

Universidade Federal de Lavras
Departamento de Ciência da Computação

COM145 – Eletrônica Básica

Amplificadores Operacionais

Prof. João C. Giacomini – DCC-UFLA

Amplificadores Operacionais

Este texto foi escrito pelo prof. João Giacomini como parte do material de estudos para a disciplina de Eletrônica Básica do curso de Ciência da Computação. Parte do texto foi colhido em sites específicos de eletrônica na Internet. São indicados dois livros como fonte principal de consulta para os alunos:

1 – Malvino, A.P. ELETRÔNICA, Vol. 2, 2ª edição – Capítulos de 18 a 21 e item 22.9 .

2 – A. Pertence Jr. Amplificadores Operacionais – Capítulos de 1 ao 5.

1) Introdução

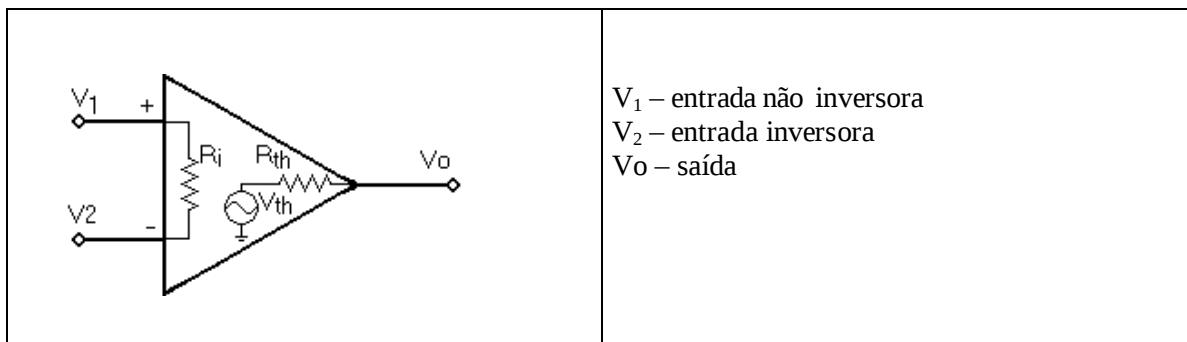
Aproximadamente 1/3 dos CI's lineares são Amplificadores Operacionais (AmpOp). Isso decorre da necessidade de se ter um circuito amplificador de fácil construção e controle, e de boa qualidade.

Os Amp Op são amplificadores que trabalham com tensão contínua tão bem como com tensão alternada. As suas principais características são:

- Alta impedância de entrada
- Baixa impedância de saída
- Alto ganho
- Possibilidade de operar como amplificador diferencial

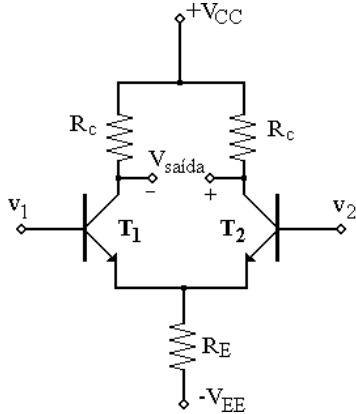
2) Símbolo

Um amplificador analógico é sempre representado como um triângulo em que um dos vértices é a saída. O desenho abaixo mostra o diagrama esquemático de um Amplificador Operacional com seu modelo mais usual, onde se vê uma resistência de entrada (R_i) e um circuito de saída representado pelo equivalente Thévenin. Neste esquema, a fonte V_{th} é dependente da corrente através de R_i , e R_{th} representa a impedância de saída do amplificador.

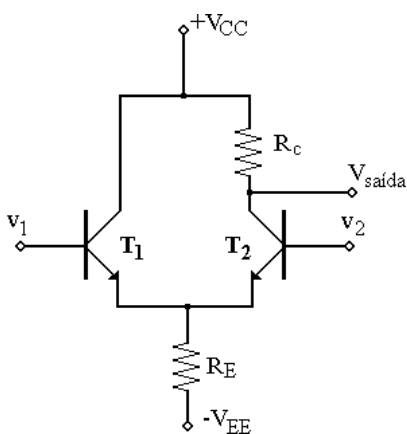


3) Princípio de operação

3.1) Amplificador diferença

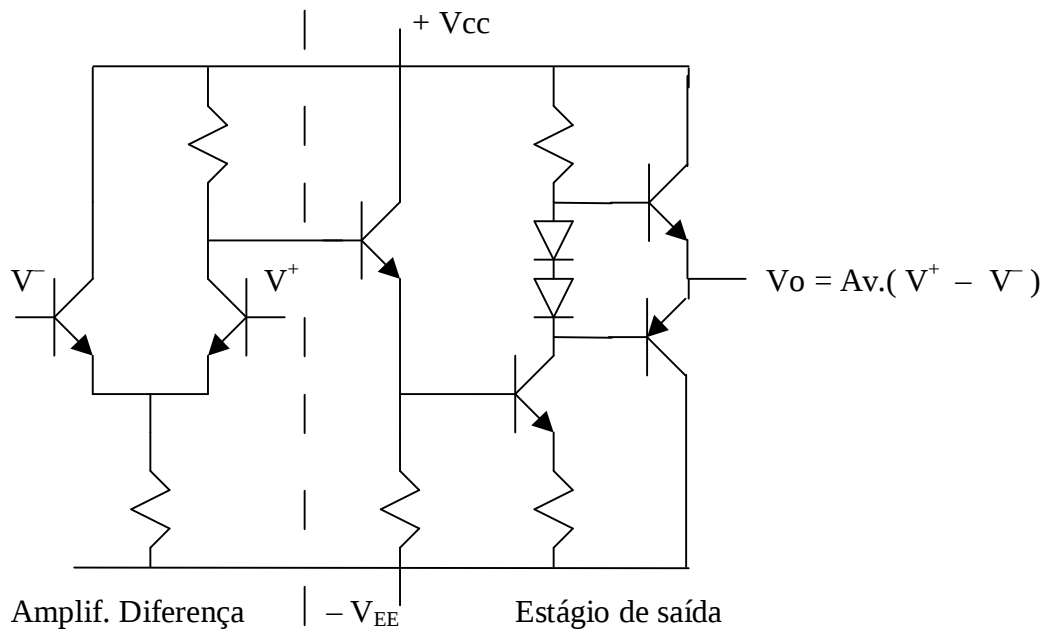
	A figura ao lado representa o circuito de entrada de um amplificador operacional, este circuito é conhecido como Amplificador Diferença, devido ao fato da tensão de saída $V_{saída}$ ser diretamente proporcional à diferença entre as tensões de entrada ($V_1 - V_2$). Idealmente os transistores T_1 e T_2 são idênticos, tal como os dois resistores de coletor, o que faz a tensão de saída ser igual a zero, quando $V_1 = V_2$.
---	--

3.2) Circuito com uma saída

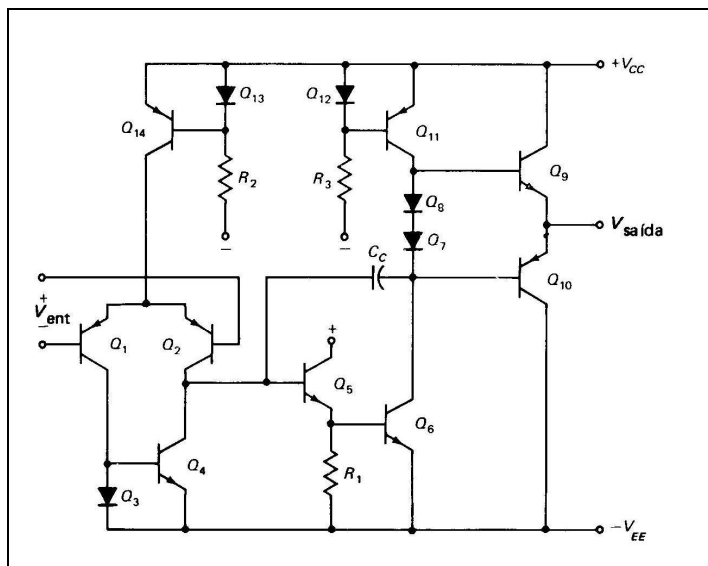
	Se for utilizado somente um dos terminais de saída, o resistor de coletor do outro transistor pode ser retirado, uma vez que este passa a trabalhar como seguidor de emissor. Então a tensão de saída deverá ser medida em relação ao potencial de zero volts, mas continua sendo proporcional à diferença $V_1 - V_2$. Além disso, basta ligar ao potencial de zero volts uma das entradas, para que o amplificador diferença funcione como um amplificador de uma entrada e uma saída apenas.
---	---

3.3) Circuito completo

Abaixo, é mostrado um diagrama esquemático de um circuito simplificado de um amplificador operacional, onde se verifica a divisão entre circuito de entrada, com amplificador diferença, e circuito de saída com amplificador de potência.

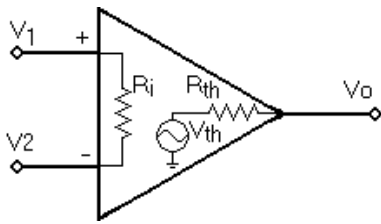


A figura abaixo é um diagrama simplificado de um amplificador operacional LM741, o mais popular, e um dos mais antigos.



4) Representação de um Amp Op

Um Amp. Op. pode ser entendido como um circuito amplificador de alto ganho, onde a entrada é representada por uma resistência de alto valor e a saída por uma fonte de tensão controlada e uma resistência em série.



$$V_{th} = A_v (V_1 - V_2)$$

$$R_o = R_{th}$$

Para um 741, $A_v = 100.000$; $R_o = 75\Omega$.

5) Características de Amplificadores Operacionais

A_v = Ganho de tensão diferencial:
$$A_v = \frac{V_o}{V_1 - V_2}$$

Normalmente dado em dB (deciBeis). Para um 741, $A_v = 100$ dB.

Para calcular o ganho de tensão em dB basta fazer: $A_v(\text{dB}) = 20 \log |A_v|$, que no caso do 741, será $A_v(\text{dB}) = 20 \log 100000 = 20 \log 10^5 = 20 * 5 \log 10 = 100$

R_{in} = Resistência de entrada.

Entradas com TJB: $R_{in} \cong 1M\Omega$

Entradas com FET: $R_{in} \cong 10^{12}\Omega$

R_o = Resistência de saída

Normalmente $R_o \cong 100\Omega$. O valor ideal para R_o seria 0Ω , mas traria problemas para o CI quando ocorresse curto-circuito na saída.

CMRR = Razão de Rejeição de Modo Comum

$$CMRR = \left| \frac{A_v}{A_{MC}} \right|$$

Vos = Tensão de Off-Set. Compensação das diferenças entre as tensões V_{be} dos transistores de entrada

SR = Slew Rate. Taxa de inclinação (variação). É a taxa máxima de variação da tensão de saída para uma variação em degrau na entrada

BP = Banda Passante. É a faixa de frequências para a qual o ganho do amplificador é igual ou menor que $1/\sqrt{2}$ do ganho nominal ou em frequências médias. Para o 741, sem realimentação, BP = 10Hz. Com realimentação negativa, o ganho nominal diminui, mas a BP aumenta.

$f_{unidade}$ = é a frequência para a qual o ganho do amplificador não realimentado é igual a 1, ou seja igual a 0 dB.

A tabela 1 apresenta algumas características de alguns amplificadores operacionais populares. Os Amp.Ops. que apresentam menores correntes de entrada utilizam transistores de efeito de campo na entrada diferencial.

Tabela 1 Parâmetros Típicos dos Amps Op Populares

Número	$V_{ent(desl)}$ mV	$I_{ent(pol)}$ nA	$I_{ent(desl)}$ nA	$I_{saída(max)}$ mA	$f_{unidade}$ MHz	Taxa de Inclinação V/ μ s
LF351	5	0,05	0,025	20	4	13
LF353	5	0,05	0,025	20	4	13
LF355	3	0,03	0,003	20	2,5	5
LF356	3	0,03	0,003	20	5	12
LM10C	0,5	12	0,4	20	0,1	0,12
LM11C	0,1	0,025	0,0005	2	0,5	0,3
LM301C	2	70	3	10	1	0,5
LM307	2	70	3	10	1	0,5
LM308	2	1,5	0,2	5	0,3	0,15
LM312	2	1,5	0,2	6	1	0,1
LM318	4	150	30	21	15	70
LM324	2	45	5	20	1	0,5
LM348	1	30	4	25	1	0,5
LM358	2	45	5	40	1	0,5
LM709	2	300	100	42	*	0,25
LM739	1	300	50	1,5	6	1
LM741C	2	80	20	25	1	0,5
LM747C	2	80	20	25	1	0,5
LM748	2	80	20	27	*	*
LM1458	1	200	80	20	1	0,5
LM4250	3-5	*	*	*	*	*
LM13080	3	*	*	250	1	*
NE531	2	400	50	20	1	35
TL071	3	0,03	0,005	10	3	13
TL072	3	0,03	0,005	10	3	13
TL074	5	0,05	0,025	17	4	13

* Controlados externamente por resistores ou capacitores.

6) Modelos para os Amplificadores Operacionais

Os modelos a seguir, referem-se a modelos elétricos simplificados para os amplificadores de tensão e de corrente sem realimentação. Os modelos consideram três elementos apenas: duas impedâncias, uma de entrada e outra de saída, e uma fonte de tensão dependente.

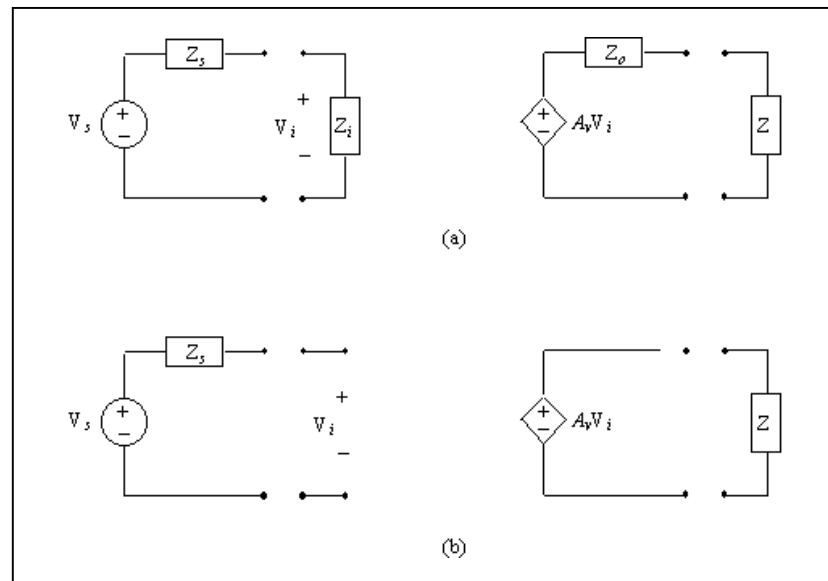


Figura 1 Amplificador de tensão: não ideal (a) e ideal (b)

A ligação de um amplificador a uma fonte de sinal e a uma carga envolve dois divisores de tensão que reduzem o ganho máximo obtível (Figura 1.a). Referindo ao esquema elétrico da Figura 1.b, verifica-se que a construção de uma cadeia de amplificação otimizada passa pelo recurso de amplificadores de tensão que gozem, pelo menos, das seguintes duas propriedades: impedância de entrada infinita, e impedância de saída nula. Se a estas duas propriedades se juntarem um ganho de tensão infinito, a não dependência do mesmo com a frequência e a possibilidade de aplicar na entrada e obter na saída quaisquer valores de tensão, então obtém-se aquilo que vulgarmente se designa por **amplificador operacional ideal**, ou AmpOp.

Apesar deste conjunto idealizado de propriedades, é um fato que o AmpOp ideal constitui uma boa aproximação do desempenho elétrico de uma vasta gama de circuitos integrados utilizados na prática. Com efeito, existem no mercado AmpOps cujo ganho ascende a 10^6 , e cujas resistências de entrada e de saída são, respectivamente, várias dezenas a centenas de $M\Omega$ e algumas unidades ou décimas de ohm.

Os elevados ganho e resistência de entrada do AmpOp estão na origem do curto-circuito virtual, que em alguns casos particulares implementa uma massa virtual. Este operador possibilita a realização de amplificadores de tensão cujo ganho depende apenas do cociente entre duas resistências, amplificadores soma e diferença de sinais, circuitos integradores e diferenciadores de sinal, filtros, conversores corrente-tensão e tensão-corrente, conversores de impedâncias, circuitos retificadores de sinal, comparadores de tensão, etc.. Não é exagero afirmar que, na

atualidade, o AmpOp constituiu o paradigma dominante no projeto de circuitos eletrônicos analógicos.

Os amplificadores operacionais são constituídos por múltiplos componentes eletrônicos, nomeadamente transistores, resistências e capacitores. No entanto, neste texto limitamos o estudo do AmpOp à identificação e utilização prática das propriedades dos seus terminais de acesso.

7 - AmpOp Ideal

O AmpOp ideal constitui um modelo simplificado de um amplo conjunto de amplificadores de tensão atualmente existentes no mercado. Caracteriza-se pelas seguintes quatro propriedades (Figura 2):

- (i) impedância de entrada infinita;
- (ii) impedância de saída nula;
- (iii) ganho de tensão infinito;
- (iv) ausência de qualquer limitação em frequência e em amplitude.

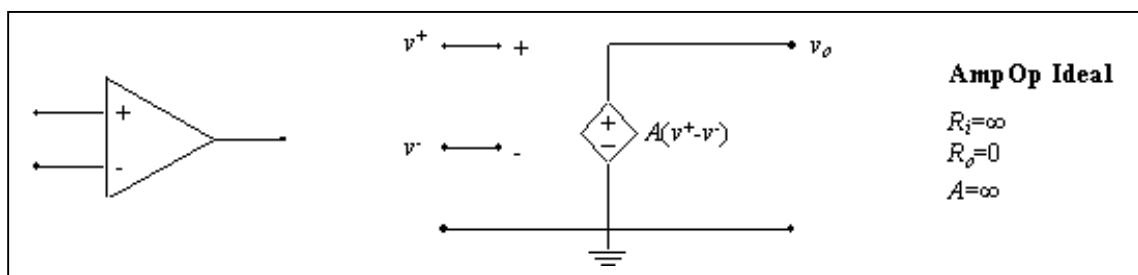


Figura 2 AmpOp ideal

A principal consequência do conjunto de propriedades apenas enunciado é, na prática, a possibilidade de estabelecer um curto-circuito virtual entre os dois terminais de entrada do AmpOp. Com efeito, a existência de uma tensão finita na saída só é compatível com um ganho infinito desde que a diferença de potencial entre os dois terminais de entrada seja nula. A natureza virtual deste curto-circuito deve-se à coexistência de uma igualdade entre tensões sem ligação física entre terminais. Na Figura 3 ilustra-se o significado prático de um curto-circuito virtual.

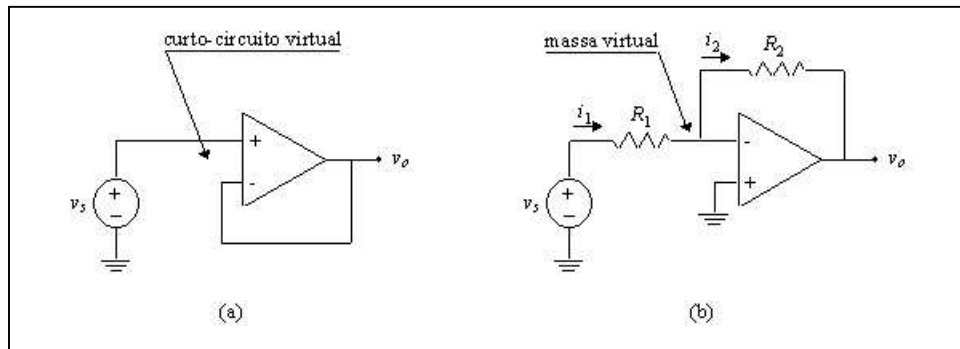


Figura 3 Curto-circuito e massa virtual

Por exemplo, no caso da montagem em (a) a relação entre as tensões nos nós é

$$v_o = v^- = v^+ = v_s \quad (1)$$

isto é, a tensão na saída do AmpOp segue a da fonte de sinal aplicada na entrada. Por outro lado, no caso da montagem representada em (b) verifica-se que

$$v^- = v^+ = 0 \quad (2)$$

ou seja, que o terminal negativo do amplificador se encontra ao nível da massa, sem no entanto se encontrar fisicamente ligado a ela. Diz-se então que o terminal negativo do amplificador operacional constitui uma massa virtual.

8 - Montagens Básicas

O AmpOp é vulgarmente utilizado em duas configurações básicas: a montagem inversora e a montagem não-inversora. Os circuitos estudados neste capítulo constituem todos eles ou variações ou combinações destas duas configurações básicas.

No que diz respeito às metodologias de análise de circuitos com AmpOps, existem basicamente as seguintes duas alternativas:

- (i) uma que assume a presença de um curto-circuito virtual entre os dois terminais de entrada do AmpOp (em conjunto com correntes nulas de entrada);
- (ii) e uma outra que considera o AmpOp como uma fonte de tensão controlada por tensão e utiliza as metodologias convencionais de análise de circuitos.

Adiante se verá que a primeira metodologia é de mais simples aplicação aos circuitos com AmpOps ideais, ao contrário da segunda, que se destina essencialmente à análise de circuitos com AmpOps reais, neste caso com limitações em ganho, frequência, e impedâncias de entrada e de saída.

8.1 – Montagem Inversora

Considere-se na Figura 4.a o esquema elétrico da montagem inversora do AmpOp.

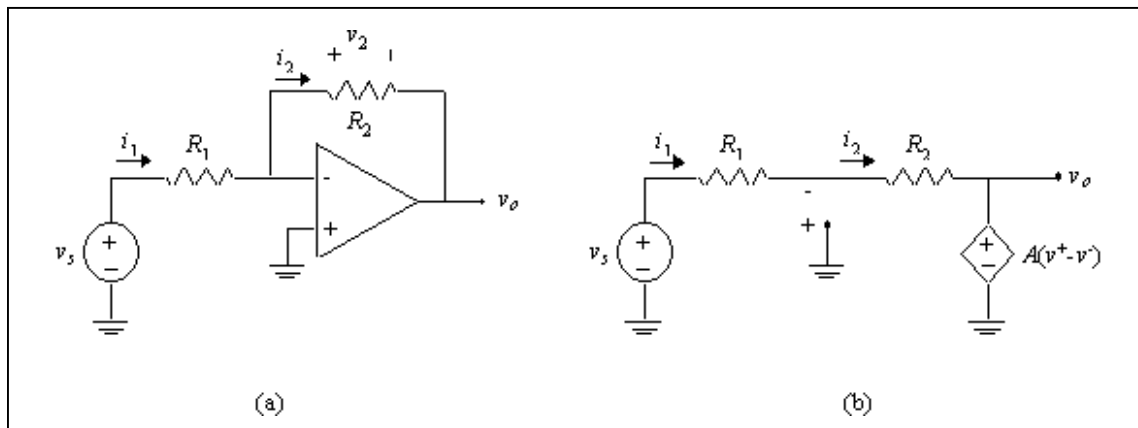


Figura 4 – Montagem inversora

Tendo em conta o fato da existência de um curto-circuito virtual entre os dois terminais de entrada, o que implica a igualdade $v^+ = v^- = 0$, e ainda o fato de as correntes nos nós de entrada serem nulas, $i^- = i^+ = 0$, verifica-se então que

$$i_1 = i_2 = \frac{v_s - 0}{R_1} = \frac{v_s}{R_1} \quad (3)$$

e que, portanto,

$$v_o = -v_2 = -R_2 \frac{v_s}{R_1} \quad (4)$$

Como tal, o ganho de tensão da montagem é dado por

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5)$$

o qual é apenas função do cociente entre os valores das resistências R_2 e R_1 .

O método alternativo de análise consiste em substituir o AmpOp por uma fonte de tensão dependente com ganho finito (Figura 4.b). Neste caso trata-se de aplicar um dos métodos de análise introduzidos ao longo desta apostilha, por exemplo resolver o sistema de equações

$$\begin{cases} i_1 = i_2 \\ v_o = A(v^+ - v^-) = -Av^- \end{cases} \quad (6)$$

que equivale a

$$\begin{cases} \frac{v_s - v^-}{R_1} = -\frac{v_o - v^-}{R_2} \\ v_o = -Av^- \end{cases} \quad (7)$$

de cuja resolução resulta o ganho

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{AR_1}{AR_1 + R_1 + R_2} \quad (8)$$

cujo limite quando o ganho do AmpOp tende para infinito é

$$\lim_{A \rightarrow \infty} \left[-\frac{R_2}{R_1} \frac{AR_1}{AR_1 + R_1 + R_2} \right] = -\frac{R_2}{R_1} \quad (9)$$

8.2 – Montagem Não-Inversora

Considere-se na Figura 5.a a montagem não inversora do AmpOp.

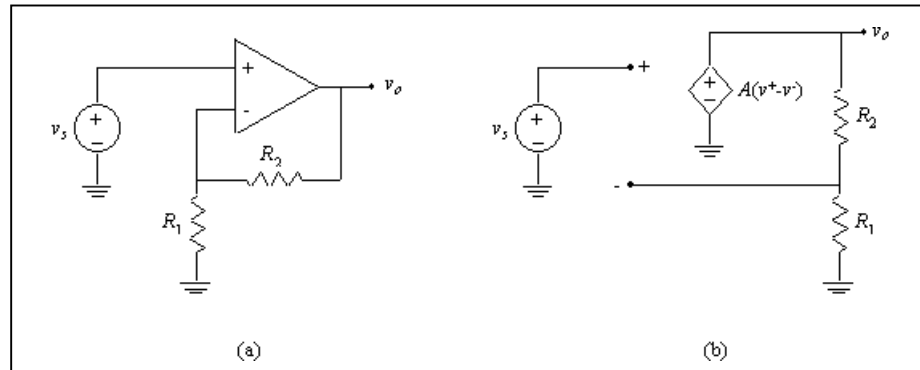


Figura 5 – Montagem não-inversora

A existência de um curto-circuito virtual entre os nós de entrada do amplificador permite escrever a igualdade entre as três tensões

$$v^- = v^+ = v_s \quad (10)$$

que em conjunto com a equação do divisor resistivo na saída

$$v^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o \quad (11)$$

conduz à relação de ganho

$$\frac{v_o}{v_s} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (12)$$

O ganho de tensão desta montagem é positivo, superior à unidade e, mais uma vez, dependente apenas do cociente entre os valores das resistências R_1 e R_2 .

Pode facilmente demonstrar-se que a aplicação do método alternativo de análise conduz à expressão (Figura 5.b)

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad (13)$$

cujo limite quando o ganho do AmpOp tende para infinito coincide com a relação (12) apenas derivada.

9 – Circuitos com AmpOps

As montagens inversora e não - inversora são utilizadas numa infinidade de aplicações de processamento de sinal, designadamente de amplificação, filtragem, retificação de sinais, conversão e simulação de impedâncias, conversão tensão - corrente e corrente - tensão, etc. A seguir, estudam-se algumas aplicações que permitem ilustrar o enorme potencial prático do amplificador operacional de tensão.

9.1 – Seguidor de Tensão

O circuito seguidor de tensão constitui uma das aplicações mais comuns do amplificador operacional (Figura 6; na literatura inglesa este circuito é designado por *buffer*, cuja tradução para a Língua Portuguesa é circuito amortecedor ou tampão).

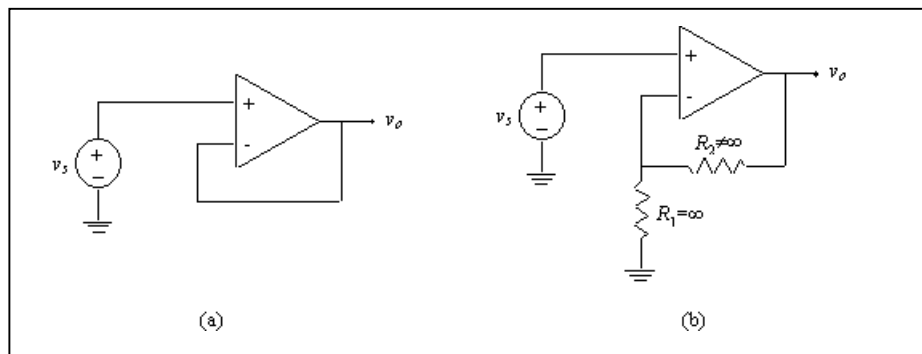


Figura 6 – Circuito seguidor de tensão

O seguidor de tensão implementa um ganho unitário

$$\frac{v_o}{v_s} = 1 \quad (14)$$

entre a entrada e a saída, resultado que à primeira vista poderia parecer destituído de aplicação prática.

Na Figura 7 apresentam-se dois circuitos que ilustram a utilidade prática do seguidor de tensão: em (a) a carga encontra-se ligada diretamente à fonte, cuja resistência interna introduz um divisor resistivo, ao passo que em (b) a fonte e a carga são intercaladas de um seguidor de tensão.

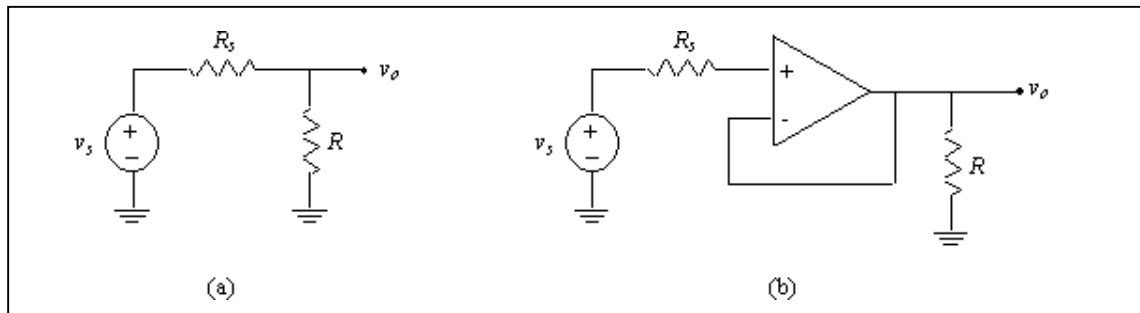


Figura 7 Aplicações do circuito seguidor de tensão

Identificam-se as seguintes diferenças entre estes dois circuitos: no primeiro caso a tensão na carga é inferior àquela disponibilizada pela fonte,

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R}{R + R_s} < 1 \quad (15)$$

e é a fonte de sinal quem fornece a potência à carga. Pelo contrário, no caso do circuito em (b) verifica-se a igualdade

$$v_o = v_s \quad (16)$$

designadamente como resultado do ganho infinito e das impedâncias de entrada infinita e de saída nula do amplificador operacional. Para além do mais, neste caso é o amplificador operacional e não a fonte de sinal quem fornece potência à carga. Estas características justificam os títulos de circuito seguidor de tensão, isolador ou tampão.

O circuito seguidor de tensão pode ser encarado como caso limite da montagem não - inversora estudada anteriormente. Com efeito, e como se indica na Figura 6.b, os dois circuitos coincidem quando a resistência R_1 é feita tender para infinito, situação durante a qual o valor da resistência R_2 é irrelevante, exceto quando infinito, dado ser nula a corrente respectiva.

9.2 – Somador Inversor

A montagem inversora pode ser utilizada para implementar a soma pesada de sinais elétricos (Figura 8).

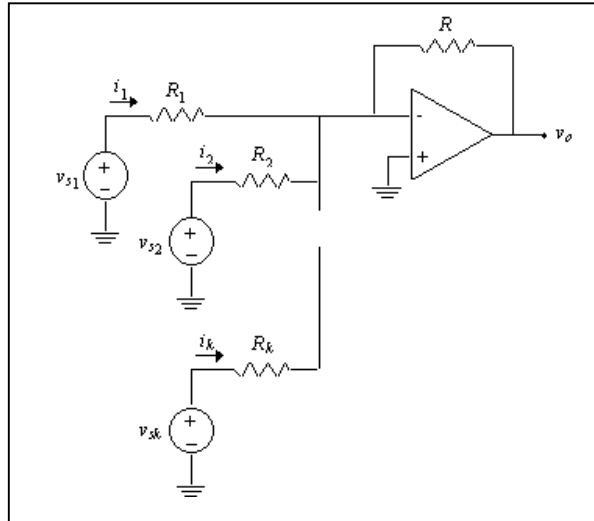


Figura 8 Somador inversor

A massa virtual do AmpOp implementa a soma das correntes fornecidas por cada uma das fontes de sinal,

$$i_i = \frac{v_{s_i}}{R_i} \quad (17)$$

e a resistência R converte-as na tensão

$$v_o = -R \sum_{i=1}^k i_i = -\left(\frac{R}{R_1} v_{s1} + \frac{R}{R_2} v_{s2} + \dots + \frac{R}{R_k} v_{sk}\right) \quad (18)$$

Uma das aplicações mais interessantes do somador na Figura 8 é a realização de um conversor digital-analógico. Com efeito, se se admitir que as fontes de sinal v_i valem 1 V ou 0 V consoante o valor lógico dos *bit* de uma palavra digital, e as resistências R_i se encontram pesadas binariamente em função da ordem do *bit* na palavra, por exemplo $R_1=R$, $R_2=R/2$, $R_3=R/4$... $R_k=R/2^{k-1}$, então a expressão da tensão na saída do AmpOp é

$$v_o = -(2^{k-1}b_k + \dots + 8b_4 + 4b_3 + 2b_2 + b_1) \quad (19)$$

Por exemplo, as palavras digitais 10011 e 00001 (em decimal 19 e 1, respectivamente) conduzem aos valores da tensão na saída

$$v_o = -(16 + 0 + 0 + 2 + 1) = -19 \quad (20)$$

e

$$v_o = -(0 + 0 + 0 + 0 + 1) = -1 \quad (21)$$

respectivamente. Naturalmente que se pode sempre dimensionar o valor da resistência R de modo a redefinir a escala de amplitudes da tensão na saída.

9.3 – Amplificador Inversor

Uma das limitações da montagem inversora simples é a dificuldade de na prática construir amplificadores com, simultaneamente, elevados ganho e resistência de entrada (veja-se a Figura 15.4). Na montagem inversora simples, a especificação de um ganho de tensão elevado, $-R_2/R_1$, convida a estabelecer um valor nominal relativamente pequeno para a resistência R_1 , ao passo que a exigência de uma elevada resistência de entrada, dada por

$$R_i = \frac{v_s}{i_1} = R_1 \quad (22)$$

recomenda exatamente o oposto. Um modo de obviar a esta limitação é a utilização do circuito representado na Figura 15.9, cuja análise se pode efetuar nos seguintes passos:

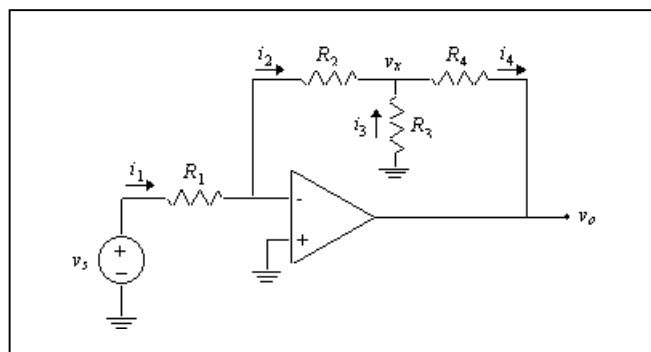


Figura 15.9 Amplificador inversor de elevados ganho e resistência de entrada

determinação da corrente que incide na massa virtual

$$i_1 = \frac{v_s}{R_1} = i_2 \quad (23)$$

determinação da tensão v_x

$$v_x = 0 - R_2 i_2 = -\frac{R_2}{R_1} v_s \quad (24)$$

obtenção da expressão da corrente nas resistências R_3 e R_4 ,

$$i_3 = -\frac{v_x}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_3} v_s \quad (25)$$

e

$$i_4 = i_2 + i_3 = \frac{v_s}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_3} v_s \quad (26)$$

respectivamente, e, finalmente, determinação da tensão no nó de saída do AmpOp

$$v_o = v_x - R_4 i_4 = -\frac{R_2}{R_1} v_s - \left(\frac{R_4}{R_1} v_s + \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} v_s \right) \quad (27)$$

Da relação (15.27) resulta a expressão do ganho da montagem

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (28)$$

na qual se inscreve a possibilidade de obter, simultaneamente, ganho e resistência de entrada elevados.

9.4 – Amplificador da Diferença

A utilização conjunta das montagens inversora e não-inversora permite realizar um circuito que implementa a amplificação da diferença entre dois sinais (Figura 10.a).

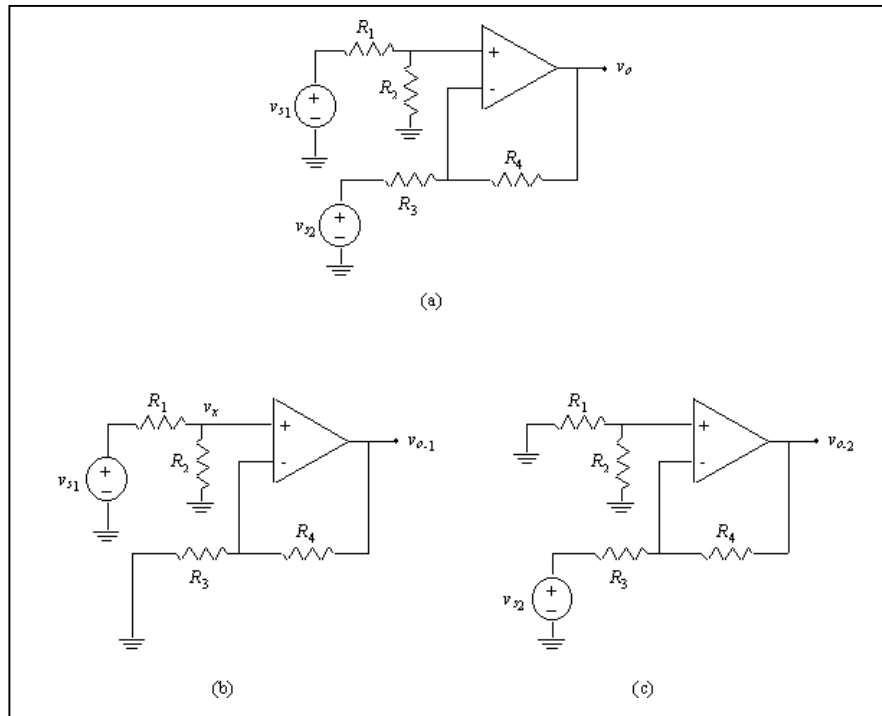


Figura 10 Amplificador da diferença

A aplicação do teorema da sobreposição das fontes permite identificar as seguintes duas contribuições para a tensão na saída do AmpOp (Figuras 10.b e 10.c): a parcela

$$v_{o-1} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) v_x = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) v_{s1} = \frac{\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} v_{s1} \quad (28)$$

a qual basicamente coincide com a expressão da montagem não - inversora afetada do divisor resistivo implementado pelas resistências R_1 e R_2 na entrada, e a parcela

$$v_{o-2} = -\frac{R_4}{R_3} v_{s2} \quad (28)$$

relativa à montagem inversora implementada pelas resistências R_3 e R_4 sobre o sinal v_2 (note-se que, neste caso, as resistências ligadas ao nó positivo do AmpOp não alteram em nada o funcionamento da montagem inversora).

De acordo com as expressões (29) e (30), a tensão na saída é

$$v_o = \frac{(1 + \frac{R_4}{R_3})}{(1 + \frac{R_1}{R_2})} v_{s1} - \frac{R_4}{R_3} v_{s2} \quad (31)$$

que no caso particular em que se verifica a igualdade entre os cocientes R_4/R_3 e R_2/R_1 se simplifica para

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} (v_{s1} - v_{s2}) \quad (32)$$

9.5 – Amplificador de Instrumentação

O principal inconveniente do amplificador diferença é o compromisso necessário entre o ganho de tensão e a resistência de entrada vista por cada uma das fontes de sinal. Uma alternativa a este circuito é o amplificador de instrumentação representado na Figura 11, neste caso constituído por dois amplificadores não inversores (AmpOps-1 e -2) e um amplificador diferença (AmpOp-3). Neste caso, a resistência de entrada vista por cada uma das duas fontes é infinita (coincidem ambas com a resistência de entrada dos terminais positivos dos AmpOps-1 e -2), ao passo que, como se verá de seguida, o ganho de tensão é dado pelo produto de dois cocientes entre resistências.

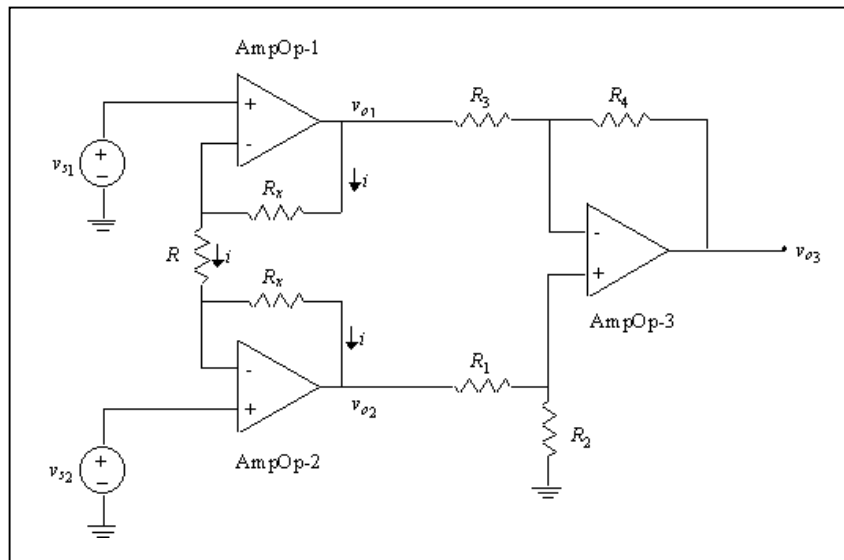


Figura 11 Amplificador de instrumentação

A análise deste circuito pode ser efetuada em três passos:

- (i) determinação das tensões nos nós negativos dos AmpOps-1 e -2;
- (ii) obtenção das expressões das tensões nos respectivos nós de saída;
- (iii) aplicação da expressão do amplificador diferença para determinar a tensão na saída da montagem.

Assim, verifica-se que:

$$v_1^- = v_1^+ = v_{s1} \quad (33)$$

nos terminais negativo e positivo do AmpOp-1;

$$v_2^- = v_2^+ = v_{s2} \quad (34)$$

nos terminais negativo e positivo do AmpOp-2; as correntes nas resistências R e R_x são, nos sentidos indicados,

$$i = \frac{v_{s1} - v_{s2}}{R} \quad (35)$$

a corrente nas resistências R_x conduz às tensões nas saídas dos AmpOps-1 e -2

$$v_{o1} = v_1^- + R_x i = v_{s1} + \frac{R_x}{R} (v_{s1} - v_{s2}) \quad (36)$$

e

$$v_{o2} = v_2^- - R_x i = v_{s2} - \frac{R_x}{R} (v_{s1} - v_{s2}) \quad (37)$$

respectivamente, cuja diferença

$$v_{o1} - v_{o2} = (v_{s1} - v_{s2}) \left(1 + 2 \frac{R_x}{R}\right) \quad (38)$$

é aplicada ao amplificador implementado pelo AmpOp-3. Assim, admitindo que as resistências no amplificador diferença verificam a igualdade $R_4/R_3 = R_2/R_1$ (ver as expressões derivadas anteriormente para o amplificador diferença), obtém-se

$$v_{o3} = \frac{R_4}{R_3} (v_{o1} - v_{o2}) = (v_{s1} - v_{s2}) \left(1 + 2 \frac{R_x}{R}\right) \frac{R_4}{R_3} \quad (39)$$

relação na qual se inscreve o ganho diferencial

$$\frac{v_{o3}}{(v_{s1} - v_{s2})} = \left(1 + 2 \frac{R_x}{R}\right) \frac{R_4}{R_3} \quad (40)$$

9.6 – Filtros Ativos

O princípio de funcionamento das montagens inversora e não inversora é generalizável aos circuitos com impedâncias, em lugar de apenas resistências. Considere-se a título de exemplo a montagem inversora representada na Figura 12, neste caso constituída por um AmpOp e por duas impedâncias, Z_1 e Z_2 (admite-se a representação das impedâncias na notação de Laplace).

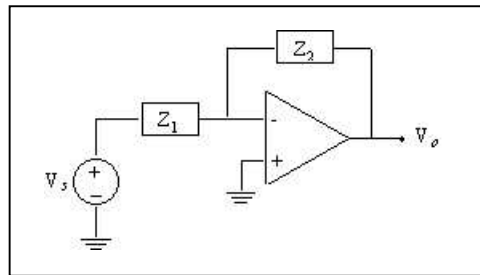


Figura 12 Montagem inversora

A função de transferência entre a fonte de sinal e a saída do AmpOp é neste caso

$$H(s) = - \frac{Z_2}{Z_1} \quad (41)$$

cuja particularização para $s=j\omega$ conduz à resposta em frequência do ganho de tensão da montagem.

Dois casos particulares da montagem inversora são os circuitos integrador e diferenciador representados nas Figuras 13.

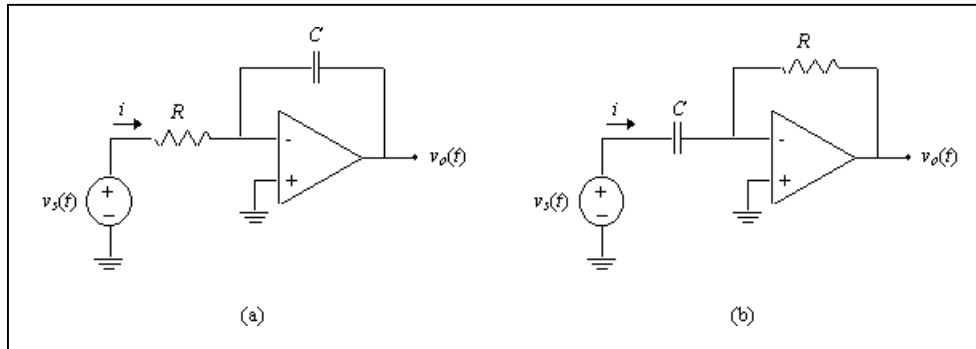


Figura 13 Circuitos integrador (a) e diferenciador (b)

O circuito em (a), designado por integrador de Miller, caracteriza-se pela função de transferência

$$H(s) = -\frac{1}{sRC} \quad (42)$$

à qual, no domínio do tempo, corresponde a relação

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s(\tau) d\tau + v_o(0) \quad (43)$$

Na realidade, uma vez que a corrente fornecida pela fonte de sinal

$$i(t) = \frac{v_s(t)}{R} \quad (44)$$

é integrada pelo condensador, a tensão aos terminais deste é

$$v_o(t) = -v_C(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau + v_C(0) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s(\tau) d\tau + v_o(0) \quad (45)$$

No que respeita ao circuito diferenciador representado na Figura 13.b, a função de transferência é

$$H(s) = -sRC \quad (46)$$

à qual no domínio do tempo corresponde a relação

$$v_o(t) = -RC \frac{dv_s(t)}{dt} \quad (47)$$

Em geral, os amplificadores operacionais em conjunto com resistências e condensadores permitem implementar funções de transferência que na prática constituem filtros. Esta alternativa de construção de filtros é vulgarmente designada por técnica RC - Ativa, devido ao fato de se utilizarem apenas resistências, condensadores e amplificadores operacionais, e nunca bobinas. Na Figura 14 apresentam-se dois filtros RC-ativos.

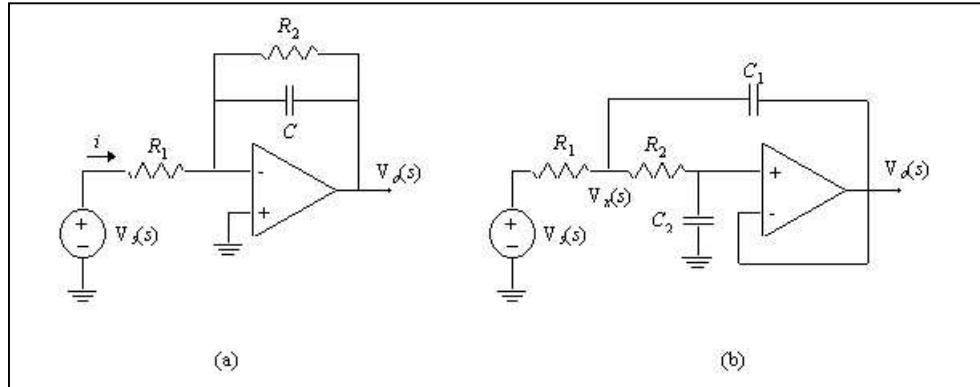


Figura 14 Integrador com limitação do ganho em d.c. (a) e filtro passa-baixo de 2ª ordem de Sallen & Key (b)

No primeiro caso trata-se de um circuito integrador com limitação do ganho em d.c., cuja função de transferência é

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C_2} \quad (48)$$

enquanto no segundo estamos em presença de um filtro passa - baixa de 2.ª ordem, vulgarmente designado por biquadrática de Sallen & Key. Neste último caso, a função de transferência obtém-se a partir do sistema de equações

$$\begin{cases} \frac{V_s - V_x}{R_1} + \frac{V^+ - V_x}{R_2} + sC_1(V_o - V_x) = 0 \\ V^+ = \frac{V_x}{1 + sC_2R_2} = V_o \end{cases} \quad (49)$$

cujas primeiras equações resultam da aplicação da Lei de Kirchhoff das correntes ao nó - X, e a segunda do divisor de impedâncias e do seguidor de tensão implementados pela resistência R_2 , pelo condensador C_2 e pelo AmpOp. O cociente entre as tensões na saída do AmpOp e da fonte de sinal é

$$H(s) = \frac{1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_2 + R_1) + 1} \quad (50)$$

ou ainda

$$H(s) = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \frac{R_1 + R_2}{C_1 R_1 R_2} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} = \frac{\omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2} \quad (51)$$

em que

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (52)$$

e

$$Q = \frac{1}{R_1 + R_2} \sqrt{\frac{R_1 R_2 C_1}{C_2}} \quad (53)$$

9.7 Conversores de Impedâncias e de Tensão-Corrente

Na Figura 15 representa-se um circuito que implementa uma resistência negativa. De acordo com o teorema de Miller, o valor nominal de uma resistência pode ser alterado através do recurso a fontes dependentes, em particular através do recurso a amplificadores de tensão.

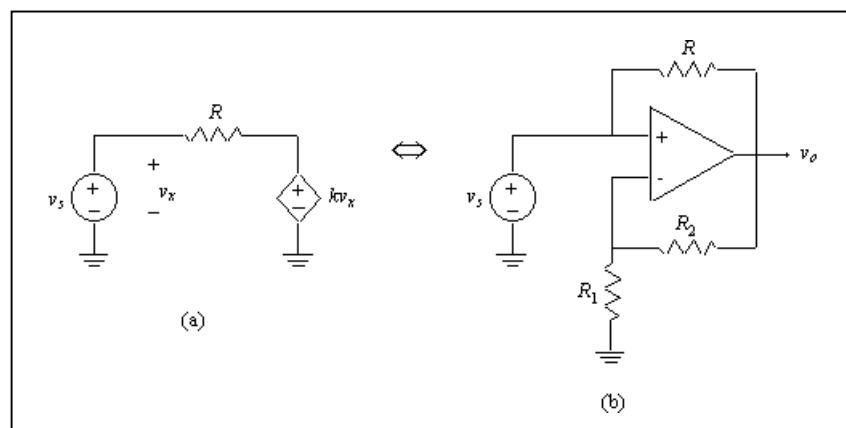


Figura 15 Conversor de impedâncias

Como se ilustra na Figura 15.a, a resistência à direita da fonte de sinal é dada por $R_M = R/(1-k)$, em que k é o ganho de tensão da fonte controlada. Referindo agora ao circuito representado na Figura 15.b, verifica-se que a resistência R se encontra ligada entre a entrada e a saída do amplificador não-inversor, portanto que o seu valor aparente é

$$R_M = \frac{R}{1 - (1 + \frac{R_2}{R_1})} = -\frac{R_1}{R_2} R \quad (54)$$

No caso em que $R_2 = R_1$, (54) simplifica-se para

$$R_M = -R \quad (55)$$

Para finalizar a gama de aplicações ilustrativas das potencialidades do AmpOp, na Figura 16.c apresenta-se um circuito que implementa um conversor tensão-corrente. O objectivo é implementar uma fonte de corrente a partir de uma fonte de tensão, ou seja, construir um circuito que impõe a corrente numa carga independentemente do valor nominal respectivo.

Referindo-nos aos esquemas representados nas Figuras 15.16.a e 15.16.b, constata-se que a realização de uma fonte de corrente passa pela implementação de uma resistência negativa, por exemplo através do recurso ao conversor de impedâncias da Figura 15.15. Com efeito, a aplicação da Lei de Kirchhoff das correntes ao nó de saída da fonte permite concluir que a corrente na carga é independente do valor nominal respectivo, ou seja, que o circuito externo à carga se comporta como uma fonte de corrente de valor

$$I_s = \frac{V_s}{R} \quad (56)$$

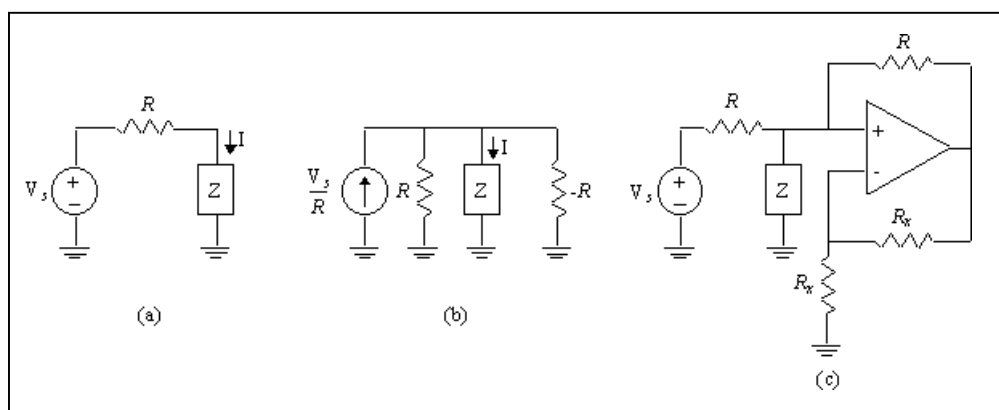


Figura 16 Conversor de tensão em corrente

9.8 – Comparador de histerese ou Schmitt Trigger

Se a entrada para um comparador contiver ruído, a saída poderá estar errada quando v_i (v_{ent}) estiver próximo de um ponto de desengate (ou transição). Por exemplo, com um detector de cruzamento por zero, a saída será alta quando v_i for positiva, e baixa quando v_i for negativa. Se a entrada contiver uma tensão de ruído com um pico de 1 mV ou mais, então o comparador detectará o cruzamento por zero produzido pelo ruído, apresentando uma tensão oscilante entre $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ no instante em que v_i estiver passando por zero. Alguma coisa semelhante ocorre quando a entrada está próxima dos pontos de desengate de um detector limite ou de um comparador de janela; o ruído faz com que a saída salte para a frente e para trás entre os seus estados baixo e alto. Podemos evitar esse disparo de ruído usando um disparador Schmitt, um comparador com uma realimentação positiva.

CIRCUITO BÁSICO

A Fig. 17a mostra um Amp.Op. disparador de Schmitt. Devido ao divisor de tensão, temos uma realimentação de tensão positiva, a tensão da entrada V^+ , será uma parcela da tensão de saída V_o . Quando a tensão de saída estiver saturada positivamente, uma tensão positiva realimentará a entrada não-inversora; esta entrada positiva mantém a saída no estado alto. Por outro lado, quando a tensão de saída estiver saturada negativamente, uma tensão negativa realimentará a entrada não-inversora, mantendo a saída no estado baixo. Em quaisquer dos dois casos, a realimentação positiva reforça o estado de saída existente.

A fração de realimentação é

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Quando a saída está saturada positivamente, a tensão de referência aplicada à entrada não-inversora

$$V_{ref} = +BV_{sat}$$

Quando a saída está saturada negativamente, a tensão de referência é

$$V_{ref} = -BV_{sat}$$

Como será mostrado, estas tensões de referência são as mesmas que a dos pontos de desengate circuito: $UPT = +BV_{sat}$ e $LTP = -BV_{sat}$.

A saída permanecerá num dado estado até que a entrada ultrapasse a tensão de referência para um dado estado. Por exemplo, se a saída estiver saturada positivamente, a tensão de referência é $+BV_{sat}$. A tensão de entrada v_i precisa aumentar para um valor ligeiramente acima de $+BV_{sat}$. Aí então a tensão de erro se inverte e a tensão de saída muda para o estado baixo, como

mostra a Fig. 17b. Uma vez que a saída esteja no estado negativo, ela permanecerá aí indefinidamente até que a tensão de entrada se torne mais negativa do que $-BV_{\text{sat}}$. Aí então a saída comuta do negativo para o positivo (Fig. 17b).

HISTERESE

A realimentação positiva tem um efeito incomum no circuito. Ela força a tensão de referência a ter a mesma polaridade que a tensão de saída; a tensão de referência é positiva quando a saída for alta, e negativa quando a saída for baixa. É por isso que temos um ponto de desengate superior e um inferior. Num disparador Schmitt, a diferença entre os dois pontos de desengate é chamada *histerese*. Devido à realimentação positiva, a característica de transferência tem a histerese mostrada na Fig. 17b. Se não houvesse realimentação positiva, B seria igual a zero e a histerese desapareceria, porque os pontos de desengate seriam iguais a zero. Mas há uma realimentação positiva, e isto separa os dois pontos de desengate da forma mostrada.

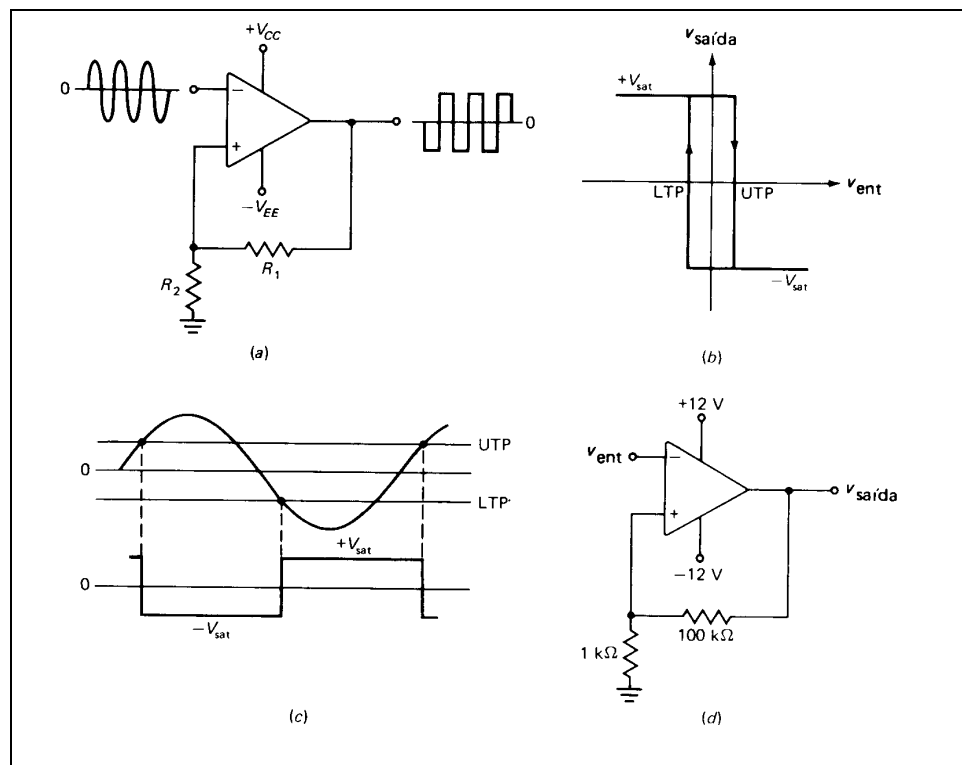


Figura 17 – (a) Disparador Schmitt. (b) Histerese na característica de transferência (c) Diagrama de tempo com entrada senoidal. (d) Exemplo de circuito.

Às vezes é aconselhável ter um pouco de histerese porque ela impede que o ruído produza um disparo falso. Imagine um disparador Schmitt sem histerese. Então, qualquer ruído presente na entrada faria o disparador Schmitt saltar aleatoriamente do estado baixo para o alto, e vice-

versa. A seguir, imagine um disparador Schmitt com histerese. Se a tensão de pico a pico do ruído for menor que a histerese, não haverá jeito do ruído produzir disparo falso. Um circuito com histerese suficiente é imune a disparo de ruído. Por exemplo, se o UTP for igual a $+1V$ e o LTP for igual a $-1V$, um ruído de pico a pico menor que $2V$ não poderá disparar o circuito.

9.9 – Oscilador de relaxação ou oscilador de onda quadrada

Na Fig. 18a, não há sinal de entrada, entretanto, o circuito gera uma onda retangular na saída. Como isto funciona? Suponha que a saída esteja na saturação positiva, o capacitor carregará exponencialmente em direção a V_{sat} . Ele nunca atinge V_{sat} porque a sua tensão atinge o UTP (Fig. 18-25b). A saída então muda para $-V_{sat}$. Agora uma tensão negativa está sendo realimentada, assim o capacitor inverte o sentido de sua carga. A tensão do capacitor diminui como mostra a figura. Quando a tensão do capacitor atinge o LTP, a saída muda novamente para $+V_{sat}$. Devido à carga e à descarga contínuas do capacitor, a saída é uma onda retangular.

O período da onda retangular obtido é dado pela fórmula:

$$T = 2 RC \ln \frac{1+B}{1-B}$$

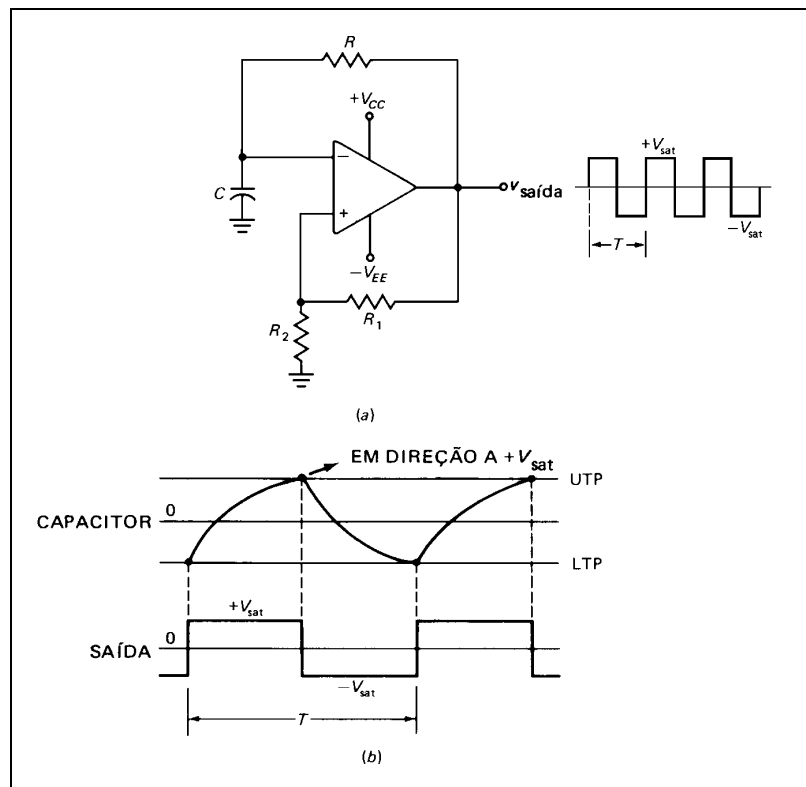


Figura 18 – (a) Oscilador de onda quadrada (ou retangular), (b) formas de onda

9.10 – oscilador de onda triangular

Na Fig. 19a, um disparador Schmitt não-inversor produz uma onda retangular que alimenta um integrador. A saída do integrador é uma onda triangular. Esta onda triangular é realimentada e usada para acionar o disparador Schmitt; logo temos um circuito muito interessante, o primeiro estágio alimenta o segundo, e o segundo alimenta o primeiro.

A Fig. 19b é a característica de transferência do disparador Schmitt. Quando a saída é baixa, a entrada precisa aumentar até o UTP para mudar a saída para alto. Da mesma forma, quando a saída é alta, a entrada precisa diminuir até o LTP para mudar a saída para baixo.

A onda triangular proveniente do integrador é perfeita para alimentar o disparador Schmitt. Quando a saída do disparador Schmitt é baixa na Fig. 19a, o integrador produz uma rampa positiva. Esta rampa positiva aumenta até atingir o UTP, como mostra a Fig. 19c. Neste ponto, a saída do disparador Schmitt muda para o estado alto e força a onda triangular a mudar de sentido. A rampa negativa diminui agora até atingir o LTP, onde ocorre uma outra mudança da saída Schmitt.

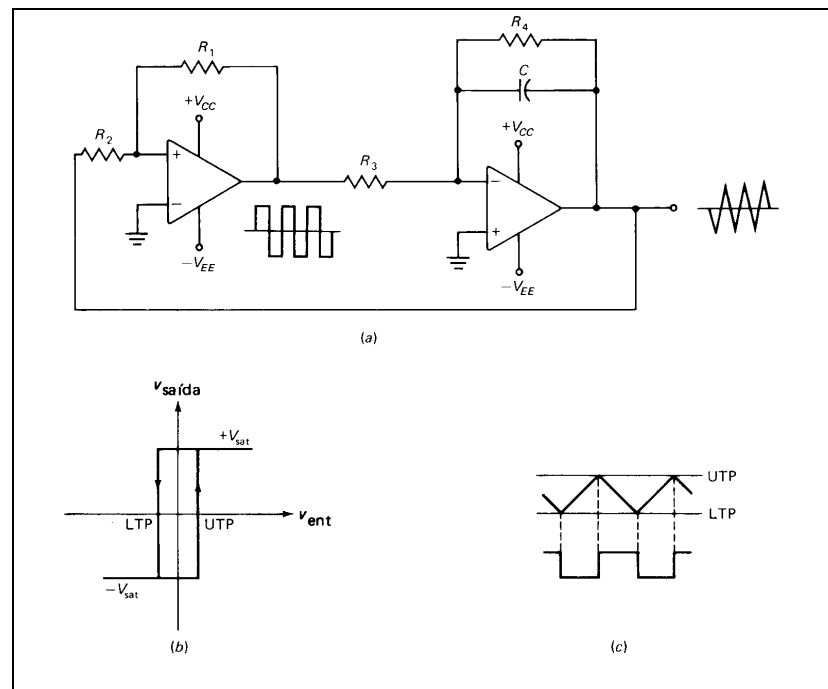


Figura 19 – (a) Oscilador de onda triangular. (b) Característica do comparador. (c) formas de onda

A frequência de oscilação da onda triangular obtida na saída é dada por:

$$f = \frac{R_1}{4 R_2 R_3 C}$$

A amplitude da onda triangular da saída é dada pela relação:

$$V_p = \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$

Deve-se tomar o cuidado de sempre manter $R_1 < R_2$, caso contrário a tensão V^+ do Amp.Op da esquerda (Schmitt Trigger) atingirá o valor zero, impedindo o funcionamento do circuito.