x** aumentou apenas duas vezes. Essa característica mostra que o logaritmo não aumenta na mesma proporção que o número, ou seja, 100 é dez vezes maior que 10, mas o logaritmo é apenas duas vezes maior.

**Assimile**

As propriedades dos logaritmos valem para a análise dos gráficos. Com a função logarítmica é possível reduzir a escala e facilitar a análise das faixas de frequências. Por exemplo, enquanto em uma escala linear para representar uma frequência que vai de 0 a 10 kHz, precisaríamos de um intervalo de 1.000 eixos verticais de 10 pontos cada eixo, já para a escala logarítmica, é necessário apenas um intervalo de 4 eixos verticais de 10 pontos cada eixo, pois  $\log_{10} 10.000 = 4$ .

O uso de escalas logarítmicas pode expandir a faixa de uma variável específica de um gráfico. Para a maioria das aplicações é utilizado o **gráfico semilog**, em que apenas uma das escalas é logarítmica, o eixo horizontal, como mostrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 | Folha de gráfico semilog



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013, p. 453).

Na Figura 3.2 é possível observar que a escala vertical é linear, enquanto a escala horizontal tem espaçamentos que vão diminuindo de intervalo por ser em escala logarítmica. O  $\log$  de 2 na base 10 é de 0,301, aproximadamente 30% do intervalo total entre 1 e 10, já o  $\log$  de 3 é 0,4771, sendo 48% do intervalo total, ou quase metade da distância entre os pontos de potência 10. Dessa forma, é possível verificar o motivo de os intervalos na escala logarítmica terem espaçamentos diferentes e mostrar que a representação de um sinal em uma faixa de frequência pode ser simplificada.

É importante salientar que o gráfico de uma função em uma escala logarítmica tem um formato diferente em uma escala linear. Por exemplo, uma reta em uma escala logarítmica irá corresponder à uma curva em uma escala linear e uma curva na escala logarítmica pode corresponder à uma reta na escala linear. Por isso, é necessário interpretarmos o gráfico na sua escala e extrairmos as informações necessárias.

Nos equipamentos de áudio, a potência e os níveis de áudio se relacionam em uma base logarítmica. O termo **decibel** é a representação da potência de áudio na base logarítmica, ou seja, um aumento no nível de potência de 4 W para 16 W não vai resultar em um aumento na razão de  $16/4 = 4$  vezes, mas resultará em um aumento em um fator de 2, pois  $4^2 = 16$ . Para essa análise matemática foi criado o decibel.

O ganho de potência em decibel é dado pela Equação 3.2.

$$G_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (3.2)$$

Se um sistema, com entrada e saída, tem a resistência de entrada  $R_1$  igual a resistência de saída  $R_2$  e sabendo que  $P = \frac{V^2}{R}$ , podemos escrever a equação do ganho de potência em função da tensão de entrada  $V_1$  e da tensão de saída  $V_2$ , como mostra a Equação 3.3.

$$G_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\frac{V_2^2}{R_2}}{\frac{V_1^2}{R_1}} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{V_2}{V_1} \right)^2 = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \quad (3.3)$$

Observe que o ganho da Equação 3.3 só é possível porque  $R_1 = R_2$ . A maior vantagem na utilização da base logarítmica para se

avaliar o ganho de tensão é a sua facilidade na aplicação de estágios em cascata. Quando se fala em ganho em decibéis, existem alguns ganhos importantes e eles estão relacionados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 | Valores de Ganho de tensão e de nível em dB

Ganho de Tensão $V_O / V_{IN}$	Nível em dB
0,5	- 6
0,707	- 3
1	0
2	6
10	20
40	32
100	40
1000	60
10.000	80

Fonte: elaborada pelo autor.

Observe que o ganho de tensão de 2 duas vezes corresponde à 6 dB, e uma atenuação no fator de 2, ou seja, um ganho de 0,5, corresponde à -6 dB. Portanto, o valor negativo em dB corresponde à atenuação do sinal.



**Refleta**

Os televisores atualmente são preparados para receber sinais digitais. Você consegue diferenciar, na prática, um sinal analógico de um sinal digital na televisão? Por que o sinal digital não sofre distorção?

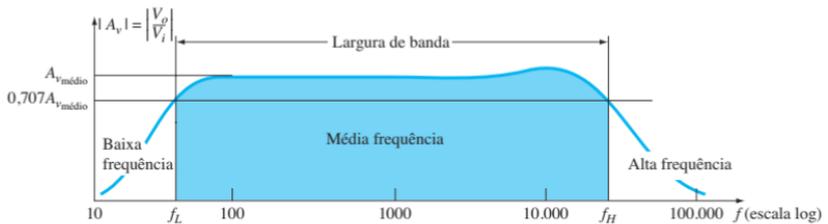
Para entendermos o funcionamento dos transistores até agora, foi considerada a banda média de frequências. No entanto, os capacitores nos circuitos dos amplificadores possuem a sua reatância capacitiva, que tem o mesmo efeito de uma resistência, dependendo da frequência do sinal.

A reatância capacitiva produz uma queda de tensão devido à corrente que circula sobre o capacitor e que depende da frequência do sinal aplicado sobre ele, como mostra a Equação 3.4.

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (3.4)$$

Devido a essa característica, as curvas de ganho de um amplificador são divididas em três regiões, como mostra a Figura 3.3.

Figura 3.3 | Ganho versus frequência para amplificadores com acoplamento RC.



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013, p. 461).

Em relação à frequência, a faixa de operação do transistor deve ocorrer quando o ganho é horizontal no gráfico da Figura 3.3, ou seja, estar na região de **média frequência**. Para **baixas frequências**, o acoplamento RC dos amplificadores (capacitores de acoplamento e de desvio) apresentam uma atenuação no ganho. Isso ocorre pelo fato de os capacitores se comportarem como um circuito aberto, em que, com a diminuição da frequência, a reatância capacitiva se aproxima do infinito. Com o aumento da frequência, a reatância capacitiva vai diminuindo e o comportamento dos capacitores no circuito passa a ser semelhante a um curto circuito.

Em relação ao ganho do amplificador, há um mínimo aceitável de frequência para que a reatância capacitiva dos capacitores de acoplamento e desvio não exerçam mais influência no circuito, e isso ocorre em  $f_L$  (frequência de corte inferior).

Para **altas frequências**, o mesmo fenômeno acontece, só que agora são as capacitâncias internas dos transistores e dos fios do circuito que fazem com que haja uma atenuação no sinal amplificado limitado por  $f_H$  (frequências de corte superior).

As frequências de corte  $f_L$  e  $f_H$  podem ser chamadas também de frequência de ângulo, banda ou meia potência. Elas ocorrem quando

o ganho de tensão  $A_V$  é de 0,707. Em fatores de ganho de potência, ocorre quando a potência tem o mesmo valor da metade da potência máxima para uma resistência de  $1\Omega$ , como mostra a Equação 3.5.

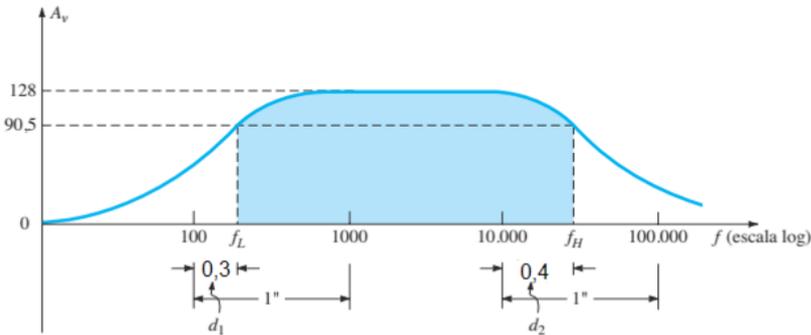
$$P = \frac{V^2}{R} \frac{(0,707)^2}{1} = 0,5W \quad (3.5)$$

A área mais importante do gráfico da Figura 3.3 é a região de banda passante, ou banda de frequência média, em que o ganho é horizontal ou tem uma atenuação de até 3 dB. Essa banda passante é dada pelo intervalo entre as frequências de corte inferior e superior, além de essa faixa ser conhecida como largura de banda, como mostra a Equação 3.6.

$$\text{largura de banda (BW)} = f_H - f_L \quad (3.6)$$

Para as aplicações em eletrônica é mais comum a utilização do gráfico do ganho de tensão em decibel pela frequência em hertz em escala linear. Assim, nas folhas de dados de um amplificador você encontrará um gráfico de ganho com formato semelhante ao da Figura 3.4.

Figura 3.4 | Gráfico do ganho em função da frequência



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013, p. 462).

A Figura 3.4 mostra um exemplo de um gráfico de ganho. Como pode se observar, o ganho de tensão no eixo y (definido por  $A_V$ ) tem os valores de 128 e de 90,5. O ganho  $A_V = 128$  corresponde ao ganho na banda média, já as frequências de corte inferior e superior são definidas quando o ganho de tensão corresponde à 70,7% do valor de ganho máximo, o qual corresponde ao ganho  $A_V = 0,707 \cdot 128 = 90,5$ .



A partir da resposta em frequência da Figura 3.4 é possível verificar que existem duas frequências de corte, nas quais o ganho tem uma atenuação de 3 dB. Essa atenuação de 3 dB, como visto na Tabela 3.1, ocorre quando o ganho é de 0,707 vezes o valor de pico, que nesse caso do exemplo é de 90,5 V. Com uma régua foram obtidas as medidas de  $d_1$  e  $d_2$  proporcionais à uma distância de 1, que vai de uma frequência até sua década posterior, ou seja, na frequência de 10 vezes o seu valor, como mostrado na Figura 3.4. Com os dados do gráfico, conseguimos calcular as frequências de corte e a largura de banda BW.

Para calcularmos a frequência de corte inferior  $f_L$ , precisamos primeiramente calcular a razão entre as distâncias, onde  $d_1$  é a distância da frequência de referência e a frequência que se deseja saber,  $d$  é a distância entre a frequência de referência e a próxima década de frequência, ou seja, para o nosso caso de 100 Hz até 1000 Hz, como mostrado na Figura 3.4 :

$$\frac{d_1}{d} = \frac{0,3}{1} = 0,3$$

Como a escala logarítmica é de base 10, precisamos encontrar o valor da frequência em questão. Para isso podemos utilizar a seguinte equação:

$$f_L = 10^{\frac{d_1}{d}} \cdot 10^X = 10^{0,3} \cdot 10^2 = 1,995 \cdot 100 = 199,5 \text{ Hz}$$

De forma semelhante, calculando a frequência de corte superior  $f_H$ , temos:

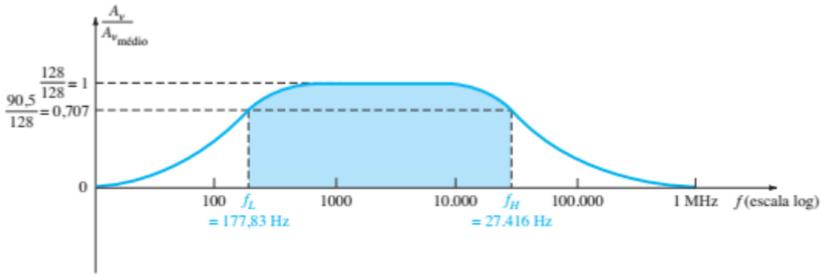
$$f_H = 10^{\frac{d_2}{d}} \cdot 10^X = 10^{0,4} \cdot 10^4 = 2,511 \cdot 10000 = 25,11 \text{ kHz}$$

A largura de banda BW é dada por:

$$BW = f_H - f_L = 25,11 \text{ k} - 199,5 = 24,92 \text{ kHz}$$

Quando é apresentado o gráfico logarítmico, geralmente a curva é normalizada por um processo pelo qual se divide os valores do eixo vertical (eixo y) pelo valor de banda média, como mostra a Figura 3.5.

Figura 3.5 | Gráfico do ganho normalizado versus a frequência

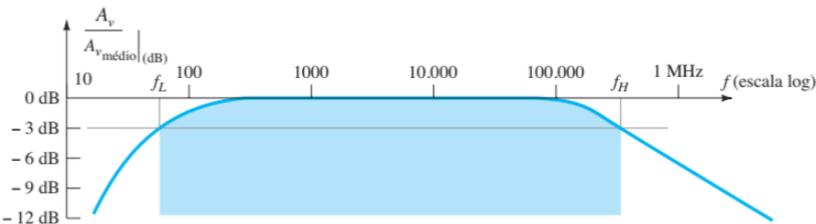


Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013, p. 462).

Como pode ser visto nas Figuras 3.4 e 3.5, o formato da curva é o mesmo, tendo como diferença apenas os valores de ganho de tensão na banda média ( $A_V = 1$ ) e nas frequências de corte ( $A_V = 0,707$ ). Observe que o ganho na banda média poderia ser qualquer outro valor, como 50, 100, 200, visto que o gráfico resultante sempre seria o mesmo da Figura 3.5.

Para melhor visualização e análise, é realizada a normalização do gráfico em dB, que consiste em deslocar o gráfico do ganho de tensão em dB para 0 dB. Isso é realizado com o objetivo de analisar o quanto houve de atenuação em uma frequência específica para assim adotar alguma solução a fim de eliminar a atenuação indesejável. Para tanto, se utiliza a Equação 3.2, para as frequências no meio da faixa temos que  $20 \cdot \log_{10} 1 = 0$ , e para as frequências de corte temos que  $20 \cdot \log_{10} 0,707 = -3 \text{ dB}$ , como mostrado no gráfico da Figura 3.6.

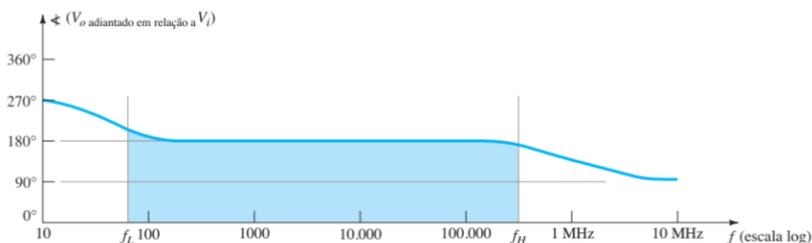
Figura 3.6 | Gráfico do ganho normalizado em 0 dB



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013, p. 463).

Para analisar a estabilidade do circuito amplificador e obter o comportamento do amplificador fora da banda média, é utilizado o **diagrama de Bode**. Esta é uma ferramenta muito utilizada para o estudo da resposta em frequência do amplificador. Até agora foi visto o diagrama do módulo do ganho dos amplificadores, como mostrado na Figura 3.6, no entanto, os efeitos capacitivos dos circuitos têm o poder também de alterar a fase, que depende da frequência do sinal de entrada. Por exemplo, o amplificador EC de um estágio faz com que o sinal de saída seja deslocado  $180^\circ$  em relação à entrada. Esse efeito ocorre como esperado na banda de frequência média, mas abaixo da frequência mínima de corte e acima da frequência máxima, o deslocamento poderá ser de um valor diferente do esperado, como podemos observar na Figura 3.7.

Figura 3.7 | Curva de fase para um amplificador com acoplamento RC



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013, p. 463).



**Pesquise mais**

O diagrama de fase é muito importante na análise da estabilidade da planta (ou circuito em questão). Você pode ler mais a respeito na página 371 do Capítulo 7 (Análise e projeto de sistemas de controle pelo método de resposta em frequência) da obra a seguir. OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

Lembre-se que você tem acesso a este material na Biblioteca Virtual 3.0 em sua área do aluno.

## Sem medo de errar

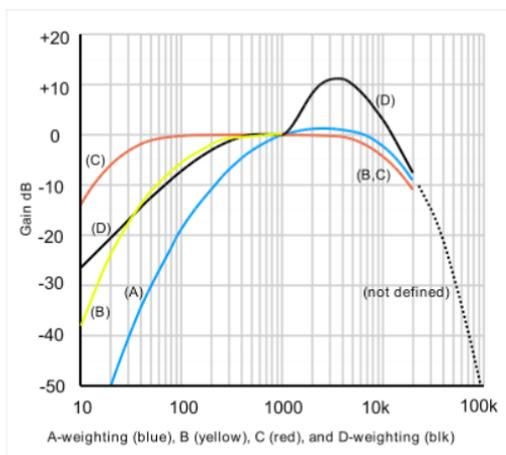
Retornando a nossa problemática, um cliente procurou a sua empresa para fazer um parecer técnico sobre o funcionamento de um decibelímetro que ele adquiriu, interpretando o gráfico de ganho e verificando se esse aparelho atende os requisitos do cliente de analisar todo o espectro de frequência da voz humana, que normalmente vai de 50 Hz à 10 kHz.

O decibelímetro adquirido possui filtros que permitem a medição do nível de pressão sonora (ruído) em ambas as ponderações de frequência (A, B, C e D). As diferenças entre as ponderações é a sensibilidade que cada filtro possui para determinadas faixas de frequência, dependendo do tipo de ruído que se deseja medir.

As curvas mais utilizadas em aplicações industriais são a curva A (dBA) e curva C (dBC). O medidor de ruído dBA é mais eficaz na medição de frequências médias, por exemplo, voz, enquanto o dBC é mais utilizado para a medição de ruídos em frequências altas e baixas, como máquinas e equipamentos industriais.

Sabemos que pela teoria e como observado no gráfico da Figura 3.1 das curvas de compensação, temos que achar a frequência onde o ganho é maior que  $-3\text{dB}$ .

Figura 3.1 | Gráfico do ganho em dB em função da frequência das curvas de ponderação A, B, C e D



Fonte: <[https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/39/Acoustic\\_weighting\\_curves\\_%281%29.svg/400px-Acoustic\\_weighting\\_curves\\_%281%29.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/39/Acoustic_weighting_curves_%281%29.svg/400px-Acoustic_weighting_curves_%281%29.svg.png)>. Acesso em: 2 ago. 2018.

Se traçarmos uma reta no eixo vertical do ganho (Gain dB) no ponto de  $-3$  dB, será possível verificar que a única curva de compensação na banda média para a frequência mínima de 125 Hz é a curva C, em que a sua frequência de corte inferior está em 30 Hz.

Seguindo a mesma reta em  $-3$  dB, podemos verificar que a frequência de corte superior da curva de ponderação C é de 8 kHz, não atendendo o requerido pelo cliente, que são frequências até 10 kHz. Continuando na análise do gráfico, podemos ver que a curva A tem a sua frequência de corte superior em 10 kHz.

Portanto, o decibelímetro precisa operar com o ganho das duas curvas de operação para atender o que o cliente pediu. No laudo é preciso mostrar todas as informações descritas, começando por uma introdução com a informação do que é um decibelímetro e quais as suas aplicações.

O laudo deve apresentar a explicação do gráfico de ganho e os pontos importantes para a análise do seu funcionamento, na conclusão devem ser apresentados os resultados obtidos da análise das especificações do decibelímetro, informando que esse decibelímetro não atende em sua totalidade a aplicação do cliente. A solução seria projetar um circuito que somasse os dois sinais, da curva A e da curva C, para todas as frequências. Depois seria necessário obter a resposta em frequência e verificar se há a necessidade de um atenuador no sinal para a banda média, ou seja, a banda de interesse do cliente de 125 Hz até 10 kHz.

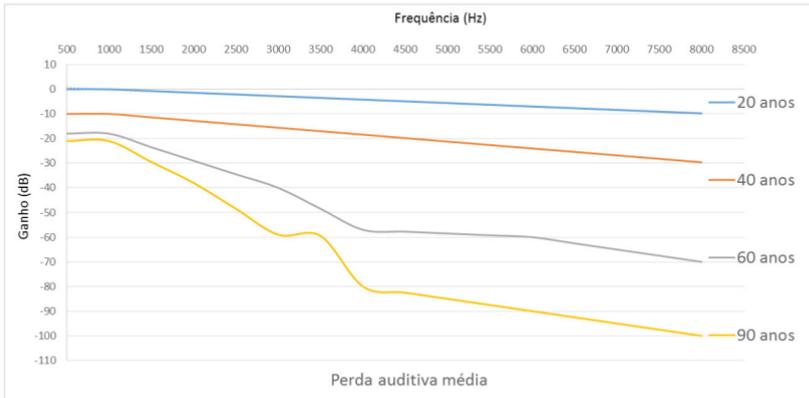
## Avançando na prática

### Amplificador auditivo

#### Descrição da situação-problema

Uma empresa de audiometria procurou a sua empresa de consultoria em projetos de áudio para desenvolver um amplificador de áudio para pessoas de 40 anos de idade. Para isso, ela apresentou a curva média da perda auditiva de acordo com a idade, para faixa de frequência de 125 Hz até 8 kHz.

Figura 3.9 | Curvas de perda auditiva de acordo com a idade



Fonte: adaptada de <<http://www.cochlea.eu/po/exploracao-funcional/metodes-subjectives>>. Acesso em: 2 ago. 2018.

Analisando o gráfico fornecido pelo cliente e sabendo que a voz humana tem frequências de até 8 kHz, você precisa descobrir qual a atenuação máxima para pessoas de 40 anos e em que frequência ocorre. Depois disso, você precisa selecionar um amplificador operacional para fazer o circuito de amplificação, de forma que o ganho do amplificador na faixa de frequência da voz humana consiga um ganho suficiente para amplificar o sinal.

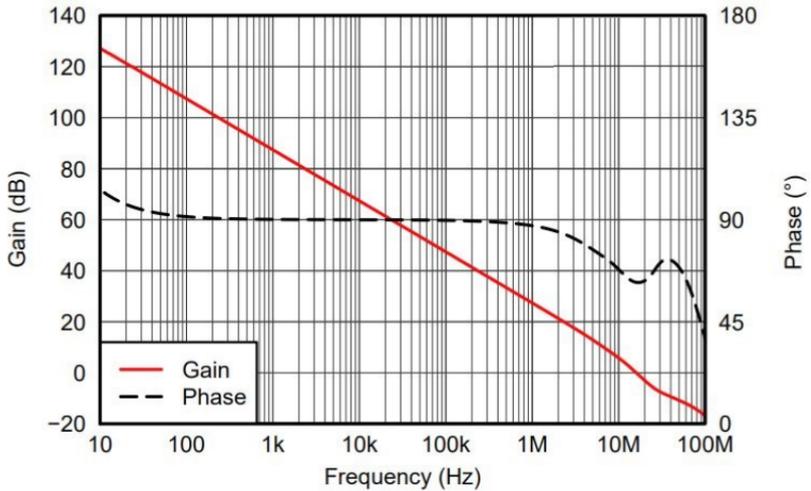
### Resolução da situação-problema

Foi escolhido como elemento ativo um amplificador operacional devido ao seu pequeno tamanho, pois o amplificador para o ouvido humano precisa ser discreto e ergonômico. O amplificador que pode ser utilizado é o OPA1662, que é um amplificador operacional dedicado para áudio, com ganho na banda média de 500.000 vezes, ou seja,

$$G_{dB} = 20 \cdot \log_{10} 500.000 = 114 \text{ dB}$$

Pesquisando o comportamento do amplificador operacional no *datasheet* do OPA1662, foi verificado o gráfico do ganho de tensão por frequência, como mostra a Figura 3.10 (TEXAS INSTRUMENTS, 2011).

Figura 3.10 | Gráfico do ganho e fase em função da frequência do OPA1662



Fonte: Texas Instruments (2011, p. 6).

Observando o gráfico do ganho do amplificador, na frequência de 2 kHz até 20 kHz é possível verificar que ele tem uma queda de 20 dB por década, indo de 80 dB a 60 dB.

Como visto, a atenuação no gráfico da Figura 3.10 mostra a perda auditiva em 8 kHz, que é a frequência máxima de audição da voz humana. Nessa condição, o amplificador OPA1692 satisfaria a necessidade para essa faixa de idade de pessoas.

Analisando o gráfico, é possível verificar o ganho em 8 kHz, que seria a oitava reta vertical, sendo que a de 1 kHz é a primeira. No entanto, somente de observar o gráfico o valor seria aproximado, já que as linhas verticais ficam próximas umas das outras ao chegar perto da reta limite de 10 kHz.

Uma maneira de se verificar com precisão é por calcular a amplificação na frequência de 8 kHz. Como sabemos que a atenuação é uma reta, podemos calcular o intervalo entre 2 kHz e 8 kHz e com essa porcentagem, calcular quanto houve de atenuação no ganho com base no ponto de 80 dB, ou seja,  $x = \log_b a = \log_{10} 8 = 0,9031$  e  $x = \log_b a = \log_{10} 2 = 0,3010$ .

Como a atenuação é de 20 dB por década, então da frequência de 2 kHz até 8 kHz o ganho foi atenuado em  $90,31\% - 30,10\% = 60,21\%$ , ou seja,

$$\text{atenuação} = 0,6021 \cdot 20 \text{ dB} = 12,04 \text{ dB}$$

Como o ganho em 2 kHz é de 80 dB, o ganho em 8 kHz será de  $80 \text{ dB} - 12,04 \text{ dB} = 67,96 \text{ dB}$ , mostrando que até 8 kHz o OPA1692 consegue amplificar o sinal, compensando a perda auditiva das pessoas na faixa de 40 anos.

No entanto, pode ser visto que para pessoas de 60 anos, de acordo com o gráfico da perda auditiva, o amplificador operacional OPA1692 não atende a necessidade, pois seria preciso um ganho do amplificador maior que 70 dB. Além disso, não é uma prática de projeto usar elementos com valores tão próximos dos limites de projeto, que é o caso de 68 dB do amplificador OPA1692 e das pessoas com 60 anos que precisariam de amplificadores com o ganho maior que 70 dB.

## Faça valer a pena

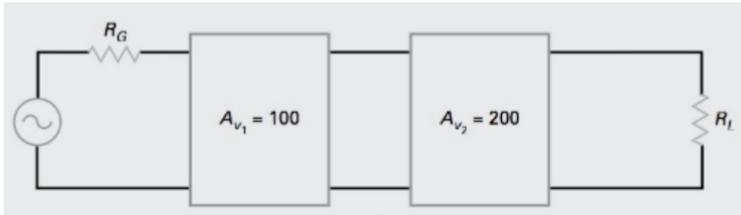
**1.** Os amplificadores são amplamente utilizados em aparelhos de áudio. Um amplificador com 20 W de potência na saída é conectado a um alto-falante de  $5 \Omega$  na saída. Calcule a tensão de entrada para que seja atingida a potência nominal quando o ganho de tensão do amplificador for de 40 dB.

Assinale alternativa que apresenta o valor de tensão de entrada.

- a) 100 V.
- b) 28 V.
- c) 10 V.
- d) 45 V.
- e) 0,1 V.

**2.** Por diversas vezes é utilizado amplificadores em cascata, com dois ou mais estágios. Um amplificador em estágios é utilizado como amplificador de sinais de um aparelho de áudio. Cada estágio tem um ganho individual, como mostra o esquema da Figura 3.11.

Figura 3.11 | Esquema de um amplificador em estágio



Fonte: Malvino; Bates (2016, p. 581).

Calcule o ganho total em decibéis e assinale a alternativa correta.

- a) 86 dB.
- b) 46 dB.
- c) 1840 dB.
- d) 20000 dB.
- e) 40 dB.

**3.** Os capacitores de acoplamento e de desvio de um circuito afetam a resposta em frequência dos circuitos amplificadores, servindo como filtros para os sinais alternados, dependendo da frequência do sinal de entrada. Esses capacitores podem se comportar como uma impedância muito alta ou curto-circuito. Considerando uma reatância capacitiva com um capacitor de  $1\mu\text{F}$  que tem a resposta dependente da frequência, analise as duas colunas abaixo.

Coluna 1: Valores de Frequência:

- I.  $f = 10\text{Hz}$
- II.  $f = 10\text{kHz}$
- III.  $f = 100\text{MHz}$

Coluna 2: Reatância capacitiva

- ( )  $X_C = 1,59\text{m}\Omega$
- ( )  $X_C = 15,9\Omega$
- ( )  $X_C = 15,91\text{k}\Omega$

Assinale a alternativa que apresenta o preenchimento da segunda coluna na ordem correta de cima para baixo.

- a) I – II – III.
- b) II – III – I.
- c) I – III – II.
- d) III – II – I.
- e) III – I – II.

## Seção 3.2

### Resposta em baixas frequências

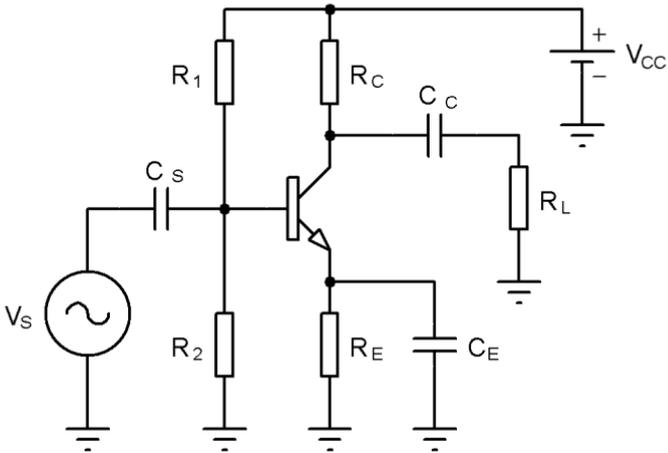
#### Diálogo aberto

Quando há problema em algum equipamento, como distorção na imagem do monitor de um computador, ou um ruído no rádio nos sons mais graves, normalmente o problema está no capacitor do circuito de amplificação do sinal. Isso ocorre porque o capacitor teve algum funcionamento indevido, ocasionando o seu desgaste precoce.

Os capacitores nos circuitos amplificadores produzem um efeito indesejável de atenuar o sinal para frequências muito baixas. Como visto, no diagrama de bode é mostrado que o amplificador tem o seu melhor desempenho de funcionamento na sua banda média. Quando queremos aumentar a largura da banda média, diminuindo a frequência de corte inferior, o que devemos fazer? É exatamente isso que vamos estudar nessa seção.

Retomando ao nosso contexto, depois de analisar e interpretar o gráfico de ganho do amplificador do decibelímetro, você constatou que em baixas frequências o sinal era atenuado ao invés de ser amplificado. Como o cliente tem urgência para utilizar o decibelímetro nas medições de ruído, ele pergunta se você pode propor alguma solução para que o equipamento tenha um ganho constante em todo o espectro de frequência audível, que vai de 20 Hz a 20 kHz. Você fez uma pesquisa de campo e conseguiu o circuito amplificador do decibelímetro, como está na Figura 3.12.

Figura 3.12 | Circuito amplificador do decibelímetro



Fonte: elaborada pelo autor.

Os elementos do circuito têm as seguintes especificações:  $C_S = 10\mu\text{F}$ ,  $C_C = 1,5\mu\text{F}$ ,  $C_E = 10\mu\text{F}$ ,  $R_S = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 40\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_C = 4\text{k}\Omega$ ,  $R_E = 2\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 2,2\text{k}\Omega$ ,  $r_o = \infty\Omega$ ,  $\beta = 100$  e  $V_{CC} = 20\text{V}$ .

Você observou que o circuito amplificador é feito por transistor e como sua empresa de consultoria é especializada em equipamentos de áudio, você se propõe em resolver o problema do cliente. Você deve realizar um laudo com informações técnicas e responder às seguintes perguntas: o que acontece em baixas frequências com o transistor? Como será o projeto do circuito amplificador para solucionar o problema do cliente?

Para responder essas perguntas, nesta unidade você entenderá como o circuito de amplificação se comporta em baixas frequências, como obter a frequência de corte inferior, analisando a combinação RC dos circuitos com TBJ (Transistor bipolar de junção) e JFET (Transistor por efeito de campo) e, por fim, verá o que implica o casamento de impedâncias no ganho.

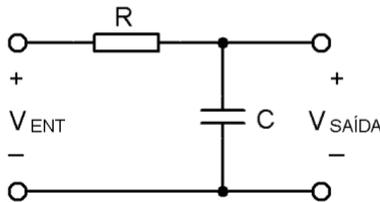
Vamos juntos aprender mais sobre a operação em baixas frequências?

## Não pode faltar

Até esse momento, vimos que o gráfico do ganho em função da frequência é muito usual para a análise e desenvolvimento de projetos eletrônicos. Isso pode ser dito pois a maioria dos componentes, como os amplificadores, têm uma resposta que depende da sua frequência de operação. Como visto, o ganho na banda média é o ganho desejado na sua operação e ela é o intervalo de frequências entre a frequência de corte inferior e superior.

Nas **baixas frequências**, para os amplificadores utilizando TBJ ou FET, quem determina a frequência de corte é a **combinação RC** dos capacitores de acoplamento e de desvio, semelhante ao apresentado na Figura 3.13. Através desse circuito é possível determinar a frequência na qual a amplitude da tensão de saída é de 70,7% da tensão de entrada, onde o ganho tem uma atenuação de 3 dB.

Figura 3.13 | Combinação RC para definir as frequências de corte inferiores



Fonte: elaborada pelo autor.

A tensão de saída é dada pelo divisor de tensão na saída do circuito RC, ou seja,

$$V_{SAÍDA} = \frac{R \cdot V_{ENT}}{R + X_C}$$

Onde  $X_C$  é a reatância capacitiva do capacitor em análise e  $R$  é a resistência equivalente vista pelo capacitor. Já a amplitude da tensão de saída é dada pela Equação 3.7.

$$V_{SAÍDA} = \frac{R \cdot V_{ENT}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \quad (3.7)$$

Na frequência de corte sabemos que a tensão de saída é de 70,7% da tensão de entrada. Para que isso aconteça no nosso circuito RC, é necessário que  $X_C = R$  na Equação 3.7, ou seja,

$$V_{SAÍDA} = \frac{R \cdot V_{ENT}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{R \cdot V_{ENT}}{\sqrt{R^2 + R^2}} = \frac{R \cdot V_{ENT}}{\sqrt{2 \cdot R^2}} = \frac{R \cdot V_{ENT}}{R \cdot \sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{ENT} = 0,707 \cdot V_{ENT}$$

Portanto, o ganho de tensão, quando  $X_C = R$ , é dado pela Equação 3.8.

$$A_V = \frac{V_{SAÍDA}}{V_{ENT}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \quad (3.8)$$

Como observado, a tensão de saída será 70,7% da tensão de entrada quando a reatância capacitiva for igual à resistência equivalente. Com isso, é possível calcular a frequência de corte inferior da banda média obtida a partir da combinação RC da Figura 3.13.

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = R$$

Isolando a frequência para essa condição de amplificação, temos a Equação 3.9, que determina a frequência de corte inferior.

$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (3.9)$$

Depois de normalizado o gráfico, para frequências menores que a frequência de corte dada pela combinação RC, é possível verificar que o ganho em dB diminui, ficando mais negativo. Portanto, chega-se à conclusão de que a combinação RC define somente a frequência de corte inferior  $f_L$ .



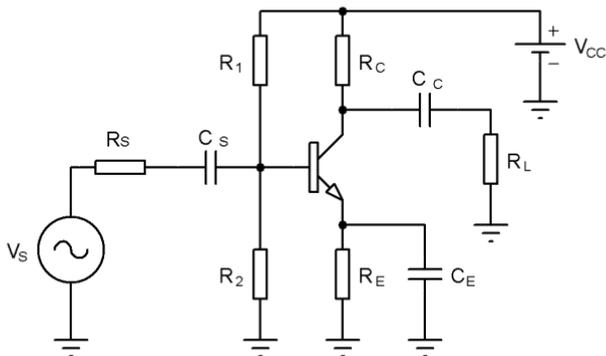
Refleta

Qual o ganho de tensão em dB quando R é igual a  $X_C$ ? Lembre-se que para achar o ganho em dB é necessário substituir o qual foi calculado na fórmula do ganho de tensão em dB.

A partir do circuito da Figura 3.13, encontrando a tensão de saída e de entrada, substituindo na equação de ganho  $A_V = V_{SAÍDA}/V_{ENT}$  e usando a Equação 3.9, podemos expressar o ganho de tensão em função das frequências, como mostra a Equação 3.10.



Figura 3.15 | Amplificador TBJ com carga e os capacitores que afetam a frequência de corte inferior



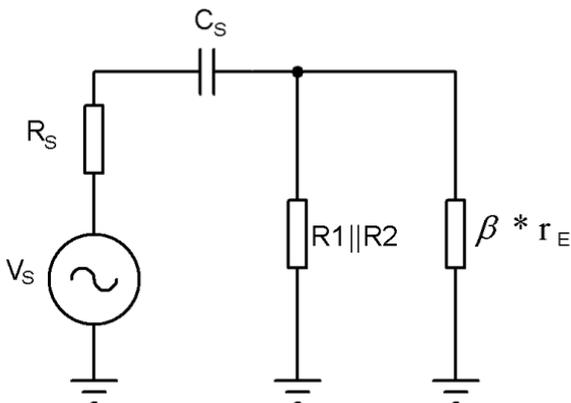
Fonte: elaborada pelo autor.

Essa análise pode ser usada para qualquer configuração de amplificador, sendo necessário apenas encontrar a resistência equivalente vista pelos terminais do capacitor. Aplicando o teorema de Thevenin no circuito em questão, podemos realizar a análise para cada um dos capacitores como segue.

- $C_s$

Como o capacitor  $C_s$  é colocado na entrada do circuito, o equivalente RC é dado pela Figura 3.16.

Figura 3.16 | Equivalente CA para calcular  $C_s$



Fonte: elaborada pelo autor.

A frequência de corte devido ao capacitor de acoplamento  $C_S$  é dada pela Equação 3.11.

$$f_{CS} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_S + R_{ENT}) \cdot C_S} \quad (3.11)$$

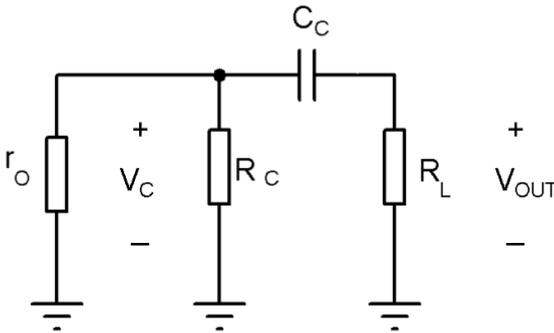
Onde  $R_S$  é a resistência da fonte de sinal e  $R_{ENT}$  é a resistência equivalente da entrada do amplificador, dada por:

$$R_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot r'_E$$

- $C_C$

Agora, o capacitor de acoplamento  $C_C$  está conectado entre a saída do elemento ativo (transistor) do amplificador e a carga, a Figura 3.17 mostra a resistência equivalente total que determina a frequência de corte inferior devida à  $C_C$ .

Figura 3.17 | Equivalente CA para calcular  $C_C$



Fonte: elaborada pelo autor.

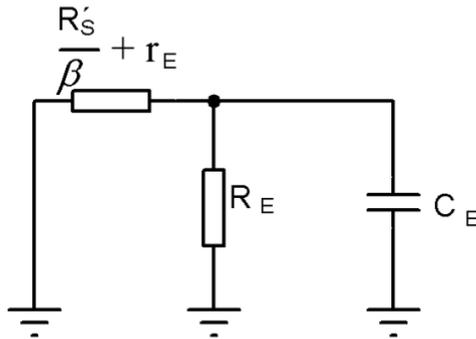
A Equação 3.12 mostra a frequência de corte relativo ao capacitor  $C_C$ .

$$f_{CC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_o + R_L) \cdot C_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [(R_C \parallel r_o) + R_L] \cdot C_C} \quad (3.12)$$

- $C_E$

Por último, no nosso circuito amplificador EC, o capacitor de desvio  $C_E$  tem a resistência equivalente, como mostra o circuito da Figura 3.18.

Figura 3.18 | Equivalente CA para calcular  $C_E$



Fonte: elaborada pelo autor.

A frequência de corte devida ao capacitor de desvio  $C_E$  é dada pela Equação 3.13.

$$f_{CE} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left( R_E \parallel \left( \frac{R'_S}{\beta} + r'_E \right) \right) \cdot C_E} \quad (3.13)$$

Em que a resistência da fonte vista pela saída  $R'_S = R_S \parallel R_1 \parallel R_2$ .

De posse das três frequências, a frequência de corte inferior será dada pela frequência de maior valor entre as frequências de corte inferiores dos capacitores de acoplamento e desvio. Com isso, garantimos que na maior frequência de corte entre os capacitores seja atendido o ganho de tensão de 0,707. Além disso, se garante também que para as outras frequências seja cumprida essa condição.



### Exemplificando

Utilizando o circuito emissor comum da Figura 3.14, com os valores dos componentes dados abaixo, calcule a frequência de corte inferior desse circuito.

Dados:  $C_S = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_C = 1 \mu\text{F}$ ,  $C_E = 20 \mu\text{F}$ ,  $R_S = 1 \text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 40 \text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{k}\Omega$ ,  $R_C = 4 \text{k}\Omega$ ,  $R_E = 2 \text{k}\Omega$ ,  $R_L = 2,2 \text{k}\Omega$ ,  $r_O = \infty \Omega$ ,  $\beta = 100$  e  $V_{CC} = 20 \text{V}$ .

Resolução:

Primeiramente temos que encontrar o valor de  $r'_E$ . Para isso obtemos a tensão na base do transistor.

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{10k}{40k + 10k} \cdot 20 = 4V$$

Dessa forma, é possível calcular  $r'_E$  obtendo a corrente no emissor pela equação:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4 - 0,7}{2k} = 1,65mA$$

$$r'_E = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25mV}{1,65mA} = 15,15\Omega$$

Em que  $V_T$  é a tensão térmica dos transistores. Esse valor representa a característica do diodo na condução de elétrons em diferentes temperaturas, mas para as análises com transistor, esse valor pode ser arredondado sempre para 25 mV.

Agora calculando as frequências de corte inferior devido aos capacitores, temos:

$C_S$ :

$$R_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot r'_E = 40k \parallel 10k \parallel 100 \cdot 15,15 = 1,274k\Omega$$

$$f_{CS} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_S + R_{ENT}) \cdot C_S} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (1k + 1,274k) \cdot 10\mu} = 7Hz$$

$C_C$ :

Sendo  $r_o = \infty \Omega$ , então  $R_o = r_o \parallel R_C \cong R_C$ .

$$f_{CC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_o + R_L) \cdot C_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (4k + 2,2k) \cdot 1\mu} = 25,68Hz$$

$C_E$ :

$$R'_S = R_S \parallel R_1 \parallel R_2 = 1k \parallel 40k \parallel 10k = 888\Omega$$

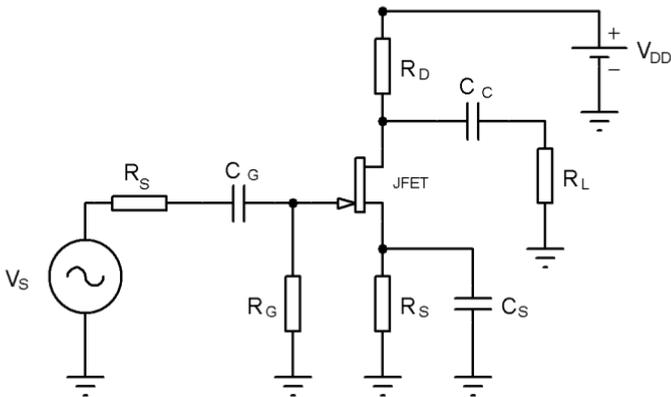
$$f_{CE} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left( R_E \parallel \left( \frac{R'_S}{\beta} + r'_E \right) \right) \cdot C_E} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2k \parallel 24,03) \cdot 20 \mu} = 335,13 \text{ Hz}$$

Portanto, a frequência de corte inferior será a maior frequência entre as três obtidas devido aos capacitores. A maior frequência é devido ao capacitor  $C_E$  e tem o valor de  $f_L = 335,13 \text{ Hz}$ .

Agora você pode usar os mesmos valores dos componentes, mas desconsiderando os efeitos da impedância da fonte de entrada  $R_S$ .

Com isso, podemos verificar a análise da **resposta em baixas frequências do amplificador com JFET (Transistor por efeito de campo)**. Essa análise com FET é muito semelhante à análise já realizada com TBJ, para tanto, vamos considerar o circuito da Figura 3.19.

Figura 3.19 | Elementos capacitivos que afetam a resposta em baixa frequência de um amplificador JFET



Fonte: elaborada pelo autor.

Como pode ser visto, na análise do amplificador com FET também há três capacitores que devem ser levados em consideração em sua análise:  $C_G$ ,  $C_C$  e  $C_S$ .

Observando o circuito da Figura 3.19, o capacitor de acoplamento  $C_G$ , entre a fonte de sinal e o FET dará a frequência de corte de acordo com a Equação 3.14.

$$f_{CG} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_S + R_G) \cdot C_G} \quad (3.14)$$

$R_S$  é a resistência da fonte de sinal e  $R_G$  é a resistência de entrada da polarização do FET.

O segundo capacitor de acoplamento  $C_C$ , entre o FET e a carga de saída, terá a frequência de corte é dada pela Equação 3.15.

$$f_{CC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_O + R_L) \cdot C_C} \quad (3.15)$$

Em que a impedância de saída  $R_O$  é dada pelo paralelo entre a resistência do dreno e  $r_D$  (resistência de dreno para um certo valor específico de  $V_{GS}$ ), ou seja,

$$R_O = R_D \parallel r_D$$

Por último, o capacitor de desvio de fonte (terminal source do FET) dado por  $C_S$  define a frequência de corte de acordo com a Equação 3.16.

$$f_{CS} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{EQ} \cdot C_S} \quad (3.16)$$

Em que  $R_{EQ}$  é a resistência equivalente vista pelos terminais do capacitor de desvio  $C_S$  e que é dada pela Equação 3.17.

$$R_{EQ} = \frac{R_S}{1 + R_S \cdot (1 + g_m \cdot r_D) / (r_D + R_D \parallel R_L)} \quad (3.17)$$

Como  $r_D$  tem um valor muito alto, ele tende ao infinito, com isso, a Equação 3.13 pode ser arredondada para a Equação 3.18.

$$R_{EQ} = R_S \parallel \frac{1}{g_m} \quad (3.18)$$

Diante dessas três frequências de corte inferior, dependentes dos capacitores de acoplamento e de desvio, a frequência de corte inferior global é a maior entre as três calculadas.

Para o FET, o ganho na banda média é dado pela Equação 3.19.

$$A_V = \frac{V_{SAIDA}}{V_{ENT}} = -g_m \cdot (R_D \parallel R_L) \quad (3.19)$$

Em que  $g_m$  é a transcondutância CA do amplificador FET com relação à corrente de dreno máxima que o JFET pode produzir dada por  $I_{DSS}$  e a tensão de estrangulamento (ou de pinch-off)  $V_P$  e a tensão entre o gate e o source  $V_{GS}$  de operação, sendo que  $g_m$  é dado por,

$$g_m = g_{m0} \cdot \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)$$

$$g_{m0} = \frac{I_{DSS}}{|V_P|}$$



**Pesquise mais**

Foi vista a resolução de um exercício com o TBJ, que tal agora tentar fazer um exercício com um JFET? Você pode verificar o exemplo resolvido 9.13 com JFET na página 475 do Capítulo 9 da obra a seguir.

BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

Lembre-se que você tem acesso a este material na Biblioteca Virtual 3.0 em sua área do aluno.

Tanto para o TBJ como para o JFET, quando se tem uma fonte de sinal estável, a resistência  $R_s$  pode ser ignorada nos cálculos, provocando um valor de frequência de corte maior quando não se considera a resistência da fonte. Nas aplicações com vários estágios, quase todas não possuem uma fonte de sinal estável. Para tentar contornar esse acontecimento, se realiza o **casamento de impedâncias**, de forma a aumentar o ganho do amplificador.

O ganho na banda média do TBJ e do FET depende das resistências de entrada e de saída do sistema de amplificação. Quando é considerado apenas um estágio (com um único TBJ ou um FET), o ganho é dado de acordo com cada topologia. No entanto, quando se tem amplificadores em cascata, muitas vezes é necessário fazer o casamento de impedâncias, ou seja,  $R_G = R_{ENT} = R_{SAÍDA} = R_L$ .

Em muitos sistemas de comunicações as impedâncias são casadas, sendo  $R_{ENT} = R_{SAIDA} = R$ , como exemplo, para sistemas de micro-ondas a impedância de entrada e de saída de  $R$  é igual  $50\ \Omega$ , no cabo coaxial  $R$  é de  $75\ \Omega$ , em sistemas de televisão  $R = 300\ \Omega$  e em sistemas de telefonia  $R = 600\ \Omega$ .

O casamento de impedâncias é muito importante, pois produz a máxima transferência de potência.



### Assimile

Como já foi constatado, o ganho de potência em dB é dado por  $G_{dB} = 10 \cdot \log(P_{SAIDA}/P_{ENT})$  e  $P = V^2/R$  e o ganho de tensão é dado por  $G_{dB} = 20 \cdot \log(V_{SAIDA}/V_{ENT})$ . Quando a impedância de saída é igual à impedância de entrada, o ganho de potência em dB será igual o ganho de tensão em dB. Para verificar a validade dessa afirmação, calcule o ganho de potência para valores quaisquer de tensão de entrada e saída, depois calcule o ganho de tensão com os mesmos valores de tensão.

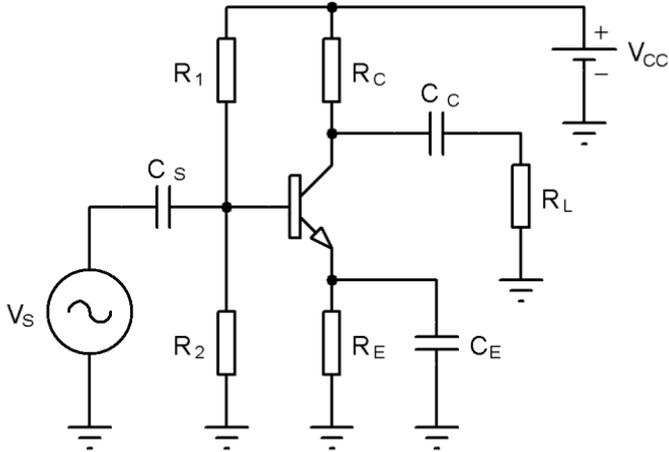
Isso vale para todos os sistemas casados cujo ganho de potência é igual ao ganho de tensão. Por exemplo, quando uma folha de dados traz a informação que o ganho de um sistema é de **20dB**, então tanto o ganho de tensão como o ganho de potência serão de **20dB**.

### Sem medo de errar

Nesta seção você teve contato com o efeito capacitivo dos circuitos amplificadores, que são responsáveis pela frequência de corte inferior do ganho do amplificador em uma certa faixa de frequência. Como o nosso cliente precisa medir a partir de uma frequência baixa, próxima a zero, se não houver o cuidado necessário no projeto, o amplificador poderá atenuar o sinal em baixas frequências ao invés de amplificar. Além disso, o cliente tem um decibelímetro e precisa medir o ruído para uma faixa de frequência de 20 Hz até 20 kHz, visto que é a frequência que o ouvido humano consegue processar os sons. Ele precisa que o decibelímetro funcione a partir de 20 Hz de modo a fazer medições corretamente nas aplicações com o decibelímetro.

Você conseguiu o esquemático do circuito amplificador e resolveu calcular as frequências de corte inferior para verificar se havia alguma delas acima de 20 Hz. O circuito de amplificação usa um TBJ polarizado como Emissor-Comum, como mostra a Figura 3.12.

Figura 3.12 | Circuito amplificador do decibelímetro



Fonte: elaborada pelo autor.

Como pode se observar, a fonte  $V_S$  é estável, não apresentando a resistência da fonte na entrada do amplificador. Os elementos do circuito têm as seguintes especificações:  $C_S = 10\mu\text{F}$ ,  $C_C = 1,5\mu\text{F}$ ,  $C_E = 10\mu\text{F}$ ,  $R_S = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 40\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_C = 4\text{k}\Omega$ ,  $R_E = 2\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 2,2\text{k}\Omega$ ,  $r_o = \infty\Omega$ ,  $\beta = 100$  e  $V_{CC} = 20\text{V}$ .

Primeiramente, temos que encontrar o valor de  $r'_E$ , obtendo a tensão na base do transistor e, finalmente, a corrente no emissor.

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{10\text{k}}{40\text{k} + 10\text{k}} \cdot 20 = 4\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4 - 0,7}{2\text{k}} = 1,65\text{mA}$$

$$r'_E = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25\text{mV}}{1,65\text{mA}} = 15,15\Omega$$

Agora, calculando as frequências de corte inferior devido aos capacitores, temos:

$$f_{CS} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot r_E) \cdot C_S} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,274k \cdot 10 \mu} = 12,49\text{Hz}$$

$$f_{CC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_C + R_L) \cdot C_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (4k + 2,2k) \cdot 1,5 \mu} = 17,11\text{Hz}$$

$$f_{CE} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left( R_E \parallel \left( \frac{R_1 \parallel R_2}{\beta} + r'_E \right) \right) \cdot C_E} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2k \parallel 815,15) \cdot 10 \mu} = 27,48\text{Hz}$$

Como pode ser visto, a frequência de corte inferior será  $f_L = 27,48\text{Hz}$ . Como essa frequência é maior que a frequência requerida pelo cliente, de 20 Hz, temos que diminuí-la. Para diminuir essa frequência, é preciso fazer uma pequena alteração no projeto, aumentando o valor do capacitor.

Estimando um valor de capacitor de  $C_E = 22 \mu\text{F}$ , vamos calcular a frequência de corte inferior novamente para esse capacitor.

$$f_{CE} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left( R_E \parallel \left( \frac{R_1 \parallel R_2}{\beta} + r'_E \right) \right) \cdot C_E} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2k \parallel 815,15) \cdot 22 \mu} = 12,49\text{Hz}$$

Com isso, o novo valor de frequência de corte será  $f_L = 17,11\text{Hz}$  devida ao capacitor  $C_C$ , pois essa frequência está acima das outras duas devido aos outros dois capacitores.

Agora é só soldar esse novo capacitor no circuito, montar o decibelímetro novamente e entregar ao cliente o produto funcionando como esperado.

## Avançando na prática

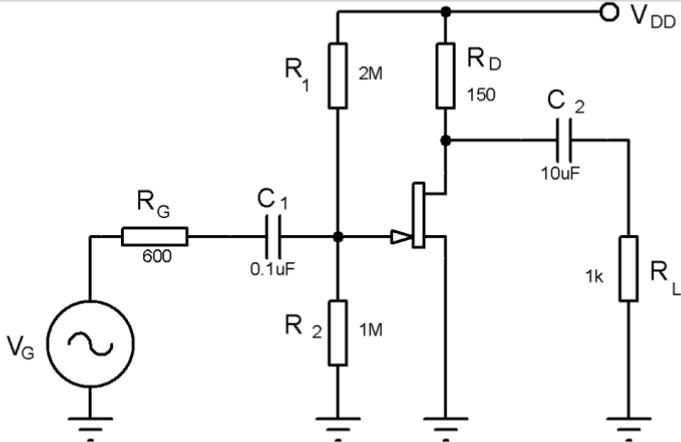
### Controle de tom do tipo Baxandall

#### Descrição da situação-problema

Na sua empresa de consultoria apareceu um cliente querendo montar um controle de tom do tipo Baxandall, o qual consiste em realizar o controle dos sinais graves e agudos de um circuito de amplificador de áudio. Dentre algumas formas de montar esse controle, uma das alternativas é utilizar um JFET.

Você buscou na literatura, verificou um projeto com JFET e os seus valores usuais, como apresentado no circuito da Figura 3.20. O problema é que no projeto não era especificado o valor da frequência de corte inferior, algo essencial para atender o cliente que necessita que o controle de tons tenha a faixa de som audível, de 20 Hz à 20 kHz.

Figura 3.20 | Etapa de amplificação do controlador de tom Baxandall



Fonte: elaborada pelo autor.

Você consegue identificar a frequência de corte inferior do circuito da Figura 3.20?

### Resolução da situação-problema

Para saber a frequência de corte inferior é necessário verificar o valor da resistência equivalente de Thévenin vista pelo capacitor de entrada  $C_1$  e pelo capacitor de saída  $C_2$ .

Para  $C_1$ , temos que

$$R_{ENT} = 600 + (2M \parallel 1M) = 667,27k\Omega$$

E a frequência é dada por,

$$f_{C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ENT} \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 667,27k \cdot 0,1\mu} = 2,39\text{Hz}$$

Na saída, temos a resistência equivalente dada por

$$R_{SAÍDA} = 150 + 1k = 1,15k\Omega$$

E a frequência de corte da saída é dada por

$$f_{C2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{SAÍDA} \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,15k \cdot 10\mu} = 13,83\text{Hz}$$

Como visto, a frequência de corte inferior global é de  $f_{C2} = 13,83\text{Hz}$ , atendendo o requisito do cliente. Agora é só finalizar e montar o circuito.

## Faça valer a pena

**1.** De acordo com a frequência de operação, os módulos amplificadores têm um certo comportamento, que depende de alguns fatores, dentre eles, os valores dos capacitores que funcionam como uma espécie de filtro. Diante disso, analise as afirmativas.

- I. Em frequências abaixo da frequência de corte inferior, os capacitores de acoplamento diminuem a tensão do gerador.
- II. Nas frequências de corte inferior o ganho de tensão é de  $A_V = 0,707$ .
- III. Quando um sinal tem uma frequência igual a metade da frequência de corte inferior, ou seja, operando uma oitava abaixo, ele sofrerá uma atenuação de 6 dB.

Analisando as afirmativas, assinale a alternativa correta.

- a) As afirmativas I e II estão corretas.
- b) As afirmativas I e III estão corretas.
- c) As afirmativas II e III estão corretas.
- d) Somente a afirmativa I está correta.
- e) Somente a afirmativa II está correta.

**2.** De acordo com a frequência de operação, os módulos amplificadores têm um certo comportamento, que depende de alguns fatores, dentre eles, os valores dos capacitores que funcionam como uma espécie de filtro. Diante disso, analise as asserções.

- I. A frequência de corte inferior depende dos capacitores de acoplamento e de desvio, sendo que a frequência de corte inferior global dos sistemas é a maior entre as frequências de corte de cada capacitor.

Porque

- II. Ao dobrar o valor de todos os capacitores, a frequência de corte global será maior que a primeira frequência de corte.

Analise as asserções e assinale a alternativa correta.

- a) As asserções I e II são verdadeiras, e a II justifica a I.
- b) As asserções I e II são verdadeiras, mas a II não justifica a I.
- c) As asserções I e II são falsas.
- d) A asserção I é verdadeira, mas a II é falsa.
- e) A asserção II é verdadeira, mas a I é falsa.

**3.** O sistema de telefonia é responsável pela transmissão de voz e outros sons por meio de uma rede de telecomunicações com o objetivo de ajudar as pessoas se comunicarem, independentemente da distância. Os sistemas telefônicos se difundiram pelos países, totalizando mais de 1 bilhão de linhas espalhadas pelo mundo inteiro.

Um sistema telefônico casado (impedância de saída igual à impedância de entrada) apresenta nas suas especificações técnicas um ganho de potência em dB de  $G_{dB} = 10 \text{ dB}$  para uma tensão de entrada de 1 mV e uma impedância  $R = 600 \Omega$ .

Qual o ganho de tensão em dB desse sistema de telefonia? Assinale a alternativa correta.

- a) 10000 dB.
- b) 2000 dB.
- c) 60 dB.
- d) 20 dB.
- e) 10 dB.

## Seção 3.3

### Resposta em altas frequências

#### Diálogo aberto

Você já se perguntou se teria como escutar rádio pela televisão? As faixas de frequências no Brasil dos sinais de transmissão são regulamentadas pela ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) e cada canal ou estação de rádio tem uma frequência específica. As ondas de rádio FM são transmitidas bem próximas da transmissão dos canais VHF, mais especificamente entre os canais 6 e 7 (de 87,5 MHz até 108,0 MHz), mas elas não se sobrepõem para que um sinal não interfira no outro. Essas ondas de rádio e TV são transmitidas em faixas de frequência muito altas, da ordem de mega-hertz. Como em todas as aplicações com sinais, para amplificar os sinais de TV e rádio são utilizados circuitos amplificadores. Assim como os amplificadores sofrem atenuação em frequências muito baixas, eles também têm um comportamento de atenuação em altas frequências, que deve ser minimizado nas aplicações de radiofrequência para garantir o funcionamento correto dos circuitos.

Relembrando, você tem uma empresa de consultoria em projetos eletrônicos e surgiu a oportunidade de o seu grupo de trabalho desenvolver o projeto de um equipamento de transmissão de dados que irá operar na frequência de transmissão da televisão analógica.

Vocês realizaram uma pesquisa sobre o tema e verificaram que devido a implantação do sinal digital para os aparelhos de televisão, a transmissão do sinal analógico está sendo desligada, de acordo com um cronograma definido pela ANATEL. Com esse desligamento, será disponibilizada a faixa de frequência que hoje é disponível para a televisão analógica. A ideia do governo é leiloar essa faixa de frequência para operadoras de telefonia para a transmissão de dados 4G. Como esse mercado é promissor, você e seu grupo desenvolveram um aparelho que opera nessa faixa de frequência do 4G que será disponibilizada (atualmente é da televisão

analógica), no entanto, o sinal está sofrendo uma atenuação maior que o esperado.

Vocês sabem que o circuito de amplificação do sinal é feito com transistores e essa faixa de frequência é considerada alta. Para que todos envolvidos no projeto tenham condições de melhorar esse equipamento, você foi escolhido para elaborar uma apresentação de forma a responder aos seguintes questionamentos: como acontece esse efeito de atenuação? Como esse problema pode ser resolvido? Como fazer o teste em uma bancada antes de lançar o produto?

Para responder esses questionamentos, nesta seção discutiremos sobre os efeitos capacitivos dos amplificadores em alta frequência, estudando a capacitância de realimentação, análise em alta frequência do transistor bipolar de junção (TBJ), análise em alta frequência do transistor por efeito de campo (FET) e o que acontece para amplificadores em múltiplos estágios.

Vamos conhecer mais um pouco sobre amplificadores. Bom trabalho e mãos à obra.

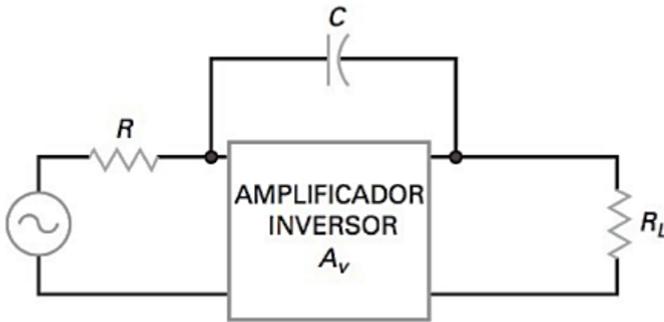
## Não pode faltar

Como vimos, o amplificador tem uma resposta de acordo com a frequência do sinal colocado na sua entrada e que será amplificado. Em baixas frequências, a frequência que define o limite de sua operação normal, conhecida como frequência de corte inferior, é definida pelos capacitores dos circuitos de acoplamento e de desvio.

Em altas frequências, a **frequência de corte superior** é definida pelas características intrínsecas do elemento amplificador (transistor) e por um fenômeno, descrito pelo Teorema de Miller, que relaciona a entrada e a saída do amplificador.

Considerando o amplificador como um elemento de dois terminais, um de entrada e outro de saída, em altas frequências ocorre um fenômeno que é o aparecimento de uma capacitância de realimentação  $C$  entre os terminais do amplificador, como mostra o esquema da Figura 3.21.

Figura 3.21 | Amplificador com capacitor de realimentação

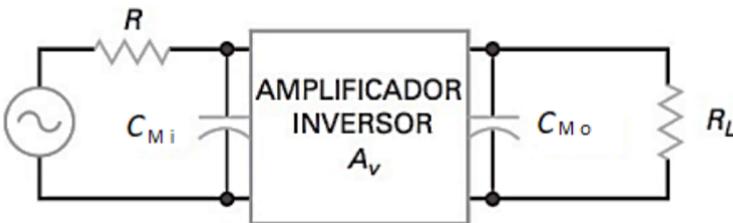


Fonte: Malvino; Bates (2016, p. 597).

Esse capacitor é conhecido como capacitor de realimentação (lembrando que ele não existe no circuito original, é apenas um fenômeno que acontece para altas frequências).

Esse fenômeno foi descoberto por John Miller que propôs uma análise que resultou no **Teorema de Miller**, o qual afirma que a capacitância entre os terminais poderia ser refletida em duas capacitâncias, uma na entrada e outra na saída, como mostra a Figura 3.22.

Figura 3.22 | Circuito equivalente com capacitância Miller



Fonte: Malvino; Bates (2016, p. 597).

A capacitância de realimentação é refletida para a entrada e para a saída de forma a simplificar a análise de seu efeito sobre o circuito amplificador. Os seus valores dependem do ganho de tensão do amplificador e podem ser calculados pelas Equações 3.20 e 3.21.

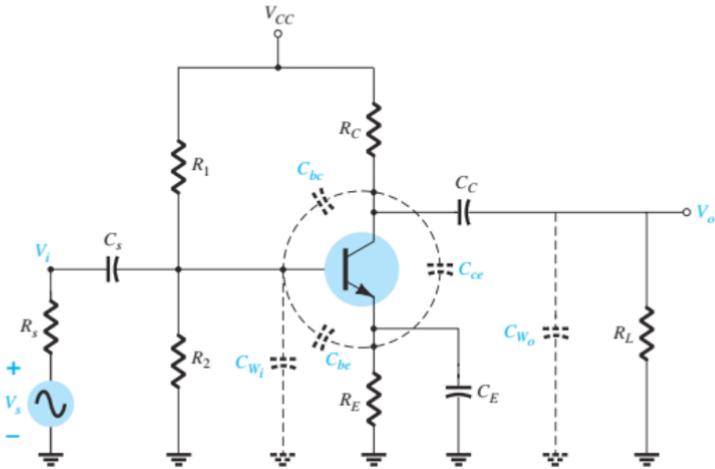
$$C_{Mi} = (1 - A_V) \cdot C_{REA} \quad (3.20)$$

$$C_{Mo} = \left(1 - \frac{1}{A_V}\right) \cdot C_{REA} \cong C_{REA} \quad (3.21)$$

$C_{(M)}$  é a capacitância de Miller, o índice i representa a capacitância Miller de entrada e o índice o é a capacitância Miller de saída,  $A_V$  é o ganho de tensão e  $C_{REA}$  é a capacitância de realimentação vista pelos terminais de entrada e saída.

Em **altas frequências** no amplificador, utilizando TBJ (transistor bipolar de junção) as capacitâncias que alteram o ganho e definem a frequência de corte superior são as capacitâncias internas do transistor ( $C_{BE}$ ,  $C_{BC}$  e  $C_{CE}$ ), as dos fios ( $C_{WI}$  e  $C_{WO}$ ) e a de Miller. Para análise iremos verificar o comportamento do circuito amplificador Emissor-Comum para altas frequências, dado pela Figura 3.23.

Figura 3.23 | Amplificador emissor-comum com as capacitâncias que influenciam a resposta em altas frequências

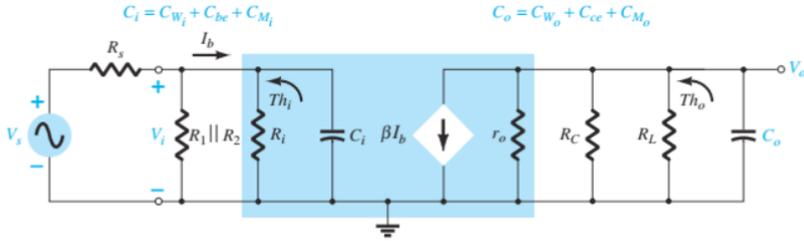


Fonte: Boylestad; Nashelsky (2013, p. 479).

É importante observar que a polarização emissor comum tem como entrada a base do transistor e como saída o coletor, portanto, a capacitância de efeito Miller é a capacitância entre base e coletor, ou seja,  $C_{BC}$ .

Para simplificarmos a análise, na Figura 3.24 é mostrado o circuito equivalente CA do amplificador emissor-comum operando em altas frequências.

Figura 3.24 | Modelo CA do Amplificador emissor-comum



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013, p. 479).

Analisando o circuito, há duas frequências de corte superior, uma delas é dada pelos elementos da entrada mostrado na Equação 3.22.

$$f_{HIN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Thi} \cdot C_i} \quad (3.22)$$

Em que  $R_{Thi}$  é a resistência equivalente de entrada, dada pela Equação 3.23 e  $C_i$  é a capacitância de entrada dada pela Equação 3.24.

$$R_{Thi} = R_s \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \quad (3.23)$$

$$C_i = C_{Wi} + C_{BE} + C_{Mi} = C_{Wi} + C_{BE} + (1 - A_V) \cdot C_{BC} \quad (3.24)$$

A outra frequência de corte superior é relacionada às capacitâncias de saída, dada pela Equação 3.25.

$$f_{HOUT} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Tho} \cdot C_o} \quad (3.25)$$

Em que  $R_{Tho}$  é a resistência equivalente da saída e dada pela Equação 3.26 e  $C_o$  é a capacitância equivalente de saída dada pela Equação 3.27.

$$R_{Tho} = R_C \parallel R_L \quad (3.26)$$

$$C_o = C_{Wo} + C_{CE} + C_{Mo} = C_{Wo} + C_{CE} + C_{BC} \quad (3.27)$$

Diferentemente das capacitâncias que definem a frequência de corte inferior, em que o valor pode ser trocado dependendo da aplicação, em alta frequência não é possível trocar os valores das capacitâncias, já que elas são intrínsecas ao transistor e ao circuito, bastando apenas tomar alguns cuidados nos projetos.

Os valores das capacitâncias  $C_{BE}$  e  $C_{BC}$  do transistor normalmente são apresentadas nas suas folhas de dados, já a capacitância  $C_{CE}$  por não apresentar valor significativo que altere o comportamento em alta frequência, não é apresentado nas folhas de dados, portanto, pode ser desprezado na maioria dos casos.

As capacitâncias de realimentação dependem do ganho do amplificador, as capacitâncias decorrentes dos fios do circuito ( $C_{WI}$  e  $C_{WO}$ ) podem ter os seus efeitos reduzidos com a boa prática de montagem de circuitos, fazendo com que os fios de ligação sejam os mais curtos possíveis.

Obtidas as frequências de corte superior, a frequência a ser considerada será a menor entre os dois valores, pois, se para a menor frequência o ganho já está sendo atenuado, a outra frequência não será afetada no início da atenuação do amplificador.



### Exemplificando

Considerando o circuito da Figura 3.23, calcule a frequência de corte superior com as seguintes características:  $C_{BE} = 36 \text{ pF}$ ,  $C_{BC} = 4 \text{ pF}$ ,  $C_{CE} = 1 \text{ pF}$ ,  $C_{WI} = 6 \text{ pF}$ ,  $C_{WO} = 8 \text{ pF}$ ,  $R_S = 0 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 40 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $r_o = \infty \Omega$ ,  $\beta = 100$  e  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ .

Resolução:

Primeiramente temos que achar o valor de  $r'_E$ . Para isso, obtemos a tensão na base do transistor.

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{10 \text{ k}}{40 \text{ k} + 10 \text{ k}} \cdot 20 = 4 \text{ V}$$

Dessa forma, é possível calcular  $r'_E$  obtendo a corrente no emissor pela equação:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4 - 0,7}{2k} = 1,65 \text{ mA}$$

$$r'_E = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{1,65 \text{ mA}} = 15,15 \Omega$$

Calculando o ganho na banda média, temos:

$$A_V = \frac{-R_C \parallel R_L}{r'_E} = \frac{-4k \parallel 2,2k}{15,15} = -93,69$$

Sabendo que a resistência de entrada do amplificador emissor comum é dado por  $R_{IN} = \beta \cdot r'_E = 100 \cdot 15,15 = 1,515 \text{ k}\Omega$  e

$$R_{THi} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{IN} = 40k \parallel 10k \parallel 1,515k = 1,274 \text{ k}\Omega$$

Calculando a capacitância de entrada, temos:

$$C_i = 6 \times 10^{-12} + 36 \times 10^{-12} + (1 - (-94)) \cdot 4 \times 10^{-12} = 422 \text{ pF}$$

Portanto, a frequência de corte superior dada pela entrada é:

$$f_{HIN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,274 \times 10^3 \cdot 422 \times 10^{-12}} = 296,03 \text{ kHz}$$

Agora, calculando a frequência de corte superior referente aos elementos de saída, precisamos obter a resistência equivalente de saída,

$$R_{THo} = R_C \parallel R_L = 4k \parallel 2,2k = 1,419 \text{ k}\Omega$$

Em que a capacitância da saída é dada por:

$$C_o = C_{WO} + C_{CE} + C_{BC} = 8 \times 10^{-12} + 1 \times 10^{-12} + 4 \times 10^{-12} = 13 \text{ pF}$$

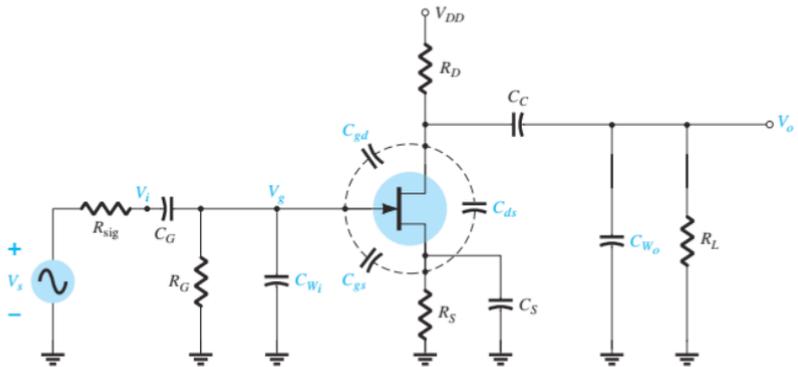
Portanto, a frequência de corte superior dada pela saída é:

$$f_{HOUT} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{THo} \cdot C_o} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1419 \cdot 13 \times 10^{-12}} = 8,63 \text{ MHz}$$

Como a frequência de corte superior é dada pela menor frequência entre as de entrada e saída, temos que a frequência de corte superior global do amplificador é  $f_H = 296,03 \text{ kHz}$ .

Na análise do **amplificador com JFET** (transistor por efeito de campo), a análise é muito semelhante da realizada com o amplificador TBJ. Na Figura 3.25 é mostrada uma polarização utilizando o transistor FET, mostrando os capacitores entre os terminais do JFET:  $C_{GD}$ ,  $C_{DS}$  e  $C_{GS}$ , além das capacitâncias de realimentação e de fiação:  $C_{WI}$  e  $C_{WO}$ .

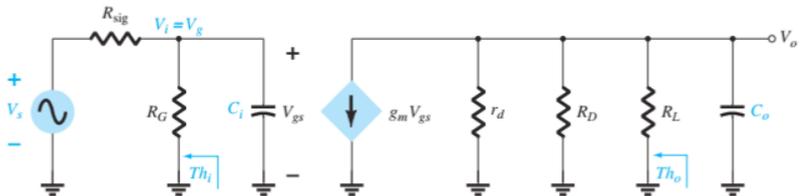
Figura 3.25 | Amplificador emissor-comum com as capacitâncias que influenciam a resposta em altas frequências



Fonte: Boylestad; Nashelsky (2013, p. 484).

O modelo CA do amplificador com JFET é mostrado na Figura 3.26, sendo usado para a análise da resposta em frequência do amplificador com JFET.

Figura 3.26 | Modelo CA para altas frequências do circuito da Figura 3.25



Fonte: Boylestad; Nashelsky (2013, p. 485).

Essas capacitâncias não são provenientes de capacitores inseridos no circuito, apenas um fenômeno capacitivo que ocorre no amplificador. As capacitâncias entre gate e source  $C_{GS}$  e entre o gate e o dreno  $C_{GD}$  geralmente possuem valores que vão de **1 pF** até **10 pF**. Já a capacitância entre dreno e source  $C_{DS}$  vai de **0,1 pF** até **1 pF**.

A frequência de corte superior, definida pelo circuito de entrada é dada pela Equação 3.28.

$$f_{HIN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Thi} \cdot C_i} \quad (3.28)$$

Em que  $R_{ThIN}$  é a resistência equivalente da entrada e dada pela Equação 3.29 e  $C_{IN}$  é a capacitância equivalente de saída dada pela Equação 3.30.

$$R_{Thi} = R_{Sig} \parallel R_G \quad (3.29)$$

$$C_i = C_{WI} + C_{GS} + C_{Mi} = C_{WI} + C_{GS} + (1 - A_V) \cdot C_{GD} \quad (3.30)$$

Já a frequência de corte superior do JFET dado pelo circuito de saída da Figura 3.26 é dado pela Equação 3.31.

$$f_{HOUT} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Tho} \cdot C_o} \quad (3.31)$$

Em que  $R_{THO}$  é a resistência equivalente da saída e dada pela Equação 3.32 e  $C_{OUT}$  é a capacitância equivalente de saída dada pela Equação 3.33.

$$R_{THo} = R_D \parallel R_L \parallel r_d \quad (3.32)$$

$$C_o = C_{WO} + C_{DS} + C_{Mo} = C_{WO} + C_{DS} + C_{GD} \quad (3.33)$$

Independentemente da configuração com TBJ ou com JFET, o procedimento geral para determinar as frequências de corte pode ser aplicado para qualquer configuração com transistor.



### Assimile

Na análise de resposta em frequência dos amplificadores com TBJ e JFET, é importante obtermos as frequências de corte inferiores e superiores. A frequência de corte inferior é dada pela combinação dos capacitores de desvio e de acoplamento. É necessário obter o circuito equivalente da polarização em questão e calcular as frequências de

corte devido à cada capacitor de acoplamento e de desvio. A frequência de corte inferior será a maior entre as frequências dos capacitores. Já a frequência de corte superior é estabelecida pela capacitância Miller, pelas capacitâncias entre os três terminais do transistor amplificador e pela capacitância dos fios. Com o circuito equivalente das capacitâncias intrínsecas ao transistor e dos fios, é possível calcular duas frequências de corte superiores, uma para a entrada e outra para a saída, e a frequência de corte superior global é a menor frequência entre as duas.

Em circuitos com amplificadores em cascata, ou **circuitos multistádios**, a resposta em frequência completa sofrerá alteração que deverá levar em conta a associação dos amplificadores. Para a região de altas frequências, a capacitância  $C_o$  inclui também a capacitância parasita de entrada do estágio seguinte.



**Saiba mais**

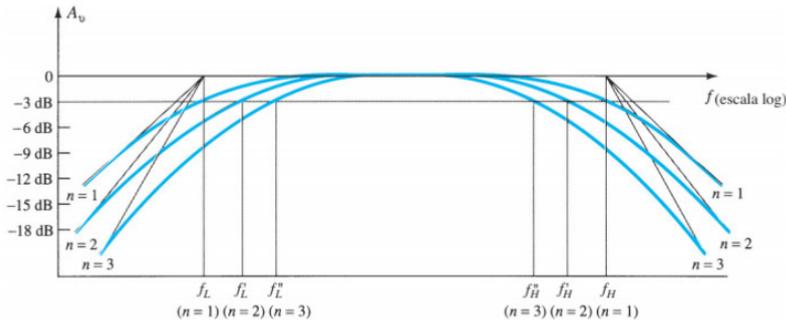
Você já ouviu falar em distorção? Sabe por que ela acontece? Para ajudar nessa reflexão você pode ler sobre esse fenômeno no artigo a seguir.

INSTITUTO NCB. Disponível em: <<http://www.newtonbraga.com.br/index.php/eletronica/52-artigos-diversos/10522-distorcao-o-que-voce-deve-saber-art2411>>. Acesso em 13 jun. 2018.

Para cada estágio adicionado no amplificador, a frequência de corte superior será obtida pelo estágio com a menor frequência de corte entre eles, já a frequência de corte inferior global será a maior frequência de corte inferior de todo o sistema.

Geralmente são utilizados amplificadores em cascata idênticos, ou seja, o primeiro estágio tem a mesma configuração do segundo. Para um único estágio, as frequências de corte inferior  $f_L$  e de corte superior  $f_H$  tem um certo valor, como mostrado na Figura 3.27. Quando é adicionado um segundo estágio idêntico ao primeiro, a taxa de inclinação tem seus valores dobrados, tendo uma nova frequência de corte inferior e superior dado no gráfico por  $f_L'$  e  $f_H'$ , respectivamente.

Figura 3.27 | Resposta em frequência com um número n de estágios idênticos



Fonte: Boylestad; Nashelsky (2013, p. 486).

A nova frequência de corte inferior em relação ao número de estágios  $n$  idênticos é dado pela Equação 3.34.

$$f_L' = \frac{f_L}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \quad (3.34)$$

Onde  $f_L$  é a frequência de corte inferior do primeiro estágio e  $n$  é o número de estágios idênticos ligados em cascata. Já a frequência de corte superior é dada pela Equação 3.35.

$$f_H' = \sqrt{2^{1/n} - 1} \cdot f_H \quad (3.35)$$

Em que  $f_H$  é a frequência de corte superior do primeiro estágio.



**Refleta**

Depois de ter visto que o sinal de saída depende da frequência do sinal de entrada, o que acontece com o sinal na saída quando ele opera abaixo da frequência de corte inferior e acima da frequência de corte superior?



**Pesquise mais**

As vezes para uma análise não tão precisa é possível obter as respostas em frequência com um teste, aplicando uma onda quadrada na entrada e observando a resposta. Para saber mais como é realizado o Teste de Onda Quadrada e como podemos analisar a resposta em

freqüência, pesquise mais sobre o assunto nas páginas 487 a 489 do Capítulo 9 da obra a seguir.

BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

## Sem medo de errar

Você e seu grupo de trabalho da empresa de consultoria estão desenvolvendo um equipamento de transmissão de dados 4G que irá operar na freqüência de transmissão da televisão analógica. Na fase de testes, o equipamento apresentou um problema, o sinal está sofrendo uma atenuação maior que o esperado.

Depois de estudar sobre o assunto, você montou uma apresentação para falar sobre esse fenômeno de atenuação para apresentar ao restante do time de desenvolvimento o que foi pesquisado. Essa apresentação deve responder alguns requisitos, como:

- De que forma acontece o efeito de atenuação em alta freqüência? Os amplificadores têm um ganho constante na banda média e acima de uma certa freqüência, o ganho do amplificador começa a diminuir. Quando essa diminuição atinge 3 dB, é determinada a freqüência de corte superior, a qual é definida pelas capacitâncias entre os terminais do amplificador, dos fios, das trilhas de circuitos e da capacitância de realimentação.
- Como pode ser resolvido esse problema? Ele pode ser solucionado com boas práticas de montagem de circuitos, para diminuir as capacitâncias do fio e das trilhas, pode-se procurar um transistor que seja o mais imune possível ao efeito de altas freqüências e projetando o ganho de forma correta.
- Como fazer o teste em uma bancada antes de lançar o produto? Uma das técnicas para verificar se o amplificador está respondendo como esperado, é realizando o teste de onda quadrada no sistema amplificador, aplica-se, na entrada, um sinal quadrado e observa-se o comportamento na saída, se a onda de saída for uma réplica exata da onda quadrada

de entrada, a resposta em frequência do amplificador atende satisfatoriamente o projeto em questão. Lembrando que a frequência da onda quadrada usada deve ser aproximadamente 10% da frequência de corte superior do amplificador.

Com todas essas questões respondidas, o seu grupo de trabalho tem total condição de dar andamento no projeto do equipamento de transmissão de dados, sendo promissor ao mercado.

## Avançando na prática

### Amplificador para um rádio PX

#### Descrição da situação-problema

Apesar do desenvolvimento da tecnologia e a da utilização de celulares e aplicativos de mensagens, o rádio PX ainda continua sendo muito utilizado no dia a dia das estradas, com o intuito dos caminhoneiros se informarem sobre acidentes no trajeto e até mesmo para comunicação entre companheiros de estrada. Você resolveu montar um amplificador para utilizar no seu rádio PX e precisa saber qual a frequência de corte superior do amplificador para verificar se ele atenderá a sua utilização.

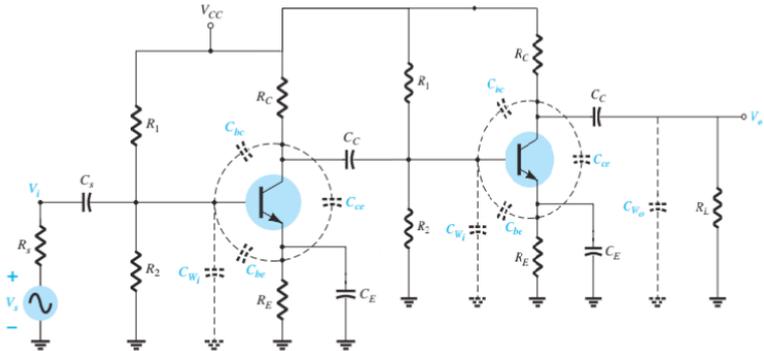
Você projetou o amplificador e verificou que o sinal era bem nítido, não sofrendo distorção, no entanto, a amplificação do sinal não é suficiente para sintonizar em todas as estações. Para isso, é necessário montar dois amplificadores em cascata de forma a aumentar o ganho do amplificador. Será que a frequência de corte superior irá alterar? Qual será o novo valor da frequência de corte superior?

#### Resolução da situação-problema

Pela resolução 444 de 28 de setembro de 2016 da ANATEL, a faixa de frequência do rádio PX permitida vai de 26,960 MHz a 27,860 MHz. Para implementar o amplificador, você escolheu utilizar um **amplificador Emissor-Comum com TBJ em cascata** com dois amplificadores ligados em cascata. Depois de uma breve consulta na literatura, você viu que o melhor transistor a ser utilizado é o BC239 (busque o datasheet desse transistor e verifique suas especificações).

A capacitância intrínseca desse transistor é  $C_{CB} = 3,5 \text{ pF}$  e  $C_{EB} = 8 \text{ pF}$ . Apesar da folha de dados do BC239 não apresentar a capacitância entre coletor e emissor, podemos adotar que  $C_{CE} = 1 \text{ pF}$  por não influenciar na resposta em frequência. O circuito do amplificador em cascata é mostrado na Figura 3.28.

Figura 3.28 | Amplificador emissor-comum em cascata com as capacitâncias que influenciam a resposta em altas frequências



Fonte: adaptada de Boylestad; Nashelsky (2013, p. 479).

O restante dos elementos do projeto tem as seguintes especificações:  $C_{W1} = 6 \text{ pF}$ ,  $C_{W2} = 8 \text{ pF}$ ,  $C_S = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_C = 1 \mu\text{F}$ ,  $C_E = 20 \mu\text{F}$ ,  $R_S = 0 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 200 \Omega$ ,  $R_C = 4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 300 \Omega$ ,  $r_o = \infty \Omega$ ,  $\beta = 100$  e  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ .

Por se tratar de dois amplificadores idênticos, precisamos saber a frequência de corte de um e depois obtemos a frequência de corte total com a relação do número de amplificadores em multistágios. Inicialmente, podemos aplicar as seguintes equações e chegar ao ganho do amplificador:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{200}{1\text{k} + 200} \cdot 12 = 2 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2 - 0,7}{10\text{k}} = 0,13 \text{ mA}$$

$$r'_E = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25\text{mV}}{0,13\text{mA}} = 192,31 \Omega$$

$$A_V = \frac{-R_C \parallel R_L}{r'_E} = \frac{-4\text{k} \parallel 300}{192,31} = -1,45$$

Agora, podemos obter as frequências de corte inferior, determinadas pelos capacitores de acoplamento e desvio:

$$R_{ENT} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta \cdot r'_E = 1\text{k} \parallel 200 \parallel 100 \cdot 192,3 = 165,2 \Omega$$

$$f_{CS} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_S + R_{ENT}) \cdot C_S} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (0 + 165,2) \cdot 10 \mu} = 96,3 \text{ Hz}$$

$$f_{CC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_C + R_L) \cdot C_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (4\text{k} + 0,3\text{k}) \cdot 1 \mu} = 37,0 \text{ Hz}$$

$$f_{CE} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_E \parallel ((R_1 \parallel R_2) / \beta + r'_E)) \cdot C_E} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (10\text{k} \parallel 193,97) \cdot 20 \mu} = 41,82 \text{ Hz}$$

A partir dos resultados, é possível concluir que a frequência de corte inferior é de 96,3 Hz, o maior valor obtido para as frequências calculadas.

Realizando os cálculos para altas frequências, temos:

$$C_{IN} = C_{Wi} + C_{BE} + (1 - A_V) \cdot C_{BC} = 6 \text{ pF} + 8 \text{ pF} + (1 - (-1,45)) \cdot 3,5 \text{ pF} = 22,6 \text{ pF}$$

$$f_{HIN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Th1} \cdot C_{IN}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 165,7 \cdot 22,6 \text{ p}} = 42,54 \text{ MHz}$$

$$C_{OUT} = C_{WO} + C_{CE} + C_{BC} = 8 \text{ pF} + 1 \text{ pF} + 3,5 \text{ pF} = 12,5 \text{ pF}$$

$$f_{HOUT} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_C \parallel R_L) \cdot C_{OUT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 279,1 \cdot 12,5 \text{ p}} = 45,62 \text{ MHz}$$

Como discutido na teoria, a frequência de corte superior global do amplificador será a menor, ou seja,  $f_H = 42,66 \text{ MHz}$ . Como a maior preocupação é com a frequência de corte superior, quando temos dois estágios, a frequência de corte superior global é dada por

$$f_H' = \sqrt{2^{1/n} - 1} \cdot f_H = \sqrt{2^{0,5} - 1} \cdot 42,66 \times 10^6 = 0,64 \cdot 42,66 \times 10^6 = 27,46 \text{ MHz}$$

Portanto, a frequência de corte superior do rádio PX com amplificador em dois estágios projetados com os elementos citados e com o transistor BC239 é de  $f_H' = 27,46 \text{ MHz}$ , a qual consegue atender a maior banda de frequência do rádio PX.

## Faça valer a pena

**1.** A resposta em frequência é muito utilizada em projetos e na identificação de defeitos em equipamentos de amplificação de sinais. Para amplificar sinais, são utilizados transistores em diversas polarizações com efeitos capacitivos de diversas formas. Os efeitos capacitivos definem a frequência de corte inferior e a frequência de corte superior. Faça a associação entre o fenômeno capacitivo e qual a frequência que ele altera.

### Frequências:

1. frequência de corte inferior.
2. frequência de corte superior.

### Efeitos capacitivos:

- A. capacitor de acoplamento.
- B. capacitância intrínseca do amplificador.
- C. capacitância de realimentação.
- D. capacitância dos fios.
- E. capacitor de desvio.

Assinale a alternativa que apresenta a correta relação entre a frequência e o seu efeito capacitivo.

- a) 1 – A; 2 – B; 2 – C; 2 – D; 1 – E.
- b) 2 – A; 2 – B; 1 – C; 1 – D; 2 – E.
- c) 2 – A; 1 – B; 1 – C; 1 – D; 2 – E.
- d) 1 – A; 1 – B; 2 – C; 2 – D; 2 – E.
- e) 1 – A; 1 – B; 1 – C; 2 – D; 2 – E.

**2.** Todas as indústrias precisam fazer um teste no seu produto para verificar se ele atende as especificações do cliente e do seu projeto inicial. Em alguns casos, essa avaliação da qualidade de funcionamento do produto é realizada por amostragem, em outros casos, é realizado o teste em todos os produtos desenvolvidos. Como os componentes dos circuitos amplificadores possuem um erro dentro de uma tolerância aceitável, a resposta em frequência do produto final pode não ser satisfatória, ocasionando um produto de má qualidade.

Assinale a alternativa que apresenta um teste utilizado para verificar a resposta em frequência de um amplificador.

- a) Teste da tabela verdade.
- b) Teste de DeLorean.
- c) Teste de onda triangular.
- d) Teste de onda quadrada.
- e) Teste de Karnaugh.

**3.** Um aparelho de televisão é utilizado para monitorar um sistema de câmeras de segurança de um condomínio residencial. No entanto, a imagem do televisor quando conectado no sistema de segurança sofre distorções, deixando a imagem sem a nitidez ideal. Você foi consultado para solucionar esse problema e verificou que a transmissão desse sinal acontecia em altas frequências, sendo necessário propor e implementar soluções para resolver essa distorção. Para melhorar a resposta em alta frequência de um amplificador, quais das afirmativas apresenta soluções que anulam ou diminuem essa distorção?

- I. Aumentar as capacitâncias de acoplamento.
- II. Diminuir as capacitâncias de desvio.
- III. Substituir o transistor do amplificador original por outro com capacitâncias diferentes.
- IV. Diminuir o tamanho dos terminais.

Assinale a alternativa que apresenta possíveis soluções para alterar a frequência de corte superior.

- a) Apenas I e II.
- b) Apenas II e III.
- c) Apenas I e III.
- d) Apenas II e IV.
- e) Apenas III e IV.

# Referências

BOYLESTAD, R. L.; NASHIELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

MALVINO, A. P.; BATES, D. **Eletrônica**. vol. 2. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016.

MOTOROLA Semiconductor. **Amplifier Transistors – NPN Silicon**. BC237, A, B, C, BC238 B, C, BC239, C. MOTOROLA Semiconductor Inc., 1996.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

TEXAS INSTRUMENTS. **OPA1662 OPA1664 datasheet**. 2011. 32 p. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa1662.pdf>>. Acesso em: 2 ago. 2018.



# Filtros ativos

## Convite ao estudo

É possível dizer que o ruído está presente em qualquer sinal elétrico existente, podendo ter uma intensidade que venha a atrapalhar ou não o sinal original. Assim, para remover esse ruído de diversos tipos de sinais, como de sensores ou áudio, por exemplo, existem os chamados filtros. Esse tipo de circuito também é largamente utilizado em telecomunicações para permitir somente a passagem do sinal de interesse, como quando você seleciona uma estação de rádio ou canal de TV.

Existem basicamente dois tipos de filtros: os passivos e os ativos. A grande vantagem dos filtros ativos em detrimento aos passivos é que, além de filtrarem o sinal, eles são capazes de aplicar um ganho a ele. Portanto, são largamente utilizados em circuitos eletrônicos de condicionamento de sinais dentro da instrumentação eletrônica. Assim, é essencial que você saiba analisar e aplicar os filtros ativos nas mais diversas situações. Para tanto, nesta unidade você será levado a conhecer e compreender os diversos tipos de filtros ativos.

Para auxiliar na compreensão da importância e aplicabilidade dos filtros ativos, considere que você trabalha como pesquisador em um laboratório de eletrônica, participando de projetos de pesquisa, desenvolvimento e inovação. No atual projeto, está sendo desenvolvido um equipamento inovador para a medição da velocidade do vento por ultrassom. Esse equipamento possui muitas vantagens em relação aos equipamentos convencionais, já que não possui partes móveis, como o anemômetro de conchas, o que torna a sua manutenção praticamente inexistente.

Para a medição da velocidade do vento, o anemômetro ultrassônico que está sendo desenvolvido utiliza pares

de transdutores, que ficam posicionados frente a frente. Assim, para obter a velocidade do vento que cruza o par de transdutores, se calcula o tempo que a onda ultrassônica leva para sair de um transdutor e chegar no outro, sabendo que nesse percurso ela sofrerá influência do vento, atrasando ou adiantando a sua chegada. O problema é que ao chegar no transdutor receptor, a onda ultrassônica é muito ruidosa e de baixa amplitude, impossibilitando o seu processamento e, conseqüentemente, o cálculo da velocidade do vento.

A partir dessa problemática, cabe a você determinar as especificações e projetar um circuito que seja capaz de filtrar o ruído presente, além de amplificar o sinal na frequência de ultrassom. Qual o tipo de filtro deve ser utilizado para o condicionamento do sinal? Quais as características que esse circuito deve possuir? Como projetá-lo?

No decorrer da situações-problema você vai determinar o circuito a ser utilizado, suas características, projetá-lo e observar o seu funcionamento. Para tanto, na primeira seção você será levado a estudar as características e a classificação dos filtros ativos. Na segunda seção, você compreenderá os tipos de resposta dos filtros e o porquê da utilização de cada um deles. Por fim, na terceira seção, você aprenderá a projetar um filtro, de forma prática e funcional.

# Seção 4.1

## Fundamentos de filtros ativos

### Diálogo aberto

Antes de projetarmos um filtro, é necessário sabermos especificá-lo, determinando principalmente o seu tipo. Quando nós queremos filtrar um sinal, podemos desejar eliminar frequências baixas, altas ou deixar passar somente uma faixa. A partir desse ponto, conseguimos determinar o tipo de filtro que precisamos para eliminar as frequências indesejadas.

Uma aplicação dos filtros está na internet banda larga, transmitida via telefone, na qual em um mesmo canal é transmitido o sinal de voz (até 20 kHz) e o de internet em frequências mais altas. Assim, quem possui esse tipo de internet, tem um filtro em sua casa, que elimina as frequências abaixo de 20 kHz, para que o sinal de internet chegue limpo ao modem. No caso do sinal de voz, a filtragem não é necessária, já que não somos capazes de escutar as altas frequências geradas pelo sinal de internet. Nesse caso específico, é utilizado um filtro passivo, porém, a grande maioria das características e parâmetros é igual para os dois tipos de filtros, ativos e passivos.

Em nosso contexto, dentro do projeto de pesquisa que você trabalha, ficou sob sua responsabilidade desenvolver um circuito para o condicionamento do sinal ultrassônico utilizado para a medição da velocidade do vento no anemômetro ultrassônico que está sendo desenvolvido. Os transdutores ultrassônicos utilizados no anemômetro que convertem o sinal elétrico em onda ultrassônica, ou vice-versa, operam na frequência de  $40 \pm 1 \text{ kHz}$  e possuem uma largura de banda de 2 kHz. O principal problema é que o sinal de recepção possui uma grande quantidade de ruído e baixa amplitude (aproximadamente 100 mVpp). Portanto, é necessário um circuito que seja capaz de filtrar o sinal, mantendo a frequência de interesse, além de amplificá-lo.

A solução para o problema é a utilização de um filtro, mas eles possuem muitas características e classificações que podem se tornar complexas quando não se define muito bem o tipo de

filtro que se deseja projetar. Portanto, nesse primeiro momento você deve escolher as principais características que o filtro deve possuir, como a tecnologia ser empregada, frequência de corte, ordem, atenuação, seletividade, dentre outros parâmetros. Isso vai servir como base para o projeto do filtro que será realizado nas próximas seções. Quais parâmetros você utilizará para garantir o funcionamento desejado do filtro?

Para auxiliá-lo na definição dos parâmetros do filtro ativo a ser utilizado, nesta seção, estudaremos a classificação e as características dos filtros, bem como os parâmetros determinantes, como ressonância, seletividade e fator Q. Vamos lá?

## Não pode faltar

Um filtro pode ser definido como sendo um quadripolo elétrico, ou seja, um elemento com dois terminais para entrada e dois para saída com a capacidade de reduzir a amplitude de determinadas frequências que compõem o sinal de entrada e permitir a passagem das demais. A partir dessa definição, podemos delimitar algumas características e classificações dos filtros, mas antes, vamos estudar alguns exemplos clássicos de aplicação dos filtros.

Praticamente todos os circuitos de comunicação possuem filtros que permitem a passagem de uma faixa de frequência, ao passo que impedem a passagem de outra. Assim, quando se tem um sinal de radiofrequência, por exemplo em 433 MHz utilizada em controles de portões, coloca-se no circuito de recepção, após a antena e o circuito de amplificação, um filtro que faça com que sinais de tensão em uma faixa de frequência próxima a 433 MHz passem e sinais de outras frequências sejam atenuados. Dessa forma, os ruídos e os sinais de outras frequências que foram captados pela antena são atenuados, possibilitando que a mensagem transmitida na frequência de 433 MHz seja decodificada.

Além de circuitos de comunicação, utiliza-se muito os filtros como um estágio de condicionamento nos circuitos de instrumentação. Um exemplo de uso que pode ser citado é um sensor analógico, que possui a sua saída em tensão e também um cabo que leva este sinal até a placa de aquisição de dados. Sabe-se que sempre que um sinal de tensão analógica passa por um condutor elétrico, ele

está sujeito a receber os mais diversos tipos de ruídos irradiados. Isso pode ser dito porque o condutor funciona como uma antena, recebendo os sinais eletromagnéticos presentes no ambiente, convertendo-os em tensão e somando ao sinal do sensor. Assim, quando o sinal de tensão do sensor chega ao local em que será amostrado, ele já se encontra distorcido, sendo necessária sua filtragem. Um outro exemplo é quando se deseja medir um sinal de amplitude muito pequena, na casa dos microvolts, como a tensão em um fotodiodo infravermelho que recebe luz pulsada de uma fonte distante. Neste caso, o nível de ruído pode ter a mesma amplitude do sinal, pois, além da fonte de luz principal, o fotodiodo também recebe luz de outras fontes, que se somam no momento da recepção. Então, como se conhece a frequência de pulsação da fonte de luz principal, é aplicado um filtro que atenua os sinais das frequências indesejadas.

De modo geral, a principal fonte de ruído dos sistemas de instrumentação é a própria rede elétrica, a qual oscila na frequência de 60 Hz. Isso ocorre pelo fato de todos os condutores de uma instalação estarem oscilando nessa frequência, pelos quais passam uma corrente elétrica na casa de alguns Amperes, gerando uma onda eletromagnética que se propaga pelo ambiente. Assim, o ruído irradiado se torna grande a ponto de interferir na maioria dos circuitos e sensores eletrônicos. Então, por mais simples que um circuito seja, é necessário que o ruído gerado pela rede seja filtrado do sinal a ser lido.

A partir do que foi apresentado, é possível dizer que os filtros são extremamente importantes e necessários dentro da eletrônica. Portanto, se faz necessário que um engenheiro que trabalhe na área seja capaz de projetar tais circuitos.

Os filtros podem ser classificados conforme três aspectos: tecnologia empregada, função executada e tipo de resposta aproximada. Com essas classificações, é possível diferenciar e especificar o filtro corretamente conforme a aplicação. O primeiro aspecto dentro das classificações dos filtros é quanto a sua tecnologia, e existem três fundamentais que estão elencadas a seguir.

Os **filtros passivos**, como o próprio nome diz, são montados apenas com elementos passivos, como resistores, capacitores e indutores. Geralmente são utilizados em sinais acima de 1 MHz,

pois em baixas frequências exigem indutores muito grandes. Não possuem ganho de potência e são difíceis de ser sintonizados.

Os **filtros ativos** são montados com uma associação de elementos passivos, normalmente resistores e capacitores, e elementos ativos, usualmente amplificadores operacionais, que podem proporcionar um ganho ao sinal não filtrado. Os amplificadores operacionais são utilizados nesse tipo de filtro devido a sua alta impedância de entrada e baixa resistência de saída, permitindo a implementação de filtros com melhor qualidade em comparação a utilização de outros elementos ativos, como válvulas ou transistores. Os filtros ativos são fáceis de sintonizar e possuem a possibilidade de permitir ganho de potência, sendo utilizados para frequências inferiores a 1 MHz, devido a limitação do amplificador operacional. Nesta unidade, os estudos serão concentrados neste tipo de filtro.



#### Pesquise mais

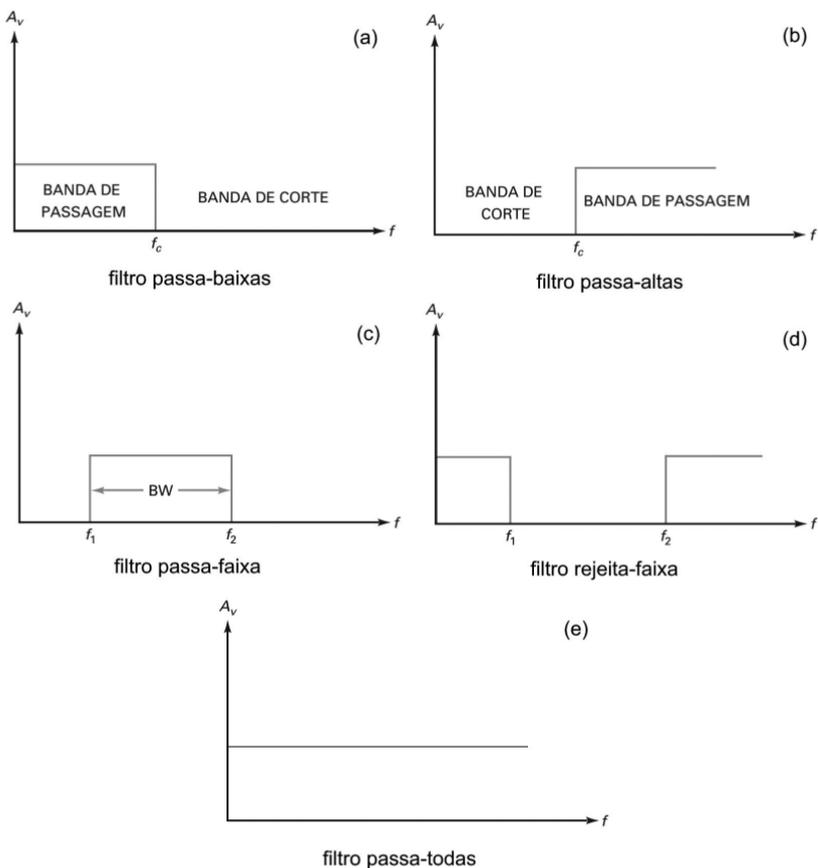
Consulte a relação entre os filtros passivos e ativos nas páginas 805 a 809 do capítulo 19 *Filtros ativos*. Nele, você compreenderá a operação dos filtros ativos em detalhes. O material também está disponível em sua biblioteca virtual.

MALVINO, A. P.; BATES, D. **Eletrônica**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. 2 v.

Existem ainda os **filtros digitais**, cujo processo de filtragem não é feito analogicamente como nos filtros passivos e ativos, mas de forma digital com o auxílio de um microcontrolador ou microprocessador. Nesse processo, o sinal analógico é convertido em digital por meio de um conversor A/D e então são aplicados algoritmos específicos que executarão a filtragem do sinal amostrado. Dependendo da aplicação, o sinal filtrado é reconstruído analogicamente por meio de um conversor D/A, ou a informação necessária é extraída diretamente da forma de onda digital. Vale ressaltar que esse processo de filtragem exige um alto poder de processamento, o que leva a utilização dos DSPs (processadores digitais de sinais), que são microcontroladores específicos para o processamento de sinais.

O segundo aspecto de estudo dos filtros é a **função executada ou tipo de resposta ideal**. Existem cinco tipos de respostas ideais que podem ser elencadas: passa-baixas, passa-altas, passa-faixa, rejeita-faixa e passa-todas (deslocador de fase). Essas respostas podem ser representadas em um gráfico do ganho de tensão em função da frequência, como está apresentado na Figura 4.1. Essas respostas são ditas ideais, pois as bordas dos retângulos que aparecem nos gráficos são verticais, o que não acontece na prática.

Figura 4.1 | Resposta ideal dos filtros passa-baixas (a), passa-altas (b), passa-faixa (c), rejeita-faixa (d) e passa-todas (e)



Fonte: adaptada de Malvino e Bates (2016, p. 790-793).

O **filtro passa-baixas** permite a passagem de frequências abaixo de um determinado valor chamado de frequência de corte, representada no gráfico por  $f_c$ , e bloqueia a passagem de frequências superiores. Nesse filtro, a faixa de frequência entre zero e a frequência de corte determinam a banda de passagem. Para frequências acima da frequência de corte, tem-se a banda de corte. Idealmente, no filtro passa-baixas o ganho na banda de passagem é unitário e a perda de sinal é infinita na banda de corte. O deslocamento de fase desse filtro é nulo para as frequências da banda de passagem.

No **filtro passa-altas** temos a resposta inversa do passa-baixas. As frequências de zero até a frequência de corte ( $f_c$ ) constituem a banda de corte e são bloqueadas. Já as frequências acima da frequência de corte passam com ganho unitário, formando a banda de passagem.

O **filtro passa-faixa** permite a passagem das frequências situadas dentro faixa delimitada pela frequência de corte inferior  $f_1$  e pela frequência de corte superior  $f_2$ . Portanto, as frequências de zero até a frequência de corte inferior e acima da frequência de corte superior são bloqueadas, determinando duas bandas de corte. Assim, como esse filtro possui duas transições verticais, nas frequências de corte  $f_1$  e  $f_2$ , é possível determinar a largura da banda de passagem como sendo,

$$BW = f_2 - f_1.$$

Pode-se também definir a frequência central dentro da banda de passagem como sendo a média geométrica entre as frequências de corte inferior e superior

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}.$$

Com isso, pode se definir o fator de qualidade Q do filtro passa-faixa como sendo a frequência central sobre a largura de banda, ou seja,

$$Q = \frac{f_0}{BW}. \quad (4.1)$$

Analisando a Equação 4.1, é possível afirmar que quanto menor for o fator de qualidade, maior será a largura de banda do filtro. Com isso, define-se que um filtro passa-faixa com fator Q menor que 1 pode ser chamado de filtro banda larga. Por outro lado, quando o fator Q for maior que 1, ele será tratado como um filtro banda estreita.

Essa relação entre o fator de qualidade e a largura de banda permite uma aproximação para o cálculo da frequência central

quando Q for maior que 10. Essa aproximação determina que a frequência central pode ser calculada pela média aritmética das frequências de corte, portanto,

$$f_0 \approx \frac{f_1 + f_2}{2}.$$



### Exemplificando

Determine o fator Q de um filtro passa-faixas utilizado na filtragem de um sinal de RF com frequência de corte inferior de 423 MHz e frequência de corte superior de 443 MHz. Classifique-o como filtro banda larga ou banda estreita.

Para obter o fator de qualidade do filtro, deve-se primeiramente calcular a largura de banda e a frequência central. Calculando a largura de banda, tem-se:

$$BW = f_2 - f_1 = 443M - 423M = 20\text{MHz}$$

Como não sabemos o fator Q do filtro, não é possível utilizar a equação simplificada, assim, o cálculo da frequência central deve ser feito pela média geométrica:

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{423M \cdot 443M} = 432,88\text{MHz}$$

Calculando o fator Q a partir dos valores obtidos, temos:

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{432,88M}{20M} = 21,64$$

Veja que o fator Q é uma medida adimensional e a partir do valor obtido é possível dizer que o filtro em questão é um filtro de banda estreita.

O **filtro rejeita-faixa** é aquele que permite a passagem de frequências abaixo de uma frequência de corte inferior  $f_1$  e acima de uma frequência de corte superior  $f_2$ , rejeitando a passagem de frequências entre  $f_1$  e  $f_2$ . Assim, existem duas a bandas de passagem: entre zero e a frequência de corte inferior; para frequências acima da frequência de corte superior. Portanto, a banda de corte está limitada entre as frequências de corte inferior e superior. Para

esse filtro também são válidas as considerações sobre largura de banda apresentada para o filtro passa-faixa. Dessa forma, o fator de qualidade também pode ser calculado pela Equação 4.1.

No **filtro passa-todas** o objetivo não é impedir a passagem de uma faixa de frequência, mas sim produzir um deslocamento de fase no sinal filtrado, sem alterar a sua amplitude. Assim, existe somente a banda de passagem, que se estende por toda a faixa de frequências. Nesse filtro, cada frequência pode sofrer um deslocamento de fase diferente de acordo com o circuito utilizado, devido a isso, esse tipo de filtro é conhecido também como circuito deslocador de fase.

A resposta ideal de um filtro não é possível de ser obtida na prática, sendo necessário o uso de aproximações para o projeto do filtro. Essas aproximações existentes, que são o terceiro aspecto de classificação dos filtros, serão tratadas na próxima seção. Porém, para que seja compreendido o formato dessas aproximações, é importante conhecer a fundo algumas definições importantes apresentadas a seguir.



### Assimile

Os filtros são circuitos eletrônicos responsáveis por selecionar faixas de frequência de um sinal e possuem vários tipos de resposta. As respostas ideais permitem identificar o filtro e caracterizá-lo para o projeto, porém, não podem ser obtidas na prática. Assim, existem respostas que tentam se aproximar da ideal, cada uma com suas vantagens e desvantagens.

A **atenuação** é a perda que um sinal sofre. No caso dos filtros é a razão entre a amplitude da tensão de entrada pela amplitude da tensão de saída em uma determinada frequência. Sendo assim, é possível dizer que o filtro possui uma atenuação diferente para cada valor de frequência. Como já foi apresentado em unidades anteriores, geralmente, a atenuação é expressa em decibel, que pode ser obtida conforme a relação a seguir:

$$\text{Atenuação em dB} = -20 \cdot \log(\text{atenuação}) = -20 \cdot \log\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right).$$

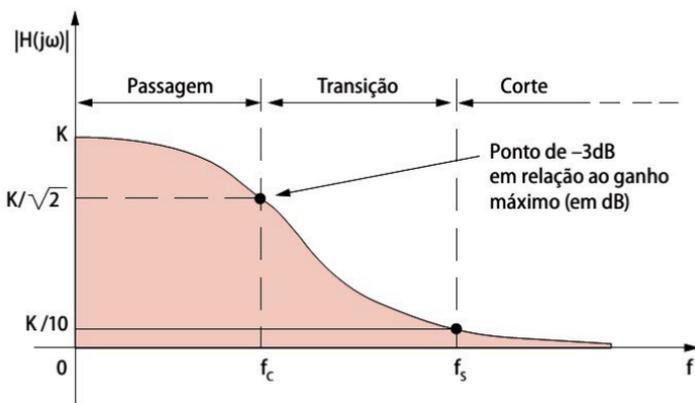
Dessa forma, quando se tem uma atenuação de 6 dB, significa que houve uma atenuação de 50% do sinal de entrada em determinada

frequência. Já uma atenuação de 12 dB indica uma relação de 0,1 entre entrada e saída, e assim por diante.

Vale lembrar que a atenuação é calculada da mesma forma que o ganho. Portanto, ela pode ser considerada como sendo um ganho de valor menor que 1.

A **banda de passagem** é a faixa de frequência em que os sinais não devem sofrer ação do filtro e **banda de corte** é a faixa de frequência em que os sinais sofrem a atenuação causada pelo filtro. A **banda de transição** é o valor ou faixa de frequência entre a banda de passagem e transição. A condição ideal é que a banda de passagem tenha uma atenuação nula, a banda de corte uma atenuação infinita e a banda de transição seja totalmente vertical, em apenas um valor de frequência. Contudo, isso não acontece na prática. Dependendo do tipo do filtro, existe uma atenuação (linear ou variável) na banda de passagem; um valor de atenuação limitado na banda de corte e uma banda de transição não vertical, com taxa de decaimento determinada pelo projeto do filtro. A Figura 4.2 mostra graficamente essas bandas em questão para um filtro passa-baixas. Na figura, o final da banda de transição e o início da banda de corte se deu no valor de frequência  $f_2$ , onde o valor de ganho é 10 % do valor máximo de ganho  $K$ , que é uma escolha arbitrária para finalidades práticas.

Figura 4.2 | Bandas de passagem, transição e corte para um filtro passa-baixas com resposta real

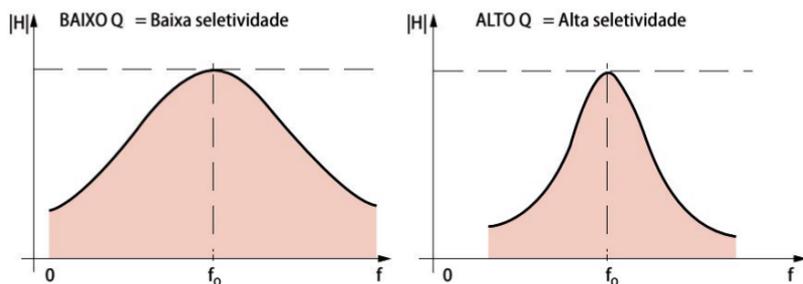


Fonte: Pertence (2015, p. 146).

A **frequência de corte** é a frequência que determina o fim da banda de passagem e entrada na banda de transição. Essa frequência é determinada quando o sinal sofre uma atenuação de 3 dB, indicando uma tensão de 70,7% do valor da amplitude do sinal de entrada, como pode ser visto na Figura 4.2.

A **seletividade** pode ser definida como a capacidade de um filtro distinguir um valor de frequência em meio a todo o espectro, um conceito que é importante nos filtros passa-faixa e rejeita-faixa e não se aplica nos demais. Portanto, se observamos a Equação 4.1, que define o fator Q do filtro passa-faixa, se torna evidente que quanto maior o valor do fator Q, mais seletivo será o filtro, portanto, menor será a sua largura de banda. Tal característica se torna evidente quando analisamos a resposta de dois filtros, um com alta seletividade e um com baixa seletividade, colocados lado a lado conforme apresentado na Figura 4.3.

Figura 4.3 | Resposta de um filtro



Fonte: adaptada de Pertence (2015, p. 150).

Em aplicações de telecomunicações, a seletividade de um filtro é um fator importante, pois indicará se determinada faixa de frequência poderá ser filtrada ou não. Assim, mostrará a capacidade de um equipamento em receber sinais em uma determinada frequência, sem haver também sinais de frequências indesejadas interferindo na comunicação.

Em um filtro passivo a sua **ordem** é determinada pela quantidade de capacitores e indutores. Em um filtro ativo, é a quantidade de conjuntos RC que ele contém. Como identificar os conjuntos RC pode ser difícil em alguns casos, geralmente se determina a ordem

contando a quantidade de capacitores presentes no circuito. A ordem de um filtro está relacionada à sua taxa de decaimento, na qual quanto maior a ordem, maior a taxa e mais vertical será a banda de transição.



## Refleta

Até este ponto da unidade, foram apresentados conceitos que permitem um conhecimento sobre nomenclaturas e definições utilizadas para os filtros. É possível dizer que tais conceitos são comuns para os filtros ativos e passivos?

## Sem medo de errar

Neste primeiro momento do desenvolvimento de um filtro para o sinal ultrassônico utilizado para a medição da velocidade do vento, você deve definir os parâmetros do filtro para garantir o seu funcionamento conforme desejado.

A partir do estudo realizado, você descobriu que filtros podem ser classificados conforme três aspectos: tecnologia empregada, função executada e tipo de resposta aproximada. Quanto à tecnologia, a que mais se adequa a necessidade é a de um filtro ativo, que além de bloquear as frequências indesejadas, pode proporcionar um ganho ao sinal passante. Essa necessidade do ganho anula de imediato o filtro passivo. O filtro digital também não pode ser aplicado pelo fato de a amplitude do sinal ser muito baixa, o que impossibilita a sua amostragem por um conversor A/D.

O sinal que se deseja filtrar é referente a uma onda ultrassônica em uma frequência específica, portanto, qualquer outro valor de frequência deve ser eliminado do sinal. Isso caracteriza a utilização de um filtro passa-faixa, contudo, algumas considerações devem ser feitas para se determinar as frequências de corte superior e inferior do filtro.

O transdutor ultrassônico utilizado no projeto possui a frequência de oscilação central nominal de 40 kHz, porém, essa frequência possui um erro associado  $\pm 1$  kHz, além de uma largura de banda de 2 kHz. Analisando o erro, pode se afirmar que a frequência central pode estar em qualquer valor entre 39 e 41 kHz. Considerando a equação aproximada para o cálculo da frequência central, é possível afirmar que caso ela esteja em 41 kHz, a frequência do sinal ultrassônico gerado

terá componentes entre 40 e 42 kHz. Para o extremo inferior, de forma análoga, com a frequência central em 39 kHz, o transdutor será capaz de gerar um sinal com frequências de 38 a 40 kHz. Assim, se considerarmos o erro associado ao transdutor e a sua largura de banda, é possível afirmar que o sinal de interesse pode possuir frequências até os extremos das faixas calculadas. Isso indica que a faixa de frequência que esse transdutor pode gerar está entre 38 kHz e 42 kHz.

Como o transdutor receptor é o mesmo que o transmissor, o sinal ultrassônico recebido por ele poderá gerar um sinal elétrico com componentes entre a faixa de 38 a 42 kHz. Portanto, o filtro a ser projetado deve permitir a passagem de toda essa faixa de frequência, determinando assim a frequência de corte inferior  $f_1$  como sendo igual a 38 kHz e a frequência de corte superior de 42 kHz. Com isso, é possível determinar a largura de banda do filtro passa-faixa a ser projetado como sendo de

$$BW = f_2 - f_1 = 42k - 38k = 4 \text{ kHz}$$

A frequência de corte central do filtro será:

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{38k \cdot 42k} \cong 40 \text{ kHz}$$

Com isso, é possível obter o fator Q que o filtro deve possuir:

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{40k}{4k} = 10$$

Assim, o filtro a ser projetado será um filtro passa-faixa de banda estreita com banda passante entre 38 e 42 kHz, bandas de corte entre 0 e 38 kHz e para frequências maiores que 42 kHz.

Antes de projetar o filtro deve se especificar ainda a sua resposta aproximada e sua ordem. Esses parâmetros serão determinados na próxima seção a partir de novas exigências do projeto.

## Avançando na prática

### Filtrando ruído da rede

#### Descrição da situação-problema

Considere que você continua trabalhando como pesquisador em um laboratório de eletrônica e agora está trabalhando em um

outro projeto de pesquisa. O objetivo desse novo projeto é realizar o controle de temperatura de uma pequena câmara, que pode assumir temperaturas de 10 a 60 °C. O elemento que proporciona a variação da temperatura da câmara são várias pastilhas Peltier colocadas em suas paredes. Para o controle de temperatura está sendo utilizado um microcontrolador básico de baixo consumo, no qual foi implementado um controlador digital PID, que gera um sinal de acionamento para as pastilhas conforme a temperatura desejada e o valor de temperatura da câmara. Para a medição da temperatura interna da câmara está sendo utilizado o sensor analógico LM35, que gera em sua saída uma tensão de 10 mV/°C. O problema é que o ambiente é muito ruidoso, gerando uma distorção no sinal do sensor que é amostrado pelo microcontrolador. A principal componente do ruído é a frequência da rede (60 Hz), dentre outras frequências mais altas. Cabe a você determinar a tecnologia e a função executada por um filtro a ser aplicado no sinal, bem como a sua frequência de corte.

### **Resolução da situação-problema**

Inicialmente, deve se determinar a tecnologia do filtro. Adicionar um filtro passivo causaria uma atenuação no sinal vindo do sensor de temperatura, ocasionando uma mudança na escala linear de 10 mV/°C do LM35, o que invalida essa possibilidade. A utilização de um filtro digital irá necessitar a inclusão de um microcontrolador ou DSP de alta capacidade de processamento, já que o microcontrolador existente no projeto é básico e não será capaz de processar o filtro em conjunto com o controlador PID. Implementar essa medida acarreta um custo ao menos 5 vezes maior que a utilização de um filtro ativo, montado com um amplificador operacional, resistores e capacitores, que são componentes baratos. Além disso, a facilidade de implementação de um filtro ativo é bem maior que um filtro digital. Deve ficar claro que, nesse caso, o filtro ativo deve possuir ganho unitário, de forma a não gerar ganho ou atenuação ao sinal passante e não influenciar na resposta do sensor.

Para a resposta ideal do filtro, o objetivo é filtrar qualquer frequência acima de 60 Hz, portanto, se trata de um filtro passa-baixas. Como o sinal que sai do sensor é contínuo, a sua frequência pode ser considerada como zero. Dessa forma, o ideal é que, por

mais que se deseje filtrar a partir do sinal de 60 Hz, a frequência de corte seja mais baixa, para que em 60 Hz a atenuação gerada pelo filtro seja considerável. Portanto, nesse caso é recomendado fazer a frequência de corte ao menos uma década antes dos 60 Hz, ou seja, em 6 Hz.

## Faça valer a pena

**1.** Os filtros podem possuir diferentes tipos de respostas ideais, são elas: passa-baixas, passa-altas, passa-faixa, rejeita-faixa e passa-todas. Essas respostas são importantes para a determinação do filtro e é essencial saber diferenciá-las.

Sobre as respostas ideais dos filtros, assinale a alternativa correta.

- a) O filtro passa-baixas permite a passagem de frequências acima da frequência de corte e bloqueia a passagem de frequências inferiores.
- b) O filtro passa-altas permite a passagem de frequências entre as frequências de corte superior e inferior e bloqueia as demais.
- c) O filtro passa-faixa bloqueia a passagem de frequências abaixo da frequência de corte e permite a passagem de frequências superiores.
- d) O filtro rejeita-faixa é aquele que rejeita a passagem de frequências entre a frequência de corte inferior e superior além de permitir a passagem das demais frequências.
- e) O filtro passa-todas bloqueia a passagem de todas as frequências.

**2.** Quando se trabalha com filtros, é muito importante conhecer algumas definições e nomenclaturas essenciais. Algumas delas estão relacionadas às bandas de um filtro, que são, principalmente, a banda de passagem, banda de corte e banda de transição.

Com relação às bandas, considere as seguintes afirmações:

- I. A banda de passagem é a faixa de frequência em que os sinais sofrem a atenuação causada pelo filtro.
- II. A banda de corte é a faixa de frequência em que os sinais não devem sofrer ação do filtro.
- III. A banda de transição é o valor ou faixa de frequência entre a banda de passagem e transição.

Assinale a alternativa correta.

- a) Somente a I é verdadeira.
- b) Somente a III é verdadeira.
- c) I e II são verdadeiras.
- d) II e III são verdadeiras.
- e) I, II e III são verdadeiras.

**3.** Nos filtros passa-faixa e rejeita-faixa, considera-se muito a seletividade, que está diretamente relacionada com o fator  $Q$  do filtro. Já o fator  $Q$  se relaciona com a frequência central do filtro e sua largura banda. Para tanto, considere um filtro passa-faixa com frequência central em 250 kHz e fator  $Q$  igual 20.

Assinale a alternativa que indica o valor da largura de banda do filtro citado.

- a) 7,5 kHz.
- b) 10 kHz.
- c) 12,5 kHz.
- d) 15 kHz.
- e) 17,5 kHz.

## Seção 4.2

### Tipos de filtros ativos

#### Diálogo aberto

Quando falamos sobre filtros, sabemos que sua resposta ideal nunca será obtida na prática, por isso existem algumas respostas aproximadas que podem ser utilizadas. Essas respostas têm diferentes características que causam ou não a distorção do sinal passante, por exemplo a variação de amplitude do sinal de um sensor de temperatura analógico após a passagem por um filtro, ocasionando a sua leitura incorreta. Portanto, é importante conhecer e saber diferenciar as repostas aproximadas, sabendo balancear uma alta atenuação na banda de corte com variações na amplitude do sinal passante.

Vamos partir para mais uma fase no projeto de um filtro para sinais ultrassônicos, lembrando que você é um pesquisador que está trabalhando em um projeto de pesquisa no laboratório. Você já determinou alguns parâmetros para seu filtro que serão aplicados no condicionamento do sinal ultrassônico de recepção de um anemômetro. Resta apenas uma característica essencial a ser determinada: o tipo de resposta aproximada. Além disso, a partir do tipo de resposta aproximada selecionada, a ordem do filtro deve ser determinada.

É necessário que seu filtro tenha uma resposta sem ondulações na banda de passagem, para que não haja variação de amplitude na frequência de oscilação do sinal ultrassônico. Outra exigência é ter a maior atenuação possível na banda de corte, com uma taxa de no mínimo 40 dB por década, respeitando a primeira exigência. Além disso, é interessante que não haja uma atenuação mínima no filtro. Existem vários tipos de respostas para os filtros, qual você utilizaria para atender as exigências do projeto?

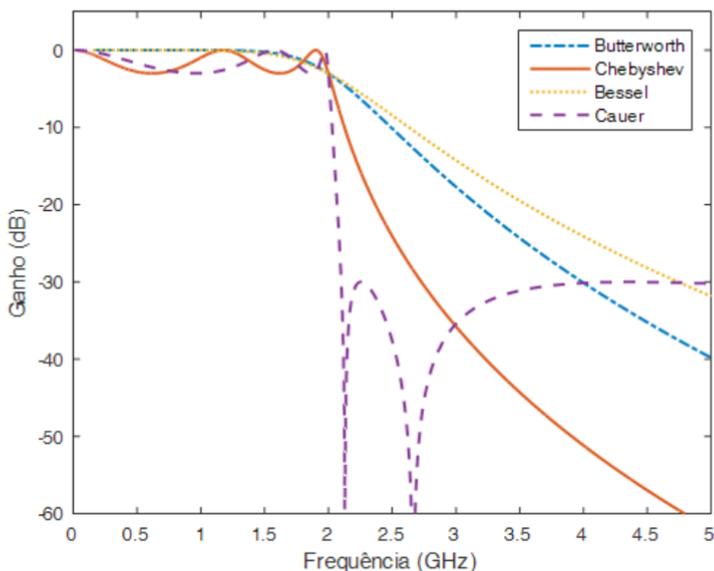
Nesta seção, estudaremos a fundo as respostas aproximadas dos filtros, caracterizando as suas diferenças e relacionando com a ordem do filtro.

Vamos lá?

## Não pode faltar

Como já estudado, as respostas ideais ilustradas até então são impossíveis de serem obtidas com circuitos práticos. Assim, existem algumas aproximações das respostas ideais, que oferecem vantagens ou desvantagens dependendo do tipo de aplicação. Dessa forma, no momento de projetar o filtro, cabe ao projetista selecionar a que melhor atende sua necessidade. Podem ser elencados quatro tipos de respostas, que recebem o nome de seus criadores: Butterworth, Chebyshev, Cauer ou Elíptica e Bessel. Essas respostas aproximadas estão apresentadas na Figura 4.4, que ilustra a resposta de filtros passa-baixa de quinta ordem, projetados com cada uma das aproximações com frequência de corte em 2 GHz.

Figura 4.4 | Respostas aproximadas dos filtros



Fonte: elaborada pelo autor.

Além das quatro respostas apresentadas na Figura 4.4, existe uma quinta aproximação, chamada Chebyshev inversa, em que o formato da resposta Chebyshev na banda de passagem, aparece na banda de corte e vice-versa. Assim, juntamente com as demais respostas, ela também será estudada no decorrer desta seção.

A resposta aproximada **Butterworth** tem a característica de possuir atenuação zero na maior parte da banda de passagem, com uma resposta plana, já que as curvas não possuem nenhuma ondulação. A função-resposta de um filtro passa-baixa com esse tipo de resposta pode ser escrita por,

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{PB}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}} \quad (4.2)$$

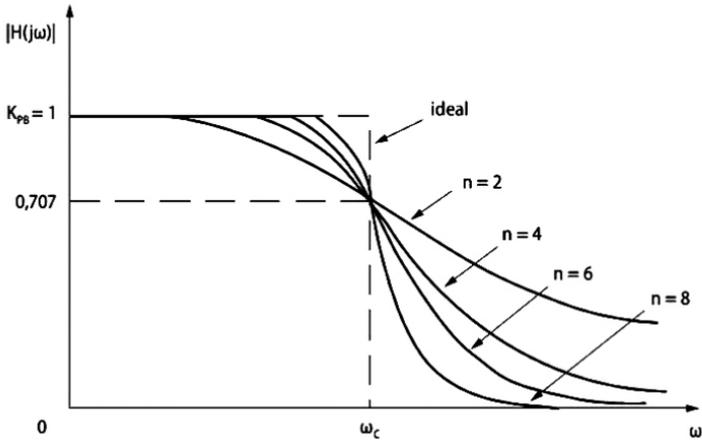
Onde  $K_{PB}$  é o ganho do filtro quando a frequência  $\omega$  é nula,  $n$  é a ordem do filtro e  $\omega_c$  é a frequência de corte, tal que  $\omega_c = 2\pi f_c$ . Partindo da Equação 4.2, escrevendo o módulo do ganho do filtro  $|H(j\omega)|$  em decibéis e fazendo  $\omega \gg \omega_c$ , chegamos a taxa de decaimento, ou de atenuação (TA), do filtro Butterworth como sendo:

$$TA = 20n \text{ dB/década} \quad (4.3)$$

A Equação 4.3 indica que, caso o filtro seja de segunda ordem, haverá uma taxa de decaimento de 40 dB/década, ou seja, a cada aumento de 10 vezes na frequência haverá uma atenuação de 40 dB. Lembrando que essa atenuação é relativa ao valor máximo de ganho do filtro, que em dB será de  $20\log K_{PB}$ . Vale ressaltar ainda que a taxa de decaimento apresentada pela Equação 4.3 é válida para qualquer tipo de filtro com resposta Butterworth, não apenas o passa-baixas, de onde a equação foi derivada.

Essa relação da taxa de decaimento com a ordem do filtro mostra que, quanto maior a ordem, mais próxima será a resposta da resposta ideal, o que fica evidente quando analisamos a Figura 4.5. Além disso, é possível observar na figura as características da banda de passagem citadas anteriormente.

Figura 4.5 | Respostas de um filtro Butterworth passa-baixas de diferentes ordens



Fonte: Pertence (2015, p. 151).

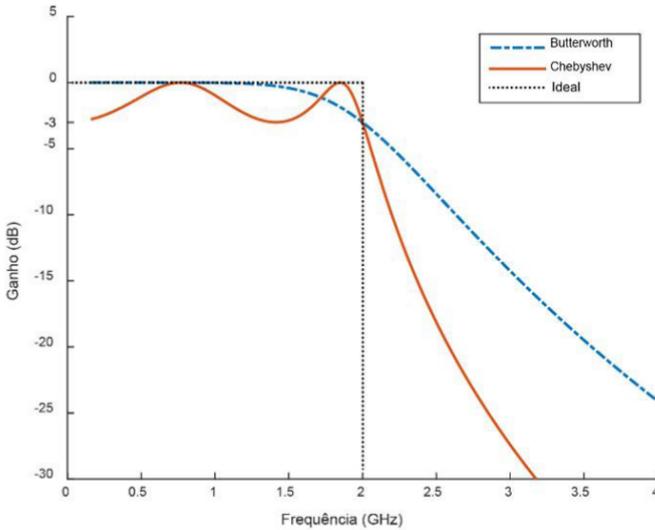
A desvantagem da resposta Butterworth é que ela possui um decaimento mais lento que as outras aproximações, contudo, por ter a banda de passagem plana, ela é capaz de manter a amplitude do sinal passante constante, que é uma característica desejada em várias aplicações. Assim, para compensar a baixa taxa de decaimento, os projetistas de filtros com esse tipo de resposta optam pela utilização de filtros de segunda ordem.

O filtro Butterworth, juntamente com o filtro Chebyshev, figuram como os tipos de respostas mais utilizadas devido às suas características. Assim, é válida uma comparação entre estas respostas, a fim de elucidar as suas diferenças e facilitar a escolha do filtro de acordo com a necessidade.

Um filtro com resposta aproximada **Chebyshev** possui um decaimento na região de transição mais rápido do que a resposta Butterworth, o que fica evidente quando as respostas dos dois tipos de filtros com mesma ordem são colocadas em um mesmo gráfico, como está apresentado na Figura 4.6. Analisando essa figura, fica evidente que a transição próxima da frequência de corte no filtro Chebyshev é muito mais vertical que na resposta Butterworth, isso mostra visualmente que a sua taxa de decaimento será maior. Contudo, no filtro Chebyshev aparecem ondulações na banda de

passagem, o que pode limitar o uso do filtro em determinadas aplicações. Portanto, cabe escolher entre uma banda de passagem plana e de baixa taxa de atenuação do filtro Butterworth, uma banda de passagem com oscilações e uma alta taxa de atenuação do filtro Chebyshev, ou ainda, buscar uma outra resposta aproximada.

Figura 4.6 | Comparativo entre as respostas dos filtros Butterworth e Chebyshev



Fonte: elaborada pelo autor.

A função-resposta que descreve matematicamente um filtro passa-baixas Chebyshev é dada por:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{PB}}{\sqrt{1 + E^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}} \quad (4.4)$$

Onde  $K_{PB}$  é o ganho do filtro passa-baixas para frequência nula,  $\omega_c$  é a frequência de corte,  $E$  é uma constante com valor entre 0 e 1 que define a amplitude (PR) das oscilações presentes na banda de passagem e  $C_n$  é o polinômio de Chebyshev, definido por:

$$C_n(\omega) = \cos(n \arccos \omega)$$

Com isso, fazendo o ganho  $K_{PB}$  unitário e a frequência de corte em 1 rad/s, é possível chegar às respostas do filtro para várias

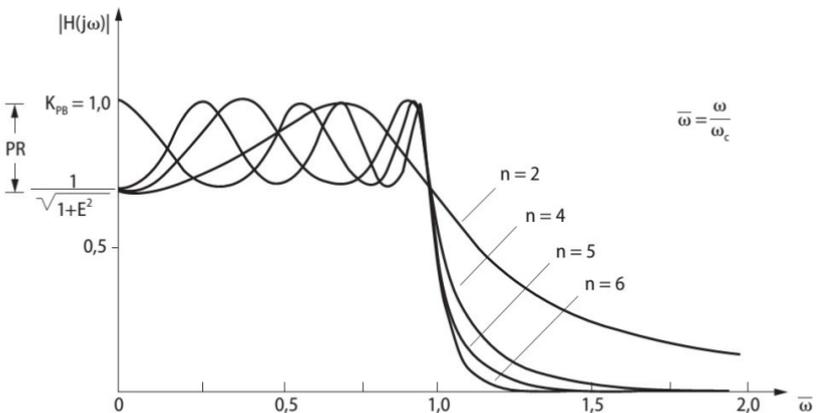
ordens, conforme ilustrado na Figura 4.7. Analisando a Figura 4.8 que apresenta a resposta de um filtro Chebyshev passa-baixas de quinta e sexta ordem, é possível dizer que quando o filtro é de ordem par, as oscilações na banda de passagem se iniciam em seu valor mínimo e o número de oscilações será igual a metade da ordem  $n$  do filtro, ou seja,

$$n^{\circ} \text{ de ondulações} = \frac{n}{2}$$

Portanto, caso o filtro seja de ordem 2, haverá apenas uma ondulação na banda de passagem, que pode ser entendida como uma crista e um vale antes do decaimento na frequência de corte. De forma análoga, quando se analisa um filtro de quarta ordem, serão encontradas duas oscilações, ou seja, a banda de passagem encontrará o seu valor máximo e mínimo de ganho por duas vezes antes do decaimento na frequência de corte.

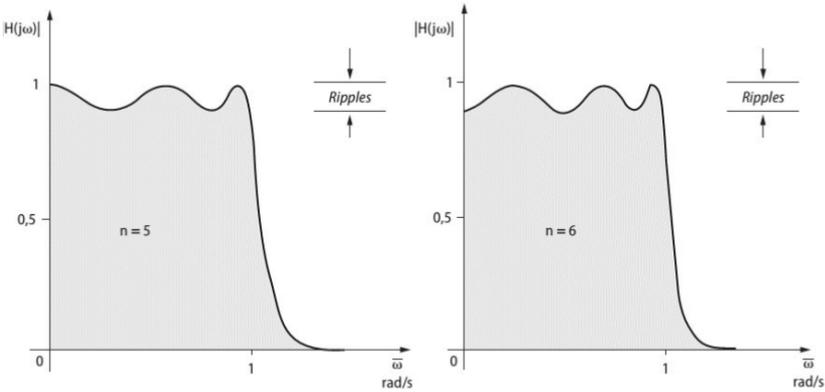
Quando o filtro possui ordem ímpar, as oscilações se iniciam em seu valor máximo. Então, as ondulações terão  $\frac{n-1}{2}$  mínimos e  $\frac{n+1}{2}$  máximos na banda de passagem. Essa diferença nas ondulações (*ripple*) para ordem par e ímpar do filtro fica evidente quando colocamos eles lado a lado, como está apresentado na Figura 4.8.

Figura 4.7 | Respostas de um filtro Chebyshev passa-baixas de diferentes ordens



Fonte: Pertence (2015, p. 153).

Figura 4.8 | Respostas de um filtro Chebyshev passa-baixas de ordem 5 e 6



Fonte: Pertence (2015, p. 153).

Como visto na Equação 4.4, a função-resposta do filtro Chebyshev depende de uma variável  $E$ , que está relacionada com a amplitude (PR) das oscilações da banda de passagem da seguinte forma:

$$E = \sqrt{10^{PR/10} - 1}. \quad (4.5)$$

Isolando PR na Equação 4.5, chega-se a fórmula que determina a amplitude das oscilações na banda de passagem, em decibéis, do filtro Chebyshev como sendo:

$$PR = 20 \log \sqrt{1 + E^2}. \quad (4.6)$$

Lembrando que  $0 < E < 1$ . Com isso, é possível afirmar que o valor de PR tem a função de caracterizar o filtro, sendo, portanto, um parâmetro de projeto.

Além de influenciar na amplitude das oscilações, a constante  $E$  também influi na atenuação do filtro Chebyshev, que acontece após a frequência de corte. Assim, a taxa de decaimento desse filtro pode ser definida por:

$$TA = 20 \log E + 6(n - 1) + 20n \log \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \text{ dB} \quad (4.7)$$

Veja que essa taxa depende da faixa de frequência em que está sendo feita a análise, que é determinada pelo valor da frequência de corte  $\omega_c$ , até o ponto de frequência  $\omega$  que se deseja analisar, diferentemente do que ocorre no filtro

Butterworth, que a atenuação é constante para toda a faixa de frequência e depende apenas da ordem do filtro. Por exemplo, se na Equação 4.7 considerarmos apenas uma década após a frequência de corte, o valor de  $\omega$  será igual a  $10\omega_c$ , o que resulta na expressão:

$$TA_1 = 20\log E + 6(n-1) + 20n \text{ dB} \quad (4.8)$$

Portanto, fica perceptível que na maioria dos casos a taxa de decaimento do filtro Chebyshev será maior que a do filtro Butterworth. Também é visível que pelo fato de  $E$  ser um valor entre 0 e 1, o valor de seu log será negativo. Assim, o termo onde ele aparece irá contra o aumento da taxa de decaimento. Dessa forma, presume-se que quanto menor o valor de  $E$ , menor será a taxa de decaimento.



### Exemplificando

Analisando as Equações de 4.5 a 4.8, e substituindo alguns valores, é possível chegar a algumas conclusões sobre a taxa de decaimento e *ripple* dos filtros Chebyshev. Para simplificar a análise, vamos considerar a taxa de decaimento após a primeira década.

Vamos supor inicialmente um filtro Chebyshev de primeira ordem com valor de  $E$  próximo ao máximo que ele pode assumir, de 0,99. Aplicando a Equação 4.8 ( $TA_1 = 20\log E + 6(n-1) + 20n$ ), perceberemos que o primeiro termo ( $20\log E$ ) será praticamente zero, podendo ser desprezado. O segundo termo ( $6(n-1)$ ) será zero, já que  $n = 1$ . Assim, a taxa de decaimento será de  $20n$ , ou seja,

$$TA_1 = 20n = 20 \text{ dB},$$

após a primeira década. Se aplicarmos nessa mesma condição à Equação 4.6, teremos:

$$PR = 20\log\sqrt{1+E^2} = 20\log\sqrt{1+0,99^2} \cong 3 \text{ dB}.$$

Veja que o valor aproximado obtido para  $PR$  é o valor máximo que ele pode assumir. Isso ocorre porque o  $E$  considerado está bem próximo do seu valor máximo.

Resumidamente, temos que para um filtro Chebyshev de primeira ordem com  $PR = 3 \text{ dB}$ , a atenuação na primeira década será de 20

dB. Valor de atenuação que é a mesma de um filtro Butterworth de primeira ordem, o qual não possui nenhuma oscilação na banda de passagem.

Em uma segunda condição, vamos considerar um filtro Chebyshev de quarta ordem com um valor de PR = 1 dB. Inicialmente, aplicando a Equação 4.5, chegamos ao valor de E:

$$E = \sqrt{10^{PR/10} - 1} = \sqrt{10^{1/10} - 1} \cong 0,51$$

Calculando a taxa de decaimento da primeira década por meio da Equação 4.8, obtemos

$$TA_1 = 20 \log E + 6(n - 1) + 20n = 20 \log 0,51 + 6(4 - 1) + 20n \cong 92 \text{ dB}$$

Agora, se mantermos a ordem do filtro e colocarmos o valor de PR em 3 dB, teremos

$$E = \sqrt{10^{PR/10} - 1} = \sqrt{10^{3/10} - 1} \cong 0,998$$

$$TA_1 = 20 \log E + 6(n - 1) + 20n = 20 \log 0,998 + 6(4 - 1) + 20n \cong 98 \text{ dB}$$

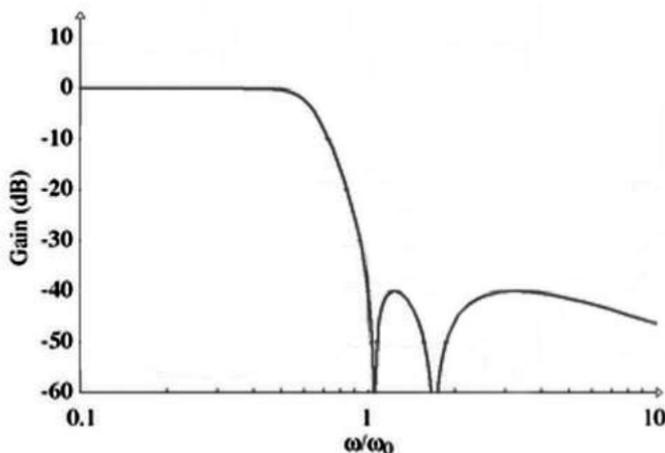
Indicando que quanto maior a amplitude das oscilações na banda de passagem de um filtro Chebyshev, maior será a sua taxa de atenuação.

Com isso, chegamos a dois filtros Chebyshev de quarta ordem, com PR = 1 db e 3 db, nos quais as atenuações na primeira década são de 92 dB e 98 dB, respectivamente. Comparando esses dois filtros com um filtro Butterworth de quarta ordem (atenuação de 80 dB/década), chega-se à conclusão que os filtros Chebyshev possuem maior atenuação.

A partir desses exemplos, podemos concluir que nos filtros Chebyshev a tentativa de reduzir a amplitude das oscilações implica uma redução na taxa de decaimento e que na maioria dos casos a sua taxa de atenuação será maior que a de um filtro Butterworth de mesma ordem. Porém, existem algumas exceções, como em um filtro de primeira ordem, onde a taxa de decaimento do filtro Chebyshev será igual ou menor que a do Butterworth.

Em um filtro com resposta aproximada **Chebyshev inverso**, ou Chebyshev tipo II, a banda passante não apresenta oscilações e o decaimento é tão rápido quanto a resposta Chebyshev. Nesse filtro, as ondulações aparecem na banda de corte, como apresentado na Figura 4.9. Assim, como o próprio nome diz, a resposta é exatamente o inverso da resposta Chebyshev, com uma banda de passagem plana, rápido decaimento e banda de corte com ondulações.

Figura 4.9 | Resposta genérica de um filtro Chebyshev inverso passa-baixas



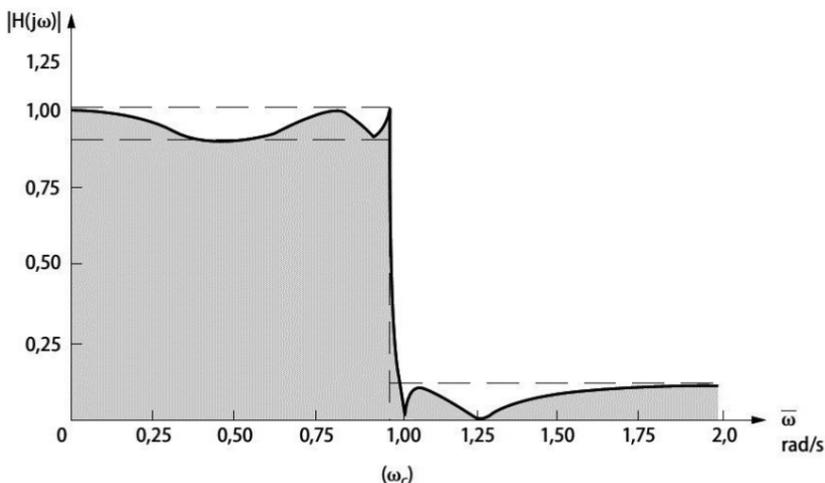
Fonte: adaptada de <[https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/b/ba/ChebyshevII\\_response.png/350px-ChebyshevII\\_response.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/b/ba/ChebyshevII_response.png/350px-ChebyshevII_response.png)>. Acesso em: 11 set. 2018.

Um parâmetro de projeto importante no filtro Chebyshev inverso é a atenuação mínima aceitável na banda de corte, pois, devido às oscilações, esse valor pode ser alcançado para algumas faixas de frequência. Isso fica evidente quando analisamos a banda de corte na resposta do filtro da Figura 4.9, em que existe uma variação na atenuação conforme a variação da frequência. Pelo fato de haver uma atenuação limitada pelas oscilações, esse filtro é pouco utilizado na prática.

Um filtro com resposta aproximada **Cauer ou elíptica** possui o mais rápido decaimento da banda de transição, contudo, possui ondulações grandes na banda de passagem e de corte, como é

possível observar na Figura 4.10. Portanto, é possível que afirmar que a grande vantagem desse tipo de resposta perante as demais é a faixa de transição estreita, sendo a mais próxima da situação ideal que os demais.

Figura 4.10 | Resposta genérica de um filtro Cauer ou elíptico passa-baixas

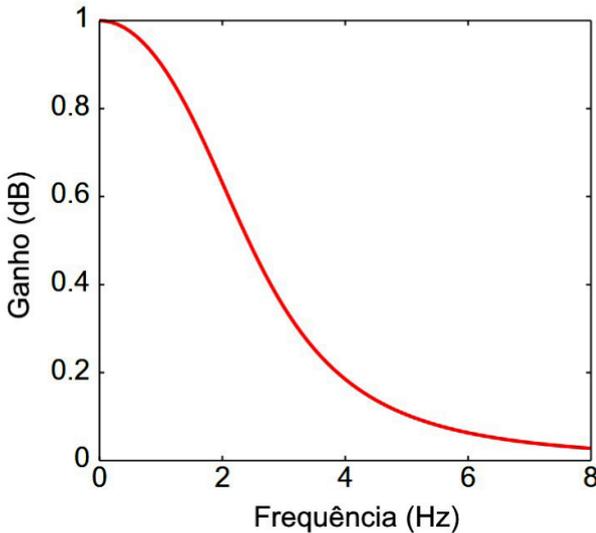


Fonte: Pertence (2015, p. 155).

Um fato interessante sobre o filtro Cauer é que, a partir de um mesmo conjunto de especificações, a sua ordem será sempre a menor que os outros tipos de resposta, podendo ser considerado o mais eficiente dentre as aproximações. Isso indica também a necessidade de menos capacitores na montagem do filtro.

A aproximação **Bessel** possui uma banda de passagem plana e banda de corte sem ondulações, assim como a resposta Butterworth, como pode ser observado na Figura 4.11. Porém, possui uma taxa de decaimento menor para um filtro de mesma ordem. A sua principal vantagem é que ele produz a menor distorção em sinais não-senoidais dentre os tipos de respostas existentes.

Figura 4.11 | Resposta genérica normalizada de um filtro Bessel passa-baixas



Fonte: adaptada de <[https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/0a/Bessel\\_3rd-order\\_gain.svg](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/0a/Bessel_3rd-order_gain.svg)>. Acesso em: 11 set. 2018.

A baixa distorção que o filtro Bessel proporciona está relacionada a sua capacidade de produzir um deslocamento linear na fase do sinal aplicado, onde o deslocamento é diretamente proporcional ao aumento da frequência, que pode ser corrigido facilmente por um circuito de deslocamento de fase simples. Somado a isso, uma resposta linear na fase indica que todas as frequências da banda de passagem possuem o mesmo atraso conforme passam pelo filtro, o que não ocorre nas demais aproximações. Por possuir tais características relacionadas a fase, o filtro Bessel deixa a desejar na taxa de decaimento que é mais baixa de todas as aproximações.



### Assimile

A **defasagem em filtros** é um parâmetro importante visto que existem situações em que a diferença de fase pode afetar diretamente o funcionamento de um sistema, em especial quando a sincronia é um fator fundamental, como nos sistemas de telecomunicações.

Complementando a abordagem sobre fase, é importante citar que dentre os tipos de aproximação mais utilizados, o filtro Butterworth possui uma resposta mais linear que o filtro Chebyshev. Assim, por mais que a taxa de decaimento seja majoritariamente maior na aproximação Chebyshev, o filtro Butterworth leva vantagem no deslocamento de fase. Lembrando que um deslocamento de fase linear proporciona uma baixa distorção do sinal que passa pelo filtro, além de uma maior facilidade na correção quando necessário.



### Pesquise mais

Nessa seção foram tratadas as respostas aproximadas encontradas em filtros passa-baixas, porém, elas também aparecem nos outros tipos de filtro. Consulte o capítulo 19 da obra indicada.

MALVINO, A. P.; BATES, D. **Eletrônica**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. 2 v.

Lembre-se que você tem acesso a este material na Biblioteca Virtual em sua área do aluno.

Após abordar todos os tipos de respostas aproximadas, é possível montar um comparativo entre elas a fim de facilitar a escolha da resposta desejada no projeto de um filtro. O Quadro 4.1 apresenta as características de banda de passagem, corte, decaimento e distorção de sinais não-senoidais para as respostas Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inversa, Cauer e Bessel.

Quadro 4.1 | Características de cada aproximação de filtro

Aproximação	Banda de passagem	Banda de corte	Decaimento	Distorção
Butterworth	Plana	Sem ondulações	Bom	Baixa
Chebyshev	Com ondulações	Sem ondulações	Muito Bom	Alta
Chebyshev inversa	Plana	Com ondulações	Muito Bom	Baixa
Cauer	Com ondulações	Com ondulações	Melhor	Alta
Bessel	Plana	Sem ondulações	Ruim	Mínima

Fonte: adaptado de Malvino e Bates (2016, p. 805).



Durante a seção vimos que as respostas Butterworth e Chebyshev são as mais utilizadas no projeto de filtros, algo que está relacionado as suas características. Quando estamos projetando um filtro ativo as respostas aproximadas também vão indicar uma maior complexidade no projeto?

## Sem medo de errar

Você está no processo de projeto de um filtro para sinais ultrassônicos, que são utilizados para medir a velocidade do vento em um anemômetro que está sendo desenvolvido para o projeto de pesquisa que você trabalha. Já foi determinado que será projetado um filtro ativo passa-faixa com frequências de corte em 38 e 42 KHz, devido as características dos transdutores utilizados no projeto. Agora, deve ser determinada a resposta aproximada e a ordem do filtro a ser utilizado.

Uma das exigências do projeto é utilizar uma resposta que não possua oscilações na banda de passagem para que não haja variação na amplitude do sinal passante. Essa condição invalida de imediato os filtros Chebyshev e Cauer que não possuem banda de passagem plana. A segunda condição de projeto pede um filtro de taxa de atenuação mínima de 40 dB por década, algo que pode ser atingido com os três tipos de resposta aproximada restantes. A terceira condição diz que é importante não haver uma atenuação mínima no filtro, que é exatamente o que acontece com a resposta Chebyshev inversa, na qual as oscilações estão presentes na banda de corte e determinam um valor mínimo de atenuação.

Portanto, restam como opções a resposta Butterworth e a Bessel. Ambas respostas possuem formatos bem semelhantes, porém, a resposta Butterworth possui uma taxa de decaimento maior, o que implica na utilização de um filtro de menor ordem para a obtenção da taxa desejada de 40 dB/década. Além disso, a resposta do sinal ultrassônico é senoidal, com uma variação de amplitude, gerando a sua envoltória característica. Com isso, a distorção será mínima para qualquer tipo de resposta, em outras palavras, o deslocamento de fase não é um fator relevante para a seleção da resposta, o que traria uma vantagem da resposta Bessel perante a Butterworth.

Dessa forma, a resposta aproximada ideal a ser aplicada no filtro ativo para sinal ultrassônico é a Butterworth. Como se deseja uma taxa de atenuação de 40 dB/década, mesmo se tratando de um filtro passa-faixa, é possível se aplicar a Equação 4.3, em que a taxa de atenuação será a mesma para a frequência de corte inferior e superior:

$$TA = 20n \Rightarrow n = \frac{TA}{20} = \frac{40}{20} = 2,$$

o que gera uma ordem 2 para o filtro a ser projetado. Na próxima seção você será levado a projetar o filtro ativo em questão com os parâmetros que foram definidos até aqui.

## Avançando na prática

### Determinação de parâmetros de um filtro Chebyshev

#### Descrição da situação-problema

Você continua atuando como pesquisador em um laboratório que desenvolve projetos de pesquisa em eletrônica. Agora você está trabalhando na solução de um problema em sistema IoT (internet das coisas, do inglês, *internet of things*) de aquisição de dados meteorológicos. Esse sistema se comunica com a internet via protocolo LoRa, largamente utilizado nesse tipo de aplicação devido ao seu longo alcance e baixo consumo.

Para implementar a comunicação LoRa no seu dispositivo de aquisição de dados, você está usando o chip RN2903, fabricado pela Microchip. Ele se comunica na frequência de 915 MHz, a qual é utilizada para a comunicação LoRa no Brasil, e está havendo muita interferência de outras frequências no sinal recebido pela antena, causando falhas na comunicação. Diante disso, você teve a ideia de aplicar um filtro ativo para filtrar a faixa de frequência de interesse.

A banda de operação do chip é de 902 a 928 MHz, o que caracteriza um filtro passa-faixa. Como se trata de um sinal modulado, variações na amplitude do sinal da banda de passagem são aceitas. Você tem mais afinidade no projeto de filtros Chebyshev e quer um filtro de taxa de decaimento na primeira década de no mínimo 120 dB. Qual a ordem do filtro que deve ser projetado?

## Resolução da situação-problema

Analisando as informações apresentadas, podemos concluir que a oscilação na banda de passagem não influenciará no sinal. Assim, é possível fazer a amplitude das oscilações PR a máxima para filtros Chebyshev, ou seja, igual a 3 dB. Com isso, determinamos o valor da constante E pela Equação 4.5 da seguinte forma:

$$E = \sqrt{10^{PR/10} - 1} = \sqrt{10^{3/10} - 1} \cong 0,998$$

Como é necessária uma taxa de decaimento de 120 dB na primeira década e já conhecemos o valor de E, é possível aplicar a Equação 4.8 e obter a ordem do filtro:

$$TA_1 = 20 \log E + 6(n - 1) + 20n = 20 \log E + 26n - 6$$

$$n = \frac{TA_1 - 20 \log E + 6}{26} = \frac{120 - 20 \log 0,998 + 6}{26} = 4,847$$

A ordem do filtro deve ser um número inteiro. Como é desejável uma taxa de atenuação mínima de 120 dB, ao arredondar o valor para cima, a atenuação do filtro aumentará. Portanto, deverá ser projetado um filtro Chebyshev de quinta ordem, com PR de 3dB. Nessas condições, a taxa de decaimento será de:

$$TA_1 = 20 \log 0,998 + 6(5 - 1) + 20 \cdot 5 = 123,983 \text{ dB}$$

Um fator importante sobre esse projeto de filtro ativo para altas frequências é a seleção correta do elemento ativo a ser utilizado, que deve possuir largura de banda superior à frequência do sinal passante, para que o filtro funcione devidamente. No caso da utilização de um amplificador operacional, um modelo a ser considerado é o THS3202, que possui largura de banda de ganho unitário de 2 GHz.

## Faça valer a pena

**1.** A defasagem em filtros é um parâmetro importante, pois existem situações em que a diferença de fase pode afetar diretamente o funcionamento de um sistema, em especial quando a sincronia é um fator fundamental, como nos sistemas de telecomunicações.

Em determinada aplicação, é necessária a utilização de um filtro que produza um deslocamento linear na fase do sinal, com mínima distorção de sinais não-senoidais. Assinale a alternativa que indica a resposta aproximada mais indicada para essa aplicação.

- a) Butterwoth.
- b) Chebyshev.
- c) Chebyshev inversa.
- d) Cauer.
- e) Bessel.

**2.** Um filtro com resposta aproximada Chebyshev possui um bom decaimento na região de transição, contudo, aparecem ondulações na banda de passagem, que é uma característica indesejável em algumas situações. Considere que você projetou um filtro passa-baixas de terceira ordem com resposta Chebyshev e taxa de decaimento de 118 dB após duas décadas da frequência de corte.

Assinale a alternativa que indica aproximadamente a amplitude das ondulações que aparecem na banda de passagem na resposta do filtro.

- a) 0,17 dB.
- b) 0,68 dB.
- c) 0,96 dB.
- d) 1,54 dB.
- e) 3 dB.

**3.** Cada um dos cinco tipos de resposta aproximada dos filtros possui características diferentes em relação a sua banda de passagem e de corte, podendo ou não apresentar ondulações. A existência de ondulações é determinante quando se está selecionando um tipo de resposta, já que existem aplicações em que tal característica é indesejável.

Sobre a banda de passagem e corte de cada um dos tipos de resposta aproximada, assinale a alternativa correta.

- a) A resposta Butterwoth possui banda de passagem plana e apresenta ondulações na banda de corte.
- b) A resposta Chebyshev conta com uma banda de passagem plana e ondulações na banda de corte.
- c) A resposta Chebyshev inversa possui banda de passagem e de corte com ondulações.
- d) A resposta Cauer apresenta ondulações tanto na banda de passagem quanto na banda de corte.
- e) A resposta Bessel possui banda de passagem com ondulações e banda de corte sem ondulações.

## Seção 4.3

### Projetos de filtros ativos

#### Diálogo aberto

Os filtros ativos estão presentes em variadas aplicações que trabalham com um sinal qualquer, eliminando o ruído presente para que ele possa ser amostrado ou decodificado. Se não existissem os filtros para selecionar uma determinada faixa de frequência do espectro recebido em uma antena, os sistemas de telecomunicação não iriam existir e você não seria capaz de usar seu telefone celular ou até mesmo navegar pela internet. Isso mostra como é importante saber projetar os filtros ativos, que são aplicados não só nas telecomunicações, mas também em diversos outros tipos de sistemas.

Retomando o nosso contexto em que você trabalha como pesquisador em um projeto de pesquisa, todos os parâmetros do filtro para sinal ultrassônico do anemômetro foram determinados. Resta o principal: o projeto do filtro. Você sabe que a frequência do sinal ultrassônico de interesse é a mesma dos transdutores, de 40 kHz (com sua devida largura de banda e faixa de erro). Sabe também que todo aquele sinal diferente da frequência de interesse pode ser considerado ruído e está ocasionando problemas na amostragem de sinal. Além disso, você deve garantir um ganho de ao menos 20 vezes ao sinal, para que ele possua amplitude suficiente para ser amostrado. Qual será o circuito utilizado no projeto? Como projetá-lo?

Como essa é a etapa final de desenvolvimento, seu gestor solicitou que você elaborasse um relatório final, contendo as justificativas das seleções de parâmetros efetuadas e também o circuito projetado. É essencial que esse relatório contenha um esquemático do circuito que você propôs.

Para te ajudar no projeto do filtro, nesta seção você será levado a estudar as principais estruturas de circuito utilizadas e como projetar filtros ativos passa-baixas, passa-altas, passa-faixa, rejeita faixa e passa-todas, para diversas ordens e tipos de resposta aproximada. Vamos lá?

## Não pode faltar

Para projetar os filtros ativos, existem duas estruturas principais que podem ser utilizadas: a de realimentação múltipla (MFB, do inglês *multiple-feedback*) e a de fonte de tensão controlada por tensão (VCVS, do inglês *voltage-controlled voltage source*), ou Sallen-Key, como é conhecida devido a seus criadores. Ambas estruturas utilizam um amplificador operacional como elemento ativo, possuem boa estabilidade, requerem poucos componentes externos e têm baixa impedância de saída, mas diferem em alguns aspectos, os quais permitem a seleção da topologia ideal em um projeto.

A **topologia VCVS** é a mais utilizada de todas as topologias de filtros ativos existentes devido a performance do filtro ser pouco dependente da performance do amplificador operacional utilizado. Isso ocorre pois o amp-op é configurado como um amplificador, o que minimiza os requisitos relacionados a sua largura de banda, permitindo o projeto de filtros com altas frequências de corte, sem prejuízo na sua resposta. Além disso, nessa topologia, a razão entre o maior e o menor resistor utilizado, e também entre o menor e o maior capacitor, é baixa, facilitando o momento de selecionar valores comerciais dos componentes. A desvantagem está na sensibilidade da frequência de corte e do fator Q em relação aos componentes utilizados, o que dificulta o ajuste perfeito do filtro. Isso quer dizer que a variação dos componentes utilizados pode afetar diretamente a frequência de corte e o fator Q, dessa forma, a tolerância dos componentes deve ser baixa e eles devem ser estáveis em relação à temperatura.

Na **topologia MFB**, o amplificador operacional age como um integrador, assim, obter um filtro de alto fator Q ou de alta frequência depende do ganho de malha aberta do amplificador operacional utilizado. Outra característica dessa estrutura é inverter a polaridade da saída, ou seja, gerar uma defasagem de  $180^\circ$  do sinal de saída em relação ao sinal de entrada. Essa topologia possui como principal vantagem a baixa sensibilidade a variações dos componentes e é utilizado, na maioria das vezes, em aplicações com fator Q menor que 20.

Tanto a topologia VCVS, como a MFB, podem implementar filtros com diferentes aproximações, mudarão apenas o formato

do circuito e os valores dos componentes a serem utilizados, que são obtidos por diferentes equações. Aliado a isso, a escolha da aproximação e da ordem do filtro influirá nos valores de dois parâmetros que aparecem nas equações utilizadas para o projeto do filtro, de ambas topologias, como será visto mais à frente. A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros de projeto  $a$  e  $b$  para os filtros com resposta aproximada Butterworth até a 4ª ordem. Já a Tabela 4.2, apresenta os parâmetros para os filtros Chebyshev de até 4ª ordem, com amplitude das ondulações de 0,5 dB, 1,0 dB e 3 dB.

Tabela 4.1 | Parâmetros de projeto  $a$  e  $b$  para os filtros Butterworth até a 4ª ordem

Ordem	$a$	$b$
2	1,414214	1
3	1,000000 -	1 1
4	0,765367 1,847759	1 1

Fonte: adaptada de Pertence (2015, p. 182).

Tabela 4.2 | Parâmetros de projeto  $a$  e  $b$  para os filtros Chebyshev até a 4ª ordem com PR de 0,5 dB, 1,0 dB e 3 dB

Ordem	PR	$a$	$b$
2	0,5	1,425625	1,516203
	1,0	1,097734	1,102510
	3,0	0,644900	0,707948
3	0,5	0,626456 -	1,142448 0,626456
	1,0	0,494171	0,994205 0,494171
	3,0	0,298620 -	0,839174 0,298620
4	0,5	0,350706 0,846680	1,063519 0,356412
	1,0	0,279072 0,673739	0,986505 0,279398
	3,0	0,170341 0,411239	0,903087 0,195980

Fonte: adaptada de Pertence (2015, p. 183).



## Pesquise mais

Consulte tabelas completas de parâmetros de projeto para os filtros Butterworth e Chebyshev com ondulações de 0,1 dB, 0,5 dB, 1,0 dB, 2,0 dB e 3 dB até a oitava no capítulo 8 da obra a seguir.

PERTENCE JR, A. **Amplificadores operacionais e filtros ativos: eletrônica analógica**. 8. ed. Porto Alegre: Bookman, 2015.



## Assimile

Os parâmetros apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2 valem para as topologias VCVS e MBF. Juntamente com a frequência de corte e ganho, eles são utilizados no projeto do filtro para determinar os valores dos componentes a serem utilizados. Eles como objetivo garantir o posicionamento correto de polos e zeros na função de transferência do circuito de forma a se obter a resposta desejada, conforme for feita a seleção no momento do projeto.

Analisando as Tabelas 4.1 e 4.2, percebemos que para filtros de ordem superior a 2, encontramos duas linhas de valores. Isso mostra que quando queremos projetar filtros, em especial os passa-baixas e passa-altas de ordem maior ou igual a 3, devemos realizar a associação em cascata de filtros, utilizando sempre filtros de primeira ou segunda ordem. Por exemplo, se desejarmos montar um filtro de terceira ordem, vamos associar um estágio de segunda ordem com um de primeira. De forma análoga, quando desejamos um filtro de quarta ordem, é necessário associar dois filtros de segunda ordem. A Figura 4.12 ilustra como essas associações são feitas.

Figura 4.12 | Associação em cascata para obtenção de filtros de ordem superior a 2



Fonte: elaborada pelo autor.

A associação dos filtros em cascata para obter filtros de ordem superior a 2 é válida para a estrutura MFB e VCVS. Porém, quando é feita uma associação, a topologia dos filtros de cada um dos estágios deve ser a mesma. Aliado a isso, devemos projetar cada estágio de forma independente, utilizando os parâmetros apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2 para a ordem final do filtro desejado.



### Exemplificando

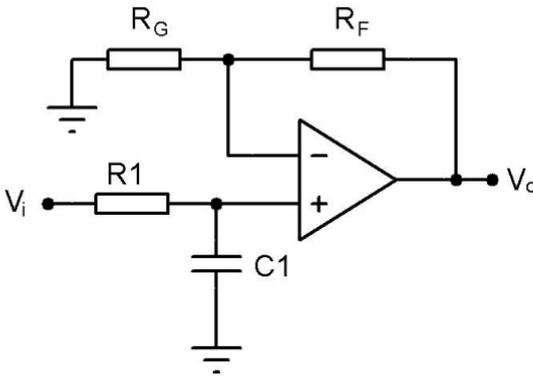
Se você deseja projetar um filtro passa-baixas Butterworth de quarta ordem com topologia VCVS, devem ser projetados dois filtros de segunda ordem VCVS e colocados em sequência. Para isso, deve ser consultada a linha referente a ordem 4 na Tabela 4.1. Assim, no projeto do primeiro filtro de segunda ordem, que receberá em sua entrada o sinal a ser filtrado, devem ser considerados os parâmetros  $a = 0,765367$  e  $b = 1$ . No segundo filtro de ordem 2, que terá como entrada a saída do primeiro estágio e como saída o sinal filtrado, devem ser considerados os parâmetros  $a = 1,847759$  e  $b = 1$ .

Apresentadas as diferenças entre as topologias mais utilizadas, as tabelas com os parâmetros de projeto que determinam a resposta aproximada do filtro e como obter um filtro com ordem superior a 2, você está apto a estudar o equacionamento de cada tipo de filtro, vamos lá?

O filtro passa-baixa é o filtro mais básico e também o mais utilizado quando se deseja filtrar ruídos de alta frequência, como

os causados por fontes chaveadas. Como visto anteriormente, ele possui a função de atenuar os sinais com frequências superiores a frequência de corte e permitir a passagem de sinais com frequências inferiores. A Figura 4.13 mostra o circuito do filtro ativo **passa-baixa de 1ª ordem** implementado com a topologia VCVS.

Figura 4.13 | Filtro ativo passa-baixa de 1ª ordem com topologia VCVS



Fonte: elaborada pelo autor.

No circuito da Figura 4.13, por se tratar de uma topologia semelhante a de um amplificador não inversor, ganho é determinado pelos resistores  $R_F$  e  $R_G$  da seguinte forma:

$$A_V = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (4.9)$$

Deve ficar claro que quando está se projetando um filtro, o ganho  $A_V$  entra como parâmetro de projeto. Portanto, a Equação 4.9 é utilizada quando se deseja determinar o ganho de um filtro já projetado.

Com o objetivo de minimizar o efeito da tensão de offset de entrada, a seguinte relação é imposta ao circuito:

$$R1 = \frac{R_G \cdot R_F}{R_G + R_F} \quad (4.10)$$

A frequência de corte (3 dB) do filtro está relacionada com os valores do resistor R1 e capacitor C1:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot b \cdot R1 \cdot C1} \quad (4.11)$$

Onde  $b$  é o parâmetro de projeto que determina a resposta aproximada do filtro. Isolando  $R_F$  na Equação 4.9 e substituindo na Equação 4.10, obtemos uma relação entre  $R_G$  e  $R1$ , que facilita o projeto do filtro:

$$R_G = \frac{A_V}{A_V - 1} R1 \quad (4.12)$$

Agora, se isolarmos  $R_G$  na Equação 4.9 e substituirmos na Equação 4.10, obtemos uma relação entre  $R_F$  e  $R1$ :

$$R_F = A_V \cdot R1 \quad (4.13)$$

A partir das deduções realizadas, conseguimos perceber que para projetar um filtro ativo passa-baixas de primeira ordem, podemos aplicar inicialmente a Equação 4.11, a fim de obter o valor de  $R1$  e, então, aplicar as Equações 4.12 e 4.13 para obter os valores de  $R_G$  e  $R_F$ , respectivamente. O valor de  $C1$  é escolhido arbitrariamente, mas na prática se escolhe um valor comercial próximo a  $10^{-5} / f_c$ .

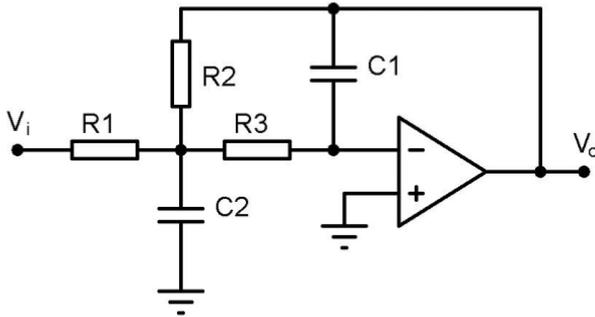
A topologia apresentada pode ser utilizada tanto na implementação de um filtro de 1ª ordem como para uma associação em cascata, o que diferenciará as duas situações é o valor do parâmetro  $b$  da Equação 4.11. No caso de um filtro de primeira ordem,  $b$  será igual a 1, pois não importa se ele terá resposta Butterworth ou Chebyshev. Para filtros com ordem ímpar maior ou igual a 3, o valor a ser considerado deverá ser retirado das Tabelas 4.1 ou 4.2, conforme a resposta desejada.

Quando a amplificação do sinal não se faz necessária, ou seja, não requer a aplicação de um ganho, pode-se utilizar um filtro ativo com ganho unitário. Para isso, o resistor  $R_G$  é substituído por um circuito aberto e o resistor  $R_F$  por um curto circuito. Essa montagem também possui a frequência dada pela Equação 4.11.

Para implementar um filtro **passa-baixas de 2ª ordem com estrutura MFB**, o circuito a ser utilizado é aquele apresentado na Figura 4.14, em que a sua frequência de corte é determinada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{b \cdot C1 \cdot C2 \cdot R2 \cdot R3}} \quad (4.14)$$

Figura 4.14 | Filtro ativo passa-baixa de 2ª ordem com topologia MFB



Fonte: elaborada pelo autor.

Tendo em mãos o valor desejado do ganho, da frequência de corte e dos parâmetros  $a$  e  $b$  obtidos via tabela, o primeiro passo no projeto deste filtro MFB é determinar o valor de  $C2$  como sendo um valor próximo a  $10^{-5} / f_c$ . Em seguida, deve ser obtido  $C1$  utilizando a seguinte relação:

$$C1 \leq \frac{a^2 \cdot C2}{4 \cdot b \cdot (A_v + 1)} \quad (4.15)$$

O recomendado é que o valor de  $C1$  seja o maior possível dentre os valores comerciais disponíveis respeitando a condição da Equação 4.15. Perceba que o valor do ganho  $A_v$  entra como parâmetro de projeto, juntamente com as constantes  $a$  e  $b$ , e com a frequência de corte que aparecerá no cálculo dos próximos componentes. Além disso, vale lembrar que essa topologia (MFB) possui fase invertida, o que irá proporcionar uma defasagem de  $180^\circ$  ao sinal aplicado no filtro.

Em posse dos valores de  $C1$  e  $C2$ , aplica-se a equação 4.16 para obter o valor de  $R2$ :

$$R2 = \frac{2(A_v + 1)}{2 \cdot \pi \cdot f_c \left[ a \cdot C2 + \sqrt{a^2 \cdot C2^2 - 4 \cdot b \cdot C1 \cdot C2(A_v + 1)} \right]} \quad (4.16)$$

Já o valor  $R1$  é obtido pela seguinte relação:

$$R1 = \frac{R2}{A_v} \quad (4.17)$$

Por fim, resta obter o valor de  $R3$  a partir da Equação 4.14, que pode ser reescrita da seguinte forma:

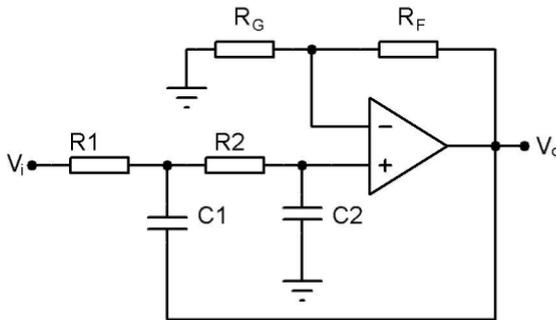
$$R3 = \frac{1}{b \cdot C1 \cdot C2 \cdot R2 (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} \quad (4.18)$$

Com isso, são obtidos todos os valores dos componentes para a montagem do circuito. Sobre esses componentes, o recomendado é que os resistores sejam maiores que algumas centenas de ohms e os capacitores menores que uma centena de microfarads.

Quando se deseja projetar um filtro **passa-baixa de 2ª ordem com estrutura VCVS**, deve ser utilizado o circuito apresentado na Figura 4.15, que possui frequência de corte determinada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R1 \cdot C1 \cdot R2 \cdot C2}} \quad (4.19)$$

Figura 4.15 | Filtro ativo passa-baixa de 2ª ordem com topologia VCVS



Fonte: elaborada pelo autor.

Após escolher a frequência de corte  $f_c$ , tipo de resposta aproximada, ordem e ganho  $A_v$ , para o filtro desejado, conforme a sua aplicação, é preciso determinar os valores dos componentes desse filtro VCVS, para isso, deve-se inicialmente escolher um valor de para C1 próximo a  $10^{-5} / f_c$ . Depois, é aplicada a Equação 4.20 para determinar o valor de C2:

$$C2 \leq \frac{[a^2 + 4 \cdot b(A_v - 1)]C1}{4 \cdot b} \quad (4.20)$$

Definido um valor comercial para C2 que satisfaça a Equação 4.20, devem ser aplicadas as seguintes equações, na ordem que aparecem, para determinar os valores de R1, R2,  $R_G$  e  $R_F$ :

$$R1 = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f_c \left\{ a \cdot C1 + \sqrt{[a^2 + 4 \cdot b(A_v - 1)]C1^2 - 4 \cdot b \cdot C1 \cdot C2} \right\}} \quad (4.21)$$

$$R_2 = \frac{1}{b \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} \quad (4.22)$$

$$R_G = \frac{A_v (R_1 + R_2)}{A_v - 1} \quad (4.23)$$

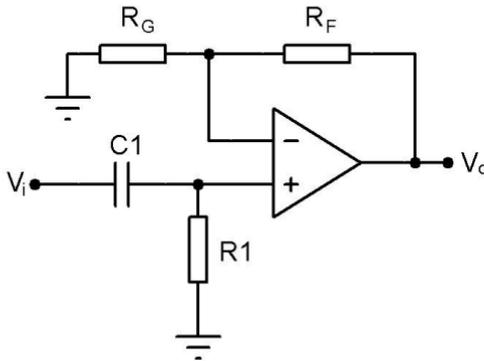
$$R_F = A_v (R_1 + R_2) \quad (4.24)$$

Analisando as equações, caso se deseje um ganho unitário,  $R_G$  deverá ser retirado do circuito e  $R_F$  substituído por um curto.

O filtro passa-altas é aquele que causa a atenuação de sinais com frequências inferiores a frequência de corte e permite a passagem de sinais com frequências superiores. Esse tipo de filtro é largamente utilizado quando se deseja filtrar o ruído gerado pela rede elétrica, que possui uma frequência baixa. A Figura 4.16 mostra o circuito do filtro ativo **passa-altas de 1ª ordem topologia VCVS**. A frequência de corte (3 dB) do filtro pode ser obtida pela Equação 4.25:

$$f_c = \frac{b}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (4.25)$$

Figura 4.16 | Filtro ativo passa-altas de 1ª ordem com topologia VCVS



Fonte: elaborada pelo autor.

Podemos notar que a Equação 4.25 é bem semelhante a utilizada para a determinação da frequência de corte de um filtro passa-baixa de primeira de ordem (Equação 4.11), trocando apenas o parâmetro  $b$  do denominador para o numerador. Isto ocorre pelo fato de a topologia de ligação dos componentes no circuito ser a mesma para os dois casos, invertendo apenas as posições do resistor e do

capacitor. Dessa forma, a equação que rege o ganho do circuito também é a mesma que a dos filtros passa-baixa apresentados, como está exposto pela Equação 4.9. As considerações sobre a resposta aproximada e o parâmetro  $b$  feitas para o filtro passa-baixas de 1ª ordem também são válidas aqui.

Assim como foi colocado para os filtros passa-baixas, o primeiro passo para o projeto de um filtro é determinar a frequência de corte  $f_c$ , tipo de resposta aproximada, ordem e ganho  $A_v$  e, então, o valor de um capacitor com a relação  $10^{-5}/f_c$ . Portanto, para os próximos filtros, serão apresentadas somente as equações de projeto. No caso do filtro passa-altas de 1ª ordem, tendo o valor de  $C_1$  em mãos, devem ser aplicadas as equações:

$$R_1 = \frac{b}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} \quad (4.26)$$

$$R_G = \frac{A_v}{A_v - 1} R_1 \quad (4.27)$$

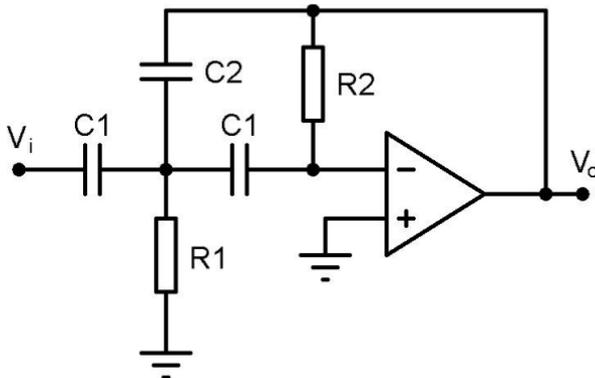
$$R_F = A_v \cdot R_1 \quad (4.28)$$

Um **filtro passa-altas de 2ª ordem com estrutura MFB** está apresentado na Figura 4.17. Perceba que o circuito possui dois capacitores com mesmo valor e apresenta frequência de corte dada por:

$$f_c = \frac{a}{2 \cdot \pi \cdot R_1(2 \cdot C_1 + C_2)} \quad (4.29)$$

Lembrando que  $a$  é um parâmetro de projeto obtido na Tabela 4.1 ou 4.2, conforme a ordem e resposta aproximada do filtro desejado.

Figura 4.17 | Filtro passa-altas de 2ª ordem com estrutura MFB



Fonte: elaborada pelo autor.

Após a determinação arbitrária do capacitor  $C_1$ , devem ser aplicadas as seguintes equações para a determinação dos demais componentes do circuito:

$$C_2 = \frac{C_1}{A_v} \quad (4.30)$$

$$R_1 = \frac{a}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot (2 \cdot C_1 + C_2)} \quad (4.31)$$

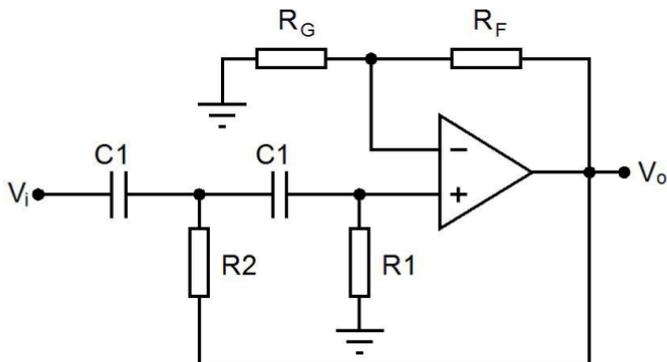
$$R_2 = \frac{b(2 \cdot C_1 + C_2)}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot a} \quad (4.32)$$

Lembrando que filtros MFB invertem o sinal que passa por ele, com isso, o ganho final do circuito será de  $-A_v$ .

Já o filtro **passa-altas de 2ª ordem com estrutura VCVS** está apresentado na Figura 4.18. Perceba que a diferença desse filtro para o passa-baixas VCVS da Figura 4.15 é a inversão da posição dos resistores e capacitores que estão ligados na entrada não inversora do amplificador operacional. Veja também que os dois capacitores do circuito devem possuir o mesmo valor. A frequência de corte desse filtro passa-altas, em Hz, é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{b}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1^2}} \quad (4.33)$$

Figura 4.18 | Filtro ativo passa-altas de 2ª ordem com estrutura VCVS



Fonte: elaborada pelo autor.

Tendo em mãos todos os parâmetros de projeto e determinando arbitrariamente o valor do capacitor  $C_1$ , devem ser aplicadas as seguintes equações para se obter o valor dos resistores:

$$R1 = \frac{4 \cdot b}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C1 \left[ a + \sqrt{a^2 + 8 \cdot b \cdot (A_v - 1)} \right]} \quad (4.34)$$

$$R2 = \frac{b}{R1 \cdot C1^2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} \quad (4.35)$$

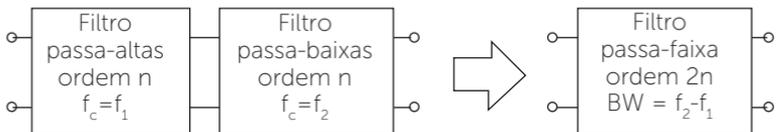
$$R_G = \frac{A_v}{A_v - 1} R1 \quad (4.36)$$

$$R_F = A_v \cdot R1 \quad (4.37)$$

○ **filtro passa-faixa** é aquele que permite a passagem de apenas uma faixa de frequência determinada, delimitada por duas frequências de corte. Assim, todos os sinais com frequências não compreendidas dentro do intervalo selecionado serão atenuados. Como já foi tratado em seções anteriores, existem dois tipos de filtros passa-faixa, o banda larga e o banda estreita, definidos a partir do valor do fator Q, dado por  $Q = f_0 / BW$ , onde  $f_0$  é a frequência de corte central do filtro e BW é a largura de banda. Dessa forma, um filtro com fator Q menor 1 pode ser chamado de filtro banda larga. Por outro lado, quando o fator Q for maior que 1, ele será tratado como um filtro banda estreita.

Para o projeto de um filtro passa-faixa banda larga, basta se colocar em sequência um filtro passa-alta, feito com frequência de corte igual a frequência de corte inferior do filtro passa-faixa ( $f_1$ ) desejado, e um passa-baixa com frequência de corte igual a frequência de corte superior do passa-faixa ( $f_2$ ). Esses dois filtros devem ter mesmo ganho e resposta aproximada, que são os parâmetros de projeto do passa-faixa desejado. A ordem resultante será o dobro da ordem dos filtros ordinários, como pode ser visto na Figura 4.19, que ilustra como é projetado esse tipo de filtro.

Figura 4.19 | Diagrama de projeto do filtro passa-faixa banda larga

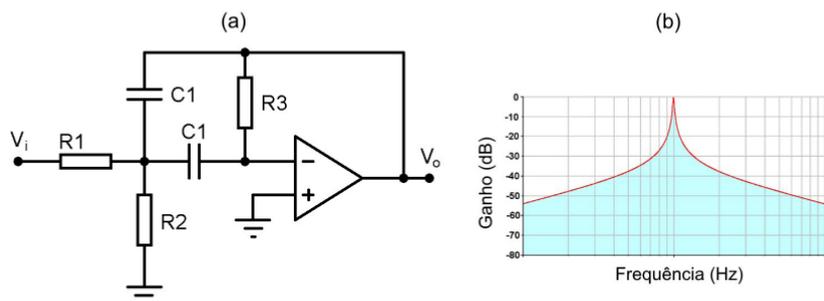


Fonte: elaborada pelo autor.

○ O filtro passa-faixa banda estreita que vamos aprender a projetar, possui uma resposta característica que não segue nenhuma das aproximações

estudadas. Tal resposta possui uma frequência central bem definida e banda passante minimamente estreita, o que impede a sua associação em cascata para aumento de sua ordem devido as imprecisões existentes nos componentes. Esse filtro pode ser implementado na estrutura MFB com o circuito apresentado na Figura 4.20a. A resposta normalizada desse filtro está apresentada na Figura 4.20b.

Figura 4.20 | Filtro ativo passa-faixa banda estreita de 2ª ordem com estrutura MFB (a) e sua resposta normalizada (b)



Fonte: (a) elaborada pelo autor; (b) adaptada de Carter (2001, p. 3).

Para projetar o filtro passa-faixa banda estreita da Figura 4.20, você deve ter estabelecido a frequência de corte central ( $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$ ) e, conseqüentemente, o fator Q e, então, o ganho desejado para o filtro, que deve obedecer à seguinte condição:

$$A_v < 2 \cdot Q^2 \quad (4.38)$$

Ao escolher arbitrariamente o valor dos capacitores do circuito, considerando a relação  $10^{-5}/f_0$  apresentada para os outros filtros, as seguintes equações devem ser aplicadas para a obtenção dos valores dos resistores:

$$R1 = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C1 \cdot A_v} \quad (4.39)$$

$$R2 = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C1(2 \cdot Q^2 - A_v)} \quad (4.40)$$

$$R3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_0 \cdot C1} \quad (4.41)$$

O **filtro rejeita-faixa** é aquele que impede a passagem de uma faixa de frequência determinada por duas frequências de corte ( $f_1$  e  $f_2$ ). O

circuito que implementa esse filtro com a estrutura VCVS e possibilita apenas ganho unitário está apresentado na Figura 4.21. Para projetar esse filtro ativo, não precisamos determinar a resposta aproximada desejada, já que ela é única, basta apenas termos a frequência central ( $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$ ) e o fator Q. Então, fazemos a determinação arbitrária dos capacitores C1 do circuito pela relação  $10^{-5}/f_c$  e aplicamos as seguintes equações para determinar os resistores:

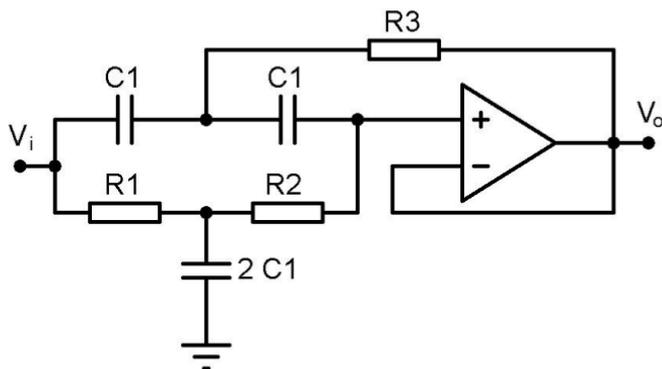
$$R1 = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot Q \cdot C1} \quad (4.42)$$

$$R2 = \frac{Q}{\pi \cdot f_0 \cdot C1} \quad (4.43)$$

$$R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad (4.44)$$

Veja que o circuito apresenta um total de três capacitores, dois com valores iguais de C1 e um terceiro com o dobro do valor de C1.

Figura 4.21 | Filtro ativo rejeita-faixa de 2ª ordem com estrutura VCVS



Fonte: elaborada pelo autor.



Pesquise mais

Outro tipo de filtro ativo existente é o passa-todas, também chamado de deslocador de fase. Para saber como projetá-lo, consulte o capítulo 8 da obra indicada.

PERTENCE JR, A. **Amplificadores operacionais e filtros ativos: eletrônica analógica**. 8. ed. Porto Alegre: Bookman, 2015.

A grande dificuldade relacionada ao projeto de filtros ativos é conseguir casar os valores de capacitores e resistores obtidos no projeto com os valores comerciais existentes. Isso causa um erro intrínseco entre a frequência de corte de projeto e a frequência de corte obtida na prática. Outro fator é a tolerância desses componentes, que também é problemática. Tendo em vista que um resistor convencional possui uma tolerância de  $\pm 5\%$  e os capacitores de  $\pm 20\%$ , por mais que se encontre valores comerciais iguais aos de projeto, utilizar este tipo de componente pode facilmente alterar a frequência de corte do filtro. Assim, por via de regra, podem ser tomadas duas medidas para minimizar os erros: no momento do projeto, selecionar os valores iniciais de capacitores de modo que a resultante dos cálculos dos resistores seja a mais próxima possível dos valores comerciais existentes; e no momento de montagem do circuito, utilizar componentes de precisão com tolerância máxima de  $\pm 1\%$ .



### Refleta

Existe alguma forma de projetar filtros com precisão sem ficar à mercê da tolerância dos capacitores e resistores comerciais?

## Sem medo de errar

Antes de partirmos para o projeto do filtro, temos que organizar as características do filtro desejado. Na primeira seção chegamos à conclusão que a tecnologia que mais se adequa a necessidade é a de um filtro ativo. Também concluímos que a função executada deve ser de um filtro passa-faixa com frequência de corte inferior  $f_1$ , igual a 38 kHz e frequência de corte superior de 42 kHz, o que gera uma largura de banda BW de 4 kHz, uma frequência de corte central  $f_0 = 40 \text{ kHz}$  e, conseqüentemente, um fator Q igual a 10. Após o estudo da segunda seção chegamos ao ponto em que a resposta aproximada deve ser a Butterworth, com ordem igual a 2. Além disso, outro requisito de projeto é que o filtro tenha um ganho  $A_v$  de 20 vezes.

Como o fator Q do filtro desejado é superior a 1, deve ser projetado um filtro passa-faixa banda estreita. Com isso, o circuito a ser utilizado é o que foi apresentado na Figura 4.20. Para projetá-lo, inicialmente vamos verificar se o ganho desejado satisfaz a condição da Equação 4.38:

$$A_v < 2 \cdot Q^2 \Rightarrow A_v < 2 \cdot 10^2 \Rightarrow A_v < 200$$

Portanto, o ganho do filtro deve ser menor que 200. Como é desejado um ganho 20, podemos prosseguir. O primeiro passo é determinar o valor dos capacitores C1 do circuito fazendo:

$$C1 = \frac{10^{-5}}{f_o} = \frac{10^{-5}}{40k} = 250 \text{ pF}$$

O valor comercial mais próximo ao obtido é de 240 pF, portanto, C1 = 240 pF. Aplicando a Equação 4.39, conseguimos obter o valor de R1

$$R1 = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C1 \cdot A_v} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 40k \cdot 240p \cdot 20} = 8,289k\Omega$$

Selecionando o valor comercial mais próximo, temos R1 = 8,2kΩ. Agora, obtemos R2 pela Equação 4.40:

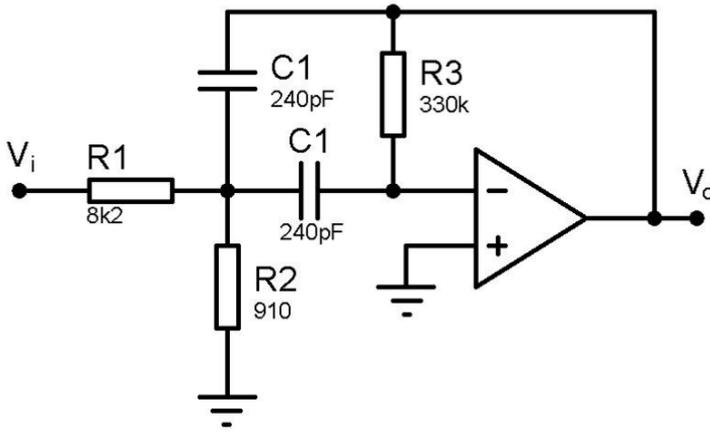
$$R2 = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C1(2 \cdot Q^2 - A_v)} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 40k \cdot 240p(2 \cdot 10^2 - 20)} = 921,035\Omega$$

Ajustando para o valor comercial mais próximo, temos R2 = 910Ω. Por fim, aplicamos a Equação 4.41 para determinar o valor de R3:

$$R3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_o \cdot C1} = \frac{10}{\pi \cdot 40k \cdot 240p} = 331,573k\Omega$$

Considerando a disponibilidade comercial, temos que R3 = 330kΩ. Com isso, é possível montar o circuito do filtro ativo passa-faixa para ser aplicado no condicionamento do sinal ultrassônico no anemômetro, conforme apresentado na Figura 4.22. Para a montagem do circuito, o amplificador operacional deve ser alimentado com tensão simétrica, ±12V, por exemplo.

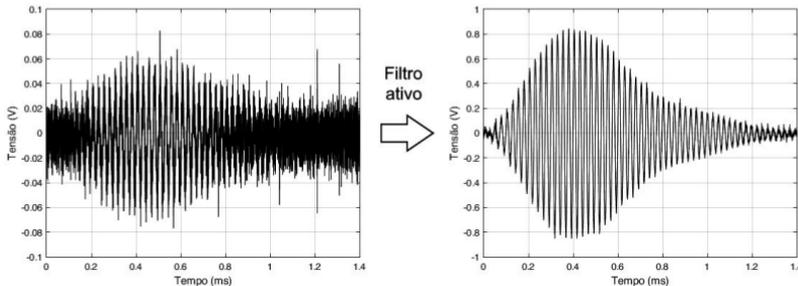
Figura 4.22 | Filtro ativo passa-faixa de 2ª ordem com frequência central em 40 kHz,  $Q = 10$  e ganho de 20 vezes



Fonte: elaborada pelo autor.

Após o projeto do filtro, ele está pronto para ser montado e testado. Como forma de ilustrar esse processo e mostrar o poder de um filtro ativo, a Figura 4.23 apresenta dois sinais ultrassônicos retirados de um sistema semelhante ao utilizado como base das situações-problema. O gráfico à esquerda apresenta um sinal coletado de um transdutor ultrassônico, sem nenhum condicionamento. Esse sinal foi aplicado em um filtro ativo e a saída do filtro está apresentada no gráfico à direita.

Figura 4.23 | Capacidade de filtragem e amplificação de um filtro ativo



Fonte: elaborada pelo autor.

Ao analisar a diferença entre os sinais da Figura 4.23, que foram coletados com o auxílio de um osciloscópio digital, fica evidente

a capacidade que um filtro ativo possui em remover frequências indesejadas de um sinal, limpando todo o ruído existente. Isso mostra a importância dos filtros ativos em circuitos de condicionamento de sinais.

## Avançando na prática

### Projetando filtros ativos com precisão

#### Descrição da situação-problema

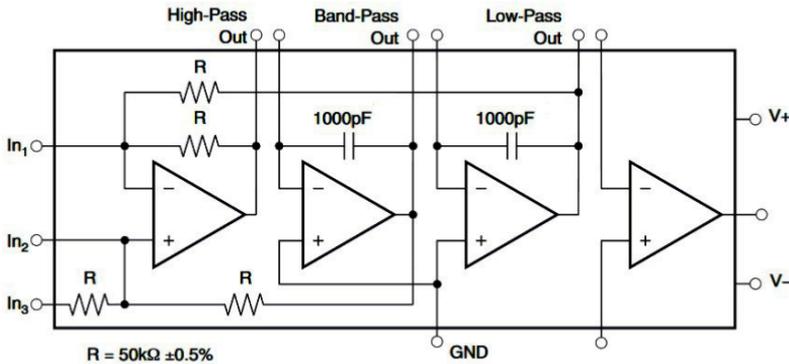
Considere que você continua trabalhando como pesquisador em um laboratório que desenvolve projetos de pesquisa e desenvolvimento. Agora, você está atuando em um projeto de um equipamento hospitalar no qual é necessário se coletar um sinal em uma frequência muito específica. Assim, é preciso um filtro passa-faixa com alta seletividade e, conseqüentemente, com alto fator  $Q$ , e ainda mais importante que isso, é necessário precisão na frequência central do filtro, para que o sinal a ser coletado seja lido corretamente. Sabendo que a solução necessita de componentes de precisão e que existe uma limitação quanto à tolerância capacitores, qual a solução para projetar um filtro extremamente preciso em sua frequência de corte?

#### Resolução da situação-problema

Sabe-se que os capacitores são os componentes elétricos que possuem a maior tolerância, que na maioria das vezes, chega a  $\pm 20\%$ , o que afeta diretamente na precisão da frequência de corte de um filtro projetado. A opção é buscar capacitores de precisão, que são raros e possuem valores limitados, ou utilizar circuitos integrados que implementam filtros ativos com elementos internos de precisão.

Um modelo de CI (circuito integrado) que implementa um filtro ativo é o UAF42, fabricado pela Texas Instrumento. Ele possui internamente a seu encapsulamento três amplificadores operacionais e dois capacitores de 1000 pF com exatidão de 0,5%, além de dois resistores com  $50\text{k}\Omega \pm 0,5\%$ , como pode ser visto em seu diagrama interno apresentado na Figura 4.24. Ele permite a implementação de filtros passa-baixas, passa-altas e passa-faixas, possibilitando o projeto de filtros com alta precisão na frequência de corte.

Figura 4.24 | Diagrama interno do CI filtro ativo UAF42



Fonte: Texas Instruments (2010, p. 1).

Para o projeto de um filtro com este CI, devem ser utilizadas as equações que aparecem em seu *datasheet*, com a ligação de alguns resistores externos. Para manter a precisão do circuito como um todo, esses resistores devem ser de precisão, o que é mais fácil de se obter do que os capacitores, já que existem resistores comerciais com precisão de até  $\pm 0,1\%$ .

Com isso, uma solução para implementar um filtro extremamente preciso em sua frequência de corte para ser aplicado no equipamento hospitalar, é utilizar o CI UAF42. Portanto, basta realizar o projeto do filtro conforme as orientações que aparecem no *datasheet* do componente.

## Faça valer a pena

**1.** Quando queremos projetar filtros, em especial os passa-baixas e passa-altas, de ordem maior ou igual a 3, devemos realizar a associação em cascata, utilizando sempre filtros de primeira ou segunda ordem. Considere que você deseja obter um filtro passa-baixas de quinta ordem para determinada aplicação.

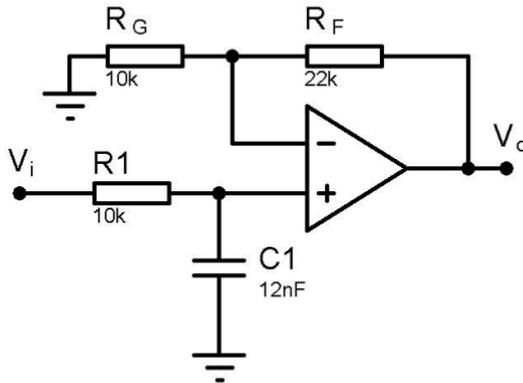
Assinale a alternativa que indica a associação correta a ser feita a fim de obter a ordem e resposta desejada do filtro.

- a) Filtro passa-altas 2ª ordem → passa-altas 1ª ordem.
- b) Filtro passa-baixas 2ª ordem → passa-baixas 1ª ordem.
- c) Filtro passa-baixas 2ª ordem → passa-baixas 2ª ordem → passa-baixas 1ª ordem.

- d) Filtro passa-faixa 2ª ordem → rejeita-faixa 2ª ordem → passa-baixas 1ª ordem.
- e) Filtro passa-baixas 3ª ordem → passa-baixas 2ª ordem.

**2.** O filtro passa-baixas tem como função atenuar os sinais com frequências superiores à frequência de corte e permitir a passagem de sinais com frequências inferiores. Sendo assim, considere o filtro de 1ª ordem apresentado na Figura 4.25.

Figura 4.25 | Filtro ativo passa-baixas



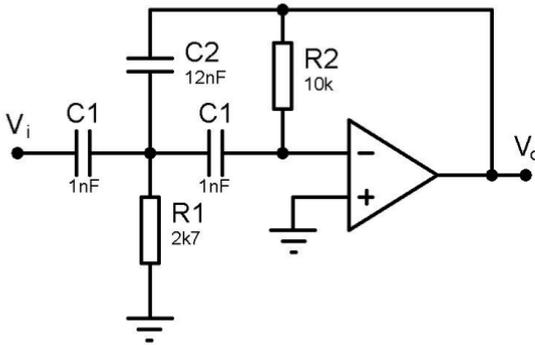
Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica o ganho e a frequência de corte do filtro apresentado na Figura 4.24, respectivamente.

- a) 2,2 e 1326,29 Hz.
- b) 1,2 e 3659,32 Hz.
- c) 3,2 e 2652,58 Hz.
- d) 3,2 e 1326,29 Hz.
- e) 2,2 e 2652,58 Hz.

**3.** O filtro ativo passa-altas é aquele que causa a atenuação de sinais com frequências inferiores à frequência de corte e permite a passagem de sinais com frequências superiores. Ele pode utilizar a estrutura MFB ou VCVS quando for de segunda ordem. A partir disso, considere o filtro apresentado na Figura 4.26 que possui resposta aproximada Butterwoth.

Figura 4.26 | Filtro passa-altas de 2ª ordem resposta aproximada Butterwoth



Fonte: elaborada pelo autor.

Assinale a alternativa que indica o valor da frequência de corte do filtro apresentado na figura.

- a) 11,91 kHz.
- b) 10,36 kHz.
- c) 6515,36 Hz.
- d) 3625,32 Hz.
- e) 5954,47 Hz.

# Referências

CARTER, Bruce. **Filter Desing in Thirty Seconds**. 2001. Application Report. Texas Instruments. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/sloa093/sloa093.pdf>>. Acesso em: 12 set. 2018.

JUNG, W. G. **Op amp applications handbook**. 1. ed. Oxford: Newnes, 2005.

LOPES, G. M. G.; et al. Development of 3-D ultrasonic anemometer with nonorthogonal geometry for the determination of high-intensity winds. **IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement**, v. 66, p. 2836-2844, 2017.

MALVINO, A. P.; BATES, D. **Eletrônica**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. 2 v.

MICROCHIP. **RN2903 datasheet**. 2018. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/50002390E.pdf>>. Acesso em: 11 set. 2018.

PERTENCE JR, A. **Amplificadores operacionais e filtros ativos**: eletrônica analógica. 8. ed. Porto Alegre: Bookman, 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. **UAF42 datasheet**. 2010. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uaf42.pdf>>. Acesso em: 11 set. 2018.



ISBN 978-85-522-1117-4



9 788552 211174 >