

## 2. Circuitos Básicos de Aplicação

### 2.1 – Amplificador Realimentado:

Amplificadores operacionais de uso universal VFA são dispositivos construídos para trabalharem realimentados com realimentação de tensão. Se a aplicação desejada para o amplificador for de oscilador, o dispositivo deve receber realimentação positiva, isto é, uma parcela do sinal de saída deve ser reinserida na entrada, em fase com a mesma. Se a aplicação desejada for de amplificador linear, o dispositivo deve receber realimentação negativa, isto é, uma parcela do sinal de saída deve ser reinserida na entrada, em contrafase com a mesma [5]. A Figura 2.1 mostra o diagrama de um amplificador genericamente realimentado. Nesse circuito, o amplificador possui ganho de tensão em malha aberta igual a  $A_{vol}$ . Uma parcela  $\beta_R \times v_o$  (com, normalmente,  $\beta_R \leq 1$ ) do sinal de saída está sendo reinserida na entrada e somada ou subtraída da mesma, se a realimentação for positiva ou negativa, respectivamente. A tensão após o somador vale, portanto:

$$v_i' = v_i \pm \beta_R v_o$$

Como o ganho do amplificador é igual a  $A_{vol}$ , a tensão de saída do mesmo será  $v_o = A_{vol} \times v_i'$  e, portanto:

$$v_o = A_{vol} \times (v_i \pm \beta_R v_o)$$

Isolando-se a variável  $v_o$  na equação acima, chega-se a:

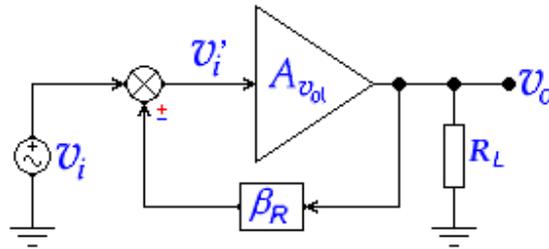
$$v_o = \frac{A_{vol}}{1 \mp \beta_R A_{vol}} \times v_i \quad [\text{V}]$$

O ganho do amplificador realimentado, também chamado de ganho em malha fechada  $G_v$ , vale, então, em baixas frequências:

$$G_v = \frac{A_{vol}}{1 \mp \beta_R A_{vol}} \quad [\text{V/V}] \quad (2.1)$$

Na Equação 2.1, o sinal algébrico de  $\beta_R$  será *negativo* se a realimentação for *positiva* e será *positivo* se a realimentação for *negativa*. Conclui-se, portanto, que  $G_v > A_{vol}$ , se a realimentação for *positiva* e que  $G_v < A_{vol}$ , se a realimentação for *negativa*. No caso da realimentação positiva,  $G_v \rightarrow \infty$  se  $\beta_R * A_{vol} = 1$  e essa condição, chamada critério de Barkhausen, é essencial para a construção de osciladores eletrônicos. Para amplificação linear a realimentação é sempre negativa e o ganho em malha fechada é expresso por:

$$G_v = \frac{A_{vol}}{1 + \beta_R A_{vol}} \quad [\text{V/V}] \quad (2.2)$$



**Figura 2.1 - Amplificador Realimentado.**

Se o amplificador é de uso universal com  $\beta_R A_{vol} \gg 1$ , pode-se, então, escrever que:

$$G_v \cong \frac{1}{\beta_R} \quad [\text{V/V}] \quad (2.3)$$

Nesse caso tem-se que o ganho em malha fechada independe do amplificador em si e fica em função apenas da malha de realimentação externa,  $\beta_R$ . A malha de realimentação geralmente é passiva e possui ganho na faixa:  $0 < \beta_R \leq 1$ . Se, pelo menos,  $\beta_R^{-1} \leq 100 A_{vol}$ , a faixa de validade da Equação 2.3 é:  $G_v \leq 100 A_{vol}$ . Na dedução das Equações 2.1, 2.2 e 2.3 foram desprezados os efeitos das resistências de entrada ( $r_{id}$ ) e de saída ( $r_o$ ) do amplificador em malha aberta.

## 2.2 – Amplificador Não-Inversor:

A Figura 2.2 apresenta um amplificador operacional realimentado no qual a realimentação é negativa, pois o sinal é reinserido na entrada inversora, e com uma taxa de realimentação que vale:

$$\beta_R = \frac{Z_A}{Z_A + Z_B}$$

As grandezas  $Z_A$ ,  $Z_B$ ,  $Z_{in}$  e  $Z_L$  são impedâncias genéricas que podem ser capacitivas, indutivas, *RLC* ou puramente resistivas.

### 2.2.1 – Parâmetros Idealizados:

Se o amplificador for de uso universal, com os parâmetros tendendo aos de idealização, o ganho em malha fechada do amplificador da Figura 2.2 pode ser calculado pela Equação 2.3, ou seja:

$$G_v = 1 + \frac{Z_B}{Z_A} \quad [\text{V/V}] \quad (2.4)$$

Nesse caso, a tensão aplicada à entrada não-inversora reflete-se para a entrada inversora, isto é,  $v_i' \rightarrow v_i$ .

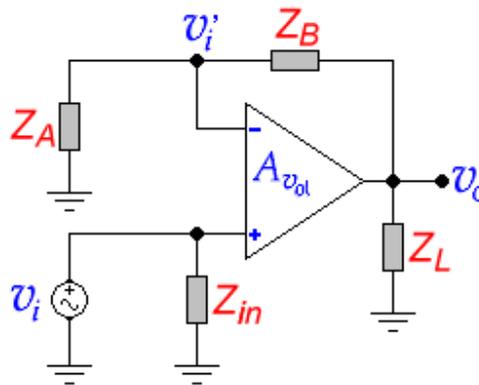


Figura 2.2 - Amplificador Não-Inversor.

A impedância de entrada do amplificador, vista pela fonte  $v_i$ , vale, simplesmente,  $Z_i = Z_{in}$  e a impedância de saída do amplificador, vista por  $Z_L$ , tende a zero.

### 2.2.2 – Parâmetros Não-Idealizados:

Levando-se em conta todos os parâmetros internos do operacional, as equações para malha fechada, se  $r_{id} \geq 100 |Z_A|$ , tornam-se:

#### - Ganho de Tensão:

$$G_v = \frac{(Z_A + Z_B) \times Z_L \times |A_{vol}|}{(Z_L + Z_A + Z_B) \times r_o + Z_L Z_B + (1 + |A_{vol}|) \times Z_L Z_A} \quad [\text{V/V}] \quad (2.5)$$

#### - Impedância de Saída:

$$Z_o = \frac{\left(1 + \frac{Z_B}{Z_A}\right) \times r_o}{1 + |A_{vol}| + \frac{r_o}{Z_A + Z_B}} \cong \frac{G_v}{|A_{vol}|} \times r_o \quad [\Omega] \quad (2.6)$$

#### - Impedância de Entrada:

$$Z_i \cong \frac{r_{id} Z_{in} |A_{vol}|}{Z_{in} G_v + r_{id} |A_{vol}|} \quad [\Omega] \quad (2.7)$$

As grandezas  $A_{vol}$ ,  $r_{id}$  e  $r_o$ , nas Equações 2.5, 2.6 e 2.7, são os respectivos parâmetros de malha aberta do amplificador operacional. As outras impedâncias são as especificadas na Figura 2.2. O amplificador da Figura 2.2 é não-inversor, isto é, o sinal amplificado de saída ( $v_o$ ) possui a mesma fase ou o mesmo sinal algébrico, em caso de DC, do sinal de entrada ( $v_i$ ).

## 2.3 – Amplificador Inversor:

### 2.3.1 – Parâmetros Não-Idealizados:

Amplificadores lineares inversores, no qual o sinal de saída está em contrafase ou possui o sinal algébrico contrário ao da tensão de entrada, também podem ser construídos com amplificadores operacionais. A Figura 2.3a exemplifica um circuito desse tipo. A entrada não-inversora, nesse caso, não é usada e pode ser aterrada quando o operacional possui entrada com *FET* ou polarizada com uma impedância cuja parte resistiva, com o objetivo de minimização de desbalanceamento (*offset*) de entradas bipolares, deve valer:

$$R_C = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \quad [\Omega]$$

Sendo  $R_A$  e  $R_B$  as respectivas partes resistivas das impedâncias  $Z_A$  e  $Z_B$ .

O cálculo dos parâmetros elétricos desse tipo de circuito é feito com o auxílio do Teorema de Miller. A Figura 2.3b mostra o circuito equivalente ao circuito da Figura 2.3a, após a aplicação do teorema. Por esse teorema, a impedância  $Z_B$  pode ser refletida na entrada e na saída por duas novas impedâncias,  $Z_B'$  e  $Z_B''$ , respectivamente, desde que as seguintes relações sejam satisfeitas:

$$Z_B' = \frac{Z_B}{1 - A_v} \quad e \quad Z_B'' = \frac{A_v}{A_v - 1} \times Z_B$$

E, onde:

$$A_v = \frac{(r_o + Z_B |A_{vol}|) \times Z_L}{Z_L r_o + Z_B r_o + Z_B Z_L} \quad [V/V]$$

#### - Ganho de Tensão:

A tensão  $v_i'$ , calculada pelo divisor de tensão da entrada, se  $r_{id} \geq 100 |Z_A|$ , vale:

$$v_i' = \frac{Z_B'}{Z_A + Z_B'} \times v_i$$

A tensão de saída  $v_o$ , calculada pelo ganho do amplificador em malha aberta, vale:

$$v_o = A_v \times v_i'$$

Juntando-se as três últimas equações acima, pode-se calcular  $G_v = v_o/v_i$ , que vale, então:

$$G_v = \frac{(r_o - |A_{vol}| \times Z_B) \times Z_L}{[(1 + |A_{vol}|) \times Z_L + r_o] \times Z_A + Z_L r_o + Z_B r_o + Z_B Z_L} \quad [V/V] \quad (2.8)$$

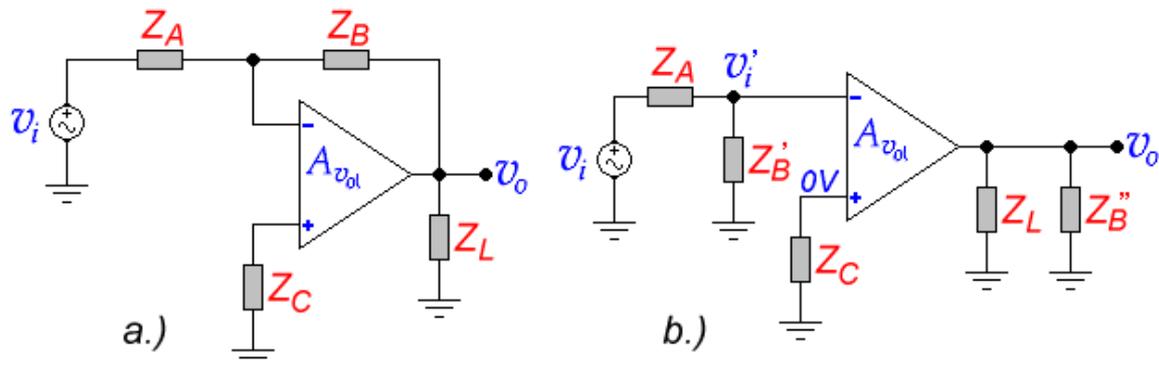


Figura 2.3 - Amplificador Inversor. a.) Circuito. b.) Circuito Equivalente Após a Aplicação do Teorema de Miller.

Na Equação 2.8, os parâmetros  $A_{vol}$  e  $r_o$  são, respectivamente, o ganho de tensão e a resistência de saída do operacional em malha aberta e em vazio. Percebe-se, por essa equação, que se  $r_o \neq 0$ , o ganho de tensão em malha fechada torna-se dependente da carga ( $Z_L$ ). Esse fato só é minimizado se  $|A_{vol}| \rightarrow \infty$ .

**- Impedância de Entrada:**

A impedância de entrada do circuito da Figura 2.3a, calculada no circuito equivalente da Figura 2.3b, vale:

$$Z_i = Z_A + \frac{r_{id} Z_B}{(1 + |A_{vol}|) \times r_{id} + Z_B} \cong Z_A + \frac{Z_B}{1 + |A_{vol}|} \quad [\Omega] \quad (2.9)$$

A Equação 2.9 mostra que, em qualquer situação, a impedância de entrada do amplificador é razoavelmente independente da resistência de entrada em malha aberta ( $r_{id}$ ) do operacional e vale  $Z_i \approx Z_A$ .

A tensão no nó da entrada inversora do operacional vale:

$$v_i' = \frac{Z_B r_{id}}{Z_B r_{id} + [(1 + |A_{vol}|) \times r_{id} + Z_B] \times Z_A} \times v_i \cong \frac{Z_B}{Z_B + (1 + |A_{vol}|) \times Z_A} \times v_i \quad [V] \quad (2.10)$$

A Equação 2.10 esclarece que  $v_i'$  aproxima-se rapidamente de zero, se  $|A_{vol}|$  for elevado. Por isso, em amplificadores de uso universal, esse ponto é chamado de *terra virtual*. Por esse mesmo motivo, em amplificadores não-inversores, como foi mencionado na Seção 2.2.1,  $v_i' \rightarrow v_i$ .

**- Impedância de Saída:**

A impedância de saída do circuito da Figura 2.3a, calculada no circuito equivalente da Figura 2.3b, vale:

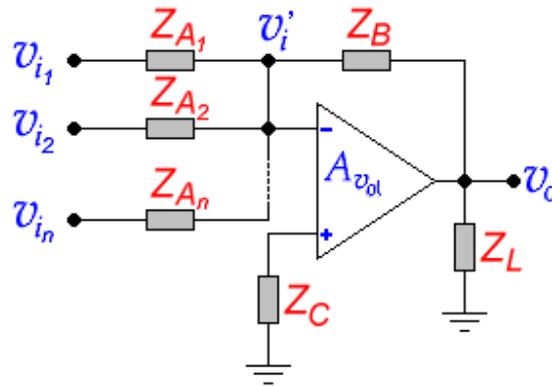


Figura 2.4 - Somador Inversor de  $n$  Entradas.

$$Z_o = \frac{(Z_A + Z_B) \times r_o}{(1 + |A_{vol}|) \times Z_A + Z_B + r_o} \cong \frac{G_v}{|A_{vol}|} \times r_o \quad [\Omega] \quad (2.11)$$

### 2.3.2 – Parâmetros Idealizados:

As Equações 2.8, 2.9, 2.10 e 2.11 mostram que o parâmetro crucial do amplificador operacional é  $A_{vol}$ . Se  $A_{vol} \rightarrow \infty$ , então, independentemente dos outros parâmetros, o operacional torna-se transparente ao circuito e as grandezas elétricas do amplificador inversor ficam valendo:

$$G_v = -\frac{Z_B}{Z_A} \quad [V/V] \quad (2.12a)$$

$$Z_i = Z_A \quad [\Omega] \quad (2.12b)$$

$$Z_o = 0 \quad [\Omega] \quad (2.12c)$$

e

$$v_i' = 0 \quad [V] \quad (2.12d)$$

Essas equações são válidas apenas para amplificadores inversores.

## 2.4 – Somador Inversor:

Graças à propriedade do terminal de *terra virtual* ( $v_i' \rightarrow 0$ ), presente em amplificadores inversores construídos com operacionais,  $n$  entradas totalmente independentes podem ser colocadas nesse tipo de circuito, propiciando uma saída proporcional à soma algébrica desses sinais.

Em circuitos pré-amplificadores de áudio, esse amplificador é chamado de *misturador (mixer)*, embora seu nome genérico seja somador inversor. A Figura 2.4 mostra a topologia desse circuito, cuja lei de transferência saída/entradas vale:

$$v_o = -\frac{Z_B}{Z_{A_1}} \times v_{i_1} - \frac{Z_B}{Z_{A_2}} \times v_{i_2} - \dots - \frac{Z_B}{Z_{A_n}} \times v_{i_n} \quad [\text{V}] \quad (2.13)$$

A impedância de cada entrada é dada por:

$$Z_{i_n} = Z_{A_n} \quad [\Omega]$$

Na prática, não há limite teórico para o número de entradas.

O circuito da Figura 2.4 pode ser implementado com redes resistivas cujos resistores possuam valores ponderados de modo a executar funções mais específicas, como gerador de escadas (rampas) ou conversores  $D/A$ . A Figura 2.5 exemplifica a implementação de um conversor  $D/A$  de 4 bits, onde  $v_{i1}$  é o *MSB* e  $v_{i4}$  é o *LSB*. A equação para o circuito da Figura 2.5 vale:

$$v_o = -(0,533v_{i_1} + 0,267v_{i_2} + 0,133v_{i_3} + 0,067v_{i_4}) + V_{ref} \quad [\text{V}]$$

Outras razões de ponderação de resistências podem ser usadas e, teoricamente, não há limite para o número de entradas (*bits*) a serem implementadas. As limitações impostas por esse circuito referem-se, na realidade, à velocidade de resposta associada ao *SR* e ao *GBP* do amplificador operacional. Além disso, deve-se usar  $V_{ref} = V_{CC}/2$  quando a alimentação for feita com fonte simples e  $V_{ref} = 0$  quando a alimentação for feita com fonte dupla.

## 2.5 – Somador-Subtrator:

Combinações algébricas podem, também, ser realizadas com amplificadores operacionais. O circuito da Figura 2.6a é um exemplo de como várias entradas podem ser combinadas de modo que a saída seja o resultado de uma operação algébrica pré-determinada. Para esse circuito, especificamente, a saída é o resultado da subtração de duas somas, ou seja:

$$v_o = \frac{R_B}{R_A} \times (v_{i_1} + v_{i_2} - v_{i_3} - v_{i_4}) \quad [\text{V}] \quad (2.14)$$

O número de entradas pode, teoricamente, ser ampliado para  $n^+$ , na não-inversora, e  $n^-$ , na inversora. Entradas não utilizadas devem ser aterradas e, conseqüentemente, anuladas. A Equação 2.14 é, na realidade, uma formulação genérica universal para a amplificação diferencial e pode ser manipulada conforme a necessidade de aplicação.

As resistências de entrada do circuito da Figura 2.6a são iguais entre si, mas variáveis em função do número de entradas utilizadas. Para todas as entradas do circuito da Figura 2.6a, tem-se que:

$$\frac{(R_A + 2R_B)R_A}{R_A + R_B} \leq R_i \leq (R_A + 2R_B)$$

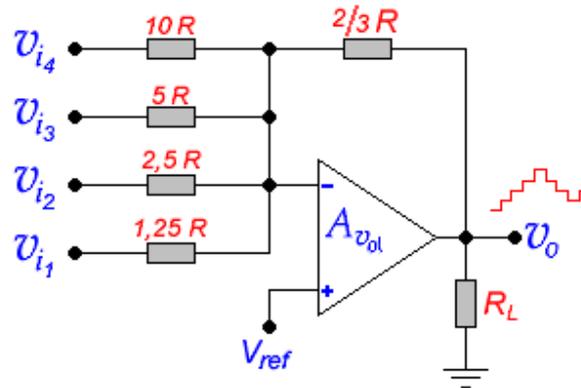


Figura 2.5 - Somador Inversor Com Entradas Ponderadas.

### 2.6 – Isolador:

Amplificadores operacionais são muito usados como isoladores (*buffers*) analógicos. Esses circuitos apresentam alta resistência de entrada, baixíssima resistência de saída e ganho unitário de tensão. Usando-se a mesma estrutura da Figura 2.6a, um isolador pode ser implementado se algumas entradas e resistências forem eliminadas, como mostra a Figura 2.6b. A resistência  $R_B$ , ligando a saída à entrada inversora, é optativa e pode ser substituída por um curto-circuito. Em operacionais com entradas bipolares, no entanto, é aconselhável manter esse resistor com o intuito de minimização de tensões de desbalanceamento (*offset*). Os parâmetros elétricos do circuito da Figura 2.6b valem:

$$G_v = 1 \quad R_i = R_B \quad R_o \rightarrow 0$$

Se o amplificador operacional possuir entradas com *FET*'s, a resistência de entrada poderá atingir valores bem elevados e ficar, por exemplo, na faixa:  $R_B \leq 100 \text{ M}\Omega$ . Para entradas bipolares aconselha-se restringir a faixa em:  $R_B \leq 1,0 \text{ M}\Omega$ .

### 2.7 – Integrador:

Operações matemáticas mais sofisticadas do que apenas somas e subtrações também podem ser efetuadas por amplificadores operacionais, aproveitando-se as características de reatâncias elétricas, como, por exemplo, a do capacitor. A Figura 2.7a mostra o esquema de um integrador clássico [6]. Graças à propriedade de *terra virtual*, a corrente sobre o resistor  $R$  vale:  $i_R = v_i / R$ . Se  $R_I \rightarrow \infty$ , essa corrente é injetada totalmente no capacitor, considerando que a resistência da entrada não-inversora é muito elevada. Em um capacitor, a relação entre corrente e tensão vale:

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

Como  $i_C = i_R$  e  $V_C = -v_o$ , tem-se que:

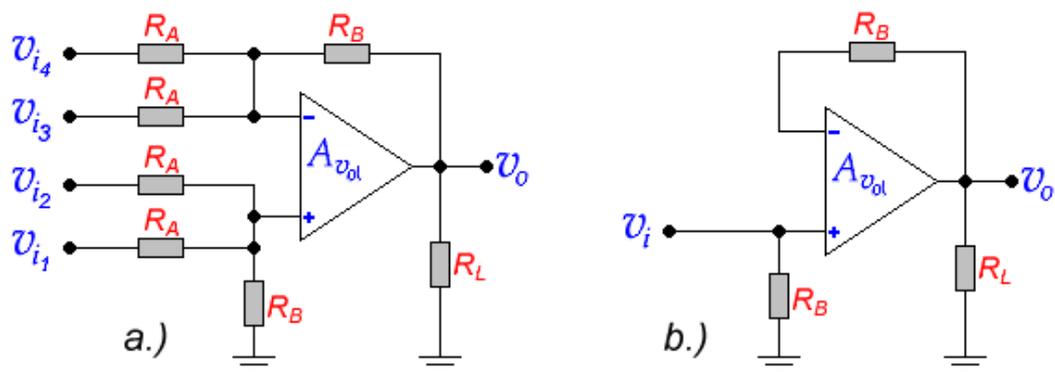


Figura 2.6 – Variantes de Tipos de Amplificadores Básicos. a.) Amplificador Diferencial Universal. b.) Amplificador Isolador.

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_i dt$$

Se o integrador for composto apenas pelos componentes  $R$ ,  $C$  e o amplificador operacional, a entrada não inversora ficará sem polarização  $DC$  e poderá desequilibrar totalmente a saída do mesmo, levando-a para valores extremos, próximos a  $\pm V_{CC}$ . Para evitar esse inconveniente em alguns tipos de aplicação, pode-se adicionar ao circuito um compensador de *offset*, como visto na Figura 2.7a. Os resistores de  $10\text{ k}\Omega$  e o resistor de  $10\text{ M}\Omega$  foram usados para esse fim. O potenciômetro  $P$ , com valor situado na faixa  $10\ \Omega \leq P \leq 1\text{ k}\Omega$ , deve ser determinado experimentalmente. Nesse caso, com a entrada anulada, deve-se ajustar  $P$  para que  $V_{o(DC)} = 0$  (*offset null*). O resistor de  $10\text{ M}\Omega$  drenará alguma corrente do nó de *terra virtual*, mas não o suficiente para comprometer o desempenho do circuito, se  $|A_{vol}|$  for muito elevado. Uma chave mecânica ou eletrônica de baixa fuga interna pode ser colocada em paralelo com o capacitor para poder reiniciar o circuito (*reset*). Amplificadores operacionais que possuem *FET*'s nas entradas propiciam melhor desempenho para esse tipo de aplicação.

A grandeza  $\tau = R_1 C$ , chamada constante de tempo do integrador, poderá ser adicionada para evitar instabilidades  $DC$  e deverá ter um dimensionamento adequado em integrações de sinais  $AC$ . Normalmente, para uma integração satisfatória, deverá ser observada a seguinte relação:  $\tau \geq 10 \times T_{max}$ , sendo  $T_{max}$  o maior período do sinal a ser integrado.

Em uma análise em frequências para pequenos sinais, conclui-se que esse circuito é um filtro passa-baixos de primeira ordem com um polo em  $p = 1 / 2\pi C R_1$ , cuja função de transferência vale:

$$V_o = -\frac{\frac{1}{CR}}{S + \frac{1}{CR_1}} \times V_i \quad [\text{V}]$$

A impedância de entrada desse integrador, puramente resistiva, vale:

$$R_i = R \quad [\Omega]$$

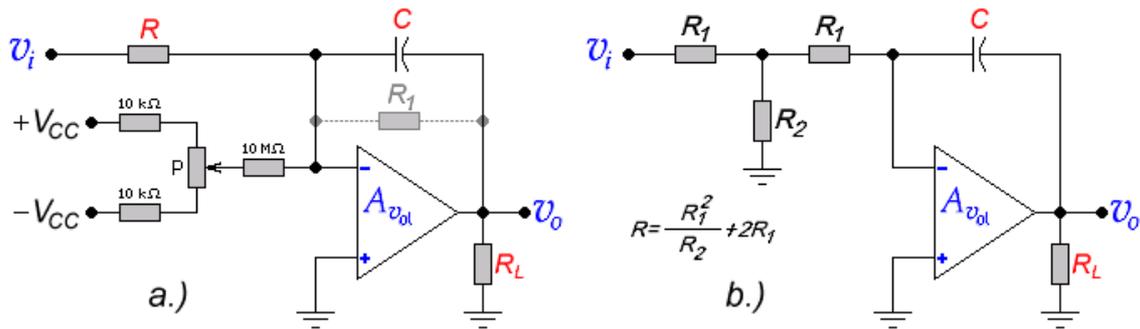


Figura 2.7 – Circuitos com Operações Mais Complexas. a.) Circuito Integrador. b.) Circuito Equivalente com Resistores de Entrada com Valores Mais Baixos.

Caso a constante de tempo do integrador seja muito grande, exigindo capacitores e/ou resistores muito elevados na sua formação, o circuito da Figura 2.7b poderá ser usado. Nele, o resistor  $R$ , do circuito da Figura 2.7a, foi substituído pela rede composta por dois resistores  $R_1$  e um resistor  $R_2$ . Para que a equivalência seja mantida, deve-se ter:

$$R = \frac{R_1^2}{R_2} + 2R_1$$

### 2.8 – Derivador ou Diferenciador:

A Figura 2.8a mostra o esquema de um derivador clássico. Graças à propriedade do *terra virtual*, a tensão sobre o capacitor vale:  $V_C = v_i$ . Em um capacitor, a relação entre corrente e tensão vale:

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt} = C \frac{dv_i}{dt}$$

Essa corrente é, portanto, injetada totalmente no resistor, considerando que a resistência da entrada não-inversora é muito elevada. Como  $i_C = i_R$  e  $V_R = -v_o$ , tem-se que:

$$v_o = -RC \times \frac{dv_i}{dt}$$

A grandeza  $\tau = RC$ , chamada constante de tempo do derivador, deverá ter um dimensionamento adequado em diferenciações de sinais AC. Normalmente, para uma diferenciação ótima, deverá ser observada a relação:  $\tau \leq 0,1 \times T_{min}$ , sendo  $T_{min}$  o menor período do sinal a ser diferenciado. Amplificadores operacionais que possuem FET's nas entradas propiciam melhor desempenho para esse tipo de aplicação. Um resistor  $R_1$  poderá ser adicionado ao circuito, como mostra a Figura 2.8b, e, em uma análise em frequências para pequenos sinais, conclui-se que esse circuito é um filtro passa-altos de primeira ordem, com um zero em  $z = 0$  e um polo em  $p = 1/2\pi CR_1$ , cuja função de transferência vale:

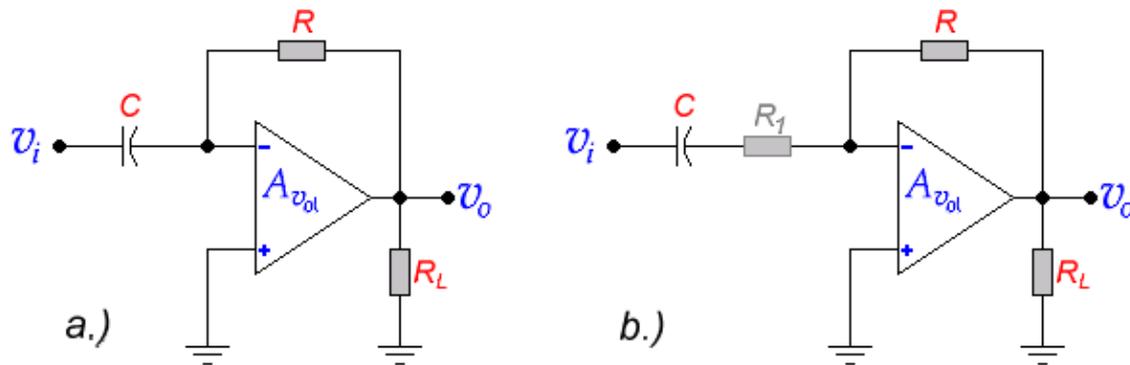


Figura 2.8 – Circuito Derivador ou Diferenciador. a.) Puro. b.) Com Perdas.

$$V_o = -\frac{S \frac{R}{R_1}}{S + \frac{1}{CR_1}} \times V_i \quad [\text{V}]$$

A impedância de entrada do derivador da Figura 2.8b vale:

$$Z_i = \frac{1}{SC} + R_1 \quad [\Omega]$$

## 2.9 – Amplificador com Entrada Totalmente Diferencial:

Arranjos de amplificadores operacionais podem ser implementados com o intuito de se aumentar o desempenho global do circuito objetivando-se aplicações especiais [7]. A Figura 2.9 exemplifica um desses arranjos. O amplificador da Figura 2.9 possui a entrada totalmente diferencial, com saída simples. Essa é a topologia de um clássico amplificador para instrumentação eletrônica. Sua entrada é flutuante, isto é, não possui terminal de *terra*. O sinal, balanceado, é aplicado em contrafase entre os dois terminais de entrada e é amplificado por dois braços de circuitos idênticos. Os dois sinais de saída ( $v_{o1}$  e  $v_{o2}$ ), idênticos em módulo, mas em contrafase, são somados em um amplificador diferencial de ganho unitário, como o da *Secção 2.5*, propiciando uma saída única. Graças à configuração de entrada totalmente diferencial, esse tipo de estrutura apresenta altíssima rejeição a modo comum ( $CMRR \geq 110 \text{ dB}$ ) e baixíssimo ruído equivalente de entrada, permitindo, dessa forma, ganhos muito elevados ( $G_v \leq 10000 \text{ V/V}$ ) e de alta qualidade, em malha fechada. Amplificadores desse tipo são usados em entradas de instrumentos eletrônicos de precisão como, por exemplo, multímetros digitais e em dispositivos de instrumentação médica. Em áudio, esse tipo de estrutura pode ser usado na amplificação de sinais originalmente tênues e que necessitem de uma elevada rejeição a ruídos, como os receptores de linha e os amplificadores de microfones dinâmicos balanceados. A relação entre as tensões de entrada e de saída, nesse tipo de estrutura, vale:

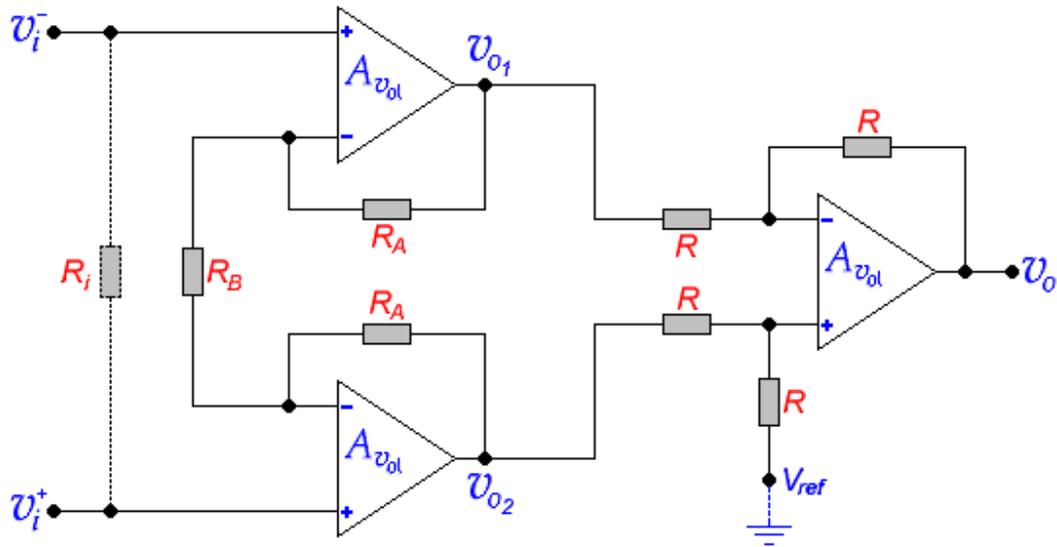


Figura 2.9 - Amplificador com Entrada Totalmente Diferencial.

$$v_o = V_{ref} + \left(1 + \frac{2R_A}{R_B}\right) \times (v_i^+ - v_i^-) \quad [\text{V}] \quad (2.15)$$

A tensão  $V_{ref}$  normalmente é nula, mas pode ser usada com valores na faixa  $\pm V_{OS}$ , para anular o desequilíbrio da tensão de saída, com  $v_i^+ - v_i^- = 0$ . Se a entrada de  $V_{ref}$  for usada como entrada de sinal, o circuito torna-se um misturador misto, com uma entrada balanceada de ganho elevado e uma entrada desbalanceada de ganho unitário.

A resistência da entrada balanceada do circuito é igual a  $R_i$  e a resistência da entrada não balanceada é igual a  $2R$ . Ambas devem ser estabelecidas conforme a aplicação dada ao amplificador.

Um desempenho otimizado desse circuito exige resistores casados dentro de uma faixa de tolerância de  $\pm 0,1\%$ . Caso isso não aconteça, a  $CMRR$  ficará prejudicada. Os amplificadores operacionais também devem ter características casadas.

Versões comerciais, contendo todo o conjunto da Figura 2.9, como, por exemplo, os circuitos integrados *AD620*, *AD625* e *AMP02* (*Analog Devices*) ou *INA114*, *INA115*, *INA118*, *INA128*, *INA327* e *INA337* (*Burr-Brown*), podem ser usadas com vantagens em relação ao circuito discreto apresentado.

Amplificadores balanceados para microfones, com baixo ruído, alto ganho e baixo custo, podem ser implementados com os amplificadores operacionais de instrumentação como *INA163* ou *INA217*.