

Universidade Federal de Juiz de Fora
Faculdade de Engenharia
Departamento de Circuitos Elétricos

Eletrônica Analógica I

CEL114 / CE5114

Apostila de aulas

Parte 1: Fundamentos de Circuitos e Amplificadores

Capítulo 1: Introdução à Eletrônica

Capítulo 2: Amplificadores Operacionais

Agradecimentos

Agradeço aos professores Carlos Augusto Duque, Leandro Manso e Eder Kapisch pelo apoio, pela confiança e pelo exemplo ao longo da minha formação e do período em que estive à frente desta disciplina.

Agradeço à Universidade Federal de Juiz de Fora pela oportunidade de atuar como professor substituto durante dois anos, período em que conciliei a docência com o doutorado. Foi um tempo de muito aprendizado, e boa parte do que está nestas páginas nasceu das dúvidas, das perguntas e das sugestões dos alunos que passaram pelas minhas turmas.

Esta apostila, como qualquer material de ensino, está sempre em evolução. Cada turma aponta um trecho que pode ser explicado melhor, um exemplo que faltava, uma figura que ajudaria. Agradeço desde já a quem contribuir com correções e sugestões.

Por fim, uma palavra aos alunos. Não faz muito tempo, eu estava sentado do mesmo lado da sala em que vocês estão agora, nesta mesma faculdade, estudando esta mesma matéria. As dificuldades que vocês vão encontrar aqui são as mesmas que eu encontrei, e elas passam com estudo e persistência. Que isso sirva de motivação: o caminho de quem está hoje na carteira pode muito bem levar, amanhã, ao outro lado do quadro.

Victor Mendes Ribeiro

Sumário

I	Fundamentos de Circuitos e Amplificadores	1
1	Introdução à Eletrônica	3
1.1	Modelos: a ferramenta de trabalho da eletrônica	3
1.1.1	Fenômeno e modelo	3
1.1.2	Todo modelo tem uma região de validade	3
1.1.3	A hierarquia de modelos deste curso	4
1.2	Revisão de circuitos	5
1.2.1	Curva característica	5
1.2.2	Resistores, série e paralelo	7
1.2.3	Divisor de tensão	7
1.2.4	Divisor de corrente	9
1.2.5	Thévenin e Norton	10
1.2.6	Superposição	11
1.2.7	Impedância e fasores	11
1.2.8	Decomposição espectral: todo sinal é uma soma de senoides	11
1.2.9	O espectro do som e a separação por faixas	13
	Exercícios de revisão	14
1.3	Sinais, tempo, frequência e transdutores	15
1.3.1	Domínio do tempo e domínio da frequência	16
1.3.2	Componente CC e componente de sinal	16
1.4	Ganho e decibéis	16
1.4.1	Ganho em decibéis	17
1.5	Curva característica, saturação e polarização	18
1.5.1	Saturação	18
1.5.2	Característica não linear e polarização CC	18
1.6	Modelos de amplificadores	20
1.6.1	Amplificador de tensão	20
1.6.2	Amplificadores em cascata	21
1.6.3	Os quatro tipos de amplificador	21

1.7	Função de transferência e resposta em frequência	23
1.7.1	Redes de constante de tempo simples (CTS)	23
1.7.2	Modelo do amplificador com resposta em frequência	25
1.8	Domínio analógico e domínio digital	27
1.8.1	A porta NOT e as margens de ruído	28
1.9	Simulação no LTspice	28
1.10	Prática de laboratório 1: instrumentos, divisores e circuito RC	29
	Resumo do capítulo	31
	Exercícios	31
2	Amplificadores Operacionais	35
2.1	O AmpOp ideal	35
2.1.1	Sinais diferencial e de modo comum	36
2.2	Realimentação negativa	36
2.3	Configurações em malha fechada	37
2.3.1	Seguidor de tensão (buffer)	37
2.3.2	Configuração não inversora	37
2.3.3	Configuração inversora	38
2.3.4	Somador inversor	38
2.3.5	Amplificador diferencial	39
2.3.6	Amplificador de instrumentação	40
2.4	Generalização para impedâncias	41
2.4.1	Integrador inversor (integrador de Miller)	42
2.4.2	Derivador inversor	43
2.5	Efeitos das não idealidades	43
2.5.1	Ganho finito em malha aberta	45
2.5.2	Saturação e limite de corrente da saída	45
2.5.3	Largura de banda e produto ganho-banda	46
2.5.4	<i>Slew rate</i>	48
2.5.5	Imperfeições CC: modelo	49
2.5.6	Tensão de offset	50
2.5.7	Correntes de polarização	51
2.6	Aplicações não lineares: comparadores	52
2.6.1	Comparador sem histerese	52
2.6.2	Comparador com histerese (Schmitt trigger)	52
2.7	Prática de laboratório 2: aplicações lineares do AmpOp	53

2.8 Prática de laboratório 3: comparadores com e sem histerese	55
Resumo do capítulo	57
Exercícios	57
Gabarito dos exercícios	61

PARTE I

Fundamentos de Circuitos e Amplificadores

Introdução à Eletrônica

A eletrônica analógica trata de circuitos que processam sinais contínuos: amplificam, filtram, somam, comparam. O objeto central deste capítulo é o **amplificador**, visto como um bloco com entrada e saída. Antes de olhar para dentro dele (o que faremos com AmpOps, diodos e transistores nos capítulos seguintes), precisamos de uma linguagem para descrevê-lo por fora: ganho, curva característica, resistências de entrada e saída e resposta em frequência. E, antes disso, precisamos entender o que é um modelo, porque é com modelos que vamos trabalhar o curso inteiro.

1.1 Modelos: a ferramenta de trabalho da eletrônica

1.1.1 Fenômeno e modelo

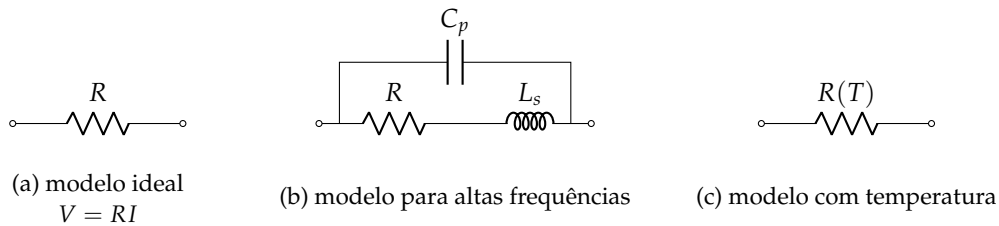
Um **fenômeno** é aquilo que se manifesta e pode ser medido: a corrente que circula em um fio, a tensão nos terminais de um microfone, o aquecimento de um resistor. Um **modelo** é uma representação simplificada desse fenômeno, construída para prever o seu comportamento a partir de um estímulo. Em eletrônica, o modelo quase sempre toma a forma de um circuito equivalente (fontes, resistores, capacitores, fontes controladas) ou de uma equação que relaciona tensões e correntes.

O modelo não é o dispositivo. Ele descreve apenas os aspectos que interessam para a pergunta que estamos fazendo, e ignora os demais de propósito. Um modelo que tentasse incluir tudo seria tão complicado quanto o próprio fenômeno e não serviria para nada: perderíamos a capacidade de raciocinar sobre ele.

1.1.2 Todo modelo tem uma região de validade

A física oferece um exemplo conhecido. As leis de Newton sem atrito com o ar descrevem muito bem a queda de uma esfera de aço: o modelo de primeira ordem basta. Se soltarmos uma folha de papel com a mesma massa, o mesmo modelo erra grosseiramente, porque desprezou justamente o efeito que agora domina. A lei da física não mudou; o que mudou foi a situação, e com ela a escolha do modelo adequado.

Com componentes eletrônicos acontece o mesmo. Considere o resistor:



Em baixas frequências o modelo (a) basta. Em algumas dezenas de megahertz a indutância dos terminais L_s e a capacitância entre eles C_p passam a importar, e o modelo (b) é necessário. Se o resistor dissipa muita potência e esquenta, sua resistência varia, e é o modelo (c) que responde à pergunta. Nenhum dos três é “o certo”; cada um é certo dentro da sua região de validade.

Escolha do modelo. O modelo adequado é o mais simples que responde à pergunta feita com a precisão necessária. Usar um modelo mais complexo do que o necessário custa tempo e esconde o raciocínio; usar um modelo simples demais leva a resultados errados. Parte do trabalho do engenheiro é saber qual modelo usar e reconhecer quando ele deixou de valer.

Uma boa imagem dessa ideia é a série de litografias *O Touro*, que Picasso produziu entre 1945 e 1946. Nas onze pranchas, o mesmo touro é redesenhado com cada vez menos traços, até restar uma silhueta de poucas linhas. Mesmo na versão mais abstrata o animal continua reconhecível, porque o artista preservou o essencial e descartou o resto. Um modelo faz o mesmo com um fenômeno físico: mantém o que é essencial para o objetivo e deixa de lado os detalhes.

1.1.3 A hierarquia de modelos deste curso

Ao longo da disciplina, o mesmo dispositivo será representado por modelos de complexidade crescente, e escolher entre eles será parte da resolução de cada problema:

Dispositivo	Modelo mais simples	Refinamentos
Transdutor de entrada	fonte ideal v_s	fonte com resistência interna (Thévenin ou Norton)
Amplificador	ganho A_v (bloco ideal)	R_i e R_o finitas; capacitâncias (resposta em frequência); saturação
AmpOp	ideal: $A = \infty$, curto virtual	A finito, banda limitada, <i>slew rate</i> , offset, polarização
Diodo (Parte 2)	chave ideal	queda constante; segmentos lineares; exponencial; pequenos sinais
Transistor (Parte 3)	chave (corte e saturação)	grandes sinais (π e T); efeito Early; pequenos sinais

Um exemplo que aparecerá logo: um microfone não é uma fonte de tensão ideal. Ele é modelado como uma fonte v_s em série com uma resistência R_s , e essa resistência, invisível no

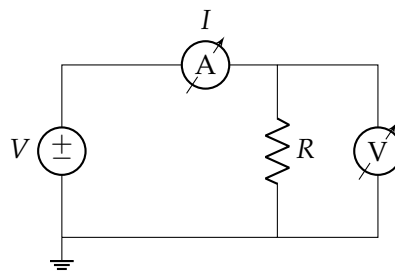
modelo ideal, é a responsável por boa parte do sinal perdido quando o ligamos diretamente a um alto-falante (Exercício 1.8).

Modelos e simulação. O LTspice também trabalha com modelos. Um AmpOp no simulador é um circuito equivalente, às vezes muito simples (o UniversalOpamp2 tem poucos parâmetros), às vezes detalhado, fornecido pelo fabricante. Se o simulador e a bancada discordam, a primeira pergunta é qual efeito real o modelo do simulador deixou de fora.

1.2 Revisão de circuitos

1.2.1 Curva característica

A forma mais direta de conhecer um componente de dois terminais é medir a corrente que o atravessa para vários valores de tensão aplicada e colocar os pontos num gráfico. Essa relação $I \times V$ é a **curva característica** do componente: ela resume, num único desenho, tudo o que o componente faz entre seus terminais. Diodos, transistores e o próprio amplificador serão estudados pelas suas curvas características; o primeiro exemplo, e o mais simples, é o resistor. Ela é o próprio fenômeno medido; a equação que a descreve é o modelo (Seção 1.1).



Montando o circuito acima com um resistor, variando a fonte e anotando o amperímetro, obtém-se uma **reta passando pela origem**. A equação dessa reta é a lei de Ohm:

$$V = R I \quad \Longleftrightarrow \quad I = \frac{1}{R} V. \quad (1.1)$$

No gráfico $I \times V$, a inclinação da reta é $1/R$ (a condutância G , em siemens): quanto maior a resistência, mais “deitada” a reta. Se o gráfico for desenhado como $V \times I$, a inclinação é o próprio R . Um componente cuja curva é uma reta pela origem é chamado **linear** (ou ôhmico).

Três observações sobre a Fig. 1.1:

- **Leitura de R .** Escolhem-se dois pontos quaisquer da reta, bem afastados para reduzir o erro de leitura, e calcula-se $R = \Delta V / \Delta I$. Como a reta passa pela origem, qualquer ponto isolado também serve: $R = V / I$.
- **Simetria.** A curva do resistor é a mesma nos dois quadrantes: invertendo a tensão, a corrente inverte e mantém o módulo. O resistor não tem polaridade. Diodos e transistores não são assim, e isso aparecerá na forma de suas curvas (Partes 2 e 3).
- **Modelo e região de validade.** A reta é o modelo ideal. Um resistor real segue a reta enquanto a potência dissipada estiver dentro do limite nominal; se esquentar demais, R

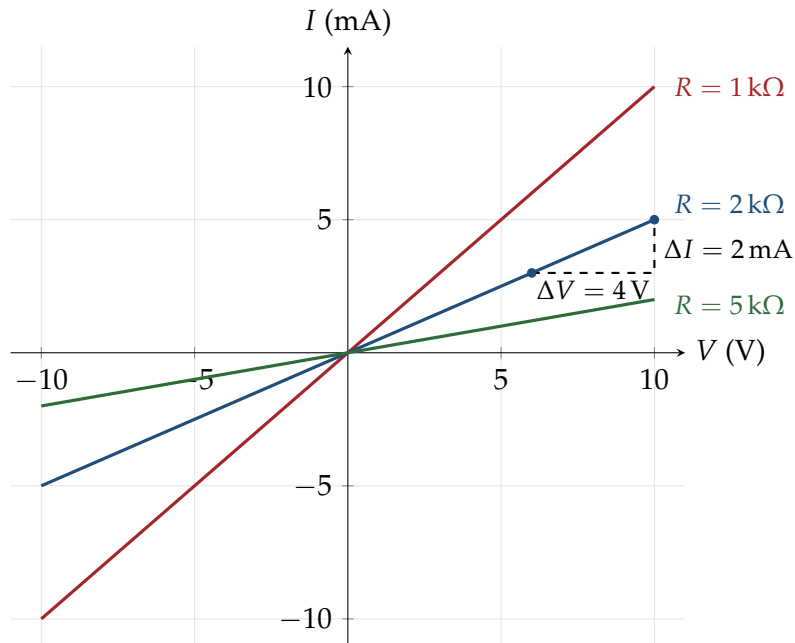


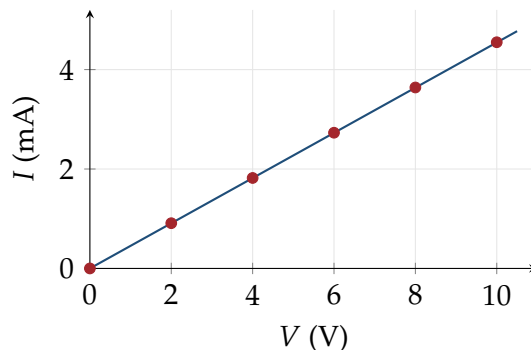
Figura 1.1. Curvas características $I \times V$ de três resistores. Todas são retas pela origem (componentes lineares); a inclinação vale $1/R$. O triângulo tracejado mostra como ler R na reta azul: $R = \Delta V / \Delta I = 4 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 2 \text{ k}\Omega$.

muda e a curva se encurva. Um filamento de lâmpada, que opera muito quente, tem curva claramente não linear: a resistência cresce com a corrente.

Exemplo 1.1 (Determinando R pela curva). Em bancada, um resistor desconhecido foi ensaiado e os valores abaixo foram medidos. Trace a curva característica e determine R . Qual a potência dissipada no último ponto?

$V \text{ (V)}$	0	2	4	6	8	10
$I \text{ (mA)}$	0	0,91	1,82	2,73	3,64	4,55

Solução.



Os pontos estão alinhados com a origem: o resistor é linear. Usando o primeiro e o último ponto,

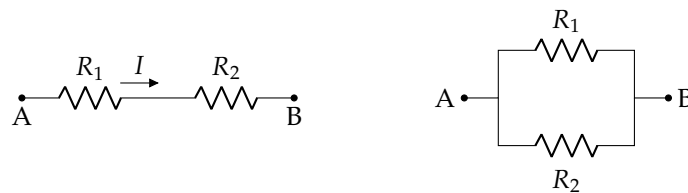
$$R = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{10 - 0}{(4,55 - 0) \times 10^{-3}} = 2,2 \text{ k}\Omega,$$

um valor comercial da série E12. No último ponto, $P = VI = 10 \cdot 4,55 \text{ mA} = 45,5 \text{ mW}$, confortável para um resistor de $1/4 \text{ W}$. Com medidas reais os pontos não caem exatamente sobre a reta; nesse caso, traça-se a reta que melhor se ajusta aos pontos e lê-se R pela sua inclinação.

Essa mesma ideia volta na Seção 1.5: um amplificador também tem uma curva característica, $v_O \times v_I$, e o ganho é a inclinação dessa curva, do mesmo modo que $1/R$ é a inclinação da curva do resistor.

1.2.2 Resistores, série e paralelo

O resistor limita o fluxo de corrente, produzindo uma queda de tensão proporcional a ela (lei de Ohm, $V = RI$), e dissipa energia na forma de calor (efeito Joule, $P = VI = RI^2 = V^2/R$).



Na associação em série a mesma corrente percorre os dois resistores, $V_{AB} = R_1 I + R_2 I$, e portanto

$$R_{eq} = \frac{V_{AB}}{I} = R_1 + R_2. \quad (1.2)$$

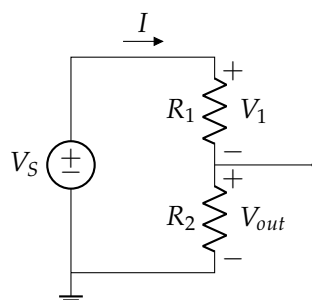
Na associação em paralelo a tensão é a mesma, $I = V_{AB}/R_1 + V_{AB}/R_2$, e

$$R_{eq} = R_1 // R_2 = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.3)$$

O paralelo é sempre menor que o menor dos dois resistores. Se $R_1 \ll R_2$, então $R_1 // R_2 \approx R_1$: o menor resistor domina. Essa aproximação aparece o tempo todo na análise de amplificadores.

1.2.3 Divisor de tensão

O divisor de tensão é o circuito mais usado deste curso. Ele aparece explicitamente (referências de tensão, polarização de transistores, atenuadores) e, principalmente, aparece escondido em quase todos os modelos: a perda de sinal na entrada e na saída de um amplificador, o efeito de um instrumento de medida sobre o circuito e os filtros RC são todos divisores. Vale a pena entendê-lo a fundo.



Dedução

Com a saída em aberto (nenhuma corrente saindo pelo terminal V_{out}), R_1 e R_2 estão em série e são percorridos pela mesma corrente:

$$I = \frac{V_S}{R_1 + R_2}, \quad V_{out} = R_2 I, \quad V_1 = R_1 I.$$

Divisor de tensão.

$$V_{out} = V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad V_1 = V_S \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad V_1 + V_{out} = V_S. \quad (1.4)$$

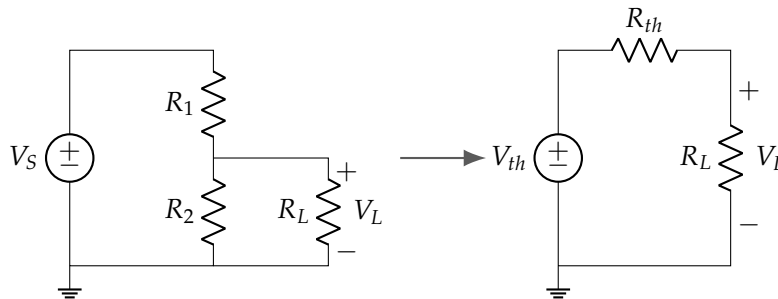
A tensão da fonte se reparte entre os resistores na proporção de seus valores: cada resistor fica com a fração $R_k / (R_1 + R_2)$ da tensão total.

Três leituras da mesma equação ajudam a usá-la sem decorar:

- **Razão.** A saída depende só da razão entre os resistores, não do valor absoluto. $1\text{ k}\Omega$ e $1\text{ k}\Omega$ dão o mesmo $V_S/2$ que $1\text{ M}\Omega$ e $1\text{ M}\Omega$. O valor absoluto importa para outras coisas (consumo e efeito de carga, adiante).
- **Casos limites.** Se $R_2 \gg R_1$, $V_{out} \rightarrow V_S$: quase toda a tensão fica no resistor maior. Se $R_2 \ll R_1$, $V_{out} \rightarrow 0$. Se $R_1 = R_2$, $V_{out} = V_S/2$. Conferir esses limites é a forma mais rápida de detectar uma fórmula trocada.
- **Sempre atenua.** Como $R_2 / (R_1 + R_2) < 1$, um divisor resistivo nunca produz na saída mais tensão do que recebe. Para ganho maior que 1 é preciso um elemento ativo (Seção 1.4).

O divisor com carga

Na prática a saída do divisor alimenta alguma coisa: uma carga R_L , a entrada de um amplificador, um instrumento. Essa carga fica em paralelo com R_2 e muda a razão. O modo mais limpo de analisar é trocar o divisor pelo seu equivalente de Thévenin visto pelos terminais de saída:



$$V_{th} = V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad R_{th} = R_1 // R_2 \Rightarrow V_L = V_{th} \frac{R_L}{R_{th} + R_L}.$$

A carga forma um *segundo divisor*, agora entre R_{th} e R_L . A tensão em aberto V_{th} só é entregue integralmente se $R_L \gg R_{th}$. Para $R_L = R_{th}$ a carga recebe metade de V_{th} ; para $R_L = 10R_{th}$, 91%; para $R_L = 100R_{th}$, 99%.

Regra prática: para que a carga altere a tensão do divisor em menos de 10%, use $R_L \geq 10 R_{th}$; para menos de 1%, $R_L \geq 100 R_{th}$.

Consumo contra efeito de carga

Para diminuir R_{th} , e com ela o efeito de carga, basta usar resistores menores mantendo a razão. O preço é a corrente consumida pelo próprio divisor, $I = V_S / (R_1 + R_2)$, que circula o tempo todo e dissipa $V_S^2 / (R_1 + R_2)$ mesmo sem carga nenhuma. Projetar um divisor é escolher esse compromisso: resistores grandes economizam energia, resistores pequenos tornam a saída “firme”. Quando nenhum dos dois extremos serve, coloca-se um buffer depois do divisor (Capítulo 2), que tem entrada de resistência praticamente infinita.

O instrumento também é carga

Todo instrumento de medida tem uma resistência de entrada: tipicamente $10\text{ M}\Omega$ para um multímetro digital medindo tensão e $1\text{ M}\Omega$ para o osciloscópio com ponta $\times 1$. Ao medir a saída de um divisor, o instrumento é um R_L em paralelo com R_2 e altera a própria grandeza que se quer medir. Consulte o manual do instrumento para o valor exato; a análise é sempre a do divisor com carga.

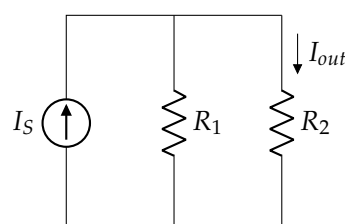
Exemplo 1.2 (O divisor da Prática 1). Um divisor com $V_S = 12\text{ V}$, $R_1 = 22\text{ k}\Omega$ e $R_2 = 33\text{ k}\Omega$ tem sua saída medida (a) por um multímetro com $R_{in} = 10\text{ M}\Omega$, (b) por um osciloscópio com $R_{in} = 1\text{ M}\Omega$, (c) por um circuito com $R_{in} = 33\text{ k}\Omega$. Calcule a tensão lida em cada caso e o erro em relação ao valor em aberto. Calcule também a potência dissipada pelo divisor.

Solução. Em aberto: $V_{th} = 12 \cdot \frac{33}{55} = 7,2\text{ V}$ e $R_{th} = 22\text{ k} // 33\text{ k} = \frac{22 \cdot 33}{55} = 13,2\text{ k}\Omega$.

Carga	R_L	R_L / R_{th}	$V_L = 7,2 \frac{R_L}{13,2\text{ k} + R_L}$	erro
(a) multímetro	$10\text{ M}\Omega$	758	7,19 V	-0,13%
(b) osciloscópio	$1\text{ M}\Omega$	76	7,11 V	-1,3%
(c) circuito	$33\text{ k}\Omega$	2,5	5,14 V	-29%

Os instrumentos quase não perturbam este divisor, porque $R_L \gg R_{th}$. A carga de $33\text{ k}\Omega$, comparável a R_{th} , derruba a saída em quase um terço. A potência dissipada pelo divisor em aberto é $12^2 / 55\text{ k} = 2,6\text{ mW}$, com corrente de $0,22\text{ mA}$.

1.2.4 Divisor de corrente



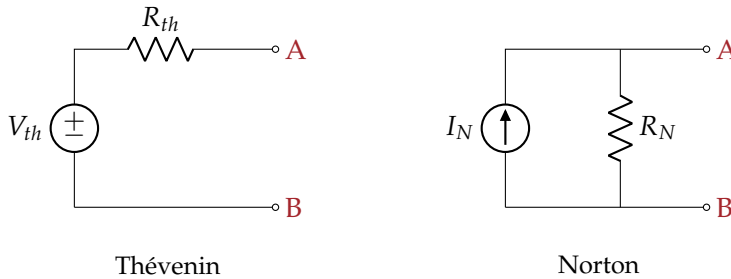
Com dois resistores em paralelo alimentados por uma fonte de corrente, a tensão comum é $V = I_S(R_1 // R_2)$, e a corrente em R_2 é V/R_2 :

$$I_{out} = I_S \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (1.5)$$

A corrente se reparte na proporção *inversa* das resistências: o ramo de menor resistência recebe a maior parte. Por isso, no divisor de corrente, a fração em R_2 tem R_1 no numerador. É o dual do divisor de tensão, e é o que ocorre na saída de um amplificador de transcondutância ou de corrente (modelo de Norton).

1.2.5 Thévenin e Norton

Qualquer circuito linear visto por dois terminais A e B pode ser trocado por um equivalente mais simples, sem que nada mude para quem está ligado a esses terminais:



$$V_{th} = V_{AB} \text{ em aberto}, \quad I_N = I_{AB} \text{ em curto}, \quad R_{th} = R_N = \frac{V_{th}}{I_N}. \quad (1.6)$$

R_{th} também pode ser obtida anulando as fontes independentes (fonte de tensão vira curto, fonte de corrente vira aberto) e calculando a resistência vista entre A e B. Aplicando ao divisor de tensão, visto pelos terminais de R_2 :

$$V_{th} = V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad R_{th} = R_1 // R_2, \quad I_N = \frac{V_S}{R_1}. \quad (1.7)$$

A corrente de Norton é V_S/R_1 porque, com A e B em curto, R_2 fica curto-circuitado e só R_1 limita a corrente.

Exemplo 1.3. Um divisor com $V_S = 30 \text{ V}$ e $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ alimenta uma carga R_L . Obtenha os equivalentes de Thévenin e Norton e calcule a tensão na carga para $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ e para $R_L = 1 \text{ M}\Omega$.

Solução. $V_{th} = 30 \cdot \frac{10}{20} = 15 \text{ V}$, $R_{th} = 10 \text{ k} // 10 \text{ k} = 5 \text{ k}\Omega$ e $I_N = 30/10 \text{ k} = 3 \text{ mA}$ (confira: $15/5 \text{ k} = 3 \text{ mA}$).

Com a carga, forma-se um novo divisor entre R_{th} e R_L :

$$V_L = V_{th} \frac{R_L}{R_{th} + R_L} \Rightarrow V_L(1 \text{ k}\Omega) = 15 \cdot \frac{1}{6} = 2,5 \text{ V}, \quad V_L(1 \text{ M}\Omega) = 15 \cdot \frac{1000}{1005} \approx 14,93 \text{ V}.$$

A carga pequena “puxa” a tensão para baixo; a carga grande quase não percebe a presença de R_{th} . Essa é exatamente a ideia que usaremos para as resistências de entrada e de saída de um amplificador.

1.2.6 Superposição

Em um circuito linear com várias fontes independentes, a resposta total é a soma das respostas a cada fonte agindo sozinha, com as demais anuladas. Usaremos a superposição para separar a análise CC (polarização) da análise CA (sinal) e, no Capítulo 2, para tratar somadores, amplificadores diferenciais e efeitos de offset.

1.2.7 Impedância e fasores

Para sinais senoidais de frequência ω , capacitores e indutores obedecem a uma “lei de Ohm” generalizada, $V = ZI$, com os fasores V e I e as impedâncias

$$Z_R = R, \quad Z_C = \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_L = j\omega L. \quad (1.8)$$

Todas as técnicas anteriores (série, paralelo, divisores, Thévenin, superposição) continuam valendo com Z no lugar de R . A novidade é que o resultado passa a depender da frequência. Dois limites do capacitor são usados o tempo todo:

$$\omega \rightarrow 0 : |Z_C| \rightarrow \infty \text{ (circuito aberto)}, \quad \omega \rightarrow \infty : |Z_C| \rightarrow 0 \text{ (curto-circuito)}.$$

O capacitor bloqueia o nível CC e deixa passar as frequências altas. Guarde essa frase: ela explica, sozinha, os filtros da Seção 1.7.

1.2.8 Decomposição espectral: todo sinal é uma soma de senoides

Na disciplina de Sinais você viu que qualquer sinal periódico de período T pode ser escrito como uma soma de senos e cossenos de frequências múltiplas da fundamental $f_0 = 1/T$, a **série de Fourier**:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi n f_0 t) + b_n \sin(2\pi n f_0 t)]. \quad (1.9)$$

O termo a_0 é o valor médio (nível CC). Cada par (a_n, b_n) descreve a **harmônica** de ordem n , na frequência $n f_0$. Sinais não periódicos, como a voz, também se decompõem em senoides, mas com um contínuo de frequências (transformada de Fourier). O conjunto de amplitudes em função da frequência é o **espectro** do sinal.

Por que isso importa para a eletrônica? Porque os circuitos que vamos estudar são lineares (ou os tornaremos lineares), e para um circuito linear vale a superposição: *a resposta a uma soma de senoides é a soma das respostas a cada senoide*. Se sabemos o que o circuito faz com uma senoide de cada frequência, sabemos o que ele faz com qualquer sinal. É isso que a resposta em frequência descreve.

Exemplo: a onda quadrada simétrica

A onda quadrada de amplitude A e média nula,

$$x(t) = \begin{cases} +A, & 0 \leq t < T/2 \\ -A, & T/2 \leq t < T \end{cases}$$

é o melhor exemplo para enxergar a decomposição. Por ser ímpar e ter simetria de meia onda, ela só tem senos e só harmônicas ímpares:

$$x(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(2\pi n f_0 t) = \frac{4A}{\pi} \left[\sin(2\pi f_0 t) + \frac{1}{3} \sin(6\pi f_0 t) + \frac{1}{5} \sin(10\pi f_0 t) + \dots \right]. \quad (1.10)$$

Com $A = 1$ e $f_0 = 60\text{ Hz}$, as componentes estão em 60, 180, 300, 420, 540 Hz..., com amplitudes $4/\pi \approx 1,27, 0,42, 0,25, 0,18, 0,14 \dots$

A Fig. 1.2 mostra, à esquerda, cada harmônica isolada; no centro, a soma acumulada até ela; e, à direita, o espectro dessa soma. Com uma única senoide a forma já lembra a quadrada; a cada harmônica acrescentada, as bordas ficam mais íngremes e o topo mais plano.

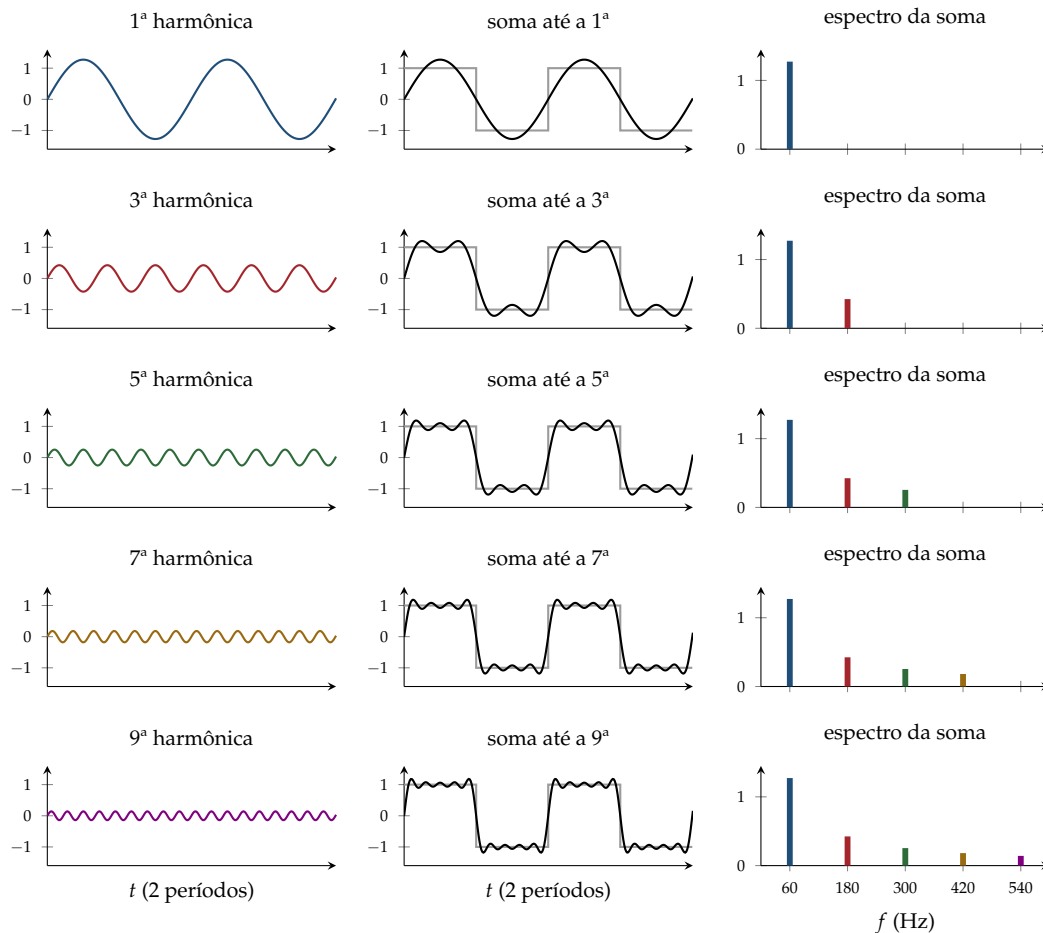


Figura 1.2. Decomposição da onda quadrada de 60 Hz ($A = 1$). À esquerda, cada harmônica ímpar isolada, na mesma escala vertical: a amplitude cai com $1/n$. No centro, a soma acumulada (preto) comparada com a onda quadrada ideal (cinza). À direita, o espectro da soma: a cada linha entra uma nova raia, e a forma de onda se aproxima da quadrada.

As harmônicas altas carregam pouca energia, mas são elas que formam as *bordas*: uma transição instantânea exige frequências arbitrariamente altas. Por isso, **cortar as harmônicas altas arredonda as bordas e cortar as baixas deforma o topo**. Quando um sinal passa por um circuito de banda limitada, é exatamente esse corte que acontece.

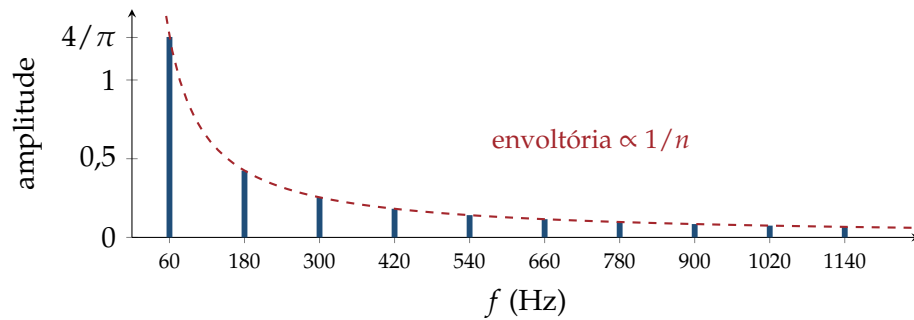


Figura 1.3. Espectro de amplitudes da onda quadrada de 60 Hz: raia só nas frequências ímpares nf_0 , com amplitude $4/(n\pi)$.

1.2.9 O espectro do som e a separação por faixas

O som é o exemplo mais concreto de decomposição espectral. Uma nota tocada em um instrumento é uma soma de uma fundamental (que define a altura da nota) com harmônicas (que definem o timbre: é por causa delas que um lá de 440 Hz soa diferente no violão e no piano). Cada instrumento ocupa uma faixa característica do espectro audível, de 20 Hz a 20 kHz.

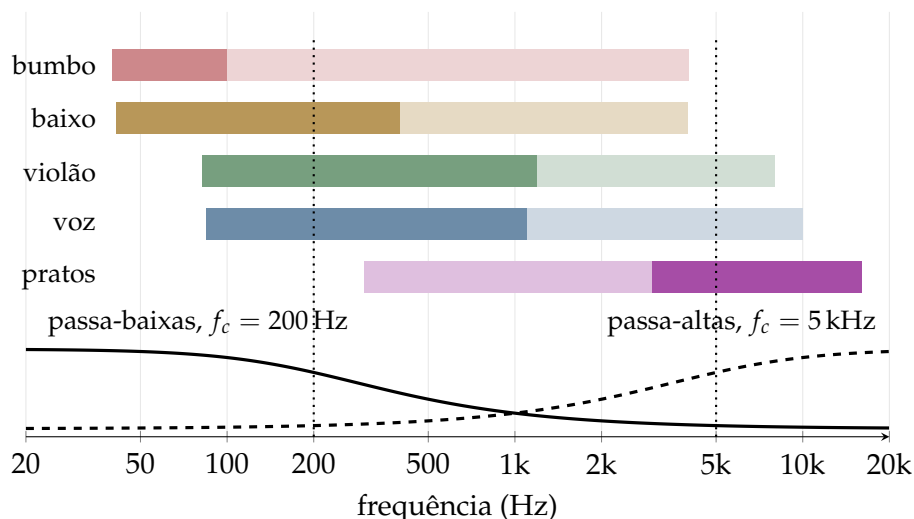


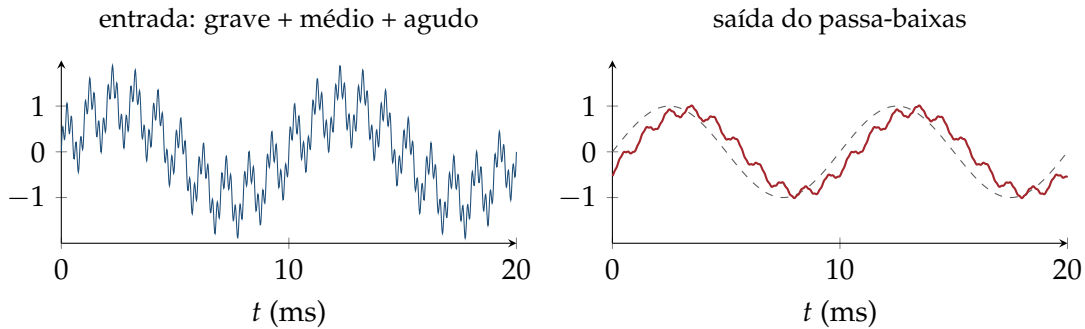
Figura 1.4. Faixas aproximadas ocupadas por alguns instrumentos. A parte escura de cada barra indica a região das fundamentais; a clara, a das harmônicas que dão o timbre (nos pratos, a energia está concentrada nas frequências altas). Em preto, o módulo de dois filtros de primeira ordem: um passa-baixas em 200 Hz deixa passar sobretudo bumbo e baixo; um passa-altas em 5 kHz, sobretudo os pratos.

A Fig. 1.4 mostra por que é possível separar instrumentos com filtros: se as faixas não se sobrepõem totalmente, um circuito que deixa passar apenas uma faixa “escuta” preferencialmente um instrumento. É o que fazem o equalizador de um aparelho de som (cada controle ajusta o ganho de uma faixa), o *crossover* de uma caixa acústica (manda os graves para o *woofer* e os agudos para o *tweeter*) e o telefone (que transmite só de 300 a 3400 Hz, o suficiente para entender a voz).

A separação nunca é perfeita, por dois motivos: as faixas se sobrepõem (as harmônicas do baixo invadem a região da voz) e um filtro real não tem corte abrupto. O exemplo abaixo

mostra isso numericamente.

Exemplo 1.4 (Separando o grave). Um sinal é a soma de três tons: um grave de 100 Hz com amplitude 1, um médio de 1 kHz com amplitude 0,6 e um agudo de 5 kHz com amplitude 0,3. Ele passa por um passa-baixas RC com $f_c = 200$ Hz. Calcule a saída.



Solução. Como o filtro é linear, cada tom é tratado separadamente com $T(j\omega) = 1/(1 + j\omega/\omega_c)$, avaliado em f/f_c :

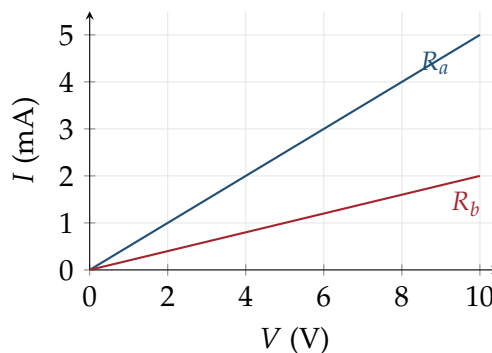
Tom	f/f_c	$ T $	fase	amplitude na saída
grave, 100 Hz	0,5	0,894	$-26,6^\circ$	0,894
médio, 1 kHz	5	0,196	$-78,7^\circ$	0,118
agudo, 5 kHz	25	0,040	$-87,7^\circ$	0,012

A saída (em vermelho) é quase a senoide de 100 Hz (tracejada), um pouco atenuada e atrasada, com uma ondulação residual do tom médio. O agudo praticamente desapareceu. Um filtro de ordem mais alta, que cai mais de 20 dB por década, limparia melhor o médio.

Guarde esta ideia para o resto do capítulo: **um amplificador real também é um filtro**. Os capacitores de acoplamento e as capacitâncias parasitas cortam parte do espectro do sinal, e a Seção 1.7 mostra como calcular onde fica esse corte.

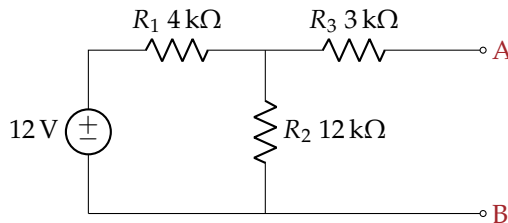
Exercícios de revisão

1.1 A figura mostra as curvas características de dois resistores, R_a e R_b . Determine os dois valores de resistência e a corrente em cada um quando a tensão aplicada é de 8 V.

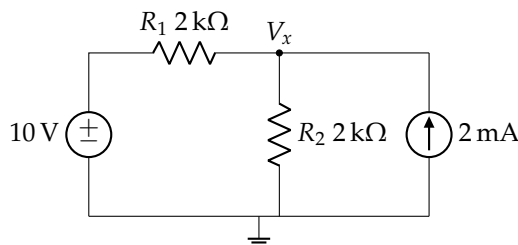


1.2 Um divisor tem $V_S = 15\text{ V}$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ e $R_2 = 5\text{ k}\Omega$ (saída sobre R_2). (a) Calcule a tensão de saída em aberto. (b) Calcule a tensão com uma carga de $5\text{ k}\Omega$. (c) Qual o menor valor de carga para que a saída caia no máximo 10%?

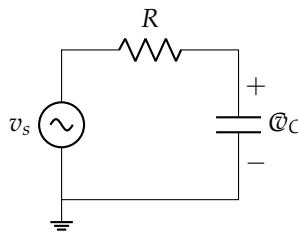
1.3 Encontre os equivalentes de Thévenin e de Norton do circuito abaixo, vistos pelos terminais A e B.



1.4 Use superposição para calcular a tensão V_x no circuito abaixo.



1.5 Um circuito RC série, com $R = 1\text{ k}\Omega$ e $C = 1\text{ }\mu\text{F}$, é alimentado por $v_s = 5\sin(1000t)\text{ V}$. Calcule a impedância do circuito, a amplitude da corrente, a amplitude da tensão no capacitor e a defasagem entre a corrente e a fonte.

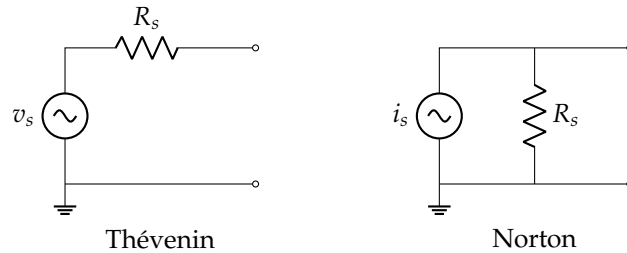


1.6 Uma onda quadrada simétrica de 1 kHz e amplitude 2 V passa por um filtro passa-baixas *ideal* (ganho 1 até 4 kHz e 0 acima). Escreva o sinal de saída, esboce sua forma e diga que fração da potência da onda original chega à saída.

1.3 Sinais, tempo, frequência e transdutores

Um **sinal** é uma grandeza que carrega informação: a pressão sonora de uma voz, a temperatura de um forno, a posição de um eixo. Os circuitos eletrônicos só processam tensões e correntes, então precisamos de **transdutores** que convertam a grandeza física em sinal elétrico (microfone, termopar, sensor de pressão) e, na saída, de volta em grandeza física (alto-falante, motor, LED).

Do ponto de vista do circuito, um transdutor de entrada é modelado por uma fonte com resistência interna: equivalente de Thévenin (v_s em série com R_s) ou de Norton (i_s em paralelo com R_s). Um transdutor de saída, como o alto-falante, é modelado como uma carga R_L .



1.3.1 Domínio do tempo e domínio da frequência

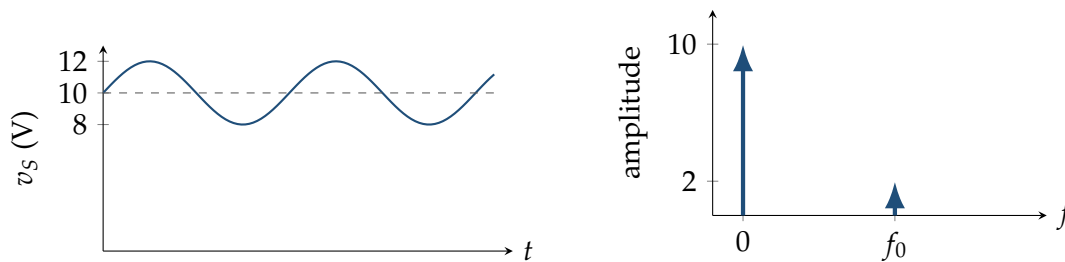
Como vimos na revisão, um sinal pode ser descrito pela sua forma de onda no tempo, $x(t)$, ou pelo seu espectro, $X(f)$. As duas descrições contêm a mesma informação. Um amplificador que trata igualmente todas as frequências do espectro do sinal preserva a forma de onda; um que atenua parte do espectro a deforma, como a onda quadrada truncada da Fig. 1.2.

1.3.2 Componente CC e componente de sinal

Muitos sinais em eletrônica são a soma de um nível constante e de uma variação em torno dele:

$$x_D(t) = X_D + x_d(t), \quad (1.11)$$

em que X_D é o **nível CC** (valor médio) e $x_d(t)$ é a componente de sinal, com amplitude X_d (ou $\hat{x}_d$). No espectro, X_D aparece como uma raia em $f = 0$.



Exemplo 1.5. Para o sinal da figura, identifique o nível CC, a amplitude e escreva $v_s(t)$.

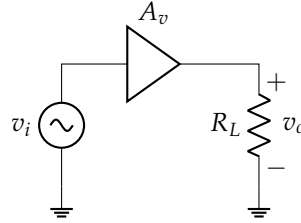
Solução. O sinal oscila entre 8 V e 12 V. O nível CC é o valor médio, $V_S = 10$ V; a amplitude é $V_s = (12 - 8)/2 = 2$ V. Assim $v_s(t) = 2 \sin(\omega t)$ e $v_s(t) = 10 + 2 \sin(\omega t)$ V.

1.4 Ganho e decibéis

Um amplificador ideal produz na saída uma réplica ampliada da entrada, sem alterar a forma de onda:

$$v_o(t) = A_v v_i(t). \quad (1.12)$$

O fator A_v é o **ganho**. Graficamente, $v_o \times v_i$ é uma reta passando pela origem e A_v é o seu coeficiente angular. Um amplificador que obedece a essa relação é chamado de **linear**; se a relação não fosse uma reta, a saída teria frequências que não existiam na entrada (distorção).



Ganhos.

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \text{ [V/V]}, \quad A_i = \frac{i_o}{i_i} \text{ [A/A]}, \quad A_p = \frac{P_L}{P_I} = \frac{v_o i_o}{v_i i_i} = A_v A_i \text{ [W/W]}. \quad (1.13)$$

Um transformador também pode elevar a tensão, mas à custa da corrente: não entrega mais potência do que recebe. O que distingue um amplificador é o **ganho de potência** maior que um. A potência extra vem das fontes de alimentação CC do amplificador, que são omitidas nos diagramas mas estão sempre lá.

1.4.1 Ganho em decibéis

Como os ganhos variam em muitas ordens de grandeza, é comum expressá-los em escala logarítmica:

$$A_{v,\text{dB}} = 20 \log_{10} |A_v|, \quad A_{i,\text{dB}} = 20 \log_{10} |A_i|, \quad A_{p,\text{dB}} = 10 \log_{10} A_p. \quad (1.14)$$

O fator 20 nos ganhos de tensão e corrente vem de a potência ser proporcional ao quadrado dessas grandezas. Um ganho negativo ($A_v = -10$) significa inversão de fase de 180° ; em dB usa-se o módulo.

A_v (V/V)	0,1	1	$\sqrt{2}$	8	10	100
A_v (dB)	-20	0	+3	+18,06	+20	+40

Cada fator 10 em tensão soma 20 dB; cada fator 2 soma cerca de 6 dB. Ganho unitário corresponde a 0 dB, e ganho menor que um (atenuação) dá valor negativo.

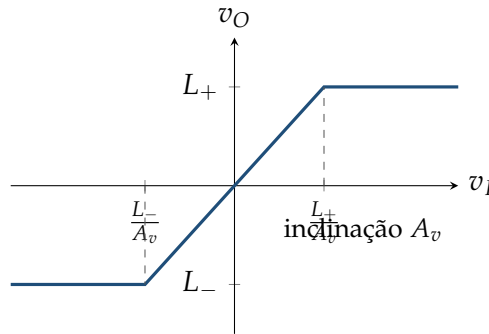
Exemplo 1.6. Um amplificador recebe $v_i = 1 \sin \omega t$ V e entrega $v_o = 9 \sin \omega t$ V a uma carga de $1 \text{ k}\Omega$. A corrente de entrada tem pico de $0,1 \text{ mA}$. Calcule A_v , A_i e A_p , em V/V e em dB.

Solução. $A_v = 9/1 = 9 \text{ V/V} = 20 \log 9 = 19,1 \text{ dB}$. A corrente de saída tem pico $9/1 \text{ k} = 9 \text{ mA}$, logo $A_i = 9/0,1 = 90 \text{ A/A} = 39,1 \text{ dB}$. $A_p = A_v A_i = 810 \text{ W/W} = 10 \log 810 = 29,1 \text{ dB}$. Note que $A_{p,\text{dB}} = (A_{v,\text{dB}} + A_{i,\text{dB}})/2$.

1.5 Curva característica, saturação e polarização

1.5.1 Saturação

A saída de um amplificador não pode ultrapassar as tensões de alimentação. Se ele é alimentado com $\pm V_{CC}$, a saída fica limitada a um intervalo $L_- \leq v_O \leq L_+$, com $|L_{\pm}|$ um pouco abaixo de V_{CC} . A **curva característica de transferência** $v_O \times v_I$ deixa de ser uma reta e passa a ter três trechos: saturação negativa, região linear e saturação positiva.



Para evitar distorção, a amplitude de entrada deve respeitar

$$\frac{L_-}{A_v} \leq v_I \leq \frac{L_+}{A_v}. \quad (1.15)$$

Se o sinal ultrapassa esse intervalo, os picos da saída são “ceifados” em $L_{\pm}$.

1.5.2 Característica não linear e polarização CC

Os dispositivos reais (diodos e transistores) têm curvas de transferência curvas, não retas. Para usá-los como amplificadores lineares, escolhemos um ponto de operação no meio de um trecho aproximadamente reto, aplicando uma tensão CC de **polarização** V_I , e somamos a ela um sinal pequeno v_i :

$$v_I(t) = V_I + v_i(t) \Rightarrow v_O(t) = V_O + v_o(t).$$

Se v_i é pequeno, o trecho da curva percorrido é praticamente uma reta tangente ao ponto de operação Q , e o ganho de pequenos sinais é a inclinação da curva nesse ponto:

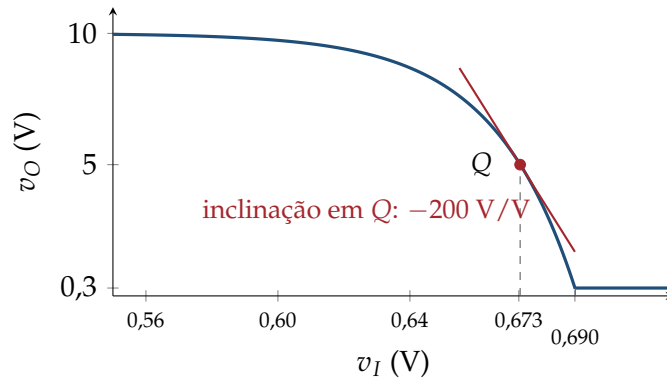
$$A_v = \left. \frac{dv_O}{dv_I} \right|_Q. \quad (1.16)$$

Essa ideia, polarizar em CC e amplificar pequenos sinais em CA, é a base de todos os amplificadores com transistores da Parte 3.

Exemplo 1.7 (Sedra, Ex. 1.2). Um amplificador tem a curva de transferência

$$v_O = 10 - 10^{-11} e^{40v_I}, \quad v_O \geq 0,3 \text{ V}.$$

Encontre os limites L_- e L_+ e os valores de v_I correspondentes. Determine a tensão de polarização V_I que leva a $V_O = 5 \text{ V}$ e o ganho de tensão nesse ponto.



Solução. O limite inferior é dado: $L_- = 0,3 \text{ V}$. O superior ocorre quando e^{40v_I} é desprezível, isto é, para $v_I \rightarrow 0$: $L_+ \approx 10 \text{ V}$.

Isolando v_I na curva:

$$e^{40v_I} = 10^{11}(10 - v_O) \Rightarrow v_I = \frac{1}{40} \ln[10^{11}(10 - v_O)].$$

Para $v_O = L_- = 0,3 \text{ V}$: $v_I = \frac{1}{40} \ln(9,7 \times 10^{11}) \approx 0,690 \text{ V}$.

Para $V_O = 5 \text{ V}$: $V_I = \frac{1}{40} \ln(5 \times 10^{11}) \approx 0,673 \text{ V}$.

O ganho é a derivada no ponto de operação:

$$A_v = \frac{dv_O}{dv_I} = -40 \times 10^{-11} e^{40V_I} = -40(10 - V_O) = -40 \cdot 5 = -200 \text{ V/V}.$$

O sinal negativo indica que o amplificador é inversor. A região linear útil vai de $v_I \approx 0,6 \text{ V}$ a $0,690 \text{ V}$, uma faixa de algumas dezenas de milivolts: é por isso que o sinal de entrada precisa ser pequeno.

Atenção. Se você calcular A_v substituindo o valor arredondado $V_I = 0,673$ na exponencial, vai obter cerca de -196 V/V em vez de -200 V/V , porque a exponencial amplifica o erro de arredondamento. Prefira a forma $-40(10 - V_O)$, que usa V_O exato.

Exemplo 1.8 (Polarização e potência). Um amplificador de tensão ideal ($R_i = \infty$, $R_o = 0$) tem curva característica $v_O = -10v_I + 12$ na região linear, e sua saída satura em $L_- = 2 \text{ V}$ e $L_+ = 10 \text{ V}$. Na entrada ligam-se em série uma fonte senoidal $A \sin \omega t$ e uma fonte CC de polarização V_{CC} ; na saída há uma carga $R_L = 100 \Omega$.

- Qual V_{CC} garante a excursão simétrica máxima da saída?
- Qual o maior A sem saturação?
- Qual o ganho de tensão?
- Qual a potência entregue à carga com A máximo?

Solução. (a) A saída pode ir de 2 a 10 V ; o centro dessa faixa é $V_O = 6 \text{ V}$. Pela curva, $V_{CC} = (12 - 6)/10 = 0,6 \text{ V}$. Equivalentemente, as entradas que levam às saturações são $v_I = (12 - 2)/10 = 1 \text{ V}$ e $v_I = (12 - 10)/10 = 0,2 \text{ V}$, cujo ponto médio é $0,6 \text{ V}$.

(b) A entrada pode oscilar de 0,6 V até 1 V ou até 0,2 V: $A_{max} = 0,4$ V de pico. A saída terá então 4 V de pico em torno de 6 V.

(c) $A_v = dv_O/dv_I = -10$ V/V (20 dB, com inversão).

(d) A potência na carga é a soma da parcela CC com a parcela CA (as duas não interagem na média):

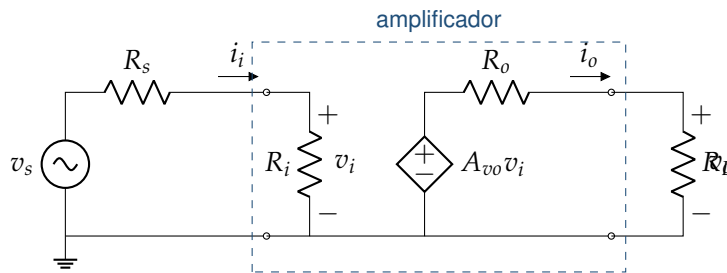
$$P_L = \frac{V_O^2}{R_L} + \frac{(V_o/\sqrt{2})^2}{R_L} = \frac{6^2}{100} + \frac{(4/\sqrt{2})^2}{100} = 0,36 + 0,08 = 0,44 \text{ W}.$$

A maior parte da potência, 0,36 W, é desperdiçada pelo nível CC, que não carrega informação. Na Seção 1.7.2 veremos como um capacitor de acoplamento elimina essa parcela.

1.6 Modelos de amplificadores

1.6.1 Amplificador de tensão

Um amplificador real “carrega” a fonte que o alimenta (drena corrente dela) e perde tensão quando fornece corrente à carga. Os dois efeitos são modelados com dois resistores e uma fonte controlada:



- R_i , **resistência de entrada**, modela a influência do amplificador sobre a fonte: $R_i = v_i/i_i$.
- A_{vo} , **ganho de tensão em aberto**, modela o ganho propriamente dito: $A_{vo} = v_o/v_i$ com $i_o = 0$ (sem carga).
- R_o , **resistência de saída**, modela a capacidade de fornecer corrente: $R_o = v_o/i_o$ com $v_i = 0$ (fonte de entrada anulada, olhando para a saída).

O circuito se resolve com dois divisores de tensão, um na entrada e outro na saída:

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}, \quad v_o = A_{vo} v_i \frac{R_L}{R_L + R_o}. \quad (1.17)$$

Ganho com carga e ganho global.

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}, \quad G_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}. \quad (1.18)$$

Para não perder sinal nos divisores, um bom amplificador de tensão tem $R_i \gg R_s$ e $R_o \ll R_L$. No limite ideal, $R_i = \infty$ e $R_o = 0$, e então $G_v = A_v = A_{vo}$.

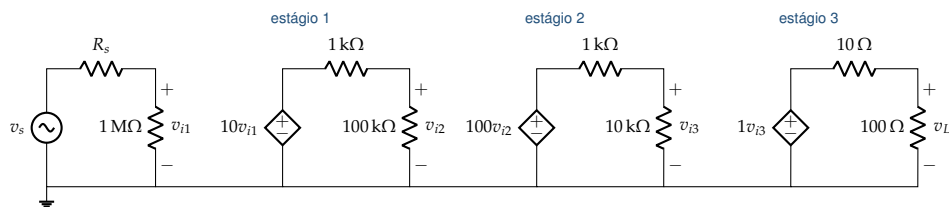
1.6.2 Amplificadores em cascata

Quando um estágio não basta, ligamos vários em cascata. A saída de um estágio é a fonte (com resistência R_o) do estágio seguinte, cuja entrada é a carga (R_i) do anterior. O ganho global é o produto de todos os ganhos e de todos os divisores.

Exemplo 1.9 (Sedra, Ex. 1.3). Uma fonte com $R_s = 100 \text{ k}\Omega$ alimenta três estágios em cascata que entregam o sinal a uma carga $R_L = 100 \Omega$. Os estágios têm:

	R_i	A_{vo}	R_o
Estágio 1	$1 \text{ M}\Omega$	10	$1 \text{ k}\Omega$
Estágio 2	$100 \text{ k}\Omega$	100	$1 \text{ k}\Omega$
Estágio 3	$10 \text{ k}\Omega$	1	10Ω

Calcule o ganho de tensão $A_v = v_L/v_{i1}$ e o ganho global $G_v = v_L/v_s$.



Solução. Os divisores de tensão ao longo da cadeia são:

$$\frac{v_{i1}}{v_s} = \frac{1 \text{ M}}{1 \text{ M} + 100 \text{ k}} = 0,909, \quad \frac{v_{i2}}{10v_{i1}} = \frac{100 \text{ k}}{100 \text{ k} + 1 \text{ k}} = 0,990,$$

$$\frac{v_{i3}}{100v_{i2}} = \frac{10 \text{ k}}{10 \text{ k} + 1 \text{ k}} = 0,909, \quad \frac{v_L}{v_{i3}} = \frac{100}{100 + 10} = 0,909.$$

Então

$$A_v = 10 \cdot 0,990 \cdot 100 \cdot 0,909 \cdot 1 \cdot 0,909 = 818 \text{ V/V (58,3 dB)},$$

$$G_v = 0,909 \cdot A_v = 743,6 \text{ V/V (57,4 dB)}.$$

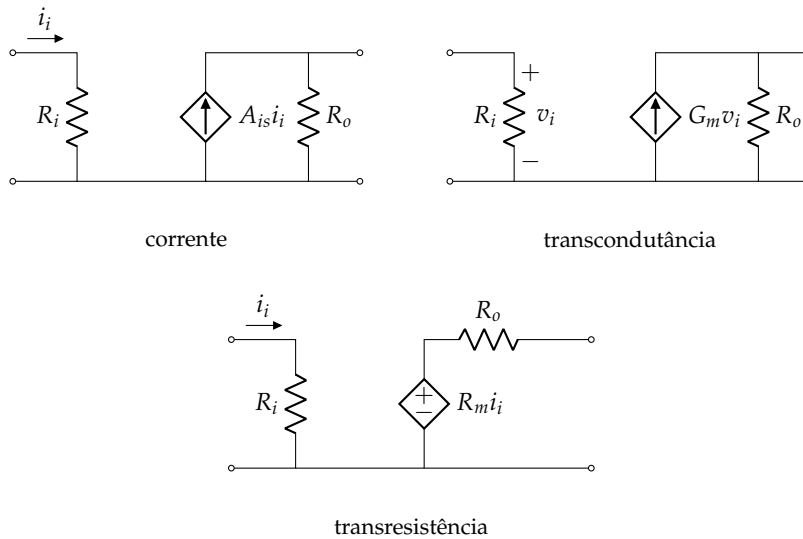
Repare no papel de cada estágio: o primeiro tem R_i alta para não carregar a fonte, o segundo fornece o ganho e o terceiro, com ganho unitário e R_o baixa, funciona como *buffer* para excitar a carga de 100Ω .

1.6.3 Os quatro tipos de amplificador

Dependendo de qual grandeza é tratada como entrada e qual como saída, há quatro modelos. Todos se convertem uns nos outros (troca Thévenin e Norton na saída), mas cada um é mais natural para uma aplicação.

Tipo	Ganho	Unidade	R_i ideal	R_o ideal
Tensão	$A_{vo} = v_o/v_i _{i_o=0}$	V/V	∞	0
Corrente	$A_{is} = i_o/i_i _{v_o=0}$	A/A	0	∞
Transcondutância	$G_m = i_o/v_i _{v_o=0}$	A/V (S)	∞	∞
Transresistência	$R_m = v_o/i_i _{i_o=0}$	V/A (Ω)	0	0

A regra para lembrar os ideais: se a entrada é tensão, o amplificador deve ter $R_i = \infty$ para não drenar corrente da fonte; se é corrente, $R_i = 0$ para absorver toda a corrente da fonte de Norton. Na saída, fonte de tensão ideal tem $R_o = 0$; fonte de corrente ideal tem $R_o = \infty$.



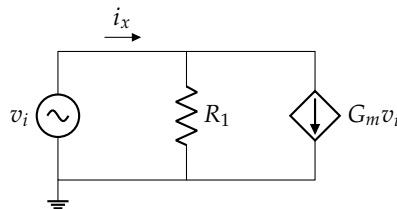
Exemplo 1.10 (Sedra, Ex. 1.18). Um amplificador de transcondutância (R_i , G_m , R_o) é alimentado por uma fonte v_s com resistência R_s e carga R_L . Encontre $G_v = v_o/v_s$.

Solução. Na entrada, $v_i = v_s R_i / (R_i + R_s)$. Na saída, a corrente $G_m v_i$ se divide entre R_o e R_L , que estão em paralelo, então $v_o = G_m v_i (R_o // R_L)$. Portanto

$$G_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} G_m (R_o // R_L).$$

Uma forma alternativa é converter a saída para Thévenin: $G_m v_i$ em paralelo com R_o equivale a $G_m R_o v_i$ em série com R_o , e o divisor $R_L / (R_L + R_o)$ leva ao mesmo resultado, pois $G_m R_o \frac{R_L}{R_o + R_L} = G_m (R_o // R_L)$.

Exemplo 1.11 (Sedra, Ex. 1.16). No circuito abaixo, a fonte controlada $G_m v_i$ injeta corrente de volta no nó de entrada. Calcule a resistência de entrada $R_{in} = v_i / i_x$.

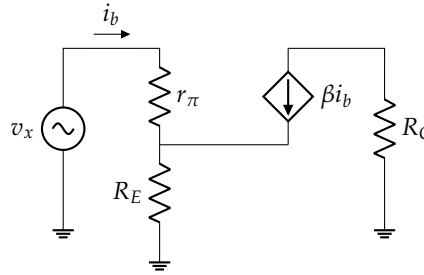


Solução. A corrente i_x se divide entre R_1 e a fonte controlada: $i_x = v_i / R_1 + G_m v_i$. Então

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_x} = \frac{1}{G_m + 1/R_1} = \frac{R_1}{1 + G_m R_1}.$$

A fonte controlada se comporta como um resistor de valor $1/G_m$ em paralelo com R_1 . Essa equivalência (fonte controlada pela própria tensão sobre ela vira resistor) reaparece nos modelos de transistor.

Exemplo 1.12 (Sedra, Ex. 1.20). No modelo abaixo (que é o modelo π de um TBJ com resistor de emissor), a fonte βi_b é controlada pela corrente da base. Calcule $R_{in} = v_x / i_b$.



Solução. Por R_E passa a soma $i_b + \beta i_b = (\beta + 1)i_b$. A malha de entrada dá

$$v_x = r_\pi i_b + R_E(\beta + 1)i_b \Rightarrow R_{in} = \frac{v_x}{i_b} = r_\pi + (\beta + 1)R_E.$$

O resistor R_E aparece na entrada multiplicado por $(\beta + 1)$. Esse resultado é a *regra da reflexão* que usaremos para os amplificadores com TBJ na Parte 3.

1.7 Função de transferência e resposta em frequência

Até aqui o ganho foi um número. Mas o espectro de um sinal real ocupa uma faixa de frequências (a voz, de 20 Hz a 20 kHz), e o amplificador não trata todas elas igualmente. Uma onda quadrada que passa por um amplificador de ganho unitário mas de banda limitada sai com as bordas arredondadas: as harmônicas de alta frequência, que formam as transições bruscas, foram atenuadas.

Para uma entrada senoidal $v_i = V_i \sin(\omega t)$ aplicada a um circuito linear, a saída é uma senoide de mesma frequência, com amplitude e fase alteradas: $v_o = V_o \sin(\omega t + \phi)$. A relação entre os fasores de saída e entrada é a **função de transferência**.

Função de transferência.

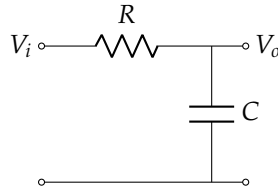
$$T(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)}, \quad |T(j\omega)| = \frac{V_o}{V_i}, \quad \phi(\omega) = \angle T(j\omega) = \tan^{-1} \frac{\text{Im } T}{\text{Re } T}. \quad (1.19)$$

Ela generaliza o ganho: é o ganho A_v calculado para cada frequência. Em notação de Laplace, $s = j\omega$.

O gráfico de $|T|$ em dB e de ϕ em graus contra a frequência em escala logarítmica é o **diagrama de Bode**. A escala logarítmica é natural porque o comportamento dos circuitos muda por décadas (1, 10, 100, 1 kHz...).

1.7.1 Redes de constante de tempo simples (CTS)

As redes CTS têm um único elemento reativo (um capacitor) e resistores. Todo o comportamento em frequência de um amplificador pode ser aproximado, como primeira análise, por redes CTS.

Passa-baixas

Pelo divisor de tensão, com $Z_C = 1/(sC)$:

$$T(s) = \frac{1/(sC)}{R + 1/(sC)} = \frac{1}{1 + sRC} \Rightarrow T(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (1.20)$$

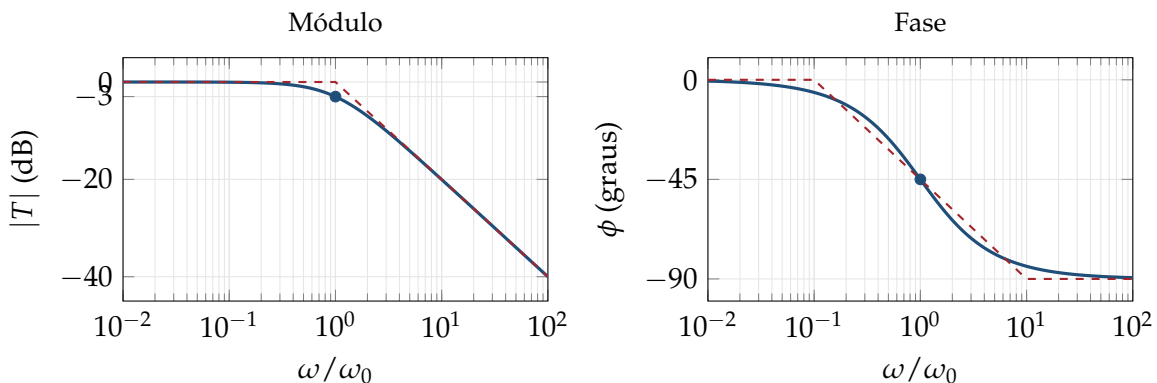
Módulo e fase:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}}, \quad \phi(\omega) = -\tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0}. \quad (1.21)$$

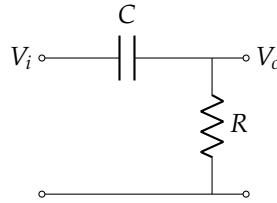
Para traçar o Bode basta avaliar as tendências:

- $\omega \rightarrow 0$: $|T| \rightarrow 1$ (0 dB) e $\phi \rightarrow 0^\circ$. O capacitor é um aberto; a saída repete a entrada.
- $\omega \rightarrow \infty$: $|T| \rightarrow 0$ ($-\infty$ dB) e $\phi \rightarrow -90^\circ$. O capacitor é um curto.
- $\omega = \omega_0$: $|T| = 1/\sqrt{2}$, isto é, -3 dB, e $\phi = -45^\circ$.
- $\omega = 10\omega_0$: $|T| \approx 1/\sqrt{100} = 1/10$, ou -20 dB. Acima de ω_0 o módulo cai **20 dB por década**.

A frequência ω_0 é a **frequência de corte** (ou de 3 dB). Nela a potência entregue a uma carga resistiva é metade da potência na banda de passagem, pois $P \propto V^2$ e $(1/\sqrt{2})^2 = 1/2$; daí o nome **frequência de meia potência**. Em hertz, $f_0 = \omega_0/2\pi = 1/(2\pi RC)$.



As retas tracejadas são as **assíntotas** do Bode: no módulo, uma horizontal em 0 dB até ω_0 e uma reta de -20 dB/década depois; na fase, uma rampa de -45° /década entre $0,1\omega_0$ e $10\omega_0$. O erro máximo das assíntotas é de 3 dB no módulo, justamente em ω_0 . O passa-baixas sempre *atrasa* o sinal (fase negativa).

Passa-altas

$$T(s) = \frac{R}{R + 1/(sC)} = \frac{sRC}{1 + sRC}, \quad |T(j\omega)| = \frac{\omega/\omega_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}}, \quad \phi = 90^\circ - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0}. \quad (1.22)$$

Agora $|T| \rightarrow 0$ para $\omega \rightarrow 0$ (o capacitor bloqueia CC) e $|T| \rightarrow 1$ para $\omega \rightarrow \infty$. A frequência de corte é a mesma, $\omega_0 = 1/RC$, e abaixo dela o módulo sobe 20 dB por década. A fase vai de $+90^\circ$ a 0° , passando por $+45^\circ$ em ω_0 : o passa-altas *adianta* o sinal.

Exemplo 1.13. Projete um filtro RC passa-baixas com $f_0 = 1$ kHz usando $R = 10$ k Ω .

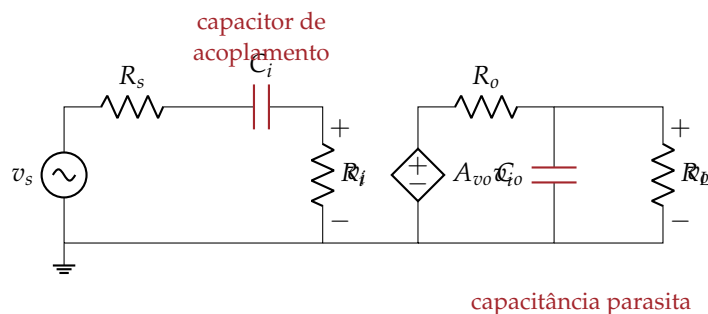
Solução. $C = \frac{1}{2\pi f_0 R} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^4} = 15,9$ nF.

Exemplo 1.14. Trace o diagrama de Bode do filtro passa-altas com $C = 2$ μ F e $R = 2$ k Ω .

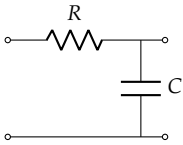
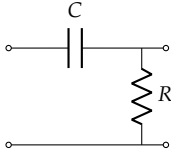
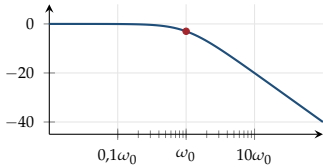
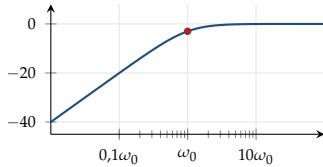
Solução. $\tau = RC = 2 \times 10^3 \cdot 2 \times 10^{-6} = 4$ ms, logo $\omega_0 = 1/\tau = 250$ rad/s e $f_0 = 250/2\pi = 39,8$ Hz. O módulo sobe 20 dB/déc. até 39,8 Hz, onde vale -3 dB, e fica em 0 dB acima disso. A fase vale $+45^\circ$ em 39,8 Hz e tende a 0° em altas frequências.

1.7.2 Modelo do amplificador com resposta em frequência

Dois capacitores dominam a resposta em frequência de um amplificador simples:



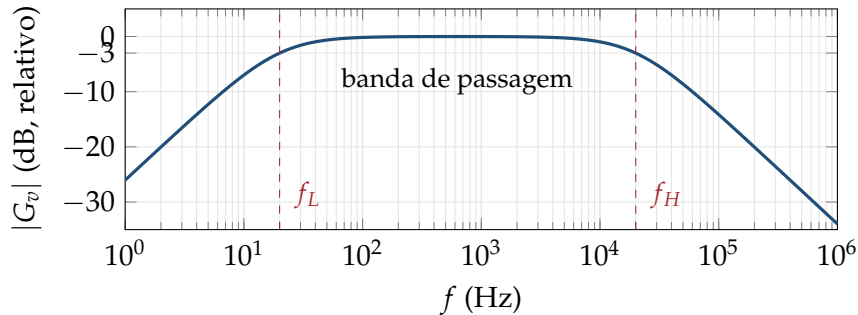
- O **capacitor de acoplamento** C_i , em série com a entrada, bloqueia o nível CC da fonte. Com $R_s + R_i$ ele forma um **passa-altas**, com $\omega_L = 1/[C_i(R_s + R_i)]$. Ele define o limite inferior da banda.
- A **capacitância parasita** C_o entre a saída e o terra (capacitância de cabos, trilhas e dos próprios transistores) forma com $R_o // R_L$ um **passa-baixas**, com $\omega_H = 1/[C_o(R_o // R_L)]$. Ela define o limite superior da banda.

	Passa-baixas	Passa-altas
Circuito		
Função de transferência	$T(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_0}$	$T(s) = \frac{s/\omega_0}{1 + s/\omega_0}$
Módulo	$ T = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}}$	$ T = \frac{\omega/\omega_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}}$
Fase	$-\tan^{-1}(\omega/\omega_0)$	$90^\circ - \tan^{-1}(\omega/\omega_0)$
$\omega \rightarrow 0$	capacitor aberto: $ T = 1$ (0 dB), 0°	capacitor aberto: $ T = 0$, $+90^\circ$
$\omega = \omega_0$	$ T = 1/\sqrt{2}$ (-3 dB), -45°	$ T = 1/\sqrt{2}$ (-3 dB), $+45^\circ$
$\omega \rightarrow \infty$	capacitor em curto: $ T = 0$, -90°	capacitor em curto: $ T = 1$ (0 dB), 0°
Inclinação	-20 dB/década acima de ω_0	+20 dB/década abaixo de ω_0
Efeito na fase	atrasa o sinal	adianta o sinal
Bode do módulo (dB)		
No amplificador	capacitância parasita na saída; limita as altas frequências (ω_H)	capacitor de acoplamento na entrada; limita as baixas frequências (ω_L)
Onda quadrada na entrada	bordas arredondadas (perde harmônicas altas)	topo inclinado (perde a média e as baixas)

Em ambas, $\omega_0 = 1/\tau$, com $\tau = C R_{eq}$ e R_{eq} a resistência vista pelos terminais do capacitor com as fontes independentes anuladas. Em hertz, $f_0 = \omega_0/2\pi$.

Tabela 1.1. Comparação entre as redes de constante de tempo simples (CTS).

Um amplificador sem capacitor de acoplamento (**acoplamento CC**) amplifica desde $f = 0$ e só tem o limite superior. Um amplificador com acoplamento capacitivo (**acoplamento CA**) tem resposta passa-faixa. Entre ω_L e ω_H fica a **banda de passagem**, na qual o ganho é o G_v calculado com os resistores.



Atenção. Para o sinal inteiro caber na banda, o *acoplamento* deve ser grande (quanto maior C_i , menor f_L) e a *parasita* deve ser pequena (quanto menor C_o , maior f_H). Por isso, em projeto, calcula-se o valor **mínimo** de C_i e o valor **máximo** admissível de C_o .

1.8 Domínio analógico e domínio digital

Um **sinal analógico** representa a informação de forma contínua: assume infinitos valores dentro de um intervalo e existe em todo instante. A maioria das grandezas físicas e dos transdutores é analógica. Em contrapartida, o sinal analógico é suscetível a ruído: qualquer perturbação somada a ele se torna indistinguível da informação.

Um **sinal digital** representa a informação de forma discreta, em dois sentidos: é **amostrado** em instantes determinados (normalmente periódicos) e **quantizado** em um número finito de níveis. Cada amostra é codificada em N bits,

$$D = b_0 2^0 + b_1 2^1 + \dots + b_{N-1} 2^{N-1}, \quad (1.23)$$

o que permite 2^N níveis. Com $N = 8$, por exemplo, os códigos vão de 0 a 255. Um arquivo de áudio com qualidade de CD usa 44.100 amostras por segundo e 16 bits por amostra. O sinal digital é uma aproximação discreta do analógico, mas é muito menos sensível a ruído e interferência na transmissão e no armazenamento.

A conversão analógico-digital divide o intervalo de tensão em 2^N faixas; o bit b_{N-1} é o mais significativo e b_0 , o menos significativo. Quanto mais bits, menor o degrau de quantização e mais fiel a representação.

A Fig. 1.5 mostra as duas etapas da conversão para um conversor de 3 bits ($2^3 = 8$ níveis, códigos de 000 a 111). Primeiro o sinal é **amostrado**: só os valores nos instantes $t = nT_s$ são guardados, e o que acontece entre duas amostras é perdido. Depois cada amostra é **quantizada**: arredondada para o nível mais próximo e representada pelo código binário desse nível. A diferença entre o valor verdadeiro e o nível escolhido é o **erro de quantização**, de no máximo meio degrau.

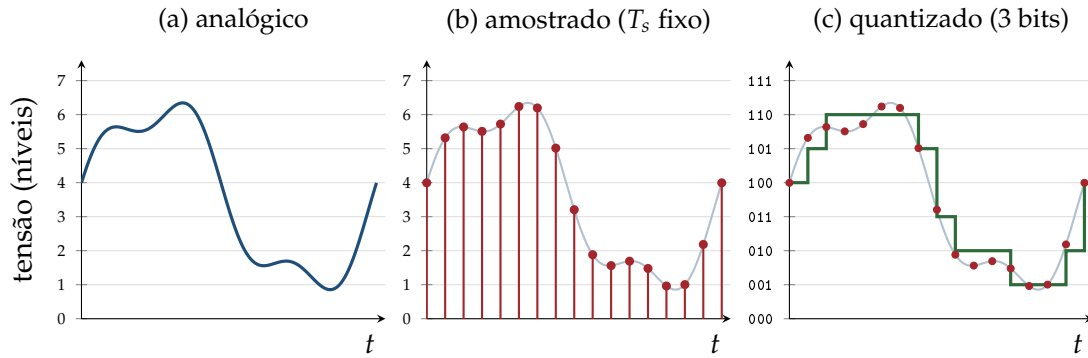
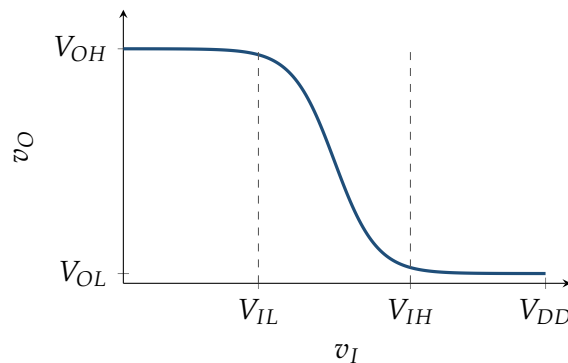


Figura 1.5. Conversão analógico-digital. (a) O sinal analógico é contínuo no tempo e na amplitude. (b) A amostragem guarda apenas os valores nos instantes nT_s (pontos vermelhos). (c) A quantização arredonda cada amostra para um dos $2^3 = 8$ níveis; o sinal digital (verde) é uma escada, e cada degrau é armazenado como um código de 3 bits. Com mais bits os degraus ficam menores e a escada se aproxima do sinal original.

1.8.1 A porta NOT e as margens de ruído

A porta inversora (NOT) é o exemplo mais simples de circuito digital. Idealmente, sua curva de transferência é um degrau: para $v_I < V_{DD}/2$ a saída vale V_{DD} (nível lógico 1) e para $v_I > V_{DD}/2$ vale 0.

A porta real é, na verdade, um amplificador inversor de ganho alto operando quase sempre na saturação. A transição tem inclinação finita, e definem-se quatro tensões: V_{OH} e V_{OL} , os níveis de saída alto e baixo; V_{IL} , a maior entrada reconhecida como 0; e V_{IH} , a menor entrada reconhecida como 1. Os pontos V_{IL} e V_{IH} são aqueles em que a inclinação da curva vale -1 .



Margens de ruído.

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH}, \quad NM_L = V_{IL} - V_{OL}. \quad (1.24)$$

Elas medem quanto ruído um sinal lógico pode acumular entre a saída de uma porta e a entrada da seguinte sem ser interpretado errado.

1.9 Simulação no LTspice

As listas e o trabalho da disciplina usam o LTspice. Três tipos de análise cobrem quase tudo o que faremos:

Diretiva	O que faz	Parâmetros principais
.tran	Análise no tempo: formas de onda de tensão e corrente.	<i>Stop time</i> (tempo total simulado) e <i>maximum timestep</i> (passo máximo; use no máximo 1/100 do período do sinal para uma senoide bem desenhada).
.ac	Resposta em frequência (Bode). A fonte precisa ter AC 1.	Tipo de varredura (década), pontos por década, frequência inicial e final. Ex.: .ac dec 100 10 10Meg.
.op	Ponto de operação CC: todas as tensões e correntes com as fontes CA anuladas.	Nenhum. Útil para conferir polarização.
.dc	Varredura CC: curva característica $v_O \times v_I$.	Fonte, valor inicial, final e passo. Ex.: .dc Vin -100m 100m 1m.

Para localizar o ponto de -3 dB em um gráfico .ac, posicione o cursor na banda de passagem, anote o valor em dB e procure a frequência em que o módulo caiu 3 dB desse valor.

1.10 Prática de laboratório 1: instrumentos, divisores e circuito RC

Antes de ir para a bancada. Em todas as práticas desta apostila, faça primeiro os cálculos e a simulação no LTspice. Chegar ao laboratório sabendo o valor esperado de cada medida é o que permite perceber, na hora, se uma leitura está errada, se o circuito foi montado errado ou se o instrumento está mal configurado. A simulação também mostra como a forma de onda deve aparecer no osciloscópio, o que economiza boa parte do tempo de ajuste na bancada.

Prática 1: instrumentos, divisores e circuito RC

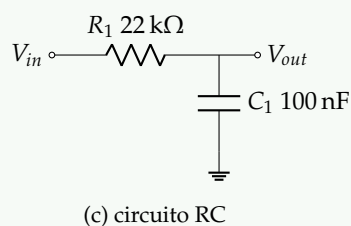
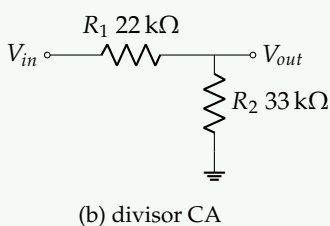
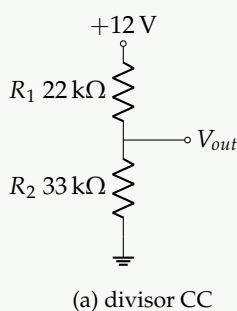
LABORATÓRIO | simule no LTspice antes

OBJETIVOS

Conhecer o módulo NI ELVIS II (fontes CC, gerador de funções FGEN, multímetro DMM e osciloscópio SCOPE), praticar a montagem em protoboard e medir divisores de tensão CC e CA e um circuito RC, confrontando as medidas com os modelos da revisão de circuitos e da Seção 1.7.

MATERIAL

Módulo NI ELVIS II com computador, sondas de osciloscópio nos canais 0 e 1, pontas de prova do multímetro, resistores de $22\text{ k}\Omega$ e $33\text{ k}\Omega$, capacitor de 100 nF .



PRÉ-LABORATÓRIO

Cálculos. Preencha a coluna “esperado” da tabela antes da aula. Lembre que o multímetro em CA mede valor eficaz (RMS): para uma senoide, $V_{rms} = V_{pico} / \sqrt{2} = V_{pp} / (2\sqrt{2})$.

Montagem	Grandeza	Esperado	Medido
(a) CC, 12 V	V_{R1}, V_{R2}	4,8 V, 7,2 V	
(b) CA, 5 V _{pp} , 100 Hz	V_{in} e V_{out} (RMS)	1,77 V, 1,06 V	
(b) CA, 500 Hz, 1 kHz, 10 kHz	V_{out} (RMS)	1,06 V em todas	
(c) RC, 100 Hz	V_{out} (pico a pico)	2,93 V _{pp}	
(c) RC, 100 Hz	defasagem	-54,1°, atraso de 1,50 ms	

Para o circuito RC:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \text{ k}\Omega \cdot 100 \text{ nF}} = 72,3 \text{ Hz.}$$

Em 100 Hz, $|T| = 1 / \sqrt{1 + (100/72,3)^2} = 0,586$ e $\phi = -\tan^{-1}(100/72,3) = -54,1^\circ$; como o período é 10 ms, o atraso é $54,1/360 \cdot 10 \text{ ms} = 1,50 \text{ ms}$.

Simulação. Monte os três circuitos no LTspice.

1. Divisor CC: fonte de 12 V e análise .op. Confira as tensões nos nós.
2. Divisor CA: fonte SINE(0 2.5 100) (amplitude 2,5 V = 5 V_{pp}) e .tran 0 40m 0 10u. Repita trocando a frequência para 10 kHz (ajuste o tempo de simulação para alguns períodos). A razão V_{out}/V_{in} muda?
3. Circuito RC: mesma fonte, com AC 1 acrescentado, e duas análises: .tran 0 40m 0 10u para ver o atraso (use os cursores para medir o intervalo entre as passagens por zero de V_{in} e V_{out}) e .ac dec 100 1 100k para ver o Bode e localizar o ponto de -3 dB.

PROCEDIMENTO NA BANCADA

1. **Resistores.** Determine os valores nominais pelo código de cores e meça-os com o DMM. Com tolerância de $\pm 5\%$, o de 22 k Ω pode estar entre 20,9 e 23,1 k Ω . Use os valores medidos para recalcular os esperados.
2. **Divisor CC.** Monte (a), ajuste a fonte para 12 V e meça as tensões em R_1 e R_2 com o DMM.
3. **Divisor CA.** Desconecte a fonte CC antes de qualquer coisa. Ligue a entrada ao FGEN com senoide de 5 V_{pp} e 100 Hz. Meça V_{in} e V_{out} com o DMM em CA. Repita para 500 Hz, 1 kHz e 10 kHz sem mudar a amplitude. Se a leitura mudar nas frequências altas, consulte a faixa de frequência do multímetro em CA: o problema pode ser do instrumento, e não do circuito.
4. **Osciloscópio.** Ainda em (b), ligue CH0 em V_{in} e CH1 em V_{out} . Ajuste as escalas para ver poucos períodos e confira amplitudes e frequências lidas pelo instrumento. Registre a tela. Troque para uma onda triangular de 10 kHz, reajuste a escala horizontal e registre novamente.

5. **Circuito RC.** Monte (c), com senoide de $5 V_{pp}$ e 100 Hz. Observe V_{in} e V_{out} , meça as amplitudes e, com o cursor horizontal, a defasagem em unidades de tempo. Registre a tela.

QUESTÕES

1. Por que a razão V_{out}/V_{in} do divisor resistivo não depende da frequência, e a do circuito RC depende?
2. No divisor CA com onda triangular, a forma de onda da saída é igual à da entrada? E se a onda triangular fosse aplicada ao circuito RC em uma frequência próxima de f_c ? Responda pensando no espectro da onda triangular.
3. Compare simulação, cálculo e medida. Quais fontes de diferença você identifica (tolerância, resistência interna do gerador, leitura no osciloscópio)?

Resumo do capítulo

Fórmulas do Capítulo 1

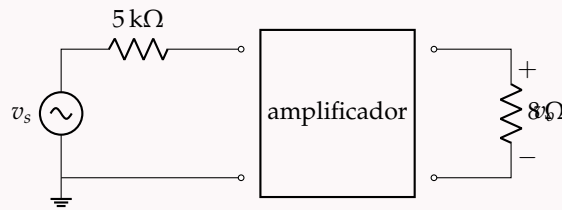
Divisores	$V_{out} = V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad I_{out} = I_S \frac{R_1}{R_1 + R_2}$
Ganho em dB	$20 \log A_v , \quad 20 \log A_i , \quad 10 \log A_p$
Região linear	$L_- / A_v \leq v_I \leq L_+ / A_v$
Ganho de pequenos sinais	$A_v = dv_O / dv_I _Q$
Ganho global	$G_v = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}$
Ideais	tensão: $R_i = \infty, R_o = 0$; corrente: $R_i = 0, R_o = \infty$
CTS	$\omega_0 = 1/(CR_{eq}), T(\omega_0) = -3 \text{ dB}, \pm 20 \text{ dB/déc.}$
Acoplamento (passa-altas)	$\omega_L = 1/[C_i(R_s + R_i)]$
Parasita (passa-baixas)	$\omega_H = 1/[C_o(R_o // R_L)]$
Margens de ruído	$NM_H = V_{OH} - V_{IH}, \quad NM_L = V_{IL} - V_{OL}$

Exercícios

Projeto de um megafone

EXERCÍCIO INTEGRADOR

Um megafone tem três partes: o microfone, modelado como uma fonte de Thévenin com $v_s = 200 \sin \omega t \text{ mV}$ e $R_s = 5 \text{ k}\Omega$; o amplificador; e o alto-falante, modelado como um resistor de 8Ω com potência máxima de 50 W.



1.7 Considerando, como hipótese didática, um sinal CC aplicado ao alto-falante, qual a máxima tensão sobre ele?

1.8 Ligando o microfone diretamente ao alto-falante, sem amplificador, calcule a tensão de pico e a potência média na carga.

1.9 Com um amplificador ideal ($R_i = \infty$, $R_o = 0$), qual ganho leva a saída a 20 V de pico? Expresse em dB.

1.10 Com um amplificador de $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_o = 10 \Omega$, qual deve ser A_{vo} para que a saída atinja 20 V de pico? Use o ganho global G_v .

1.11 Dispõe-se de dois tipos de amplificador: tipo 1 (uma unidade), com $A_{vo} = 20,3 \text{ V/V}$ e $R_i = R_o = 10 \text{ k}\Omega$; tipo 2 (dez unidades), com $A_{vo} = 6,4 \text{ V/V}$, $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_o = 10 \Omega$. Monte a cascata com o menor número de amplificadores que dê $G_v \approx 100 \text{ V/V}$.

1.12 Com o amplificador do Exercício 1.10 ($G_v = 100$), qual a potência média no alto-falante?

1.13 Para que o megafone reproduza toda a faixa audível (20 Hz a 20 kHz) com o amplificador do Exercício 1.10, calcule o valor mínimo do capacitor de acoplamento na entrada e o valor máximo da capacitância parasita na saída. Esboce o Bode de cada filtro e confirme no LTspice a queda de 3 dB nas frequências de corte.

Exercícios de fixação

1.14 No exemplo de polarização da Seção 1.4, deseja-se eliminar a potência dissipada pelo nível CC na carga sem afetar o sinal. Coloca-se um capacitor em série com $R_L = 100 \Omega$. Sabendo que o sinal tem $\omega = 500 \text{ rad/s}$, qual o menor capacitor que atenua o sinal em no máximo 3 dB? Com esse valor, qual a potência na carga?

1.15 Converta para dB: $A_v = 50$, $A_v = 0,5$, $A_p = 1000$, $A_i = -200$.

1.16 Um amplificador de tensão tem $A_{vo} = 40 \text{ V/V}$, $R_i = 20 \text{ k}\Omega$ e $R_o = 200 \Omega$. Ele é alimentado por uma fonte com $R_s = 5 \text{ k}\Omega$ e carrega 1 k Ω . Calcule A_v , G_v e A_i .

1.17 Converta o amplificador de tensão do exercício anterior para o modelo de transcondutância e calcule G_m .

1.18 Um conversor A/D de 10 bits cobre a faixa de 0 a 5 V. Quantos níveis ele tem e qual é o degrau de quantização?

Simulação (LTspice)

1.19 Para o filtro RC passa-baixas:

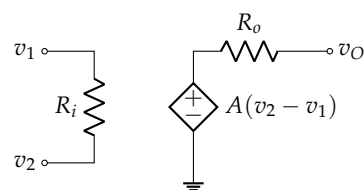
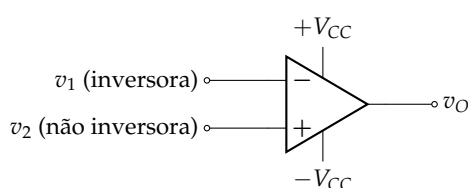
- (a) Calcule à mão $T(j\omega)$, $|T|$ e a fase.
- (b) Simule com uma senoide de 60 Hz na entrada, usando `.tran`, e mostre entrada e saída no mesmo gráfico.
- (c) Escolha R e C para $f_c = 12$ kHz. Simule com entradas de 5 kHz e 30 kHz e compare a atenuação medida com a calculada.
- (d) Coloque `AC 1` na fonte, rode `.ac dec 100 10 10Meg` e localize o ponto de -3 dB. Ele corresponde aos 12 kHz projetados?

Amplificadores Operacionais

Até a década de 1960, amplificadores eram montados com válvulas ou com transistores discretos, um a um. Com os circuitos integrados, dezenas de transistores passaram a caber em uma única pastilha de silício, com custo baixo, boa eficiência e pouco espaço. O amplificador operacional (AmpOp) é o circuito integrado analógico mais difundido: o $\mu A741$, de 1968, tem cerca de 20 transistores e ainda é usado em laboratórios de ensino.

O nome vem das operações matemáticas (soma, subtração, integração, derivação) que os primeiros AmpOps realizavam em computadores analógicos. O que torna o AmpOp tão útil é que, com um ganho próprio enorme, o ganho do circuito passa a depender apenas de componentes externos, escolhidos pelo projetista.

2.1 O AmpOp ideal



modelo; ideal: $R_i = \infty$, $R_o = 0$, $A = \infty$

O AmpOp tem duas entradas e uma saída, e é alimentado por uma fonte simétrica $\pm V_{CC}$. Os terminais de alimentação costumam ser omitidos nos esquemas, mas a saída continua limitada por eles. Nenhum dos terminais de sinal é ligado ao terra internamente: o terra do circuito é o ponto comum da fonte simétrica. O AmpOp é um **amplificador diferencial**: responde à diferença entre as entradas e rejeita o que é comum a elas.

$$v_O = A(v_2 - v_1). \quad (2.1)$$

AmpOp ideal.

Resistência de entrada	$R_i = \infty$ (as entradas não drenam corrente)
Resistência de saída	$R_o = 0$ (a saída é uma fonte de tensão ideal)
Ganho em malha aberta	$A = \infty$
Largura de banda	infinita
Ganho de modo comum	zero (rejeição total ao modo comum)

Se $A \rightarrow \infty$ e a saída é finita (está entre $\pm V_{CC}$), então

$$v_2 - v_1 = \frac{v_O}{A} \rightarrow 0 \Rightarrow v_1 = v_2. \quad (2.2)$$

As duas entradas ficam no mesmo potencial sem estarem ligadas por um fio: é o **curto-circuito virtual**. E como $R_i = \infty$, nenhuma corrente entra nos terminais.

As duas regras de ouro do AmpOp ideal com realimentação negativa

$$(1) v_1 = v_2 \text{ (curto-circuito virtual)} \quad (2) i_1 = i_2 = 0$$

Atenção. O curto virtual só vale quando há **realimentação negativa** (um caminho da saída para a entrada inversora). Sem ela, ou com realimentação positiva, a saída vai para a saturação e $v_1 \neq v_2$. É o caso dos comparadores da Seção 2.6.

2.1.1 Sinais diferencial e de modo comum

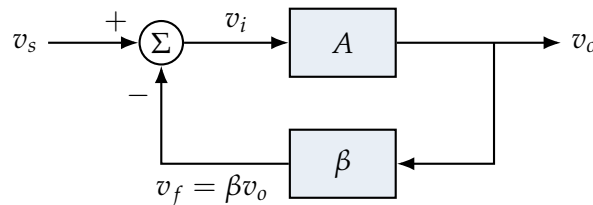
Dadas as tensões nas entradas, definem-se

$$v_{Id} = v_2 - v_1 \text{ (diferencial),} \quad v_{Icm} = \frac{v_1 + v_2}{2} \text{ (modo comum),} \quad (2.3)$$

e, inversamente, $v_1 = v_{Icm} - v_{Id}/2$ e $v_2 = v_{Icm} + v_{Id}/2$. Qualquer par de sinais pode ser decomposto assim.

Por exemplo, se $v_2 = A \sin \omega t + B$ e $v_1 = A \sin \omega t$, então $v_{Id} = B$ e $v_{Icm} = A \sin \omega t + B/2$. O amplificador diferencial ideal entrega apenas a parcela proporcional a B : a senoide, comum às duas entradas, é rejeitada. É exatamente o que se quer quando a senoide é uma interferência (o 60 Hz da rede captado igualmente pelos dois fios de um sensor) e B é a informação.

2.2 Realimentação negativa



O diagrama de blocos tem quatro elementos: fios (caminho do sinal), blocos de ganho, somadores e nós de derivação. O amplificador de ganho A recebe a diferença entre o sinal de entrada e uma fração β da saída:

$$v_i = v_s - \beta v_o, \quad v_o = A v_i = A v_s - A \beta v_o \quad \Rightarrow \quad v_o(1 + A\beta) = A v_s.$$

Ganho em malha fechada.

$$G = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + A\beta} \xrightarrow{A \rightarrow \infty} \frac{1}{\beta}. \quad (2.4)$$

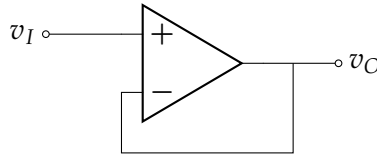
A é o ganho em **malha aberta**, $A\beta$ é o **ganho de malha** e G é o ganho em **malha fechada**.

Esse resultado é o coração do capítulo. Com A muito grande, o ganho do circuito depende só de β , que é construído com resistores. O ganho A de um AmpOp real varia muito com a temperatura, com a frequência e de uma unidade para outra; β , feito de resistores de precisão, não. Trocamos ganho em excesso por um ganho menor, mas estável e escolhido pelo projetista.

2.3 Configurações em malha fechada

Em todas as análises desta seção o procedimento é o mesmo: (1) impor $v_1 = v_2$; (2) impor corrente nula nas entradas; (3) escrever a LKC no nó da entrada inversora.

2.3.1 Seguidor de tensão (buffer)

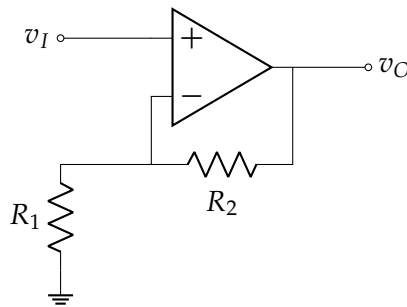


A saída está ligada diretamente à entrada inversora ($\beta = 1$). Pelo curto virtual, $v_O = v_1 = v_2 = v_I$:

$$G = 1, \quad R_{in} = \infty, \quad R_{out} = 0. \quad (2.5)$$

O buffer não amplifica tensão, mas isola a fonte da carga: a fonte não fornece corrente nenhuma e a carga recebe a corrente que precisar, fornecida pelas alimentações do AmpOp. É o papel do terceiro estágio do Exemplo 1.9.

2.3.2 Configuração não inversora



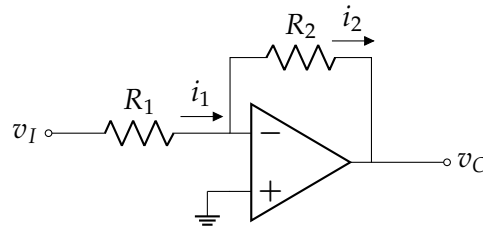
A entrada é aplicada ao terminal não inversor. Pelo curto virtual, $v_1 = v_I$, e como não entra corrente no AmpOp, R_1 e R_2 formam um divisor da saída:

$$v_1 = v_O \frac{R_1}{R_1 + R_2} = v_I \Rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

$$G = \frac{v_O}{v_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad R_{in} = \infty. \quad (2.6)$$

O ganho é positivo (sem inversão de fase) e sempre maior ou igual a 1. Para $G = 10$, por exemplo, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$. O buffer é o caso particular com $R_2 = 0$ ou $R_1 = \infty$.

2.3.3 Configuração inversora



O terminal não inversor está no terra, então pelo curto virtual $v_1 = 0$: a entrada inversora é um **terra virtual**. A corrente em R_1 é $i_1 = v_I / R_1$ e, como não entra no AmpOp, toda ela passa por R_2 :

$$i_1 = i_2 \Rightarrow \frac{v_I - 0}{R_1} = \frac{0 - v_O}{R_2}.$$

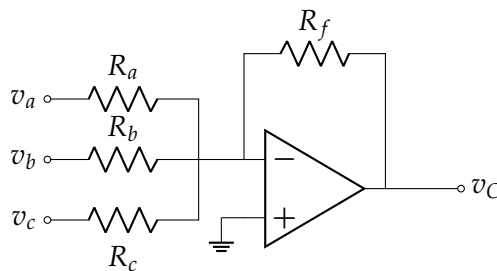
$$G = \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad R_{in} = \frac{v_I}{i_1} = R_1. \quad (2.7)$$

A inversora pode ter ganho menor que 1 em módulo (atenuador), mas tem resistência de entrada finita, igual a R_1 . Para ganho alto com R_{in} alta seria preciso R_2 enorme, o que é impraticável. É o ponto fraco dessa configuração.

Exemplo 2.1. Projete um amplificador inversor com ganho -5 V/V e resistência de entrada $10 \text{ k}\Omega$.

Solução. $R_{in} = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 5R_1 = 50 \text{ k}\Omega$. Na prática, usa-se $49,9 \text{ k}\Omega$ da série E96 ou $47 \text{ k}\Omega$ em série com $3,3 \text{ k}\Omega$.

2.3.4 Somador inversor

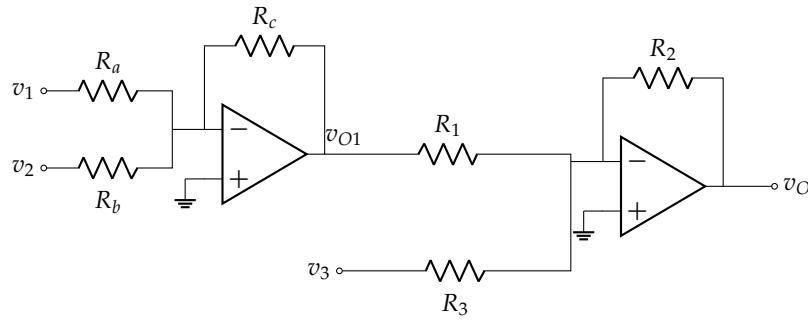


Como o nó inversor é terra virtual, cada entrada injeta uma corrente independente das outras, v_k / R_k , e a soma delas passa por R_f (LKC). Pelo mesmo resultado se chega com superposição, anulando todas as fontes menos uma e aplicando o ganho da inversora:

$$v_O = - \left(\frac{R_f}{R_a} v_a + \frac{R_f}{R_b} v_b + \frac{R_f}{R_c} v_c \right). \quad (2.8)$$

Com todos os resistores iguais, $v_O = -(v_a + v_b + v_c)$. Cada entrada vê resistência de entrada R_k , sem interferir nas outras.

Exemplo 2.2 (Sedra, Ex. 2.8). Projete um circuito com AmpOps que produza $v_O = 2v_1 + v_2 - 4v_3$.

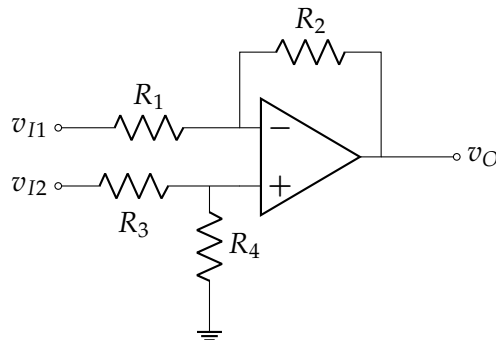


Solução. Um somador inversor sozinho só produz termos negativos. Para obter termos positivos, somamos v_1 e v_2 em um primeiro estágio e invertemos o resultado no segundo, onde também entra v_3 :

$$v_{O1} = -\left(\frac{R_c}{R_a}v_1 + \frac{R_c}{R_b}v_2\right), \quad v_O = -\left(\frac{R_2}{R_1}v_{O1} + \frac{R_2}{R_3}v_3\right) = \frac{R_2}{R_1}\frac{R_c}{R_a}v_1 + \frac{R_2}{R_1}\frac{R_c}{R_b}v_2 - \frac{R_2}{R_3}v_3.$$

Escolhendo $R_1 = R_2 = R_c = 10 \text{ k}\Omega$: $R_c/R_a = 2 \Rightarrow R_a = 5 \text{ k}\Omega$; $R_c/R_b = 1 \Rightarrow R_b = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2/R_3 = 4 \Rightarrow R_3 = 2,5 \text{ k}\Omega$.

2.3.5 Amplificador diferencial



Por superposição: com $v_{I2} = 0$, o circuito é uma inversora, $v_O = -(R_2/R_1)v_{I1}$. Com $v_{I1} = 0$, é uma não inversora alimentada pelo divisor R_3, R_4 :

$$v_O = -\frac{R_2}{R_1}v_{I1} + \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_{I2}. \quad (2.9)$$

Para que o circuito responda só à diferença $v_{I2} - v_{I1}$, os dois coeficientes devem ter o mesmo módulo, o que exige o **casamento das razões**:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow v_O = \frac{R_2}{R_1}(v_{I2} - v_{I1}), \quad A_d = \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.10)$$

A escolha usual é $R_3 = R_1$ e $R_4 = R_2$.

Ganho de modo comum e CMRR

Aplicando o mesmo sinal v_{Icm} às duas entradas na Eq. (2.9):

$$A_{cm} = \frac{v_O}{v_{Icm}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}\right). \quad (2.11)$$

Com as razões casadas, $A_{cm} = 0$. Qualquer descasamento entre as razões (e resistores reais têm tolerância de 1%, 5%...) torna $A_{cm} \neq 0$, e a saída passa a conter uma parcela do sinal comum:

$$v_O = A_d v_{Id} + A_{cm} v_{Icm}.$$

A qualidade do amplificador diferencial é medida pela **razão de rejeição de modo comum**:

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \text{ dB.} \quad (2.12)$$

Com casamento perfeito o CMRR é infinito; na prática, quanto maior melhor.

Exemplo 2.3. Um amplificador diferencial usa $R_1 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ e, por tolerância, $R_4 = 99 \text{ k}\Omega$. Calcule A_{cm} e o CMRR.

Solução. $\frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{99}{109} = 0,9083$ e $\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} = \frac{100}{99} = 1,0101$, logo $A_{cm} = 0,9083 \cdot (1 - 1,0101) = -0,0092 \text{ V/V}$.

O ganho diferencial é a média dos módulos dos dois coeficientes da Eq. (2.9), $A_d = \frac{1}{2}(0,9083 \cdot 11 + 10) = 9,995 \text{ V/V}$. Então $\text{CMRR} = 20 \log(9,995/0,0092) \approx 61 \text{ dB}$. Um erro de 1% em um único resistor já limita o CMRR a cerca de 60 dB.

Resistência de entrada diferencial

Com $R_3 = R_1$ e $R_4 = R_2$, aplicando v_{Id} entre as entradas, a malha passa por R_1 , pelo curto virtual e por R_1 de novo:

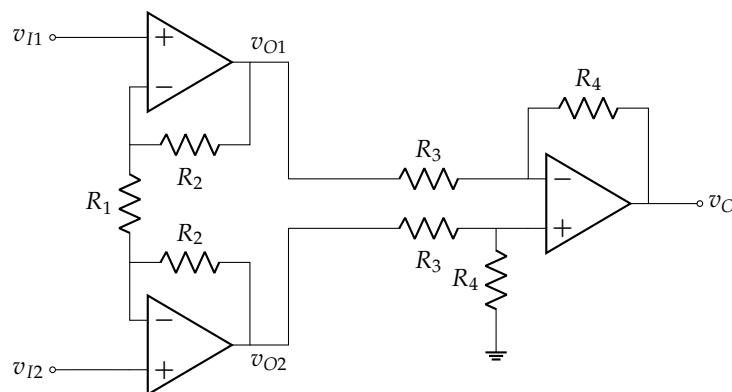
$$R_{id} = \frac{v_{Id}}{i_I} = 2R_1. \quad (2.13)$$

Aqui está o problema do diferencial simples: para ter ganho alto (R_2/R_1 grande) sem usar R_2 enorme, R_1 precisa ser pequeno, e então R_{id} fica baixa e o amplificador carrega a fonte. Vimos no Capítulo 1 que um amplificador de tensão precisa de R_{in} alta para não exigir potência da fonte de sinal.

2.3.6 Amplificador de instrumentação

Os amplificadores de instrumentação ficam logo depois dos transdutores (termopares, extensômetros, eletrodos de ECG), cujos sinais são muito pequenos e vêm acompanhados de interferência de modo comum. Eles precisam de resistência de entrada muito alta, entrada diferencial, alta rejeição ao modo comum, ganho ajustável e baixo ruído.

A solução é colocar um estágio de entrada com dois AmpOps não inversores antes do diferencial:



Pelo curto virtual, as entradas inversoras dos dois primeiros AmpOps reproduzem v_{I1} e v_{I2} , e a diferença v_{Id} aparece inteira sobre R_1 , com corrente $i = v_{Id}/R_1$. Essa corrente não entra nos AmpOps, então percorre também os dois R_2 :

$$v_{O2} - v_{O1} = i(R_1 + 2R_2) = v_{Id} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right).$$

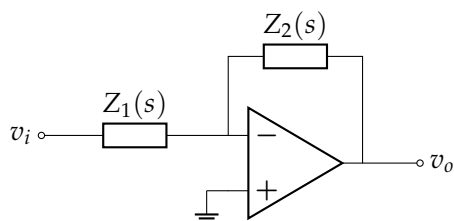
O terceiro AmpOp é o diferencial com ganho R_4/R_3 :

$$G = \frac{v_O}{v_{Id}} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right). \quad (2.14)$$

As entradas agora são terminais não inversores, com $R_{in} = \infty$. O ganho pode ser ajustado variando *um único resistor*, R_1 , sem afetar o casamento do diferencial. E o sinal de modo comum passa pelo primeiro estágio com ganho unitário, enquanto o diferencial é amplificado por $1 + 2R_2/R_1$, o que melhora o CMRR total.

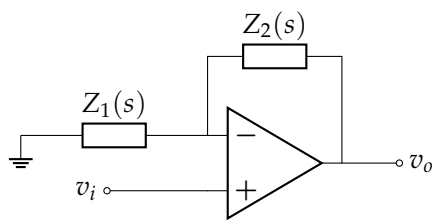
2.4 Generalização para impedâncias

Nada nas deduções da inversora e da não inversora exigiu que os elementos fossem resistores. Trocando R por impedâncias $Z(s)$, os ganhos passam a ser funções de transferência, e o domínio de aplicação se estende para a frequência (Fig. 2.1):



configuração inversora

$$G(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$



configuração não inversora

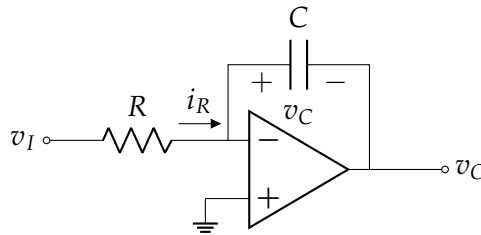
$$G(s) = 1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = \frac{Z_1(s) + Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

Figura 2.1. Generalização das configurações inversora e não inversora: os resistores são substituídos por impedâncias quaisquer.

$$\text{inversora: } G(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}, \quad Z_{in} = Z_1; \quad \text{não inversora: } G(s) = 1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}, \quad Z_{in} = \infty. \quad (2.15)$$

Lembre que $Z_R = R$, $Z_C = 1/(sC) = 1/(j\omega C)$.

2.4.1 Integrador inversor (integrador de Miller)



No domínio do tempo: o nó inversor é terra virtual, então $i_R = v_I/R$. Essa corrente carrega o capacitor, $i_R = C dv_C/dt$, e $v_O = -v_C$. Logo

$$v_O(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_I(\tau) d\tau + v_O(0). \quad (2.16)$$

No domínio da frequência, com $Z_1 = R$ e $Z_2 = 1/(j\omega C)$:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC}, \quad |G| = \frac{1}{\omega RC}. \quad (2.17)$$

O módulo cai 20 dB por década em todas as frequências e cruza 0 dB em $\omega_{int} = 1/RC$, a *frequência do integrador*. A fase é constante, $+90^\circ$ (o -1 soma 180° aos -90° do $1/j$).

Exemplo 2.4. Um integrador com $R = 10 \text{ k}\Omega$ e $C = 10 \text{ nF}$, inicialmente descarregado, recebe um pulso de 1 V com duração de 1 ms. Descreva a saída.

Solução. $1/RC = 1/(10^4 \cdot 10^{-8}) = 10^4 \text{ s}^{-1}$. Durante o pulso, $v_O(t) = -10^4 \int_0^t 1 d\tau = -10^4 t$: uma rampa descendente que chega a -10 V em 1 ms. Depois do pulso a entrada é zero, a corrente é zero e o capacitor mantém a carga: a saída fica parada em -10 V . Uma onda quadrada simétrica na entrada produziria, por esse raciocínio, uma onda triangular na saída.

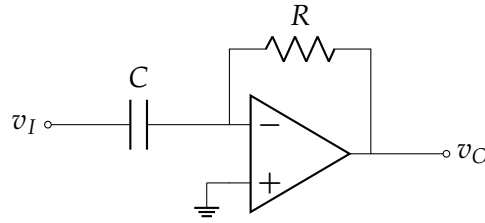
O problema do integrador ideal. Em $\omega = 0$ o ganho é infinito: o capacitor é um aberto e o AmpOp fica em malha aberta para CC. Qualquer nível CC na entrada, por menor que seja (inclusive a tensão de offset do próprio AmpOp, Seção 2.5.6), é integrado indefinidamente e leva a saída à saturação.

A solução é colocar um resistor R_F em paralelo com C , que limita o ganho CC a $-R_F/R$:

$$Z_2 = R_F // \frac{1}{sC} = \frac{R_F}{1 + sR_FC} \Rightarrow G(s) = -\frac{R_F}{R} \cdot \frac{1}{1 + sR_FC}.$$

O resultado é um **passa-baixas CTS** com ganho $-R_F/R$ na banda de passagem e corte em $\omega_c = 1/(R_FC)$. Para frequências bem acima de ω_c o circuito continua integrando.

2.4.2 Derivador inversor



Trocando os papéis de R e C , a corrente no capacitor é $C dv_I/dt$ e

$$v_O(t) = -RC \frac{dv_I}{dt}, \quad G(j\omega) = -j\omega RC. \quad (2.18)$$

O módulo sobe 20 dB por década sem limite. Isso torna o derivador puro pouco prático: ele amplifica justamente o ruído de alta frequência. Na prática coloca-se um resistor R_1 em série com C :

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC} = \frac{1 + sR_1C}{sC} \Rightarrow G(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sR_1C}{1 + sR_1C},$$

um **passa-altas CTS** com ganho $-R_2/R_1$ em altas frequências e corte em $\omega_c = 1/(R_1C)$. Abaixo de ω_c o circuito deriva.

Exemplo 2.5 (Somador com filtro). Um somador inversor tem quatro entradas V_a, V_b, V_c e V_d , com resistores $R_a = 5 \text{ k}\Omega$ e $R_b = R_c = R_d = 10 \text{ k}\Omega$, e realimentação formada por $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ em paralelo com $C = 10 \text{ nF}$.

- Mostre que cada entrada contribui com $G_i(j\omega) = -\frac{R_2}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$.
- Que tipo de rede CTS é essa e qual a frequência de corte?
- Aproximando o ganho do fator $1/(1 + j\omega R_2 C)$ por 1 dentro da banda e 0 fora dela, calcule V_o para $V_a = 0,5 \text{ V (CC)}$, $V_b = \sin(500t)$, $V_c = \sin(1000t)$ e $V_d = \sin(10000t) \text{ V}$.

Solução. (a) Por superposição, com só V_i ativa as demais entradas vão ao terra; como o nó inversor é terra virtual, os resistores das entradas anuladas não conduzem e o circuito é uma inversora com $Z_1 = R_i$ e $Z_2 = R_2 // (1/sC) = R_2/(1 + sR_2C)$. Daí $G_i = -Z_2/Z_1$, que é a expressão dada.

(b) Passa-baixas, com $\omega_c = 1/(R_2C) = 1/(2 \times 10^4 \cdot 10^{-8}) = 5000 \text{ rad/s}$.

(c) V_a (CC, $\omega = 0$) e V_b, V_c ($\omega = 500$ e 1000 rad/s) estão na banda; V_d ($10.000 \text{ rad/s} > \omega_c$) está fora. Os ganhos são $-20/5 = -4$ para V_a e $-20/10 = -2$ para as demais:

$$V_o = -4(0,5) - 2 \sin(500t) - 2 \sin(1000t) + 0 = -2 - 2 \sin(500t) - 2 \sin(1000t) \text{ V}.$$

2.5 Efeitos das não idealidades

O AmpOp real se afasta do ideal em vários aspectos. Nenhum deles invalida o que foi visto; cada um impõe um limite de operação que o projetista precisa verificar. A Fig. 2.2 reúne todos em um único modelo, e a tabela seguinte os agrupa pelo tipo de efeito.

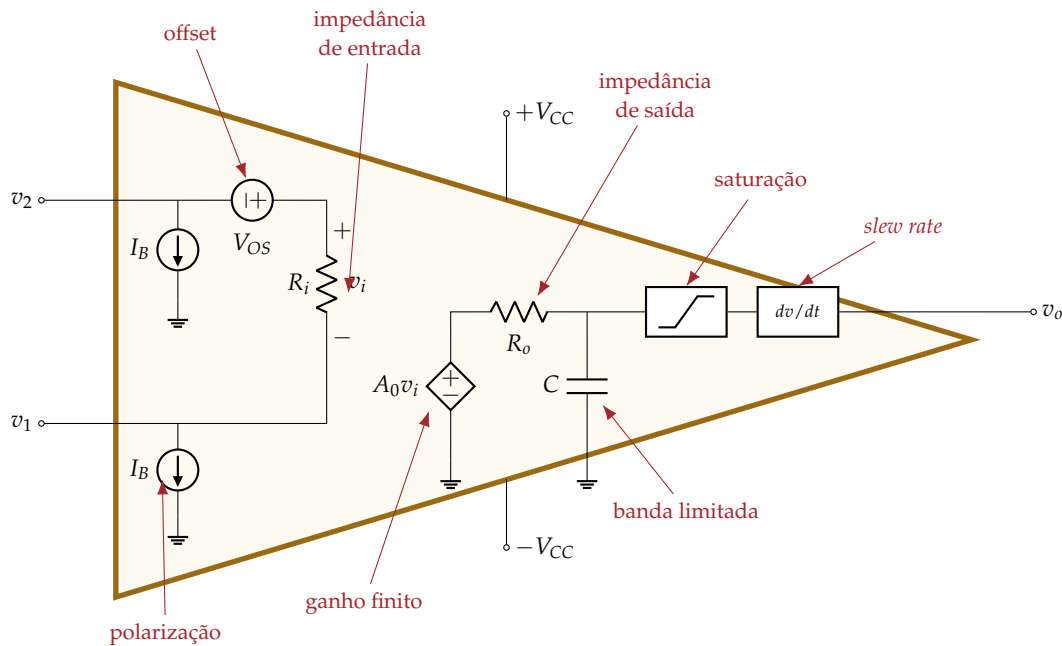


Figura 2.2. Modelo do AmpOp real com as principais não idealidades. As fontes V_{OS} e I_B representam as imperfeições CC; R_i e R_o , as impedâncias de entrada e de saída; A_0 , o ganho finito; o capacitor C (junto com R_o) forma o polo que limita a banda; os dois blocos finais representam a saturação da saída e a taxa máxima de variação (*slew rate*).

Grupo	Não idealidades
Impedâncias e ganho	impedância de entrada finita; impedância de saída não nula; ganho em malha aberta finito; rejeição de modo comum finita
Limites de excursão	saturação da tensão de saída; corrente de saída limitada
Limitações dinâmicas	largura de banda limitada; <i>slew rate</i> (limite de dv_o/dt)
Imperfeições CC	tensão de offset na entrada; correntes de polarização (<i>bias</i>) e de offset

Os valores típicos para o 741 são:

Não idealidade	Efeito	Valor típico (741)
Ganho finito, $A < \infty$	Ganho em malha fechada um pouco menor que $1/\beta$	$A_0 \approx 2 \cdot 10^5$
R_i finita, $R_o > 0$	Carregamento; desprezível se $R_o \ll R_1, R_2 \ll R_i$	$2 \text{ M}\Omega, 75 \Omega$
Saturação da saída	Ceifamento em $\pm V_{sat}$, pouco abaixo de $\pm V_{CC}$	$\pm 13 \text{ V}$ com $\pm 15 \text{ V}$
Corrente de saída limitada	Ceifamento com cargas pequenas	$\pm 20 \text{ mA}$
Banda limitada (GBW)	Ganho cai em altas frequências	$f_t \approx 1 \text{ MHz}$
<i>Slew rate</i>	Distorção de sinais grandes e rápidos	$0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$
Tensão de offset, V_{OS}	Nível CC indesejado na saída	1 a 5 mV
Correntes de polarização, I_B	Nível CC indesejado na saída	80 nA

A resistência de saída finita não será cobrada; basta saber que ela é desprezível quando a carga e os resistores de realimentação são muito maiores que R_o .

2.5.1 Ganho finito em malha aberta

Com A finito o curto virtual deixa de ser exato: a diferença entre as entradas é $v_2 - v_1 = v_O/A$, pequena mas não nula.

Não inversora. $v_1 = \beta v_O$ e $v_O = A(v_I - \beta v_O)$, que é a Eq. (2.4):

$$G = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{1 + R_2/R_1}{A}}. \quad (2.19)$$

Inversora. O nó inversor fica em $v_1 = -v_O/A$ em vez de zero. A LKC nesse nó dá $(v_I - v_1)/R_1 = (v_1 - v_O)/R_2$, e substituindo v_1 :

$$G = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{-R_2/R_1}{A}}. \quad (2.20)$$

Nas duas, o denominador tende a 1 quando $A \gg 1 + R_2/R_1$. A condição prática para desprezar o efeito de A é que o ganho em malha aberta seja muito maior que o ganho em malha fechada desejado.

Exemplo 2.6 (Sedra, Ex. 2.1). Uma inversora com $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ tem ganho ideal -100 V/V . Calcule o ganho real e o erro para $A = 10^3, 10^4$ e 10^5 .

Solução. $G = -100/(1 + 101/A)$:

A	10^3	10^4	10^5
$G \text{ (V/V)}$	-90,83	-99,00	-99,90
erro	-9,2%	-1,0%	-0,1%

Cada fator 10 em A reduz o erro aproximadamente 10 vezes. O erro percentual é cerca de $(1 + R_2/R_1)/A$.

2.5.2 Saturação e limite de corrente da saída

A saída do AmpOp não passa de $\pm V_{sat}$ nem fornece mais que $\pm i_{O,max}$. A corrente de saída i_O não é a corrente da carga: é a soma da corrente da carga com a da rede de realimentação.

Exemplo 2.7 (Sedra, Ex. 2.5). Um não inversor com $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$ ($G = 10$) usa um AmpOp que satura em $\pm 13 \text{ V}$ e fornece no máximo $\pm 20 \text{ mA}$. A entrada é senoidal com pico $\hat{V}_i$.

- Com $\hat{V}_i = 1 \text{ V}$ e $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, a saída é distorcida? Qual o pico de i_O ?
- E com $\hat{V}_i = 1,5 \text{ V}$ e $R_L = 1 \text{ k}\Omega$?
- Com $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, qual o maior $\hat{V}_i$ sem distorção?
- Com $\hat{V}_i = 1 \text{ V}$, qual a menor R_L sem distorção?

Solução. A corrente de saída é $i_O = i_L + i_2$, com $i_L = v_O/R_L$ e $i_2 = v_O/(R_1 + R_2)$ (a corrente de R_2 é igual à de R_1 , que vale v_I/R_1).

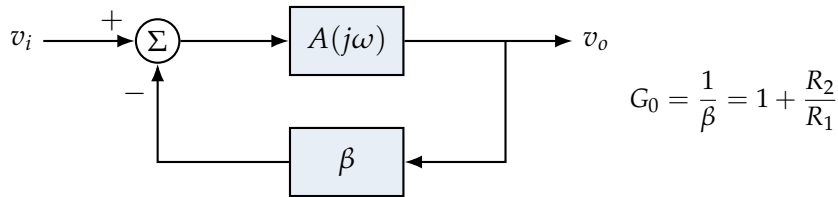
(a) $\hat{V}_o = 10\text{ V} < 13\text{ V}$, sem saturação. $\hat{I}_o = 10/1\text{ k} + 10/10\text{ k} = 11\text{ mA} < 20\text{ mA}$. Sem distorção.

(b) O ideal seria $\hat{V}_o = 15\text{ V}$, acima da saturação: a saída é ceifada em 13 V . No pico ceifado, $\hat{I}_o = 13/1\text{ k} + 13/10\text{ k} = 14,3\text{ mA}$, dentro do limite. A distorção vem da saturação de tensão.

(c) O limite de tensão dá $\hat{V}_i = 13/10 = 1,3\text{ V}$, e a corrente nesse caso é $14,3\text{ mA}$, dentro do limite. Então $\hat{V}_i = 1,3\text{ V}$.

(d) $\hat{V}_o = 10\text{ V}$ não depende de R_L . A corrente de saída é $10/R_L + 1\text{ mA} \leq 20\text{ mA}$, logo $R_L \geq 10/19\text{ mA} = 526\ \Omega$.

2.5.3 Largura de banda e produto ganho-banda



O ganho em malha aberta do AmpOp real cai com a frequência. A maioria dos AmpOps tem compensação interna que faz A se comportar como um passa-baixas CTS:

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_b}, \quad (2.21)$$

em que A_0 é o ganho CC e ω_b a frequência de corte em malha aberta, muito baixa (cerca de 5 Hz no 741). Para $\omega \gg \omega_b$, $A(j\omega) \approx A_0\omega_b/(j\omega)$, e o módulo vale 1 na frequência

$$\omega_t = A_0 \omega_b \Rightarrow \omega_b = \frac{\omega_t}{A_0} \quad (f_t = A_0 f_b), \quad (2.22)$$

chamada **frequência de ganho unitário**. Como $|A| \cdot \omega = \omega_t$ ao longo de toda a reta de -20 dB/década , ω_t é também o **produto ganho-banda** (GBW) do AmpOp. O 741 tem $A_0 \approx 2 \cdot 10^5$ e $f_b \approx 5\text{ Hz}$, logo $f_t \approx 1\text{ MHz}$. Reescrevendo A em termos de ω_t :

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega A_0/\omega_t} \approx \frac{\omega_t}{j\omega} \quad (\omega \gg \omega_b). \quad (2.23)$$

Efeito na banda em malha fechada

Substituindo essa aproximação no ganho em malha fechada $G = A/(1 + A\beta)$ e simplificando passo a passo:

$$\begin{aligned}
 G(j\omega) &= \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta} = \frac{\frac{\omega_t}{j\omega}}{1 + \beta \frac{\omega_t}{j\omega}} && \text{(substitui } A \approx \omega_t/j\omega) \\
 &= \frac{\omega_t}{j\omega + \beta\omega_t} && \text{(multiplica em cima e embaixo por } j\omega) \\
 &= \frac{1}{\beta + j\omega/\omega_t} && \text{(divide por } \omega_t) \\
 &= \frac{1/\beta}{1 + j\omega \frac{1}{\beta\omega_t}} = \frac{G_0}{1 + j\omega \frac{G_0}{\omega_t}} && \text{(divide por } \beta \text{ e usa } G_0 = 1/\beta).
 \end{aligned}$$

Banda em malha fechada.

$$G(j\omega) = \frac{G_0}{1 + j\omega/\omega_{MF}}, \quad \omega_{MF} = \frac{\omega_t}{G_0} = \frac{\omega_t}{1 + R_2/R_1}. \quad (2.24)$$

O amplificador em malha fechada é um passa-baixas CTS com ganho G_0 na banda e corte em ω_{MF} . O produto $G_0 \omega_{MF} = \omega_t$ é constante: ganho alto significa banda estreita.

A Fig. 2.3 mostra isso graficamente. A curva de malha aberta $|A|$ é uma envoltória que nenhum amplificador em malha fechada pode ultrapassar. Cada ganho G_0 é uma reta horizontal que “bate” na envoltória e passa a cair junto com ela: o ponto de encontro é a frequência de corte $f_{MF} = f_t/G_0$. Cada década a mais de ganho custa uma década de banda.

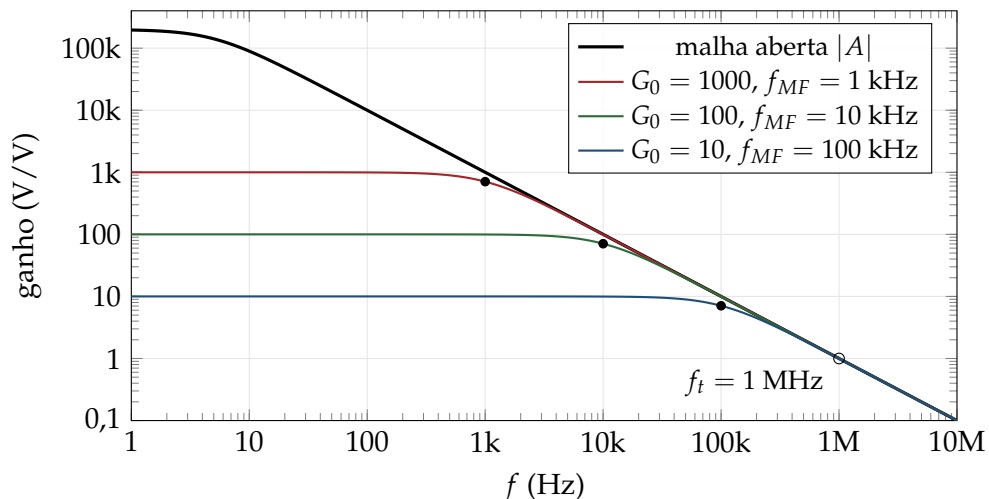


Figura 2.3. Ganho em malha aberta de um AmpOp com $f_t = 1$ MHz (preto, $A_0 = 2 \times 10^5$ e $f_b = 5$ Hz) e ganho em malha fechada para três valores de G_0 . Cada curva de malha fechada é plana até encontrar a de malha aberta; os pontos marcam a frequência de corte, onde o ganho vale $G_0/\sqrt{2}$.

A aproximação $A \approx \omega_t/j\omega$ exige $\omega \gg \omega_b$, o que é sempre verdade na prática: ω_b é da ordem de hertz e ω_{MF} fica em quilohertz ou megahertz. O resultado vale também para a inversora,

com o mesmo denominador $1 + R_2/R_1$ e não R_2/R_1 , porque $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ nas duas configurações.

Exemplo 2.8 (Sedra, Ex. 2.4). Um AmpOp tem $f_t = 1$ MHz. Calcule a banda de 3 dB de amplificadores não inversores com ganhos de 1000, 100, 10 e 1.

Solução. $f_{MF} = f_t/G_0$: 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz e 1 MHz. Se for preciso ganho 1000 com mais banda, divide-se o ganho em dois estágios de $\approx 31,6$: cada um tem banda de 31,6 kHz, contra 1 kHz do estágio único.

2.5.4 Slew rate

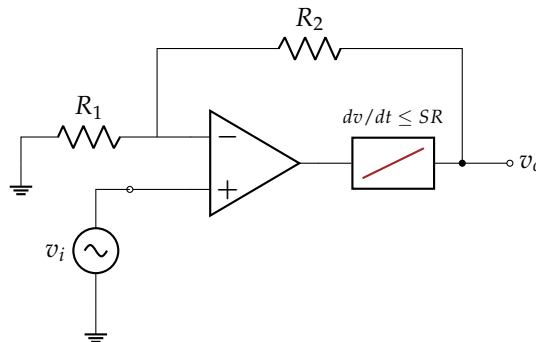
O *slew rate* é a máxima taxa de variação que a saída do AmpOp consegue produzir:

$$SR = \left. \frac{dv_O}{dt} \right|_{max} \quad [V/\mu s]. \quad (2.25)$$

Ele é uma limitação de grandes sinais, diferente da banda finita. Um degrau na entrada de um buffer com banda limitada produz uma subida exponencial; com *slew rate* limitado, produz uma rampa de inclinação SR . Uma onda quadrada ideal vira um trapézio e, se o período for curto demais, um triângulo.

Para uma saída senoidal $v_O = \hat{V}_O \sin \omega t$, a derivada máxima é $\omega \hat{V}_O$, na passagem por zero. Não há distorção se $\omega \hat{V}_O \leq SR$. Em um não inversor de ganho $G_0 = 1 + R_2/R_1$ com entrada $v_i = \hat{V}_s \sin(\omega_s t)$, a saída tem amplitude $\hat{V}_O = G_0 \hat{V}_s$, e a condição pode ser lida de duas formas: fixada a frequência máxima do sinal, limita a amplitude; fixada a amplitude máxima, limita a frequência.

$$\hat{V}_s \leq \frac{SR}{2\pi f_{s,max} G_0} \quad \text{ou} \quad f_s \leq \frac{SR}{2\pi \hat{V}_{s,max} G_0}. \quad (2.26)$$



A frequência mais alta em que a saída consegue atingir a excursão máxima $V_{O,max}$ sem distorção é a **faixa de passagem a plena potência**:

$$f_M = \frac{SR}{2\pi V_{O,max}}. \quad (2.27)$$

Visualizando o efeito

A Fig. 2.4 mostra a saída de um buffer ($G_0 = 1$) com um 741 ($SR = 0,5$ V/ μs) quando a entrada é uma senoide de 10 V de pico. Para essa amplitude, $f_M = 0,5 \times 10^6 / (2\pi \cdot 10) = 7,96$ kHz.

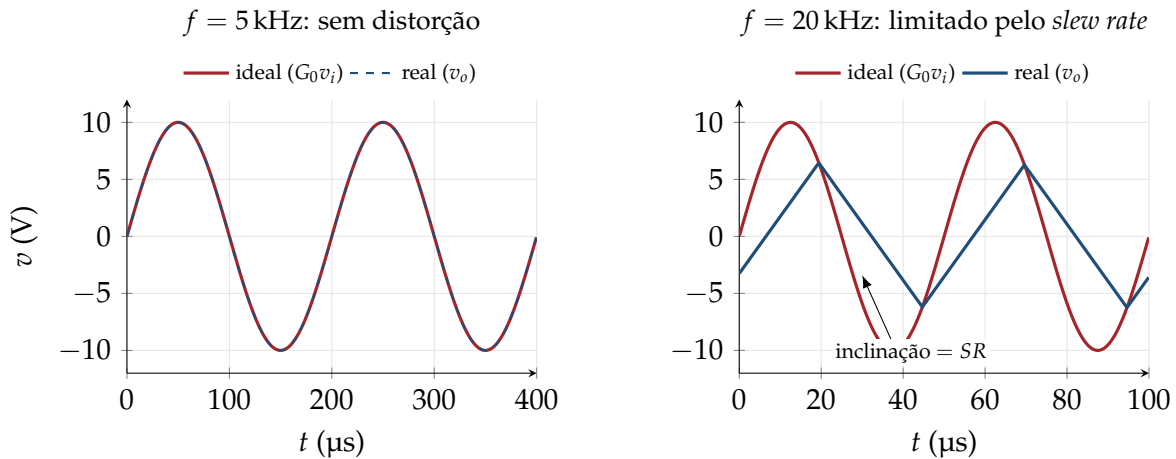


Figura 2.4. Saída de um buffer com 741 ($SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$) para uma senoide de 10 V de pico, calculada limitando a taxa de variação da saída a SR . À esquerda, em 5 kHz, a derivada máxima pedida é $\omega \hat{V}_o = 0,31 \text{ V}/\mu\text{s} < SR$ e a saída acompanha a entrada (as curvas se sobrepõem). À direita, em 20 kHz, seria preciso $1,26 \text{ V}/\mu\text{s}$: a saída vira uma onda quase triangular, de inclinação fixa igual a SR , com amplitude reduzida para cerca de 6,4 V e atrasada em relação ao sinal ideal.

Três características identificam a distorção por *slew rate* no osciloscópio: os trechos de subida e descida viram retas de inclinação constante (independente da amplitude do sinal); a amplitude da saída cai; e a forma deixa de ser senoidal, o que no espectro significa o aparecimento de harmônicas que não existiam na entrada. É diferente do efeito da banda limitada (GBW), que atenua e atrasa a senoide mas a mantém senoidal. Um teste prático: reduzindo a amplitude da entrada, a distorção por *slew rate* desaparece; a atenuação por banda limitada, não.

Exemplo 2.9. Um AmpOp tem $SR = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$ e excursão máxima de 10 V. (a) Calcule f_M . (b) Qual a maior amplitude sem distorção a 100 kHz?

Solução. (a) $f_M = 10^6 / (2\pi \cdot 10) = 15,9 \text{ kHz}$. (b) $\hat{V}_o \leq SR / \omega = 10^6 / (2\pi \cdot 10^5) = 1,59 \text{ V}$.

Exemplo 2.10. A saída ideal de um circuito é uma onda triangular simétrica que vai de -5 a $+5 \text{ V}$ em cada meio período. Qual o menor período T para um AmpOp com $SR = 16 \text{ V}/\mu\text{s}$?

Solução. Em $T/2$ a saída varia 10 V, com inclinação $10 / (T/2) = 20/T$. É preciso $20/T \leq SR$, logo $T \geq 20 / (16 \times 10^6) = 1,25 \mu\text{s}$.

2.5.5 Imperfeições CC: modelo

As duas imperfeições CC, a tensão de offset e as correntes de polarização, podem ser reunidas em um único modelo (Fig. 2.5). Como elas afetam apenas o nível CC, os demais efeitos são ignorados: o AmpOp interno é ideal, com $R_i \rightarrow \infty$ (entre os terminais $+$ e $-$ não há caminho de corrente) e ganho A_0 . Na análise, cada fonte é tratada por superposição, e as seções seguintes calculam o efeito de cada uma separadamente.

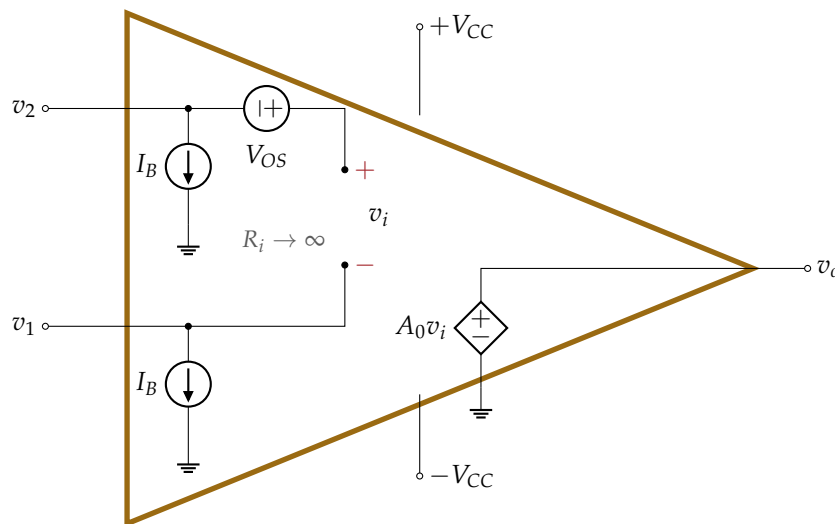


Figura 2.5. Modelo das imperfeições CC do AmpOp: a tensão de offset V_{OS} em série com a entrada não inversora e as correntes de polarização I_B saindo das duas entradas. O restante do AmpOp é ideal.

Ordens de grandeza	V_{OS}	I_B	I_{OS}
741 (bipolar, uso geral)	1 a 5 mV	80 a 500 nA	20 a 200 nA
Bipolar de precisão	dezenas de μV	unidades de nA	frações de nA
Entrada JFET	unidades de mV	dezenas de pA	unidades de pA
Entrada CMOS	0,1 a alguns mV	pA ou menos	pA ou menos

Os valores são ordens de grandeza típicas de cada família; para um componente específico, a referência é a folha de dados do fabricante, que traz valores típicos e máximos. A tabela mostra a escolha de projeto: onde V_{OS} importa (amplificação CC de sinais pequenos), usam-se AmpOps de precisão; onde I_B importa (fontes de alta impedância, integradores longos), usam-se AmpOps com entrada JFET ou CMOS.

2.5.6 Tensão de offset

Por descasamentos internos, a saída de um AmpOp real não é zero quando as entradas estão no mesmo potencial. O efeito é modelado por uma fonte CC V_{OS} (de 1 a 5 mV no 741) em série com a entrada não inversora de um AmpOp ideal (Fig. 2.6).

Por superposição, v_I vê uma inversora e V_{OS} vê uma não inversora:

$$v_O = -\frac{R_2}{R_1} v_I + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{OS}. \quad (2.28)$$

O offset aparece na saída multiplicado pelo ganho da não inversora, qualquer que seja a configuração. Com $V_{OS} = 5$ mV e $1 + R_2/R_1 = 100$, a saída tem 0,5 V de nível CC indesejado.

Exemplo 2.11. Uma inversora com $R_2/R_1 = 10$ usa um AmpOp com $V_{OS} = 2$ mV e recebe $v_I = 1 \sin \omega t$ V. Escreva v_O e descreva a curva característica.

Solução. $v_O = -10 \sin \omega t + 11 \cdot 2 \text{ mV} = -10 \sin \omega t + 22 \text{ mV}$. A senoide de saída fica deslocada 22 mV para cima; a curva característica $v_O \times v_I$ é uma reta de inclinação -10 que corta o eixo v_O em 22 mV em vez da origem.

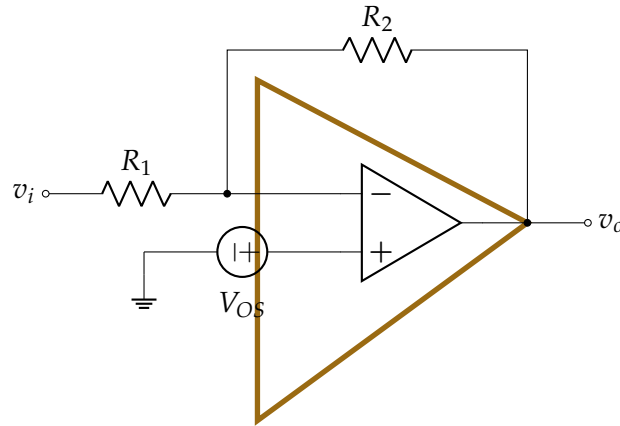


Figura 2.6. Modelo da tensão de offset em uma inversora: o AmpOp real (contorno) equivale a um AmpOp ideal com a fonte V_{OS} em série com a entrada não inversora.

O offset pode ser eliminado com um capacitor de acoplamento em série com R_1 (o capacitor abre o caminho CC de R_1 e o ganho CC visto por V_{OS} cai para 1) ou com os terminais de anulação de offset que alguns AmpOps oferecem. No integrador, V_{OS} é integrado e satura a saída; o resistor R_F em paralelo com C limita esse efeito a $(1 + R_F/R)V_{OS}$.

2.5.7 Correntes de polarização

Os transistores de entrada precisam de uma pequena corrente CC para funcionar. Modelam-se duas fontes, I_{B1} e I_{B2} , saindo das entradas. Definem-se

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \text{ (corrente de polarização),} \quad I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| \text{ (corrente de offset).} \quad (2.29)$$

A Fig. 2.7 mostra o modelo aplicado a uma inversora. Como o AmpOp dentro do contorno é ideal, todo o efeito CC fica por conta das duas fontes de corrente, e a análise é feita por superposição com $v_i = 0$.

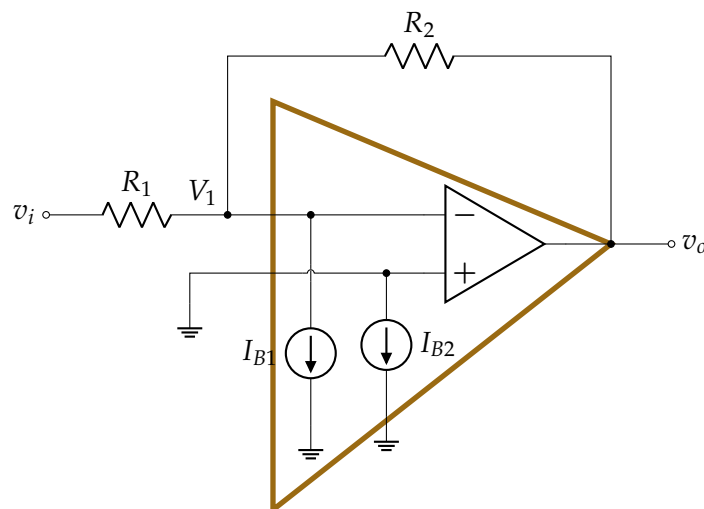
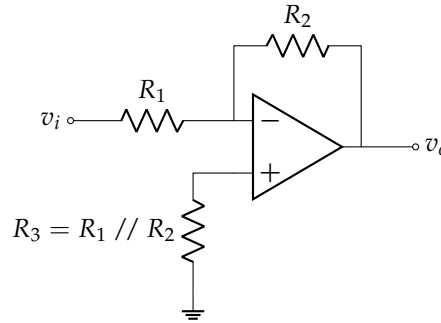


Figura 2.7. Modelo do efeito das correntes de polarização: um AmpOp ideal com duas fontes de corrente I_{B1} e I_{B2} drenando corrente CC das entradas. O fio que aterra a entrada não inversora cruza o ramo de I_{B1} sem conexão (o salto no fio indica o cruzamento).

Com a entrada aterrada, a entrada não inversora ligada direto ao terra e o nó inversor em terra virtual, toda a corrente I_{B1} vem da saída através de R_2 : $v_O = I_{B1}R_2 \approx I_B R_2$. Com $I_B = 100 \text{ nA}$ e $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, $v_O = 0,1 \text{ V}$.

Para cancelar o efeito, coloca-se um resistor R_3 entre a entrada não inversora e o terra. A corrente I_{B2} produz sobre ele $-I_{B2}R_3$, que é amplificado por $1 + R_2/R_1$. Igualando as duas contribuições com $I_{B1} = I_{B2}$:

$$I_B R_2 = I_B R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow R_3 = R_1 // R_2.$$



Receita: coloque no terminal não inversor uma resistência igual à resistência CC vista pelo terminal inversor. Com isso, $v_O = I_{OS}R_2$.

No somador, por exemplo, $R_3 = R_a // R_b // \dots // R_f$. Como I_{OS} é tipicamente dez vezes menor que I_B , o erro cai na mesma proporção.

2.6 Aplicações não lineares: comparadores

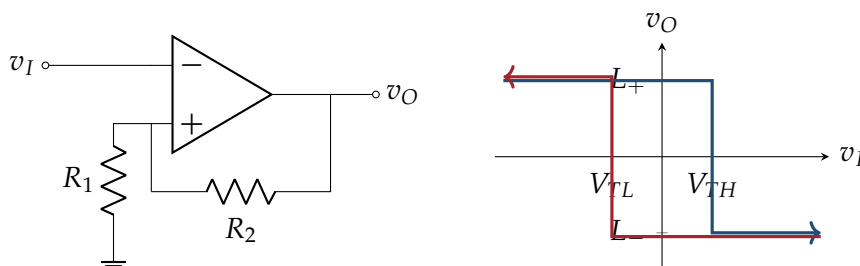
2.6.1 Comparador sem histerese

Sem realimentação, o AmpOp opera em malha aberta: como A é enorme, qualquer diferença entre as entradas satura a saída.

$$v_O = \begin{cases} +V_{sat}, & v_2 > v_1 \\ -V_{sat}, & v_2 < v_1 \end{cases} \quad (2.30)$$

Ligando o sinal na entrada não inversora e uma referência V_{ref} na inversora obtém-se o comparador não inversor; trocando as entradas, o inversor. O defeito desse circuito é que, se o sinal tem ruído e passa lentamente pela referência, a saída chaveia várias vezes seguidas.

2.6.2 Comparador com histerese (Schmitt trigger)



A realimentação agora vai para a entrada *não inversora*: é positiva e reforça a saturação. A referência de comparação passa a depender da própria saída, $v_+ = \beta v_O$ com $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$. No Schmitt trigger inversor da figura:

$$V_{TH} = \beta L_+, \quad V_{TL} = \beta L_-, \quad \text{largura da histerese} = \beta(L_+ - L_-). \quad (2.31)$$

Estando a saída em L_+ , ela só muda quando v_I sobe acima de V_{TH} ; estando em L_- , só volta quando v_I desce abaixo de V_{TL} . Um ruído menor que a largura da histerese não provoca chaveamentos falsos. O mesmo princípio aparece em termostatos e controles liga-desliga, onde a histerese evita que o atuador fique ligando e desligando em torno do ponto de ajuste.

2.7 Prática de laboratório 2: aplicações lineares do AmpOp

Prática 2: aplicações lineares do AmpOp

LABORATÓRIO | simule no LTspice antes

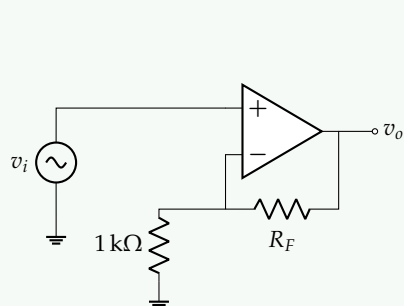
OBJETIVOS

Montar e medir as configurações não inversora, inversora, somador inversor e buffer, verificar o curto-circuito virtual e usar a superposição para separar os ganhos de um somador.

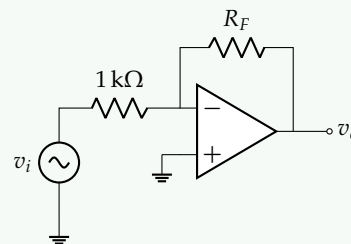
MATERIAL

AmpOp 741 (encapsulamento DIP de 8 pinos), fonte simétrica de ± 12 V, gerador de funções com saída senoidal e saída TTL, osciloscópio de dois canais, resistores de 1 k Ω , 4,7 k Ω , 6,8 k Ω , 10 k Ω , 22 k Ω e 100 k Ω .

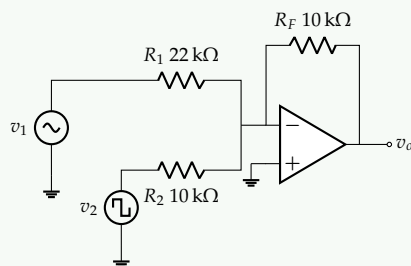
Pino	Função	Pino	Função
2	entrada inversora (−)	6	saída
3	entrada não inversora (+)	7	alimentação positiva (+12 V)
4	alimentação negativa (−12 V)	1, 5	ajuste de offset (não usar)



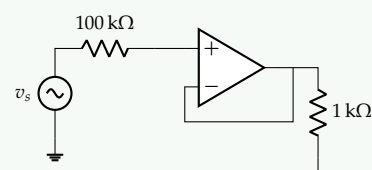
(a) não inversor



(b) inversor



(c) somador inversor



(d) fonte de alta impedância, buffer e carga

PRÉ-LABORATÓRIO

Cálculos. Todas as entradas senoidais têm 1 V pico a pico e 100 Hz, exceto no buffer.

R_F	4,7 k Ω	6,8 k Ω	10 k Ω
Não inversor: $G = 1 + R_F/R_1$	5,7	7,8	11
Não inversor: v_o (pico a pico)	5,7 V	7,8 V	11 V
Inversor: $G = -R_F/R_1$	-4,7	-6,8	-10
Inversor: v_o (pico a pico)	4,7 V	6,8 V	10 V

No somador, $v_o = -(\frac{10}{22}v_1 + \frac{10}{10}v_2) = -(0,455v_1 + v_2)$. A senoide sai com 0,455 V pico a pico, invertida. A onda TTL, que vai de 0 a 5 V, sai indo de 0 a -5 V. A saída total é a quadrada invertida com a senoide sobreposta.

No buffer, sem o AmpOp, a carga de 1 k Ω ligada direto à fonte de 100 k Ω recebe $4 \cdot \frac{1}{101} \approx 40$ mV pico a pico de um sinal de 4 V pico a pico. Com o buffer, recebe os 4 V inteiros.

Simulação. Use o UniversalOpamp2 (ou um modelo de 741 importado do fabricante) com fontes de ± 12 V.

1. Para (a) e (b): fonte SINE(0 0.5 100) e .tran 0 40m 0 10u. Use o comando .step param RF list 4.7k 6.8k 10k para simular os três valores de R_F de uma vez. Mostre também a tensão na entrada inversora e confirme que ela acompanha a não inversora (curto virtual).
2. Para (c): $v_1 = \text{SINE}(0 \ 0.5 \ 100)$ e $v_2 = \text{PULSE}(0 \ 5 \ 0 \ 1\mu \ 1\mu \ 5\text{m} \ 10\text{m})$. Simule com as duas fontes, depois zere uma de cada vez: a soma das duas respostas deve reproduzir a resposta completa.
3. Para (d): SINE(0 2 1k). Simule primeiro a carga ligada direto à fonte de 100 k Ω e depois com o buffer.

PROCEDIMENTO NA BANCADA

1. **Alimentação.** Com a fonte desligada, ligue +12 V ao pino 7, -12 V ao pino 4 e o terra comum. Confira duas vezes antes de energizar: inverter a alimentação danifica o AmpOp.
2. **Não inversor.** Monte (a). Com CH1 na entrada e CH2 na saída, verifique que as ondas estão em fase. Meça v_o para os três R_F e calcule o ganho. Leve CH2 para a entrada inversora (pino 2) e compare com a entrada: é o curto virtual.
3. **Inversor.** Monte (b) e repita. As ondas agora estão defasadas de 180°. Confira com CH2 no pino 3 (terra) e no pino 2 que a entrada inversora fica em torno de zero (terra virtual).
4. **Somador.** Monte (c), com a senoide em R_1 e a saída TTL do gerador em R_2 . Observe a mistura na saída. Aplique a superposição: retire v_2 e aterre R_2 , meça o ganho para a senoide; depois reconecte v_2 , retire v_1 , aterre R_1 e meça o ganho para a quadrada.

5. **Buffer.** Monte a fonte de $100\text{ k}\Omega$ com o gerador em 4 V pico a pico e 1 kHz . Observe a tensão antes e depois de ligar a carga de $1\text{ k}\Omega$ diretamente. Em seguida, insira o buffer entre a fonte e a carga e repita.

QUESTÕES

1. O que limita o maior ganho possível do não inversor com esta alimentação e esta entrada? Calcule o R_F que levaria a saída à saturação.
2. Explique, usando o conceito de resistência de entrada e de saída do Capítulo 1, por que a fonte de $100\text{ k}\Omega$ não consegue excitar a carga de $1\text{ k}\Omega$, e por que o buffer resolve o problema.
3. No somador, por que as duas entradas não interferem uma na outra?

2.8 Prática de laboratório 3: comparadores com e sem histerese

Prática 3: comparadores com e sem histerese

LABORATÓRIO | simule no LTspice antes

OBJETIVOS

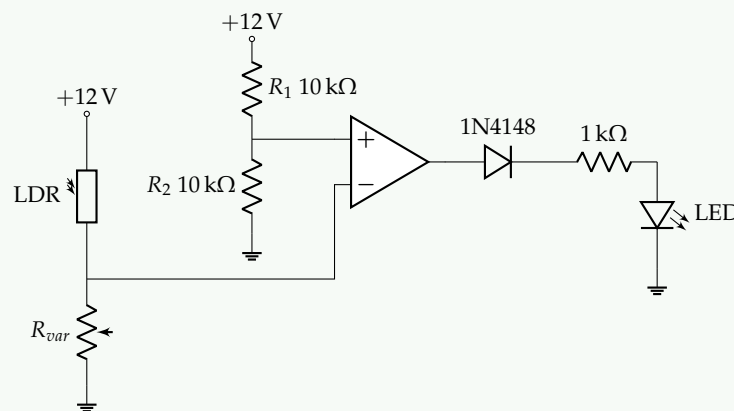
Montar um indicador automático de luminosidade controlado pela luz ambiente, primeiro com um comparador sem histerese e depois com um Schmitt trigger, e comparar os dois comportamentos (Seção 2.6).

MATERIAL

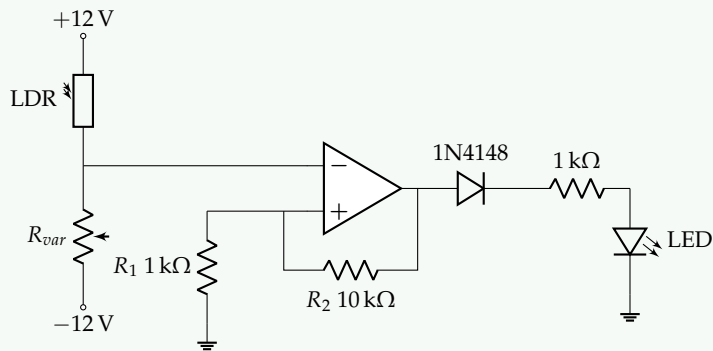
AmpOp 741, fonte de $\pm 12\text{ V}$, LDR, potenciômetro de $100\text{ k}\Omega$, resistores de $1\text{ k}\Omega$ e $10\text{ k}\Omega$, diodo 1N4148, LED, osciloscópio.

FUNCIONAMENTO

O LDR (*light dependent resistor*) tem resistência alta no escuro e baixa sob luz. Em série com o potenciômetro R_{var} , ele forma um divisor cuja tensão, aplicada à entrada inversora, cai quando escurece. A saída do comparador alimenta um LED através do diodo 1N4148 e de um resistor de $1\text{ k}\Omega$: em $+V_{sat}$ o LED acende, em $-V_{sat}$ apaga. O resistor limita a corrente no LED a alguns miliampères, $(V_{sat} - V_D - V_{LED})/1\text{ k}\Omega$, e o 1N4148 impede que a tensão negativa da saída polarize o LED reversamente.



(a) comparador sem histerese (referência de 6 V)



(b) comparador com histerese (Schmitt trigger inversor)

PRÉ-LABORATÓRIO

Cálculos. No circuito (a), a referência é $V_{ref} = 12 \cdot \frac{10}{10+10} = 6 \text{ V}$: o LED acende quando a tensão no pino 2 cai abaixo de 6 V. No circuito (b), a entrada não inversora recebe a fração $\beta = R_1 / (R_1 + R_2) = 1/11$ da saída, e os limiares são

$$V_{DS} = \beta (+V_{sat}) = \frac{+V_{sat}}{11}, \quad V_{DI} = \beta (-V_{sat}) = \frac{-V_{sat}}{11}.$$

Com V_{sat} da ordem de 11 V, os limiares ficam perto de $\pm 1 \text{ V}$ e a histerese, perto de 2 V. Meça V_{sat} na bancada e recalcule. Note que em (b) o divisor do LDR vai de +12 V a -12 V, porque a tensão no pino 2 precisa cruzar limiares positivo e negativo.

Simulação. O LDR não precisa ser simulado: substitua o ramo LDR e R_{var} por uma fonte de tensão em rampa ligada ao pino 2 e analise só a saída do AmpOp.

1. Circuito (a): rampa de 0 a 12 V, por exemplo `PWL(0 0 1 12)` com `.tran 1`. Localize o instante em que a saída muda de estado e confirme que ocorre em 6 V.
2. Circuito (b): rampa subindo e descendo entre -12 e 12 V, `PWL(0 -12 1 12 2 -12)` com `.tran 2`. Coloque a tensão da rampa no eixo horizontal do gráfico (clique com o botão direito no eixo e troque `time` pelo nó da entrada): aparece o laço de histerese. Meça V_{DS} e V_{DI} .
3. Acrescente à rampa um ruído senoidal pequeno (por exemplo, uma fonte `SINE(0 0.3 200)` em série) e compare os dois circuitos: o comparador sem histerese chaveia várias vezes perto de 6 V; o Schmitt trigger, não.

PROCEDIMENTO NA BANCADA

1. Meça a resistência do LDR sob a iluminação normal do laboratório e coberto (escuro).
2. Monte (a). Faça sombra sobre o LDR e ajuste R_{var} até o ponto em que o LED acende. Retire a sombra aos poucos e verifique se ele apaga. Com dois canais do osciloscópio, meça as tensões nos pinos 2 e 3 com o LED aceso e apagado.
3. Monte (b) e repita o ajuste. Variando a iluminação, meça as tensões nos pinos 2, 3 e 6 com o LED aceso e apagado. Os limiares medidos conferem com $\pm V_{sat} / 11$?

QUESTÕES

1. No circuito (a), o que acontece com o LED ao entardecer, quando a luz varia lentamente e há pequenas flutuações? E no circuito (b)?
2. Por que em (a) a entrada não inversora fica fixa em 6 V, mas em (b) ela muda com a saída?
3. Cite outras aplicações em que a histerese é necessária.

Resumo do capítulo

Fórmulas do Capítulo 2

AmpOp ideal	$v_1 = v_2, i_1 = i_2 = 0$ (com realimentação negativa)
Malha fechada	$G = A/(1 + A\beta) \rightarrow 1/\beta$
Buffer	$G = 1, R_{in} = \infty$
Não inversora	$G = 1 + R_2/R_1, R_{in} = \infty$
Inversora	$G = -R_2/R_1, R_{in} = R_1$
Somador	$v_O = -\sum (R_f/R_k)v_k$
Diferencial	$A_d = R_2/R_1$ (com $R_4/R_3 = R_2/R_1$), $R_{id} = 2R_1$
CMRR	$20 \log(A_d / A_{cm})$
Instrumentação	$G = (R_4/R_3)(1 + 2R_2/R_1)$
Impedâncias	$G = -Z_2/Z_1$ ou $G = 1 + Z_2/Z_1$
Integrador	$v_O = -\frac{1}{RC} \int v_I dt, G = -1/(j\omega RC)$
Derivador	$v_O = -RC dv_I/dt, G = -j\omega RC$
Ganho finito	denominador $1 + (1 + R_2/R_1)/A$
GBW	$\omega_t = A_0\omega_b, \omega_{MF} = \omega_t/G_0 = \omega_t/(1 + R_2/R_1)$
Slew rate	$\omega \hat{V}_o \leq SR, f_M = SR/(2\pi V_{O,max})$
Offset	$V_O = (1 + R_2/R_1)V_{OS}$
Polarização	$V_O = I_B R_2$; com $R_3 = R_1 // R_2, V_O = I_{OS} R_2$
Schmitt inversor	$V_{TH,TL} = \beta L_{\pm}, \beta = R_1/(R_1 + R_2)$

Exercícios

- 2.1 Projete um não inversor com ganho de 26 dB usando resistores de até 100 kΩ.
- 2.2 Um somador inversor com $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ deve produzir $v_O = -(v_1 + 5v_2 + 0,5v_3)$. Calcule os resistores de entrada e o resistor de compensação de I_B na entrada não inversora.
- 2.3 Em um amplificador de instrumentação com $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ e $R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, qual deve ser R_1 para $G = 1001$?
- 2.4 Uma inversora com $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ usa um AmpOp com $A_0 = 5 \cdot 10^4$. Calcule o ganho e o erro em relação ao ideal com quatro casas decimais.

2.5 Um integrador de Miller deve ter $R_{in} = 10 \text{ k}\Omega$ e frequência de ganho unitário de 1 kHz . Calcule C . Para limitar o ganho CC a 40 dB , qual R_F deve ser colocado em paralelo com C ? Qual a frequência de corte resultante?

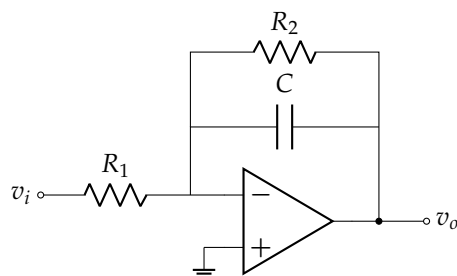
2.6 Um AmpOp com $f_t = 3 \text{ MHz}$ é usado em uma inversora de ganho -50 V/V . Qual a banda de 3 dB ?

2.7 Um buffer com AmpOp de $SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ recebe uma senoide de 20 kHz . Qual a maior amplitude sem distorção por *slew rate*?

2.8 Uma não inversora de ganho 101 usa um AmpOp com $V_{OS} = 3 \text{ mV}$ e alimentação $\pm 12 \text{ V}$ (saturação em $\pm 11 \text{ V}$). Qual a maior amplitude de uma senoide de entrada sem ceifamento?

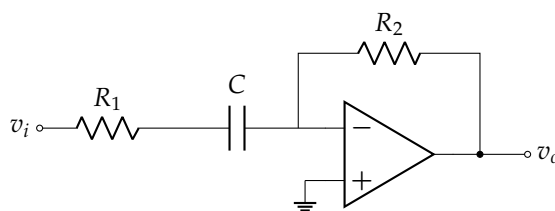
2.9 Um Schmitt trigger inversor com saturação em $\pm 10 \text{ V}$ usa $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 90 \text{ k}\Omega$. Calcule os limiares e a largura da histerese.

2.10 O circuito abaixo é o integrador modificado, com $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ e $C = 10 \text{ nF}$.



(a) Mostre que $G(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$ e identifique o tipo de rede CTS. (b) Calcule o ganho CC e a frequência de corte. (c) Esboce o Bode do módulo. (d) Calcule v_o para $v_i = 0,1 \sin(2\pi \cdot 100t) \text{ V}$ e para $v_i = 0,1 \sin(2\pi \cdot 10^4 t) \text{ V}$. Em qual dos dois casos o circuito se comporta como integrador?

2.11 O circuito abaixo é o diferenciador modificado, com $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$ e $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.



(a) Encontre $G(j\omega)$ e identifique o tipo de rede CTS. (b) Calcule o ganho em altas frequências e a frequência de corte. (c) Calcule a amplitude de saída para uma senoide de entrada de $0,2 \text{ V}$ de pico em 159 Hz e em $15,9 \text{ kHz}$. (d) Em qual faixa o circuito deriva? Por que o resistor R_1 melhora o derivador puro?

2.12 Desenhe um Schmitt trigger inversor com $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ entre a entrada não inversora e o terra e $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ da saída para a entrada não inversora. Com saturação em $\pm 11 \text{ V}$, esboce a curva $v_o \times v_i$ indicando os limiares.

Simulação (LTspice)

2.13 Monte uma inversora com o UniversalOpamp2 alimentado com $\pm 15\text{ V}$ e ganho $A_v = -250$ (escolha R_1 e R_f). Coloque uma carga de $1\text{ k}\Omega$ e uma senoide de 60 Hz e 4 mV de amplitude na entrada. Mostre entrada e saída em painéis separados e confira o ganho.

- (a) Levante a curva característica com `.dc Vin -100m 100m 1m` e plote a saída em função da entrada. Identifique a região linear, a inclinação e os níveis de saturação. A partir de que tensão de entrada o amplificador satura?

2.14 Monte no LTspice o circuito da prática de laboratório, com os mesmos componentes e condições de ensaio da bancada. Compare os resultados simulados com os medidos e discuta as diferenças: tolerância dos componentes, resistência interna do gerador, limitações reais do AmpOp e erro de leitura no osciloscópio.

Gabarito dos exercícios

Respostas dos exercícios propostos ao final de cada capítulo. Tente resolver antes de consultar: a resposta confirma o resultado, mas o que se aprende está no caminho até ela.

Capítulo 1

- 1.1** $R_a = 5/2,5 \text{ mA} = 2 \text{ k}\Omega$ e $R_b = 5/1 \text{ mA} = 5 \text{ k}\Omega$. Em 8 V: $I_a = 4 \text{ mA}$ e $I_b = 1,6 \text{ mA}$.
- 1.2** (a) $15 \cdot 5/15 = 5 \text{ V}$. (b) $R_{th} = 10 // 5 = 3,33 \text{ k}\Omega$; $V_L = 5 \cdot \frac{5}{3,33+5} = 3 \text{ V}$. (c) $R_L \geq 10R_{th} \approx 33 \text{ k}\Omega$ (com exatamente $10R_{th}$ a queda é de 9%).
- 1.3** $V_{th} = 12 \cdot \frac{12}{16} = 9 \text{ V}$ (em aberto não passa corrente por R_3). $R_{th} = (4 // 12) + 3 = 3 + 3 = 6 \text{ k}\Omega$. $I_N = 9/6 \text{ k} = 1,5 \text{ mA}$, com $R_N = 6 \text{ k}\Omega$.
- 1.4** Só a fonte de tensão (fonte de corrente aberta): $V'_x = 10 \cdot \frac{2}{4} = 5 \text{ V}$. Só a fonte de corrente (fonte de tensão em curto): $V''_x = 2 \text{ mA} \cdot (2 \text{ k} // 2 \text{ k}) = 2 \text{ V}$. Total: $V_x = 7 \text{ V}$.
- 1.5** $Z_C = 1/(j\omega C) = -j1 \text{ k}\Omega$; $Z = 1 - j1 \text{ k}\Omega$, $|Z| = 1,41 \text{ k}\Omega$. $\hat{I} = 5/1,41 \text{ k} = 3,54 \text{ mA}$. $\hat{V}_C = \hat{I} \cdot |Z_C| = 3,54 \text{ V}$. A corrente está adiantada de 45° em relação à fonte.
- 1.6** Passam a fundamental e a 3ª harmônica: $v_o = \frac{8}{\pi} [\sin(2\pi 1000t) + \frac{1}{3} \sin(2\pi 3000t)] \approx 2,55 \sin(2\pi 1000t) + 0,85 \sin(2\pi 3000t) \text{ V}$. A forma é a “soma até a 3ª” da Fig. 1.2: bordas arredondadas, topo ondulado. Fração da potência: $\frac{8}{\pi^2} (1 + \frac{1}{9}) \approx 90\%$.
- 1.7** $V = \sqrt{PR} = \sqrt{50 \cdot 8} = 20 \text{ V}$.
- 1.8** $V_o = 200 \cdot \frac{8}{5008} = 0,32 \text{ mV}$ de pico; $P_o = (0,32 \text{ mV} / \sqrt{2})^2 / 8 \approx 6,4 \text{ nW}$.
- 1.9** $A_v = 20/0,2 = 100 \text{ V/V} = 40 \text{ dB}$.
- 1.10** $G_v = 100$ exige $A_{vo} = 100 / (\frac{10}{15} \cdot \frac{8}{18}) = 337,5 \text{ V/V} = 50,6 \text{ dB}$.
- 1.11** O último estágio precisa ser do tipo 2, porque $R_o = 10 \text{ k}\Omega$ sobre 8Ω perderia quase todo o sinal. Com dois amplificadores o melhor possível é $G_v \approx 19$ (tipo 1 + tipo 2), então são necessários três. Tipo 2 + tipo 2 + tipo 2 dá $G_v = 0,667 \cdot 6,4 \cdot 0,999 \cdot 6,4 \cdot 0,999 \cdot 6,4 \cdot 0,444 \approx 77,5 \text{ V/V}$; tipo 1 + tipo 2 + tipo 2 dá $0,667 \cdot 20,3 \cdot 0,5 \cdot 6,4 \cdot 0,999 \cdot 6,4 \cdot 0,444 \approx 123 \text{ V/V}$. Se o requisito é atingir pelo menos 100, a segunda opção é a escolhida.
- 1.12** $V_o = 20 \text{ V}$ de pico, $P_L = (20/\sqrt{2})^2 / 8 = 25 \text{ W}$.
- 1.13** Acoplamento: $R_{eq} = R_s + R_i = 15 \text{ k}\Omega$, $C_i \geq 1/(2\pi \cdot 20 \cdot 15 \text{ k}) = 530 \text{ nF}$. Parasita: $R_{eq} = R_o // R_L = 10 // 8 = 4,44 \Omega$, $C_o \leq 1/(2\pi \cdot 20 \text{ k} \cdot 4,44) = 1,79 \mu\text{F}$.
- 1.14** $C \geq 1/(\omega R_L) = 1/(500 \cdot 100) = 20 \mu\text{F}$. O nível CC é bloqueado (ganho CC nulo). Com exatamente $20 \mu\text{F}$ a amplitude cai para $4/\sqrt{2} = 2,83 \text{ V}$ e $P = (2,83/\sqrt{2})^2 / 100 = 0,04 \text{ W}$.
- 1.15** 34 dB, -6 dB, 30 dB, 46 dB.
- 1.16** $A_v = 40 \cdot \frac{1}{1,2} = 33,3 \text{ V/V}$; $G_v = 0,8 \cdot 33,3 = 26,7 \text{ V/V}$; $A_i = A_v R_i / R_L = 667 \text{ A/A}$.

1.17 Na saída, $A_{vo}v_i$ em série com R_o equivale a $(A_{vo}/R_o)v_i$ em paralelo com R_o : $G_m = 40/200 = 0,2 \text{ A/V}$, com os mesmos R_i e R_o .

1.18 $2^{10} = 1024$ níveis; degrau $5/1024 \approx 4,9 \text{ mV}$.

1.19 Com $f_c = 12 \text{ kHz}$: a 5 kHz , $|T| = 1/\sqrt{1 + (5/12)^2} = 0,923$ ($-0,7 \text{ dB}$); a 30 kHz , $|T| = 1/\sqrt{1 + (30/12)^2} = 0,371$ ($-8,6 \text{ dB}$).

Capítulo 2

2.1 $26 \text{ dB} \approx 20 \text{ V/V}$; $R_2/R_1 = 19$, por exemplo $R_1 = 5,1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 97,6 \text{ k}\Omega$ (ou $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 95 \text{ k}\Omega$).

2.2 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$; $R_{comp} = 10 // 10 // 2 // 20 \approx 1,33 \text{ k}\Omega$.

2.3 $1 + 2R_2/R_1 = 1001 \Rightarrow R_1 = 100 \Omega$.

2.4 $G = -100/(1 + 101/50000) = -99,7984 \text{ V/V}$; erro de $-0,2016\%$.

2.5 $C = 1/(2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^4) = 15,9 \text{ nF}$; $R_F = 100 \text{ k}\Omega$; $f_c = 1/(2\pi R_F C) = 10 \text{ Hz}$.

2.6 $f_{MF} = 3 \text{ MHz}/(1 + 50) = 58,8 \text{ kHz}$.

2.7 $\hat{V}_o = 0,5 \times 10^6/(2\pi \cdot 2 \times 10^4) = 3,98 \text{ V}$.

2.8 Offset na saída: $101 \cdot 3 \text{ mV} = 0,303 \text{ V}$. O pico positivo satura primeiro: $101\hat{V}_i + 0,303 \leq 11 \Rightarrow \hat{V}_i \leq 105,9 \text{ mV}$.

2.9 $\beta = 0,1$; $V_{TH} = +1 \text{ V}$, $V_{TL} = -1 \text{ V}$; histerese de 2 V .

2.10 (a) $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2 // (1/sC) = R_2/(1 + sR_2C)$, logo $G = -Z_2/Z_1$: passa-baixas. (b) $G_0 = -10$ (20 dB); $f_c = 1/(2\pi R_2C) = 159 \text{ Hz}$. (c) plano em 20 dB até 159 Hz , caindo 20 dB/década depois. (d) Em 100 Hz : $|G| = 8,47$, $v_o = 0,847 \sin(2\pi \cdot 100t + 147,9^\circ) \text{ V}$. Em 10 kHz : $|G| = 0,159$, $v_o = 0,0159 \sin(2\pi \cdot 10^4t + 90,9^\circ) \text{ V}$. Em 10 kHz , bem acima de f_c , a fase é praticamente $+90^\circ$ e o módulo cai 20 dB/década : o circuito integra.

2.11 (a) $Z_1 = R_1 + 1/(sC)$, $G = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sR_1C}{1 + sR_1C}$: passa-altas. (b) $|G_\infty| = R_2/R_1 = 10$ (20 dB); $f_c = 1/(2\pi R_1C) = 1,59 \text{ kHz}$. (c) Em 159 Hz : $|G| = 0,995$, saída de $0,199 \text{ V}$; em $15,9 \text{ kHz}$: $|G| = 9,95$, saída de $1,99 \text{ V}$. (d) Deriva abaixo de f_c , onde $|G|$ sobe 20 dB/década e a fase é próxima de -90° . Sem R_1 o ganho cresceria sem limite e o ruído de alta frequência seria amplificado; com R_1 o ganho fica limitado a R_2/R_1 .

2.12 $\beta = 10/57 = 0,175$; $V_{TH} = +1,93 \text{ V}$, $V_{TL} = -1,93 \text{ V}$; histerese de $3,86 \text{ V}$. A curva é o laço da Seção 2.6, com a saída em $+11 \text{ V}$ até v_I subir acima de $1,93 \text{ V}$.

2.13 Por exemplo $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_f = 250 \text{ k}\Omega$. Saída de 1 V de pico, invertida. A saturação começa em $|v_I| \approx V_{sat}/250$; com V_{sat} próximo de 15 V , cerca de 60 mV . Leia o valor exato de V_{sat} no gráfico, porque ele depende do modelo.