

1. Amplificadores Operacionais VFA

1.1 – Introdução:

Amplificadores operacionais VFA são blocos analógicos para uso universal de capital importância para a eletrônica moderna [1]. São constituídos basicamente por duas entradas, idênticas em módulo, e uma saída. As entradas são de alta impedância, idealmente *infinita*, e apresentam características aritméticas de inversão (V_i^-) e de não-inversão (V_i^+) em relação à saída (V_o). São, portanto, amplificadores próprios para trabalharem com realimentação de tensão (VFA \equiv Voltage Feedback Amplifier). Em malha aberta, isto é, sem nenhuma realimentação aplicada, a relação entre a saída e as entradas obedece à Equação 1.1:

$$V_o = (V_i^+ - V_i^-) \times A_{vol} \quad [\text{V}] \quad (1.1)$$

A grandeza A_{vol} é o ganho de tensão em malha aberta, idealmente *infinito*.

A saída é de baixa impedância, idealmente *nula*.

Esses amplificadores são alimentados normalmente por fontes duplas, constituídas de duas tensões contínuas (V_{CC}^+ e V_{CC}^-), iguais em módulo e de sinais contrários. Nesse caso, a tensão quiescente de saída torna-se teoricamente *nula*. É possível, também, optar-se pelo uso de fonte simples (V_{CC}^+ e terra). Nesse caso, porém, a tensão quiescente de saída torna-se igual à $V_{CC}^+ / 2$ e a entrada não-inversora também deve ser polarizada com essa tensão.

1.2 – Simbologia e Circuito Equivalente:

A Figura 1.1a mostra o símbolo corriqueiramente usado para esse tipo de amplificador e a Figura 1.1b apresenta seu circuito equivalente AC básico, para pequenos sinais e baixas frequências. O parâmetro r_{id} é a resistência diferencial de entrada, r_o é a resistência de saída e A_{vol} é o ganho de tensão em malha aberta do amplificador. Idealmente, os parâmetros elétricos valem: $r_{id} \rightarrow \infty$, $r_o \rightarrow 0$ e $A_{vol} \rightarrow \infty$.

1.3 – Parâmetros Elétricos:

Os amplificadores operacionais reais não possuem parâmetros idealizados como os mostrados na Seção 1.2. Para que um amplificador operacional real possa ser considerado universal e transparente ao circuito do qual faz parte, os parâmetros elétricos a ele associados devem atingir certo patamar de valores tal que o tornem o mais próximo possível do ideal. Os principais parâmetros elétricos que devem ser analisados [2] [4], são:

- Ganho em malha aberta.
- Resistência de entrada diferencial.
- Resistência de saída.
- Frequência de transição (f_T) e produto Ganho \times Largura de Faixa (GBP).
- Margem de fase.
- Taxa de variação da tensão de saída em função do tempo (*slew rate*).

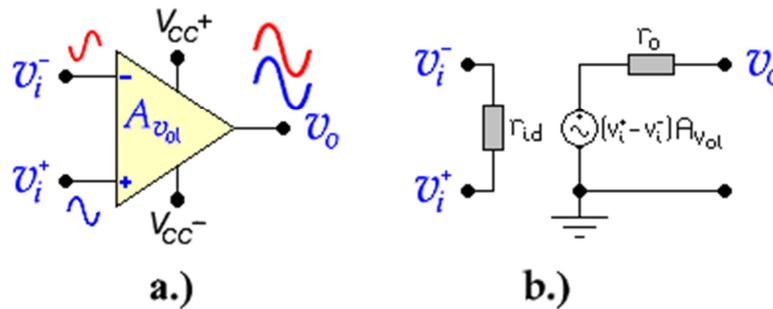


Figura 1.1 - Amplificador Operacional. a.) Símbolo. b.) Quadripolo Equivalente AC para Pequenos Sinais e Baixas Frequências.

1.3.1 – Ganho em Malha Aberta (A_{vol}):

Para um amplificador ideal, como já mencionado, deve-se ter $A_{vol} \rightarrow \infty$, para qualquer frequência. Na prática, no entanto, A_{vol} deve ser o mais elevado possível, dentro das possibilidades de um projeto físico. Valores práticos na faixa $10 \text{ V/mV} \leq A_{vol} \leq 1000 \text{ V/mV}$ ($80 \text{ dB} \leq A_{vol(\text{dB})} \leq 120 \text{ dB}$), em baixas frequências, são corriqueiros. Em altas frequências esses valores são drasticamente diminuídos pela ação de capacitâncias internas.

1.3.2 – Resistência de Entrada Diferencial (r_{id}):

Para um amplificador ideal, como já mencionado, deve-se ter $r_{id} \rightarrow \infty$, para qualquer frequência. Na prática, no entanto, r_{id} deve ser a mais elevada possível, dentro das possibilidades de um projeto físico. Para entradas bipolares, os valores práticos ficam na faixa $10 \text{ k}\Omega \leq r_{id} \leq 10 \text{ M}\Omega$, longe, portanto, do ideal. Para entradas construídas com transistores *MOS* ou com *JFET*'s, porém, essa faixa amplia-se para $1 \text{ T}\Omega \leq r_{id} \leq 10 \text{ T}\Omega$, aproximando-se muito da idealização. Em altas frequências esses valores são rebaixados.

1.3.3 – Resistência de Saída (r_o):

Para um amplificador ideal, como já mencionado, deve-se ter $r_o \rightarrow 0$, para qualquer frequência. Na prática, no entanto, r_o deve ser a mais baixa possível, dentro das possibilidades de um projeto físico. Para saídas bipolares, os valores práticos ficam na faixa $r_o \leq 1,0 \text{ k}\Omega$, aproximando-se muito da idealização. Para saídas *MOS* ou *CMOS*, no entanto, essa faixa é ampliada para $r_o \geq 10 \text{ k}\Omega$, longe, portanto, do ideal. Em altas frequências esses valores são mais elevados, em ambos os casos.

1.4 - Parâmetros Dinâmicos:

1.4.1 – Velocidade de Resposta e Resposta em Frequências:

- Polo Dominante (p_D):

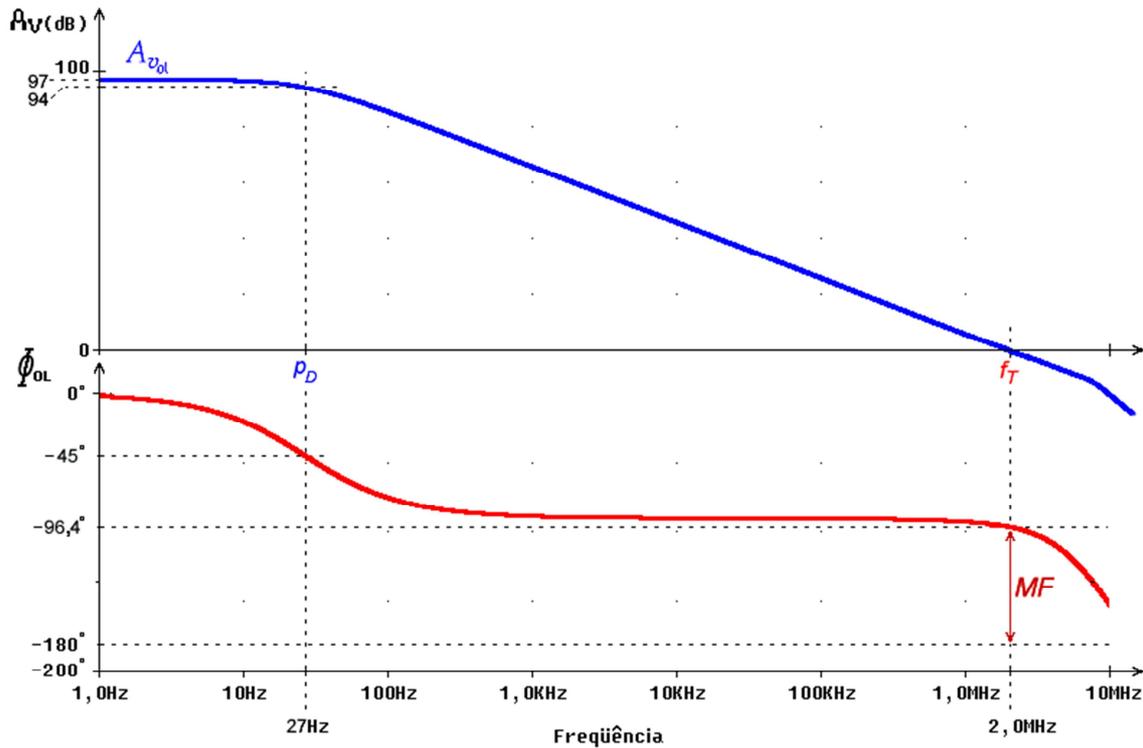


Figura 1.2 - Diagrama de Bode de Ganho e de Fase de Um Amplificador Operacional Típico, em Malha Aberta.

Amplificadores operacionais em malha aberta são circuitos que apresentam funções de transferência com vários polos e zeros, normalmente em um número igual ou superior a três. Como os polos determinam rotações de fase de -45° cada um, quando o circuito for realimentado negativamente, instabilidades ou oscilações ocorrerão na faixa de frequências onde a rotação de fase total aproxima-se de -180° , região na qual a realimentação torna-se positiva ($MF \rightarrow 0$). Sabendo-se que amplificadores de uso universal devem trabalhar, quando realimentados, em uma faixa de ganhos extensa, ou seja, $1 \text{ V/V} \leq |G_d| \leq 1000 \text{ V/V}$, eles devem ser estáveis em toda essa faixa, incluindo $|G_d| = 1 \text{ V/V}$. Os amplificadores operacionais de uso universal são, portanto, compensados em malha aberta de modo que a margem de fase em $|G_d| = 1 \text{ V/V}$ seja estável, isto é, esteja na faixa: $MF \geq 45^\circ$. Para que esse objetivo seja alcançado, é estabelecido, na função de transferência de A_{vol} , um polo de baixas frequências chamado polo dominante (p_D), de modo que, até A_{vol} atingir, em módulo, o valor de 1 V/V (0 dB), não haja mais nenhum ponto de singularidade na função de transferência. A Figura 1.2 exemplifica, para um amplificador operacional típico, esse procedimento, no qual $A_{vol} = 97 \text{ dB}$ e $p_D = 27 \text{ Hz}$. Compensações que seguem essa filosofia são chamadas de compensações por atraso de fase (*lag compensation*) tipo Miller. Amplificadores práticos possuem ganhos de tensão em malha aberta muito elevados em DC e em uma região de frequências muito baixas. Acima de p_D o ganho cai com uma taxa constante de -20 dB/década ou -6 dB/oitava , até a frequência de transição (f_T).

- Frequência de Transição (f_T) e Produto Ganho \times Largura de Faixa (GBP):

Pelo fato de ser estabelecido, em malha aberta, um polo dominante de modo que não haja mais nenhum ponto de singularidade até que $|A_{vol}| = 0 \text{ dB}$, nessa faixa de frequências o sistema é de 1^{a} ordem e apresenta uma queda de ganho constante de -20 dB/década . Consequentemente, o *produto ganho \times largura de faixa (GBP)* é, também, constante. A frequência na qual o ganho tende à unidade é chamada frequência de transição (f_T), ou, em alguns casos, também chamada de frequência de ganho unitário (f_u). Pelas relações entre ganho e frequência, na faixa $p_D \leq f \leq f_T$, pode-se escrever que:

$$f_T = GBP \cong A_{vol} \times p_D \quad [\text{Hz}] \quad (1.2)$$

O parâmetro *GBP (Gain Bandwidth Product)* estabelece a capacidade de resposta em altas frequências do amplificador operacional, em regime de pequenos sinais. No exemplo da Figura 1.2, tem-se que $GBP = 2 \text{ MHz}$. Isso significa que, se o amplificador for realimentado para possuir um ganho em malha fechada de $G_v = 100 \text{ V/V}$ (40 dB), sua resposta em frequências será, pela relação dada por *GBP*, de 20 kHz . Já, para $G_v = 10 \text{ V/V}$ (20 dB), sua resposta em frequências será de 200 kHz e etc.. Amplificadores operacionais modernos são projetados para possuírem o parâmetro *GBP* cada vez mais elevado ($GBP \geq 4 \text{ MHz}$). Modelos mais antigos no mercado e, portanto, obsoletos, são também mais lentos, como, por exemplo, o 741 e o 324, que possuem $GBP \cong 1 \text{ MHz}$.

1.4.2 - Margem de Fase (MF):

Amplificadores operacionais são circuitos projetados para trabalharem em regime de realimentação negativa. Realimentar negativamente implica em reinjetar, na entrada, uma parcela do sinal se saída em contrafase com o mesmo. A subtração de sinais, incidente e reinserido, tem o poder, à custa de uma queda significativa de ganho, de linearizar, promover estabilidade, aumentar a resposta em frequências, minimizar ruídos, etc.. Se o sinal, ao atravessar o amplificador, sofrer, no entanto, uma rotação de fase superior a 90° , parte da realimentação tornar-se-á positiva e o amplificador tende a perder estabilidade. Na frequência na qual a rotação de fase atingir 180° , a realimentação torna-se 100% positiva e o amplificador entra em oscilação plena. A diferença entre a rotação de fase que o amplificador apresenta em um determinado ganho em malha fechada (G_v) e a rotação proibitiva de 180° , é chamada margem de fase. No exemplo da Figura 1.2, a margem de fase para $|G_v| = 1 \text{ V/V}$ vale $MF = 180^\circ - 96,4^\circ = 83,6^\circ$. Se um sistema realimentado for estável para $|G_v| = 1 \text{ V/V}$ ele será estável para qualquer ganho $|G_v| \geq 1 \text{ V/V}$ e o sistema só será incondicionalmente estável se $MF \geq 75^\circ$. Para sistemas que apresentam $45^\circ \leq MF \leq 75^\circ$ a resposta a transitórios torna-se oscilatória amortecida. A Figura 1.3 exemplifica a resposta aos transitórios de um amplificador com margem de fase baixa ($MF \approx 25^\circ$ para $|G_v| = 1 \text{ V/V}$). Nota-se o excesso de oscilações antes do amplificador atingir seu regime permanente. Em amplificadores operacionais comerciais modernos, pelo bem da maior velocidade de resposta, normalmente a margem de fase para $|G_v| = 1 \text{ V/V}$ é projetada para ficar na faixa: $45^\circ \leq MF \leq 75^\circ$, isto é, levemente oscilatória.

1.4.3 - Tempo de Acomodação (t_s):

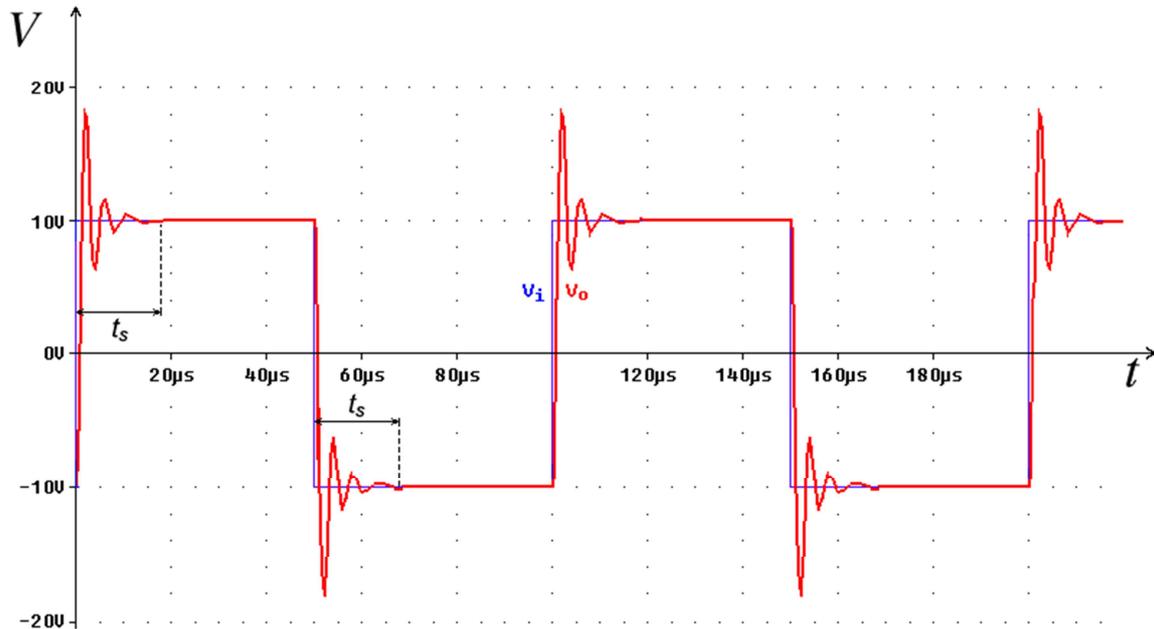


Figura 1.3 - Transiente de Saída de um Amplificador Operacional com Margem de Fase Baixa e com $|G_v| = 1 \text{ V/V}$.

Outro parâmetro importante na análise de amplificadores operacionais é o tempo de acomodação (*settling time*) [3], designado geralmente por t_s . Esse parâmetro define o tempo que um transiente de saída, após as oscilações amortecidas, gasta para ficar dentro de $\pm 0,01\%$ do seu valor final, em regime permanente. Idealmente esse tempo deveria ser nulo e, na prática, maior será quanto menor for a margem de fase do amplificador. Em operacionais modernos corriqueiros, com velocidade de resposta moderada e $MF \approx 55^\circ$, esse tempo fica na faixa: $1,0 \mu\text{s} \leq t_s \leq 2,0 \mu\text{s}$. A Figura 1.3 mostra o tempo t_s de um amplificador com margem de fase baixa.

1.4.4 - Taxa de Variação da Tensão de Saída (SR):

A resposta em altas frequências de um amplificador operacional é determinada em regime quase-estático, isto é, senoidal. Outro parâmetro de avaliação da velocidade de resposta, determinado em regime de transientes, é a medida da taxa da variação da tensão de saída (*slew rate*) em função do tempo. Esse parâmetro, designado por SR , é medido através da aplicação de uma onda quadrada na entrada de modo que propicie a máxima excursão do sinal de saída do amplificador, com $|G_v| = 1 \text{ V/V}$. Pode-se, então, escrever que:

$$SR = \frac{\partial V_o}{\partial t} \quad [\text{V}/\mu\text{s}] \quad (1.3)$$

O parâmetro SR , ao contrário da resposta em altas frequências, independe da taxa de realimentação aplicada ao amplificador e, idealmente, deveria valer $SR \rightarrow \infty$. Em operacionais modernos de uso geral, com velocidade de resposta moderada, essa taxa normalmente fica na faixa: $9,0 \text{ V}/\mu\text{s} \leq SR \leq 13,0 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Os amplificadores operacionais 741 e 324 possuem $SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$, significando que, mesmo aplicando-se uma onda quadrada de variação abrupta na entrada, suas saídas demoram $40 \mu\text{s}$ para excursionar de -10 V a $+10 \text{ V}$. Nesse caso, pode-se afirmar que ondas quadradas com frequência $f \geq 12,5 \text{ kHz}$ e amplitude $V_i = 20 V_{pk-pk}$, tornam-se ondas triangulares na saída do 741, com $|G_v| = 1 \text{ V}/\text{V}$.

1.4.5 - Resposta em Frequências em Regime de Grandes Sinais (BW_P):

Muitas vezes um amplificador operacional possui resposta a altas frequências relativamente estendida em regime quase-estático de pequenos sinais. Em regimes de grandes sinais, no entanto, esse mesmo operacional pode apresentar grandes distorções à senóide, se o seu parâmetro SR for baixo. Para avaliar essa característica, define-se um parâmetro de resposta em frequências em grandes sinais (*full power bandwidth*), designado geralmente por BW_P ou $FPBW$, que estabelece a máxima frequência de operação do circuito de modo que, em regime senoidal, a distorção do sinal de saída permaneça inferior a 1%. Esse parâmetro vale:

$$BW_P = FPBW = \frac{SR \times 10^6}{2\pi V_{o(pk)}} \quad [\text{Hz}] \quad (1.4)$$

Na Equação 1.4, SR é o *slew rate* e $V_{o(pk)}$ é o valor de pico da tensão senoidal de saída do amplificador para o qual se deseja saber o valor do parâmetro BW_P . Se uma amplificação livre de distorções é desejada para toda a faixa de frequências de utilização, deve-se observar a relação: $5f_{max} \leq BW_P \leq 10f_{max}$, sendo f_{max} a máxima frequência do sinal a ser amplificado. Constata-se, portanto, que o 741 possui $BW_P = 7,958 \text{ kHz}$, para uma excursão de saída de $10 V_{pk}$. Conclui-se, então, que esse operacional não é adequado para a amplificação de sinais musicais ($f_{max} = 20 \text{ kHz}$), ou, ainda, se o 741 for usado com esse propósito, o sinal de saída não deve exceder à seguinte faixa de tensão de saída: $0,5 V_{pk} \leq V_o \leq 0,8 V_{pk}$. Para aplicações que envolvem amplificação de áudio de alta-fidelidade, portanto, devem ser usados operacionais com $BW_P \geq 125 \text{ kHz}$, se uma grande excursão de tensão de saída for desejada.

1.4.6 – Ruídos:

Amplificadores operacionais não são dispositivos livres de ruídos. Semicondutores e resistores internos são fontes de ruídos que, fatalmente, transferem para a saída, sinais indesejáveis que serão adicionados ao sinal que está sendo amplificado. Em um modelo de pequenos sinais, todas as fontes de ruído são concentradas e vistas como sendo fontes de ruído equivalentes de entrada. A Figura 1.4 mostra um circuito equivalente do amplificador operacional com duas fontes de ruído adicionadas. A fonte \bar{e}_n representa a tensão eficaz equivalente de ruído de entrada, medida com a entrada em curto-circuito. A fonte \bar{i}_n representa a corrente eficaz equivalente de ruído de entrada, medida com a entrada aberta. R_{ger} é a resistência interna do gerador, que também funciona como uma fonte de ruído.

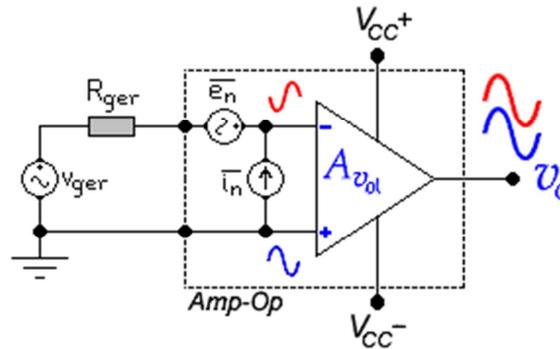


Figura 1.4 - Circuito Equivalente do Amplificador Operacional Com as Fontes de Ruído de Entrada Adicionadas.

Essas fontes, de tensão e de corrente, são expressas respectivamente em:

$$nV/\sqrt{Hz} \quad e \quad pA/\sqrt{Hz}$$

Quando especificadas para uma determinada frequência ou em μV e nA , quando especificadas para uma faixa de frequências. O ruído gerado na resistência interna do gerador é um ruído de origem térmica e contém uma densidade constante de potência de ruído, para uma faixa de frequência unitária, que vale:

$$\bar{e}_R^2 = 4kTBR_{ger} \quad [V^2/Hz] \quad (1.5)$$

Na Equação 1.5, k é a constante de Boltzmann ($1,38062 \times 10^{-23} J/K$), T é a temperatura Kelvin, B é a largura de faixa em Hz e R_{ger} é a resistência do gerador.

O ruído total equivalente de entrada do amplificador operacional vale, portanto:

$$\bar{e}_{in}^2 = \bar{e}_n^2 + \bar{e}_R^2 + \bar{i}_n^2 R_{ger}^2 \quad [V^2/Hz] \quad (1.6)$$

Os valores de \bar{e}_n e \bar{i}_n são fornecidos pelos fabricantes nas folhas de dados dos amplificadores operacionais, para uma determinada frequência e \bar{e}_R deve ser calculada em função da resistência de saída da fonte de excitação (gerador). Em amplificadores operacionais com entradas construídas com FET's, tem-se que $\bar{i}_n \rightarrow 0$ e, por isso, esses amplificadores são teoricamente menos ruidosos e menos afetados por R_{ger} do que os que possuem entradas bipolares. Os MOSFET's, no entanto, possuem relativamente muito mais ruído $1/f$, chamado de ruído rosa, do que os transistores bipolares [25].

Em amplificadores de baixo ruído deve-se desejar: $\bar{e}_n \leq 10nV/\sqrt{Hz}$ para $f = 1 kHz$. Quando o fabricante não especifica esse valor nas folhas de dados do operacional, que é o caso do 741 ($\bar{e}_n \geq 30nV/\sqrt{Hz}$), tem-se a indicação de que o ruído equivalente de entrada é indesejavelmente alto. Os parâmetros \bar{e}_n e \bar{i}_n são chamados também de V_{noise} e I_{noise} , respectivamente, por alguns fabricantes e por programas simuladores de circuitos.

- Ruído de Saída (\bar{e}_o):

O ruído de saída do amplificador pode, a partir da Equação 1.6, ser calculado como se segue:

$$\bar{e}_o = \bar{e}_{in} \times G_v \times \sqrt{B} = \bar{e}_{in} \times G_v \times \sqrt{f_{\max} - f_{\min}} \quad [\text{V}] \quad (1.7)$$

Onde G_v é o ganho em malha fechada do amplificador e B é a largura de faixa, em Hz, na qual se pretende calcular o ruído. Como a curva de $\bar{e}_n \times f$ é do tipo $1/f$, isto é, cresce de modo inversamente proporcional à frequência para $f < f_{corner}$, a Equação 1.7 só é totalmente válida para $f_{\min} \geq f_{corner}$. Na prática, dependendo do tipo e de topologia do amplificador, tem-se que: $10 \text{ Hz} \leq f_{corner} \leq 1 \text{ kHz}$. Os MOSFET's possuem relativamente muito mais ruído $1/f$ do que os transistores bipolares.

- Relação Sinal/Ruído (S/N):

Define-se como relação sinal/ruído de saída de um amplificador o parâmetro:

$$S/N = 20 \log \left(\frac{v_o}{\bar{e}_o} \right) \quad [\text{dB}]$$

Onde: v_o é a tensão eficaz de sinal de saída e \bar{e}_o é a tensão eficaz de ruído equivalente de saída do amplificador, calculada pela Equação 1.7. Em amplificadores de baixo ruído deve-se desejar: $S/N \geq 60 \text{ dB}$.

- Figura de Ruído (NF):

Define-se como figura de ruído de um amplificador, o parâmetro:

$$NF = 20 \log \left(\frac{S_i \times N_o}{S_o \times N_i} \right) \quad [\text{dB}]$$

Onde S_i e S_o são, respectivamente, os sinais de entrada e de saída do amplificador e N_i e N_o são, respectivamente, os ruídos de entrada e de saída do amplificador.

A figura de ruído representa a contribuição do amplificador na geração de ruído.

A equação acima pode, ainda, ser escrita em função dos parâmetros de ruído do operacional e vale:

$$NF = 10 \log \left(1 + \frac{\bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_{ger}^2}{\bar{e}_R^2} \right) \quad [\text{dB}] \quad (1.8)$$

Em amplificadores de baixo ruído deve-se desejar: $NF \leq 2 \text{ dB}$.

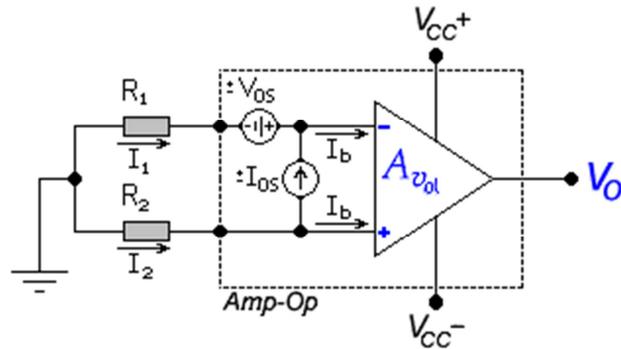


Figura 1.5 - Amplificador Operacional com a Adição da Tensão e da Corrente de *Offset* na Entrada.

1.5 - Parâmetros Estáticos:

1.5.1 – Falta de Balanceamento DC:

- Falta de Balanceamento de Tensão (V_{OS}):

Em um amplificador diferencial ideal, como $V_o = (V_i^+ - V_i^-) \times A_{vol}$, se as entradas forem iguais, a saída será nula, isto é, $V_o = 0$ se $V_i^+ = V_i^-$, $\forall A_{vol}$. No amplificador real, no entanto, isso não é verdade. Devido à falta de um perfeito casamento na construção de componentes ativos e passivos, as entradas, inversora e não-inversora, não resultam perfeitamente iguais em módulo. Com isso, aparece, nas entradas, uma tensão de desbalanceamento (tensão de *offset*), representada no circuito da Figura 1.5 pela fonte V_{OS} , que será refletida para a saída, multiplicada pelo ganho DC do amplificador. Tem-se, portanto, que, em malha aberta:

$$V_o = (V_i^+ - V_i^- \pm V_{OS}) \times A_{vol} \quad [V]$$

Sendo A_{vol} um valor muito elevado, mesmo se V_{OS} for de alguns *milivolts*, a saída permanecerá saturada, com $V_o \rightarrow \pm V_{CC}$, em malha aberta.

Em malha fechada, se o amplificador possuir um ganho $G_{v(DC)}$ em baixas frequências, a tensão de saída será:

$$V_o = (V_i^+ - V_i^- \pm V_{OS}) \times G_{v(DC)} \quad [V]$$

Essa tensão de desbalanceamento refletida para a saída invalida o circuito como amplificador DC e tira-o do centro da reta de carga, causando distorções e diminuindo a excursão de sinal de saída, em AC.

Amplificadores operacionais comerciais possuem baixas tensões de desbalanceamento, sendo que, nos de uso geral, $V_{OS(max)} \leq \pm 15 \text{ mV}$ e, nos fabricados para instrumentação, $V_{OS(max)} \leq \pm 1 \text{ mV}$. Alguns desses circuitos possuem dispositivos de ajuste desse desbalanceamento. Aqueles que não os possuem, muitas vezes precisam de dispositivos externos de ajustes, que serão vistos posteriormente.

Embora um ajuste inicial desse desbalanceamento possa ser feito, ele não é definitivo, pois a tensão V_{OS} possui deriva térmica igual a $\pm \Delta V_{OS} / \Delta \theta$, medida em $[\mu V / ^\circ C]$, especificada nas folhas de dados do fabricante e que deve ser levada em conta pelo projetista.

- Falta de Balanceamento de Corrente (I_{OS}):

Em um amplificador operacional ideal as correntes de polarização das duas entradas, que podem ser bases de *BJT*'s ou portas de *FET*'s, são idênticas. Pelos mesmos motivos dados no item anterior, porém, isso não é verdade em amplificadores reais. A diferença entre as correntes de polarização (*offset* de corrente), representada na Figura 1.5 pela fonte $\pm I_{OS}$, acaba causando indiretamente um desbalanceamento de tensão na entrada ao percorrer os resistores de polarização R_1 e R_2 . O desbalanceamento total da saída em malha fechada será, então, se $R_1 = R_2 = R$:

$$V_o = (V_i^+ - V_i^- \pm V_{OS} \pm I_{OS} R) \times G_{v(DC)} \quad [V] \quad (1.9)$$

As faixas de I_{OS} , na prática, são muito pequenas. Ficam situadas, para entradas bipolares, em $I_{OS} \leq 500 \text{ nA}$ e, para entradas com *FET*'s, em $I_{OS} \leq 500 \text{ pA}$. Tal como V_{OS} , I_{OS} também possui deriva térmica.

1.5.2 – Alimentação ($\pm V_{CC}$):

Amplificadores operacionais, como todo circuito eletrônico, devem ser alimentados por tensões contínuas para que seu funcionamento seja apropriado. A grande maioria dos operacionais modernos deve ser alimentada com fonte dupla, para que a saída seja nula em repouso, e com tensões máximas de alimentação de $\pm 18 \text{ V}$, sendo que as tensões máximas de trabalho recomendadas são de $\pm 15 \text{ V}$. Esses operacionais são de uso universal, construídos nas tecnologias: bipolar, *Bi-FET* ou *Bi-MOS*. As exceções ficam por conta dos operacionais da tecnologia *CMOS* que, geralmente, permitem tensões máximas de alimentação bem mais baixas ($\leq \pm 10 \text{ V}$). Alguns operacionais bipolares, construídos para aplicações especiais em pré-amplificadores de áudio, como, por exemplo, o *NE5532*, podem, por outro lado, ser alimentados por tensões de até $\pm 22 \text{ V}$ e operacionais bipolares de potência, como o dispositivo *LM 3886*, podem receber tensões de alimentação de trabalho da ordem de $\pm 28 \text{ V}$.

Com relação à alimentação dos amplificadores operacionais, algumas observações importantes devem ser feitas:

- Trilhas de *terra*, em placas de circuito impresso, devem possuir áreas de condução generosas para não induzirem diferenças de potencial de *terra*.
- Circuitos mistos que possuem operacionais, funcionando como amplificadores lineares, e circuitos digitais ou de chaveamento na mesma placa de circuito impresso, devem possuir trilhas de *terra* separadas.
- Trilhas de *terra* não devem formar elos fechados (*loop de terra*) em placas de circuito impresso, pois induzem oscilações e ruídos em circuitos lineares de baixa frequência.

- Os pontos de alimentação de $\pm V_{CC}$ de amplificadores operacionais devem ser desacoplados individualmente por capacitores ligados entre os pinos de alimentação e o *terra* da placa de circuito impresso. Normalmente, em cada pino de alimentação e o mais próximo possível deles, deve-se usar um capacitor eletrolítico de, pelo menos, $10 \mu F$ em paralelo com um capacitor, de poliéster ou de cerâmica, de $0,1 \mu F$, desacoplando as alimentações para o *terra*.
- Em dispositivos de desenvolvimento de protótipos como, por exemplo, *Breadboards*, *Protoboards* ou *Plugblocks*, os desacoplamentos de fontes de alimentação devem ser intensificados.
- Circuitos que trabalham com pequenos sinais e circuitos de potência, chaveados ou não, devem ser alimentados com fontes de alimentação distintas, isto é, devem possuir estabilizadores de tensão independentes.

1.5.3 – Razão de Rejeição a Modo Comum (CMRR):

Como foi mencionado e mostrado pela Equação 1.1, amplificadores operacionais amplificam com grande intensidade sinais aplicados em suas entradas em modo diferencial, isto é, em contrafase. Sinais aplicados em modo comum, isto é, com a mesma amplitude e mesma fase, são rejeitados, ou seja, possuem ganho teoricamente nulo. A relação, portanto, entre os ganhos em modo diferencial e em modo comum idealmente vale: $A_{vd}/A_{vc} \rightarrow \infty$. Por motivos de falta de idealizações internas, porém, o ganho em modo comum é muito pequeno, mas não é nulo, isto é, $A_{vc} \neq 0$. É definido, então, em relação a essas grandezas, um parâmetro chamado razão de rejeição a modo comum que vale:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (1.10)$$

Esse parâmetro define quantas vezes mais o amplificador amplifica sinais aplicados em modo diferencial do que sinais aplicados em modo comum. Se, por exemplo, $CMRR = 80 \text{ db}$, significa que os sinais aplicados em modo diferencial são amplificados dez mil vezes mais do que os sinais aplicados em modo comum. Como sinais em modo comum (ruídos, *ripples* de fontes, induções eletromagnéticas, etc.) são indesejáveis, quanto maior for a $CMRR$, melhor desempenho terá o operacional. Na prática, deseja-se que $CMRR \geq 60 \text{ dB}$, pelo menos.

1.5.4 – Razão de Rejeição à Fonte de Alimentação (PSRR):

Ruídos e ondulações sobrepostos à tensão contínua de alimentação afetam diretamente os circuitos eletrônicos por ela alimentados. Os amplificadores operacionais, graças ao parâmetro $CMRR$ elevado e a dispositivos estabilizadores internos, são menos afetados. A influência da fonte de alimentação nesses circuitos não é, contudo, nula. O parâmetro $PSRR$ mede, em decibéis, a variação da tensão de saída de um operacional em função da variação de sua tensão de alimentação, com as entradas zeradas. Para minimizar as influências das fontes de alimentação sobre o desempenho do circuito, algumas providências, como as citadas na *Secção 1.5.2*, devem ser tomadas.

Então, com $V_i = 0$, $PSRR$ vale:

$$PSRR = 20 \log \left(\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{CC}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (1.11)$$

Tal como no parâmetro $CMRR$, é desejável que $PSRR \geq 60 \text{ dB}$.

1.5.5 – Faixa de Tensão de Entrada em Modo Comum (V_{CM}):

Como já foi anteriormente comentado, sinais em modo comum, aplicados nas entradas do operacional, são fracamente amplificados. Teoricamente, então, se duas tensões idênticas, não importando as intensidades delas, fossem aplicadas nas entradas, virtualmente nenhum sinal seria transferido para a saída do mesmo. Na prática, no entanto, essa afirmativa é parcialmente verdadeira. Devido a saturações de componentes internos, sinais em modo comum são rejeitados até certa intensidade, acima da qual, o ganho torna-se da mesma ordem de grandeza do ganho em modo diferencial. As tensões, máxima e mínima, que podem ser aplicadas em modo comum nas entradas do operacional, definem uma faixa de tensão de modo comum (CMR) que não pode ser extravasada em hipótese alguma. Os limites dessa faixa são fornecidos pelos fabricantes e designados por V_{CM}^- e V_{CM}^+ e deveriam valer: $V_{CM}^- = -V_{CC}$ e $V_{CM}^+ = +V_{CC}$. Normalmente, porém, essas tensões ficam na faixa $0,80V_{CC} \leq |V_{CM}| \leq 0,95V_{CC}$, mas podem atingir valores mais extensos ou mais restritos conforme o tipo de arquitetura interna usada para a entrada do amplificador.

1.5.6 – Excursão de Saída (V_{OM}):

Quando o sinal de saída excursiona, deseja-se que a excursão seja total (*rail-to-rail*), isto é, que: $-V_{CC} \leq V_{OM} \leq +V_{CC}$. Graças a limitações internas práticas, no entanto, essa excursão é limitada normalmente pela faixa: $0,75V_{CC} \leq V_{OM} \leq 0,95V_{CC}$. Alguns amplificadores operacionais apresentam inversão de fase (*phase reversal*) na saída, quando a máxima faixa de tensão de entrada (V_{CM}) é excedida.

1.5.7 – Carga máxima (Z_L):

Embora a maioria dos operacionais de uso universal possua baixíssima impedância de saída, por limitações de máxima capacidade de corrente, eles não podem ser carregados por impedâncias inferiores a $2 \text{ k}\Omega$. As exceções, novamente, ficam por conta dos operacionais da tecnologia $CMOS$ que, geralmente, exigem cargas máximas de impedância muito maior. Alguns operacionais bipolares, construídos para aplicações especiais em pré-amplificadores de áudio, como, por exemplo, o $NE5532$, podem, por outro lado, ser carregados por impedâncias de até 600Ω , no mínimo, e operacionais bipolares de potência, como o dispositivo $LM3886$, podem receber como carga, impedâncias mínimas de 4Ω . Operacionais que possuem alta impedância de saída, como a maioria dos dispositivos $CMOS$, são, também, muito afetados por cargas capacitivas. A parte resistiva da impedância de saída forma, com o capacitor C_L de carga, um polo adicional na função de transferência que pode diminuir a margem de fase do amplificador e promover oscilações indesejáveis.