

## 10. Tipos Alternativos de Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais citados em todos os capítulos anteriores são amplificadores próprios para trabalharem com realimentação de tensão ( $VFA \equiv Voltage Feedback Amplifier$ ). Nesse tipo de amplificador, como foi visto, a tensão de saída é proporcional à diferença entre as tensões de entrada e, em regime permanente de amplificação linear, a tensão presente na entrada não-inversora é refletida, em módulo e fase, na entrada inversora. Outros tipos de estruturas internas, no entanto, podem ser elaborados para amplificadores operacionais e serão vistas neste capítulo.

### 10.1 – Amplificadores Operacionais Norton:

No amplificador operacional chamado *Norton*, ao contrário do *VFA*, a tensão de saída é proporcional à diferença entre as correntes de entrada e, em regime permanente de amplificação linear, a corrente injetada na entrada não-inversora é refletida, em módulo e fase, na entrada inversora [15]. Basicamente esse dispositivo é, portanto, um amplificador de *transimpedância*. As resistências de entrada são relativamente baixas e as tensões nesses terminais, quando polarizados na região ativa, permanecem virtualmente constantes e iguais à barreira de potencial de um diodo de silício polarizado diretamente ( $0,4 V \leq V_\gamma \leq 0,6 V$ ). A Figura 10.1a mostra o símbolo desse tipo de amplificador e a Figura 10.1b mostra seu circuito equivalente. A seta colocada em série com a entrada não-inversora, no símbolo da Figura 10.1a, indica que deve ser injetada uma corrente  $i_i^+$  nesse terminal e a seta ligando as duas entradas indica que uma corrente  $i_i^-$  será espelhada na entrada inversora e sua amplitude valerá:  $i_i^- = A_i i_i^+$ , sendo  $A_i$  o ganho de espelhamento que, para esse tipo de circuito, fica na faixa  $0,9 \leq A_i \leq 1,1$ . No circuito equivalente da Figura 10.1b percebe-se que as duas entradas estão grampeadas por diodos e, portanto, as tensões entre essas entradas e o terminal de *terra* não estão livres para se moverem e, conseqüentemente, a faixa de tensão de entrada em modo comum ( $V_{CM}$ ) é muito pequena ( $0,4 V \leq V_{CM} \leq 0,6 V$ ), quando analisada diretamente sobre as entradas. Por esse fato, tensões externas altamente variáveis devem ser transformadas em correntes, através de resistores colocados em série, antes de serem aplicadas às entradas desse tipo de operacional. Nesse caso, não existirá limite para a faixa de tensão de entrada em modo comum ( $V_{CM}$ ). A corrente injetada  $i_i^+$  é refletida para a entrada inversora com um ganho de espelhamento aproximadamente igual à unidade e, no circuito equivalente da Figura 10.1b, esse espelhamento está representado por uma fonte de corrente de valor igual a  $A_i i_i^+$ . A máxima corrente que pode ser injetada de modo a manter o espelhamento está na faixa:  $i_i^+ \leq 6 mA @ 25^\circ C$ . A fonte de corrente  $i_B$  representa a injeção de uma corrente parasita de polarização de base de um transistor contido na entrada inversora e vale  $i_B \leq 1 \mu A$ . A corrente de base  $i_B$ , fixa ou variável, gera sobre o diodo ali presente, uma tensão designada por  $v_i^-$  ( $0,4 V \leq v_i^- \leq 0,6 V$ ), fazendo com que a tensão de saída em malha aberta e em vazio do amplificador torne-se, então,  $v_o = -v_i^- A_{vol}$ , sendo  $A_{vol}$  o ganho de tensão em malha aberta do operacional. A resistência de saída,  $r_o$ , em malha aberta, é relativamente baixa.

Os amplificadores operacionais *Norton* mais populares no mercado são o *LM3900* e o *LM359* da *National Semiconductor*.

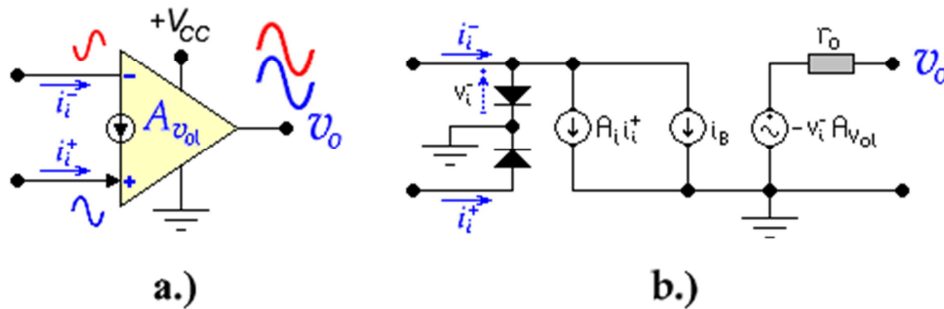


Figura 10.1 – Amplificador Operacional Norton. a.) Símbolo. b.) Circuito Interno Equivalente.

O LM3900 é uma versão quádrupla de baixo custo e baixa frequência e possui os seguintes parâmetros genéricos:  $A_{vol} \approx 2800 \text{ V/V}$  (69 dB),  $GBP = 2,5 \text{ MHz}$ ,  $SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ ,  $r_o = 8 \text{ k}\Omega$  e  $4 \text{ V} \leq V_{CC} \leq 36 \text{ V}$ .

O LM359 é uma versão dual de alta frequência e possui os seguintes parâmetros genéricos:  $A_{vol} \approx 4000 \text{ V/V}$  (72 dB),  $GBP = 400 \text{ MHz}$ ,  $SR = 60 \text{ V}/\mu\text{s}$ ,  $r_o = 3,5 \Omega$  e  $5 \text{ V} \leq V_{CC} \leq 22 \text{ V}$ . Esse dispositivo é muito usado como amplificador de vídeo e como circuito oscilador, gerador ou conformador de formas de onda de alta frequência.

Embora também possam ser alimentados com fonte dupla, esses amplificadores são projetados para trabalhar alimentados primordialmente com fonte simples e apresentam grande excursão de saída ( $0,1 \text{ V} \leq V_o \leq (V_{CC} - 0,5) \text{ V}$ ).

Os amplificadores operacionais Norton executam basicamente todas as funções executadas pelos amplificadores operacionais convencionais tipo VFA e mais algumas exclusivas, principalmente em aplicações que envolvem alimentação com fonte simples. Serão citadas aqui algumas aplicações básicas. O leitor deverá complementar o conhecimento a respeito desses dispositivos, consultando a literatura especializada [15].

### 10.1.1 – Amplificador Inversor:

A Figura 10.2a apresenta o circuito de um amplificador inversor básico. A primeira providência a ser tomada é a de polarizar o circuito adequadamente. Como o amplificador é alimentado com uma fonte simples  $+V_{CC}$ , para que haja a maior excursão possível de sinal de saída, a tensão quiescente desse ponto deve ser  $V_{o(DC)} = +V_{CC}/2$ . Isso é conseguido, colocando-se um resistor de valor elevado,  $2R_2$ , em série com a entrada não-inversora e aplicando-se nele a tensão  $+V_{CC}$ . A corrente contínua de polarização dessa entrada torna-se, então, igual a:

$$i_i^+ = \frac{+V_{CC} - V_\gamma}{2R_2}$$

Como essa corrente é espelhada para a entrada inversora, tem-se que  $i_i^- \approx i_i^+$ . A tensão contínua na saída será, portanto, igual à tensão  $V_\gamma$  adicionada à queda de tensão sobre o resistor de realimentação, isto é,  $V_{o(DC)} = V_\gamma + R_{real} \times i_i^-$ . Então:

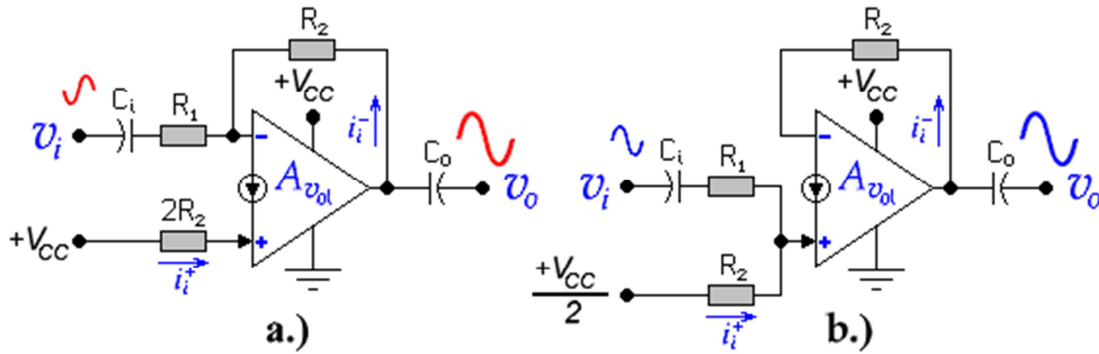


Figura 10.2 – Amplificadores Básicos Construídos Com Operacionais do Tipo Norton. a.) Inversor. b.) Não-Inversor.

$$V_{o(DC)} = V_{\gamma} + R_{real} \frac{+V_{CC} - V_{\gamma}}{2R_2}$$

⇒

$$\frac{+V_{CC}}{2} = V_{\gamma} + R_{real} \frac{+V_{CC} - V_{\gamma}}{2R_2}$$

⇒

$$R_{real} = \frac{+V_{CC} - 2V_{\gamma}}{+V_{CC} - V_{\gamma}} \times R_2$$

como  $+V_{CC} \gg V_{\gamma} \Rightarrow$

$$R_{real} \cong R_2 \quad [\Omega]$$

Esses resistores, mostrados no circuito da Figura 10.2a, devem ter valores suficientemente elevados, como, por exemplo,  $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ , para que as correntes de polarização das entradas sejam da ordem de alguns microampères.

Quando um sinal AC externo,  $v_i$ , for acoplado ao amplificador através do capacitor  $C_i$ , uma variação de corrente será adicionada aos resistores  $R_1$  e  $R_2$  de realimentação, resultando a relação:

$$\frac{v_i}{R_1} = \frac{-v_o}{R_2}$$

O ganho em malha fechada,  $G_v = v_o / v_i$ , vale, então, tal como em um amplificador operacional VFA:

$$G_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad [\text{V/V}]$$

A resistência de entrada, tal como em um amplificador operacional VFA, vale:  $R_i = R_1$ .

A resistência de saída, tal como em um amplificador operacional VFA, vale:

$$R_o = \frac{|G_v|}{A_{vol}} \times r_o \quad [\Omega]$$

onde  $G_v$  é o ganho em malha fechada,  $A_{vol}$  é o ganho em malha aberta e  $r_o$  é a resistência de saída do operacional em malha aberta.

O sinal de saída deve ser acoplado a uma carga externa através do capacitor  $C_o$ .

### 10.1.2 – Amplificador Não-Inversor:

A Figura 10.2b apresenta o circuito de um amplificador não-inversor básico. Nesse caso, a polarização é feita através da aplicação de uma tensão  $+V_{CC}/2$  na entrada não-inversora, através de um resistor  $R_2$ . Se  $R_{real} = R_2$ , então a corrente espelhada,  $i_i^- \approx i_i^+$ , força uma tensão de polarização na saída, também igual a  $+V_{CC}/2$ , colocando o ponto quiescente do circuito no centro da excursão total. Os resistores  $R_2$  devem possuir valores suficientemente elevados, como, por exemplo,  $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ , para que as correntes de polarização das entradas sejam da ordem de alguns microampères. A tensão de polarização  $+V_{CC}/2$  pode ser obtida através de um divisor resistivo  $R-R$ , a partir de  $+V_{CC}$ .

Quando um sinal AC externo,  $v_i$ , for acoplado ao amplificador através do capacitor  $C_i$ , uma variação de corrente será adicionada ao resistor  $R_1$ , alterando a corrente  $i_i^+$  com uma variação igual a  $i_i^+ = v_i/R_1$ . Essa corrente é espelhada para a entrada inversora, causando uma variação sobre o resistor de realimentação igual a  $v_o = i_i^- \times R_2$ . A tensão de saída variável torna-se, portanto, igual a:  $v_o = (v_i/R_1) \times R_2$ . O ganho de tensão do circuito da Figura 10.2b vale, consequentemente:

$$G_v = \frac{R_2}{R_1} \quad [\text{V/V}]$$

A topologia do amplificador não-inversor implementado com operacional *Norton* difere significativamente do implementado com o tipo *VFA*, possibilitando, inclusive, a obtenção de ganhos inferiores à unidade.

A resistência de entrada, diferentemente da obtida com um amplificador operacional *VFA*, vale:  $R_i = R_1$ .

A resistência de saída, tal como em um amplificador operacional *VFA*, vale:

$$R_o = \frac{G_v}{A_{vol}} \times r_o \quad [\Omega]$$

onde  $G_v$  é o ganho em malha fechada,  $A_{vol}$  é o ganho em malha aberta e  $r_o$  é a resistência de saída do operacional em malha aberta.

O sinal de saída deve ser acoplado a uma carga externa através do capacitor  $C_o$ .

### 10.1.3 – Amplificador Para Fotodiodo:

A Figura 10.3a apresenta um amplificador básico de *transimpedância* para fotodiodos.

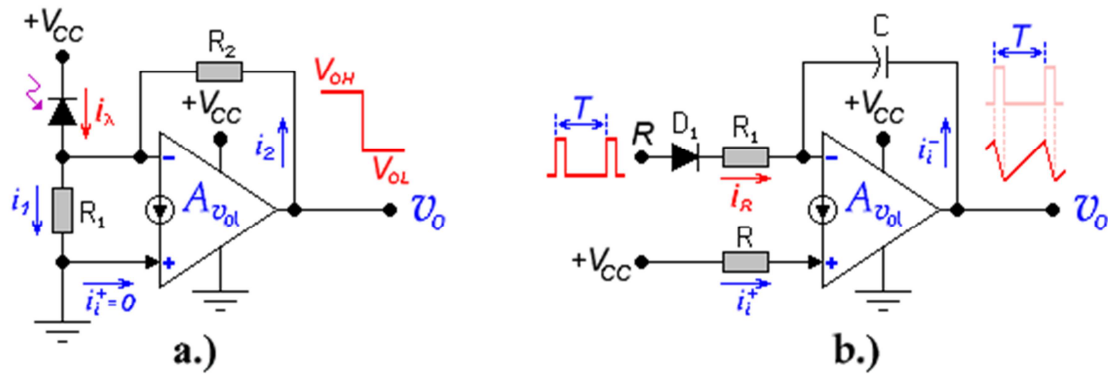


Figura 10.3 – a.) Amplificador Para Fotodiodo. b.) Gerador de Ondas Dente-de-Serra.

Fotodiodos são dispositivos eletrônicos capazes de transformar excitações luminosas em correntes elétricas proporcionais. Mais corriqueiramente, são diodos de silício do tipo **PIN** (*p-intrínseco-n*) que, quando polarizados reversamente, propiciam, dentro de uma certa faixa de atuação, correntes reversas ( $I_\lambda$ ) linearmente proporcionais à energia luminosa incidente sobre a junção. No escuro, a corrente reversa torna-se igual à de diodos convencionais, isto é,  $I_\lambda \rightarrow 0$ . Para que a função  $I_\lambda \times \text{energia luminosa}$  seja linear, a tensão reversa aplicada ao diodo deve permanecer constante.

No circuito da Figura 10.3a, o amplificador operacional *Norton* está com sua entrada não-inversora polarizada com uma tensão nula e, portanto,  $i_i^+ \approx i_i^- = 0$ . Se o fotodiodo não estiver iluminado, a tensão de saída do amplificador estará em nível alto e valendo:

$$V_{OH} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times V_\gamma \quad [\text{V}]$$

onde  $V_\gamma \approx 0,5 \text{ V}$  é a tensão entre a entrada inversora e o terra.

Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  podem, então, ser dimensionados de modo que  $V_{OH}$  possua o valor desejado, como, por exemplo,  $V_{OH} = 5 \text{ V}$ . O valor de  $V_{OH}$  é independente de  $+V_{CC}$  desde que  $V_{OH} < +V_{CC}$ .

Quando o fotodiodo for iluminado, gerando  $I_\lambda \neq 0$ , a tensão de saída do amplificador assume o valor:

$$V_{OL} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times V_\gamma - I_\lambda R_2 \quad [\text{V}]$$

O mínimo valor de  $V_{OL}$  é igual à tensão de saturação da saída, ou seja,  $V_{OL(\min)} \approx 90 \text{ mV}$ . A tensão reversa sobre o fotodiodo permanece virtualmente constante.

Para sinais de baixas frequências e de transições lentas, no circuito da Figura 10.3a, pode-se usar o amplificador operacional *LM3900*. Em altas frequências, na faixa de  $f \leq 10 \text{ MHz}$ , deve-se usar o *LM359*.

#### 10.1.4 – Gerador de Ondas Dente-de-Serra:

Outro circuito interessante, dentre as dezenas de aplicações possíveis do operacional *Norton*, está mostrado na Figura 10.3b. Em condições normais, o diodo  $D_1$  está cortado e o ramo onde ele se situa não conduz corrente. A polarização da entrada não-inversora gera uma corrente  $i_i^+ = (+V_{CC} - V_\gamma)/R$ . Essa corrente é espelhada para a entrada inversora e carrega o capacitor  $C$  em regime de corrente constante. A tensão sobre o capacitor cresce, portanto, em forma de rampa linear e a tensão de saída torna-se igual a:

$$V_o = \frac{i_i^-}{C} \times t + V_{C(inicial)} = \frac{+V_{CC} - V_\gamma}{RC} \times t - V_\gamma \quad [\text{V}]$$

Se nenhuma perturbação for adicionada ao circuito, essa rampa cresce em função do tempo até atingir a máxima tensão de saída, próxima a  $+V_{CC}$ , e a partir daí, permanece constante. Se, no entanto, um pulso estreito, com amplitude igual a  $+V_{CC}$ , for aplicado à entrada  $R$  enquanto a rampa estiver ascendente e se  $R_I \ll R$ , a corrente adicional injetada na entrada inversora através do diodo e do resistor  $R_I$ , levará a saída ao nível baixo. Quando o pulso da entrada  $R$  se extinguir, o processo de rampa ascendente é reiniciado na saída, gerando, assim, uma onda dente-de-serra, cuja amplitude excursiona dentro dos limites:

$$-V_\gamma \leq V_o \leq \left[ \frac{+V_{CC} - V_\gamma}{RC} \times T - V_\gamma \right] \leq +V_{CC}$$

sendo  $T$  o período da onda e  $V_\gamma \approx 0,6 \text{ V}$ .

O diodo  $D_1$  deve ser de silício do tipo de chaveamento, tal como *IN914*, *IN4148*, *BAW62A*, etc.

Para a obtenção de ondas dente-de-serra de alta frequência, deve-se usar o operacional *LM359*.

## 10.2 - Amplificadores Operacionais CFA:

Sabe-se há muito tempo que, em circuitos construídos com transistores bipolares, correntes podem ser chaveadas com velocidade muito maior do que tensões. Mantendo-se baixa impedância no nó de chaveamento de corrente, os efeitos de capacitâncias parasitas, maior barreira na obtenção de operações de alta velocidade, são minimizados [16]. As arquiteturas dos amplificadores próprios para trabalharem com realimentação de corrente (*CFA*  $\equiv$  *Current Feedback Amplifier*), fazem uso desse princípio. A partir de meados da década de 80, época na qual foram aperfeiçoados os modernos processos bipolares complementares de alta velocidade, amplificadores operacionais *CFA* começaram a ganhar espaço no mercado de componentes eletrônicos analógicos.

A Figura 10.4a mostra o símbolo usado para o amplificador operacional *CFA*, que não difere do convencional *VFA*. As arquiteturas internas, no entanto, são bastante diferentes. Como pode ser visto na Figura 10.4b, as entradas, inversora e não-inversora, não são idênticas, em módulo, como acontece no *VFA*. No *CFA*, a entrada não-inversora possui alta impedância e trabalha com aplicação de tensão,  $v_i^+$ . A entrada inversora, ao contrário, possui baixíssima impedância interna e trabalha com injeção de corrente,  $I_{erro}$ .

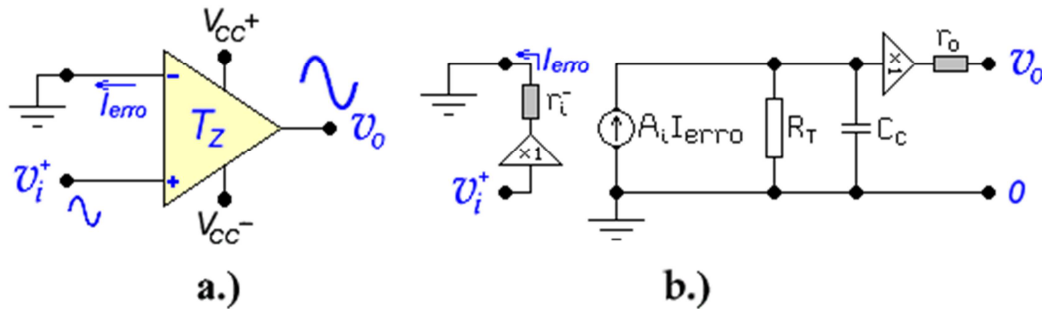


Figura 10.4 - Amplificador Operacional CFA. a.) Símbolo. b.) Circuito Interno Equivalente.

A corrente  $I_{erro}$  é gerada através de um amplificador isolador de ganho de tensão unitário a partir de  $v_i^+$  e, portanto, em malha aberta, essa corrente vale:

$$I_{erro} = \frac{v_i^+}{r_i^-} \quad [A]$$

onde  $r_i^-$  é a resistência da entrada inversora e fica na faixa:  $10 \Omega \leq r_i^- \leq 500 \Omega$ .

O sinal é transferido para a saída através de um amplificador de corrente, cujo ganho vale  $A_i$  [A/A]. Para que a impedância de saída seja baixa e, portanto, transparente à carga, é adicionado, depois do amplificador de corrente, um amplificador isolador de ganho unitário e baixa resistência de saída, ou seja, na faixa:  $5 \Omega \leq r_o \leq 25 \Omega$ . O conjunto, constituído pelo amplificador de corrente e pelo amplificador de tensão de ganho unitário, forma um amplificador de *transimpedância* cujo ganho vale  $T_Z$  [ $\Omega$ ].

Em malha aberta, em vazio e em baixas frequências, o ganho total do amplificador vale:

$$A_{vol} = \frac{v_o}{v_i^+} = \frac{T_Z}{r_i^-} \quad [V/V]$$

onde,  $T_Z = A_i \times R_T$  é a *transimpedância* do amplificador e  $R_T$  é a resistência total do nó de saída do amplificador de corrente.

A *transimpedância* de amplificadores comerciais modernos vale, tipicamente,  $T_Z \approx 1 M\Omega$ , em baixas frequências, o que equivale a:  $2000 V/V \leq A_{vol} \leq 100000 V/V$ . O capacitor  $C_C$  estabelece um polo dominante interno de compensação contra oscilações e determina, também, a largura de faixa de resposta em frequências do amplificador e a sua taxa de variação de tensão de saída (*slew rate*).

Em amplificadores CFA comerciais modernos, a largura de faixa aproxima-se de 2 GHz e o *slew rate* alcança surpreendentes valores da ordem de 10000 V/ $\mu$ s.

### 10.2.1 – Amplificador Não-Inversor:

A Figura 10.5a apresenta a arquitetura básica de um amplificador realimentado não-inversor construído com um amplificador operacional CFA [17].

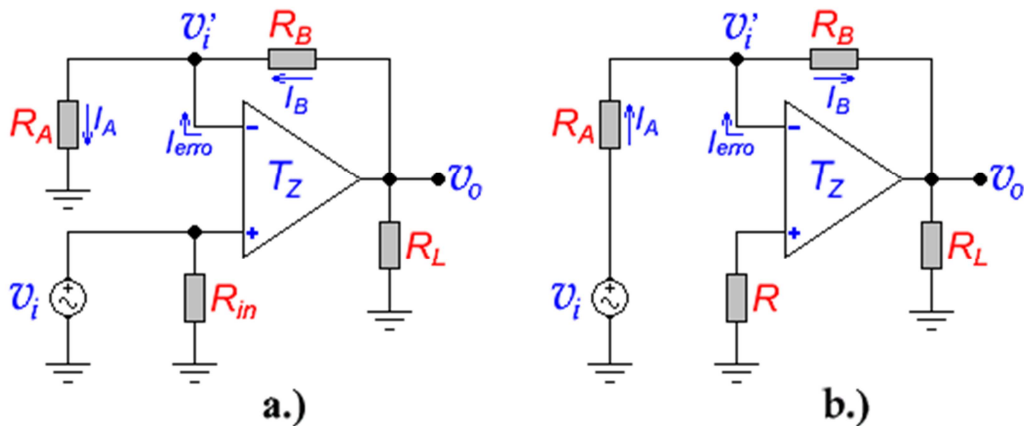


Figura 10.5 - Amplificadores Construídos Com Operacionais CFA. a.) Não-Inversor. b.) Inversor.

Em baixas frequências, com a ajuda do circuito equivalente interno mostrado na Figura 10.4b, pode-se escrever:

$$\frac{\frac{T_Z}{r_i^-} (v_i - v_i') - v_o}{r_o} = \frac{v_o - v_i'}{R_B} + \frac{v_o}{R_L}$$

⇒

$$v_i' = \frac{\frac{T_Z}{r_i^- r_o} v_i - \left( \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_o} \right) v_o}{\frac{T_Z}{r_i^-} - \frac{1}{R_B}} \quad [\text{V}] \quad (10.1)$$

A Equação 10.1 mostra que, tal como no operacional VFA, se  $T_Z \rightarrow \infty$ ,  $r_i^- \rightarrow 0$  e/ou  $r_o \rightarrow 0$ , então  $v_i' \rightarrow v_i$ , isto é, em condições de idealização, o sinal aplicado na entrada não-inversora reflete-se para a entrada inversora.

Equacionando-se a malha externa do amplificador da Figura 10.5a, obtém-se:

$$\frac{v_o - v_i'}{R_B} + \frac{v_i - v_i'}{r_i^-} = \frac{v_i'}{R_A}$$

⇒

$$v_o = \left( 1 + \frac{R_B}{R_A} + \frac{R_B}{r_i^-} \right) v_i' - \frac{R_B}{r_i^-} v_i \quad [\text{V}] \quad (10.2)$$

Nas condições de idealização citadas anteriormente, isto é, com  $v_i' \rightarrow v_i$ , tal como no amplificador VFA, tem-se que:



$$v_o = \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)v_i \quad [\text{V}]$$

A equação completa do ganho em malha fechada do amplificador em baixas frequências pode ser obtida substituindo-se a Equação 10.1 na Equação 10.2, e obtendo-se a Equação 10.3:

$$G_v = \frac{[R_A r_o + (R_A + R_B)T_Z]R_L}{(r_i^- R_A + R_A R_B + r_i^- R_B)(R_L + r_o) + (R_A r_o + r_i^- r_o + R_A T_Z)R_L} \quad [\text{V/V}] \quad (10.3)$$

Com o amplificador em vazio, o ganho de tensão vale:

$$G_{v(\text{vazio})} = \frac{R_A r_o + (R_A + R_B)T_Z}{r_i^- R_A + R_A R_B + r_i^- R_B + R_A r_o + r_i^- r_o + R_A T_Z} \quad [\text{V/V}] \quad (10.4)$$

A corrente de saída de curto-circuito do amplificador vale, então:

$$I_{o(\text{curto})} = \frac{R_A r_o + (R_A + R_B)T_Z}{(r_i^- R_A + R_A R_B + r_i^- R_B)r_o} \quad [\text{A}]$$

A resistência de saída do amplificador em malha fechada,  $R_o = v_{o(\text{vazio})}/I_{o(\text{curto})}$ , resulta, portanto:

$$R_o = \frac{(r_i^- R_A + R_A R_B + r_i^- R_B)r_o}{r_i^- R_A + R_A R_B + r_i^- R_B + R_A r_o + r_i^- r_o + R_A T_Z} \quad [\Omega] \quad (10.5)$$

Se, como acontece na prática, a *transimpedância*  $T_Z$  do amplificador for muito maior do que as demais resistências presentes nas equações, pode-se concluir que:

$$G_v \cong 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad [\text{V/V}] \quad \text{e} \quad R_o \rightarrow 0$$

Conclui-se que o desempenho do amplificador *CFA* coincide com o desempenho do amplificador *VFA* em termos de parâmetros elétricos de baixas frequências, desde que as seguintes restrições sejam cumpridas:  $R_B \ll T_Z$  e  $R_A \ll T_Z$ .

Como a resistência da entrada não-inversora do operacional *CFA* é muito alta, tal como no operacional *VFA*, a resistência de entrada do amplificador da Figura 10.5a vale:  $R_i = R_{in}$ .

As Equações 10.3 e 10.4, de ganhos do amplificador, foram deduzidas para baixas frequências, faixa na qual o capacitor  $C_c$  não atua. Levando-se em conta a ação desse capacitor em regime de faixa larga, pode-se escrever:

$$T_Z(S) = \frac{T_Z}{ST_Z C_c + 1} \quad [\Omega]$$

Substituindo-se esse resultado na Equação 10.4 e considerando os valores de  $r_i^-$  e de  $r_o$  muito pequenos comparados a  $R_A$ ,  $R_B$  e  $T_Z$ , obtém-se:

$$G_v(S) = \frac{T_Z}{ST_Z R_B C_c + T_Z + R_B} \times \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \cong \frac{1}{S + \frac{1}{R_B C_c}} \times \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \quad [V/V]$$

Conclui-se, assim, que a função de transferência do ganho de tensão do amplificador da Figura 10.5a possui um polo  $p_{cl} = 1/R_B C_c$ , que define a largura de faixa do amplificador em malha fechada. A frequência de corte da resposta do amplificador vale, portanto:

$$f_{cl} = \frac{1}{2\pi R_B C_c} \quad [\text{Hz}]$$

Como a largura de faixa do amplificador depende de  $R_B$ , se esse resistor for mantido constante, a largura de faixa também permanecerá constante para qualquer valor de ganho, ajustado por  $R_A$ . Essa é uma vantagem fundamental que o operacional CFA possui em relação ao VFA, no qual a largura de faixa é inversamente proporcional ao ganho. O resistor  $R_B$  não pode ser qualquer, pois se ele possuir um valor muito baixo o amplificador apresentará oscilações em regime de grandes sinais e se ele possuir um valor muito elevado, o amplificador terá sua largura de faixa comprimida. O projetista deverá consultar, portanto, o manual do fabricante do operacional para saber que faixa de valores pode ser usada para  $R_B$ . Normalmente:  $200 \Omega \leq R_B \leq 1 \text{ k}\Omega$ .

### 10.2.2 - Amplificador Inversor:

O amplificador inversor básico com operacional CFA é mostrado na Figura 10.5b [17]. O cálculo dos parâmetros elétricos para baixas frequências é idêntico ao desenvolvido na Seção 2.3, para o operacional VFA. Como, nesse caso,  $v_i^+ = 0 \Rightarrow I_{erro} \rightarrow 0$  e, como garante o teorema de Miller, a resistência  $R_B$ , quando refletida para a entrada inversora, apresenta-se quase como um curto-circuito com o terminal de terra e, por isso, esse terminal faz o papel de terra virtual e  $v_i' \rightarrow 0$ . A equação completa do cálculo do ganho de tensão é análoga à Equação 2.8 com os valores adaptados para o circuito da Figura 10.5b. Idealmente, tem-se, para esse circuito:

$$G_v = -\frac{R_B}{R_A} \quad [V/V] \quad ; \quad R_i = R_A \quad [\Omega] \quad \text{e} \quad R_o \rightarrow 0 \quad [\Omega]$$

As considerações sobre largura de faixa e dimensionamento de resistores são as mesmas feitas, na Seção 10.2.1, para o amplificador não-inversor.

### 10.2.3 – Conclusões:

Amplificadores operacionais *CFA* são opções, até pouco tempo inexistentes, de construção de amplificadores de alta frequência com características diferenciais. Comparativamente aos operacionais *VFA*, alguns atributos podem ser ressaltados:

**- *VFA*:**

- Melhor desempenho em DC e baixas frequências.
- Menor desbalanceamento *DC* (*offset*).
- Maior liberdade de escolha dos componentes de realimentação.
- Menor ruído intrínseco.
- Grande versatilidade de uso em baixas frequências.
- Imenso campo de aplicações em baixas frequências.
- Entradas totalmente simétricas e casadas.
- Altos valores de *CMRR* e *PSRR*.
- Baixo *offset* de tensão na entrada.
- Largura de faixa estreita e inversamente proporcional ao ganho em malha fechada.
- Baixo custo.

**- *CFA*:**

- Largura de faixa estendida e independente do ganho em malha fechada.
- *Slew rate* bem superior.
- Distorções totais bem menores.
- Escolha restrita dos componentes de realimentação.
- Campo de aplicação restrito a altas frequências.
- Entradas assimétricas.
- Valores de *CMRR* e *PSRR* mais pobres.
- Maior *offset* de tensão na entrada.
- Alto custo e, em maioria, só com encapsulamentos de montagem de superfície (*SMD*).
- Projeto e montagem problemáticos e muito dependentes de *lay-out* de placas de circuito impresso.

Alguns amplificadores operacionais *CFA* comercialmente disponíveis são: *AD8011*, *AD8013*, *AD8072* e *AD8073* (*Analog Devices*); *LMH6702*, *LMH6714*, *LMH6715* e *LMH6720* (*National Semiconductor*); *OPA603*, *OPA684*, *OPA685* e *OPA2607* (*Burr Brown*); *THS3001*, *THS3112* e *THS6092* (*Texas Instruments*); *LT1207*, *LT1210*, *LT1217*, *LT1229* e *LT1252* (*Linear Technology*).

### 10.3 – Amplificadores Operacionais Totalmente Diferenciais:

Amplificadores operacionais totalmente diferenciais (*fully-differential amplifier*) são blocos analógicos que possuem a característica de diferenciação, tanto na entrada, quanto na saída [18]. Esses dispositivos foram desenvolvidos mais recentemente pelos fabricantes, depois do aperfeiçoamento dos modernos processos bipolares complementares de alta velocidade.

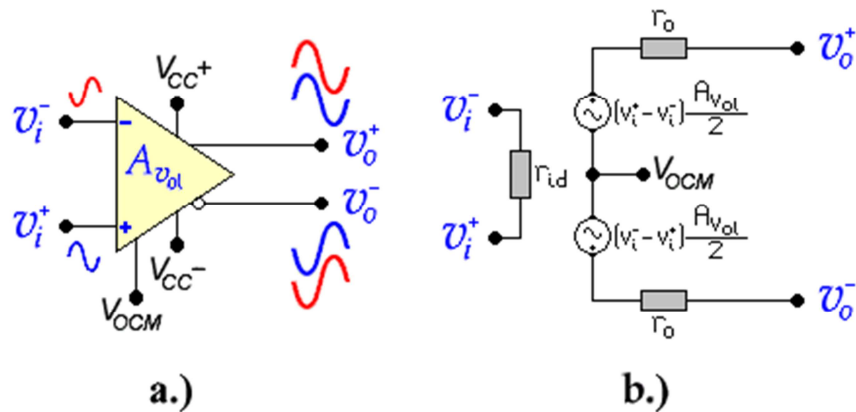


Figura 10.6 - Amplificador Operacional Totalmente Diferencial. a.) Símbolo. b.) Circuito Equivalente.

A Figura 10.6a mostra o símbolo usado para esse tipo de amplificador e a Figura 10.6b mostra seu circuito interno equivalente. Na realidade o amplificador totalmente diferencial é um amplificador operacional VFA, cuja entrada, de alta impedância, é igual à dos convencionais e cuja saída, de baixa impedância, é duplicada e cada ramo é excitado mutuamente em contrafase. O ganho de tensão total em malha aberta,  $A_{vol}$ , é muito elevado em baixas frequências. Pelo circuito equivalente da Figura 10.6b, conclui-se que, em malha aberta e em baixas frequências, pode-se escrever que:

$$v_o^+ = (v_i^+ - v_i^-) \times \frac{A_{vol}}{2} \quad \text{e} \quad v_o^- = (v_i^- - v_i^+) \times \frac{A_{vol}}{2}$$

⇒

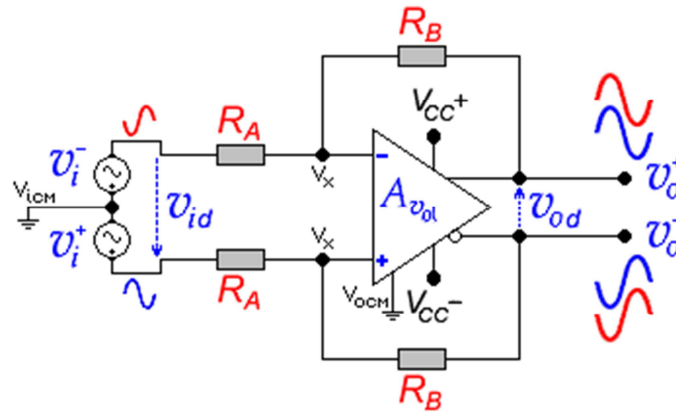
$$v_{od} = (v_i^+ - v_i^-) \times A_{vol} = v_{id} \times A_{vol} \quad [\text{V/V}]$$

sendo,  $v_{od} = v_o^+ - v_o^-$  a saída diferencial e  $v_{id} = v_i^+ - v_i^-$  a entrada diferencial. O terminal  $V_{ocm}$ , adicionado a esses circuitos integrados, equivale ao ponto da tensão de saída em modo comum, ou seja, o ponto médio da excursão pico-a-pico da tensão de saída e deve ser ligado, normalmente, com alimentação dupla ( $\pm V_{CC}$ ), ao terminal de terra.

Os amplificadores totalmente diferenciais, além de aplicações especiais não possíveis para amplificadores de saída simples, possuem características de desempenho muito mais favoráveis. Nesse tipo de amplificador, a rejeição a modo comum (CMRR), a rejeição a ruídos, a variações das fontes de alimentação (PSRR) e a rejeição a tensões e correntes de ruídos internos são muito superiores do que em amplificadores convencionais de saída simples. A distorção total também é menor graças à tendência que esse tipo de circuito tem de atenuar distorções harmônicas provenientes de harmônicos pares.

A Figura 10.7 mostra um amplificador básico construído com um operacional totalmente diferencial [19]. Para esse amplificador, pode-se escrever que:

$$G_{vd} = \frac{R_B}{R_A} \quad [\text{V}] \quad ; \quad R_{id} = 2R_A \quad [\Omega] \quad \text{e} \quad R_{od} \rightarrow 0 \quad [\Omega]$$



**Figura 10.7 - Amplificador Básico Totalmente Diferencial.**

onde:  $G_{vd} = v_{od} / v_{id}$  é o ganho de tensão diferencial em malha fechada,  $R_{id}$  é a resistência diferencial de entrada e  $R_{od}$  é a resistência diferencial de saída do amplificador.

Para que as qualidades de alta rejeição a ruídos internos,  $CMRR$  e  $PSRR$  sejam mantidas no amplificador da Figura 10.7, é primordial que os resistores de entrada e de realimentação sejam casados, isto é, que  $R_{A1} = R_{A2} = R_A$  e  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ , dentro de uma tolerância máxima de  $\pm 1\%$ .

Alguns amplificadores operacionais totalmente diferenciais comercialmente disponíveis são: *THS4120*, *THS4121*, *THS4130* e *THS4131* (Texas Instruments).

Todos esses amplificadores possuem alta velocidade de resposta a transientes ( $\approx 50 \text{ V} / \mu\text{s}$ ) e resposta em frequências estendida ( $100 \text{ MHz} \sim 150 \text{ MHz}$ ). Os dois primeiros podem ser alimentados com fonte simples de  $+3,3 \text{ V}$  e os demais podem ser alimentados com fonte dupla na faixa:  $\pm 2,5 \text{ V} \sim \pm 15 \text{ V}$ .

Por serem dispositivos com alta velocidade de resposta, as faixas de ganho e os valores dos resistores  $R_A$  e  $R_B$  não podem ser quaisquer e, por isso, o usuário deverá consultar as folhas de dados do fabricante antes de executar projetos com esses componentes.

Pelo mesmo motivo, projetos e montagens com esses componentes são problemáticos e muito dependentes de *lay-out* de placa de circuito impresso. Além disso, são de alto custo e, em maioria, só são construídos com encapsulamentos de montagem de superfície (*SMD*).

#### 10.4 – Amplificadores Operacionais de Transcondutância:

Amplificadores operacionais de transcondutância, também conhecidos como *OTA* (*Operational Transconductance Amplifier*), formam um restrito grupo de dispositivos que possuem alta impedância de entrada, inversora e não-inversora, e alta impedância de saída. Trabalham, portanto, com razões de ganho entre a corrente de saída e as tensões de entrada e o ganho interno, em malha aberta, possui dimensão de condutância. A transferência entrada/saída vale, então,  $i_o = (v_i^+ - v_i^-) \times g_{mol}$  e onde:  $i_o$  é a corrente de saída,  $v_i^+$  e  $v_i^-$  são, respectivamente, as tensões nas entradas não-inversora e inversora e  $g_{mol}$  é a *transcondutância* do amplificador em malha aberta, medida em  $[\text{A/V}]$ .

Normalmente, a simbologia para esse tipo de amplificador é idêntica à usada para o *VFA* e mostrada na Figura 1.1a.

O circuito equivalente interno pode ser construído com uma fonte de corrente de saída, mas, através do Teorema de Thévenin, essa fonte pode ser transformada em fonte de tensão e o circuito equivalente do *OTA* torna-se, portanto, idêntico ao do *VFA*, mostrado na Figura 1.1b, com  $A_{vol} = r_o \times g_{mol}$  [V/V].

Muitos amplificadores operacionais comerciais *CMOS* são do tipo *OTA* e alguns bipolares, como o *LM13600*, o *LM13700* e o *NE5517*, idem. Esses últimos possuem a transcondutância  $g_{mol}$  controlável através da aplicação de uma corrente externa.

Para o cálculo dos parâmetros elétricos desses amplificadores, quando realimentados nas configurações inversora e não-inversora, devem ser usadas as equações desenvolvidas para o *VFA*, nas Secções 2.2 e 2.3, ou sejam:

#### 10.4.1 – Amplificador Inversor:

- Ganho de Tensão: Equação 2.8.
- Impedância de Entrada: Equação 2.9.
- Impedância de Saída: Equação 2.11.

#### 10.4.2 – Amplificador Não-Inversor:

- Ganho de Tensão: Equação 2.5.
- Impedância de Entrada: Equação 2.6.
- Impedância de Saída: Equação 2.7.

As topologias desses amplificadores são as mesmas apresentadas na Figura 2.2, para o amplificador não-inversor, e na Figura 2.3a, para o amplificador inversor.

Para operacionais do tipo *OTA CMOS*, pode-se considerar, nas equações acima citadas, que, pelas características de alta impedância de entrada em baixas frequências,  $r_{id} \rightarrow \infty$ . Por essas mesmas equações, percebe-se que os ganhos em malha fechada de operacionais do tipo *OTA CMOS* praticamente coincidem com os ganhos de operacionais *VFA* se o ganho em malha aberta for muito elevado ( $A_{vol} \rightarrow \infty$ ), mesmo que  $r_o$  seja muito grande.

Operacionais do tipo *OTA*, por causa da alta resistência de saída em baixas frequências, são muito sensíveis a cargas capacitivas. Capacitores de carga formam polos com a resistência de saída, e, conseqüentemente, defasagens de sinais, diminuindo a margem de fase em malha fechada. Esse fato pode causar sérias oscilações ao amplificador realimentado. Quando esses operacionais são de estrutura interna *CMOS*, o usuário deverá consultar a folha de dados dos mesmos para saber quais as faixas de valores das impedâncias  $Z_A$  e  $Z_B$  e qual a faixa de valores da capacitância de carga  $C_L$  poderão ser usadas com segurança.