Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

FEUP

ELECTRÓNICA I

3º ano - Ramo APEL

Capítulo 2

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Este texto é oferecido aos alunos para o policopiarem livremente e destina-se a complementar o livro de texto recomendado, "Microelectronic Circuits", de Sedra and Smith. Consiste, essencialmente, numa tradução do capítulo homónimo desse livro, com algumas alterações da responsabilidade do autor visando uma melhor adequação ao programa da disciplina. Beneficiou também de sugestões do Prof. Pedro Guedes de Oliveira.

Franclim F. Ferreira **Setembro 1998**

Capítulo 2

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

1. Introdução

Apreendidos os conceitos básicos e a terminologia usada nos amplificadores, podemos agora estudar um bloco de circuito de importância universal: o amplificador operacional (amp op). Apesar de os amp ops serem usados há muito tempo, as suas aplicações restringiram-se inicialmente às áreas da computação analógica e da instrumentação. Daí deriva, aliás o seu nome: o termo operacional foi introduzido a propósito de serem usados para simular as operações matemáticas (computação analógica).

Os primeiros amp ops foram construídos com componentes discretos (válvulas de vazio primeiro, transístores depois, além de resistências), sendo o seu custo proibitivo (milhares de escudos). Em meados da década de sessenta, começaram a ser produzidos os primeiros amp ops integrados.

A primeira referência (o μA709) era constituído por um grande número de transístores e resistências realizados numa mesma pastilha de silício. Apesar de as suas características serem pobres (pelos padrões actuais) e de o seu custo ser ainda elevado, o seu aparecimento assinalou o início de uma nova era no projecto dos circuitos electrónicos. Os engenheiros electrónicos começaram a utilizar amp ops em grandes quantidades, o que originou a descida dramática do seu preço. A exigência de melhor qualidade recebeu uma resposta pronta dos fabricantes de semicondutores; num curto período de alguns anos, amp ops de excelentes características começaram a ser comercializados a muito baixo preço (dezenas de escudos) por um grande número de fornecedores.

Uma das razões da grande popularidade do amp op é a sua versatilidade. Como veremos, pode fazer-se praticamente tudo com amp ops! Igualmente importante é o facto de que as características dos amp ops integrados se aproximam muito dos seus valores ideais, pelo que o projecto de circuitos usando estes componentes vem muito simplificado. Acresce que os circuitos com amp ops trabalham a níveis muito próximos dos previstos pelo seu desempenho teórico. É por esta razão que vamos estudar amp ops logo no princípio do curso de Electrónica.

Como já se referiu, um amp op integrado é constituído por um número elevado de transístores, resistências e (por vezes) um condensador, num circuito relativamente complexo. Uma vez que o estudo dos transístores só será feito mais adiante, neste capítulo não analisaremos o circuito interno dos amp ops. Assim, o amp op será considerado como um bloco de circuito, do qual apenas estudaremos as características terminais e as suas aplicações. Note-se que esta aproximação é perfeitamente satisfatória em muitas aplicações, o que não exclui, obviamente, que para aplicações mais exigentes seja muito útil conhecer a constituição interna do amp op.

2. Os terminais do amp op

Em termos de sinais, um amp op tem três terminais: dois terminais de entrada e um de saída. A fig. 1 mostra o símbolo usado para representar o amp op.

(fig. 1)

Os terminais 1 e 2 são os terminais de entrada e o terminal 3 é o terminal de saída. Como se explicou atrás, os amplificadores requerem alimentação de c.c. para funcionarem. A maior parte dos amp ops usam duas fontes de alimentação, como se mostra na fig. 2. A embalagem do amp op, além dos fios de ligação correspondentes aos terminais de sinal já referidos, dispõe de outros dois, como os assinalados por 4 e 5 na fig. 2, que são ligados a uma tensão positiva V^+ e a uma tensão negativa V^-, respectivamente.

(fig. 2)

Na fig. 2(b), mostra-se explicitamente as duas fontes de alimentação como baterias, com uma massa comum. É interessante notar que o nó de referência dos circuitos de amp ops é justamente o terminal comum das duas fontes de alimentação, i.e., nenhum terminal do amp op é ligado fisicamente à massa. Na continuação omitiremos a representação das fontes de alimentação.

Além dos terminais referidos, os amp ops podem ter outros terminais para fins específicos, tais como compensação de frequência e dos desvios estáticos.

3. O amp op ideal

Consideraremos agora a função de circuito do amp op. Um amp op admite como entrada a diferença dos sinais aplicados aos seus terminais de entrada, i.e., a tensão $v_2 - v_1$, multiplica-a por um número A e apresenta no seu terminal de saída a tensão $A(v_2 - v_1)$.

Um amp op ideal tem correntes de entrada nulas, i.e., quer o sinal de corrente no terminal 1, quer no terminal 2, são nulos. Por outras palavras, a impedância de entrada de um amp op é infinita.

Quanto à saída apresenta, como afirmámos, uma tensão $A(v_2 - v_1)$ cujo valor, afirmamos agora, é independente da corrente fornecida à carga. Assim, a impedância de saída é nula.

Juntando as características referidas, chegamos ao esquema equivalente da fig. 3. Note-se que a saída está em fase (tem o mesmo sinal) com v_2 e em oposição de fase (tem sinal contrário) com v_1,. Por esta razão, o terminal de entrada 1 é chamado **entrada inversora** e é distinguido com o sinal "-", enquanto o terminal de entrada 2 é chamado **entrada não inversora** e assinala-se co o sinal "+".

(fig. 3)

Como decorre da descrição anterior, o amp op responde apenas ao sinal *diferença* $v_2 - v_1$ e, portanto, ignora qualquer sinal comum a ambas as entradas. Assim, se $v_1 = v_2 = 1\text{V}$, por exemplo, então a saída será, idealmente, zero. Chamamos a esta propriedade **rejeição do modo comum** e podemos assim concluir que um amp op ideal tem rejeição de modo comum infinita.

Notemos ainda que um amp op tem **entrada diferencial** e **saída única**, significando este último termo que a saída é tomada entre um único terminal, o 3, e a massa. O número A, atrás referido, chama-se, por razões óbvias, **ganho diferencial**. Por razões menos óbvias, é também chamado **ganho em malha aberta**. A razão para este nome tornar-se-á clara mais tarde quando fecharmos uma malha à volta do amp op e definirmos um outro ganho, dito em malha fechada.

Uma característica importante dos amp ops é que eles são dispositivos de acoplamento directo ou amplificadores de c.c.. Isso permite usá-los em aplicações muito importantes, embora seja também uma fonte de problemas, como veremos adiante.

Quanto a largura de banda, um amp op ideal tem um ganho A que permanece constante desde a frequência nula até à frequência infinita. Isto é, os amp ops ideais amplificam sinais de qualquer frequência com ganho igual.

Analisámos todas as propriedades de um amp op ideal, excepto uma que é, de facto a mais importante e tem a ver com o valor de A. O ganho A de um amp op ideal é infinito. Esta afirmação suscita, naturalmente, uma pergunta: se o ganho é infinito, como poderemos usar um tal amplificador? A resposta é simples: em quase todas as aplicações, e em todas as aplicações lineares, o amp op não se usa em malha aberta. Pelo contrário, é usado em configurações ditas realimentadas (ou em malha fechada), que analisaremos a seguir.

4. Configuração inversora

Consideremos o circuito representado na fig. 4, que consiste de um amp op e duas resistências R_1 e R_2. A resistência R_2 foi ligada do terminal de saída *para trás*, para a entrada inversora do amp op. Dizemos que R_2 realiza uma **realimentação negativa**; se fosse ligada entre a saída e a entrada não inversora diríamos que realizava **realimentação positiva**. Note-se também que R_2 fecha uma malha à volta do amp op.

(fig. 4)

Além de acrescentarmos R_2, ligámos à massa o terminal 2 e introduzimos uma resistência R_1 entre o terminal 1 e a fonte de sinal com uma tensão v_I. A saída do circuito é tomada no terminal 3, i.e., entre o terminal 3 e a massa. O terminal 3 é, de facto, um ponto conveniente para ser tomado como saída, uma vez que a sua impedância é idealmente zero. Assim, a tensão v_O não dependerá do valor da corrente que possa ser fornecida à carga ligada entre o terminal 3 e a massa.

4.1. O ganho em malha fechada

Analisemos agora o circuito da fig. 4 para determinar o ganho em **malha fechada** $\boldsymbol{G}$, definido como

$$G \equiv \frac{v_O}{v_I}$$

assumindo que o amp op é ideal. A fig. 5 mostra o esquema equivalente do circuito, nas condições referidas.

(fig. 5)

Uma vez que o ganho A é muito grande (idealmente infinito), admitindo que o circuito realmente funciona apresentando à saída uma tensão finita, então a tensão diferencial de entrada é praticamente nula (idealmente zero). Designando por v_O a tensão de saída, por definição do ganho A, temos

$$v_2 - v_1 = \frac{v_O}{A} \cong 0$$

Daqui decorre que a tensão na entrada inversora (v_I) é dada por $v_I \cong v_2$. Isto é, devido ao ganho A tender para infinito, a tensão diferencial de entrada tende para zero. Dizemos que na entrada do amp op a tensão é **virtualmente nula**. Uma vez que a entrada não inversora está ligada à massa, dizemos ainda que, nestas condições, a entrada inversora é uma **massa virtual**.

Conhecido o valor da tensão v_I, a aplicação da lei de Ohm à resistência R_I, permite-nos determinar a corrente i_I como sendo

$$i_1 = \frac{v_I - v_1}{R_1} \cong \frac{v_I}{R_1}$$

Ora esta corrente, uma vez que o amp op é ideal, e portanto nenhuma corrente entra nas duas entradas, flui inteiramente através da resistência R_2. Aplicando, assim, a lei de Ohm à resistência R_2 podemos determinar a tensão v_O

$$v_O = v_1 - i_1 R_2 = 0 - \frac{v_I}{R_1} R_2$$

Resulta então

$$\frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_2}{R_1}$$

que é o desejado ganho em malha fechada. A fig. 5(b) ilustra alguns dos passos da análise que fizemos.

Vemos que o ganho em malha fechada é simplesmente o quociente de duas resistências. O sinal menos significa que o amplificador realiza inversão do sinal. Isto é, se, por exemplo, $R_2 / R_I = 10$ e aplicarmos na entrada (v_I) um sinal sinusoidal de 1V pico-a-pico, então a saída será uma sinusóide de 10 V pico-a-pico, em oposição de fase com a sinusóide da entrada.

Devido a este sinal menos associado ao ganho em malha fechada, designamos esta configuração por **configuração inversora**.

O facto de o ganho em malha fechada depender exclusivamente de dois componentes passivos externos (as resistências R_1 e R_2) é, contudo, o aspecto mais relevante. Significa que podemos obter valores do ganho tão precisos quanto queiramos, seleccionando componentes passivos com a precisão adequada. Significa, também, que o ganho em malha fechada é independente (idealmente) do ganho do amp op.

Esta conclusão, de importância transcendente, é um das consequências do uso de realimentação negativa, que como veremos no desenvolvimento do nosso estudo, é uma técnica a que se deve, em grande medida, a excelência dos circuitos electrónicos lineares extensivamente usados nas mais diversas aplicações.

Note-se que partimos de um amplificador com um ganho A muito grande, mas que, como veremos mais tarde, tem um valor muito sensível a vários factores, e através da aplicação de realimentação negativa, obtivemos um ganho em malha fechada R_2 / R_1, consideravelmente menor, mas muito mais estável e predizível. Isto é, trocámos ganho por precisão.

4.2. Efeito do valor finito do ganho em malha aberta

As conclusões a que chegámos ganham maior clareza se deduzirmos a expressão do ganho em malha fechada na hipótese de o ganho em malha aberta A ser finito. A fig. 6 ilustra a análise.

(fig. 6)

Chamando v_O à tensão de saída, então a tensão diferencial de entrada será v_O / A. Uma vez que a entrada não inversora está ligada à massa, a tensão da entrada inversora será $-v_O / A$. A corrente i_1 através de R_1 pode assim ser determinada como sendo

$$i_1 = \frac{v_I - (-v_O / A)}{R_1} = \frac{v_I + v_O / A}{R_1}$$

A impedância de entrada infinita do amp op força a corrente i_1 a fluir inteiramente através de R_2. A tensão de saída vem assim

$$v_O = -\frac{v_O}{A} - i_1 R_2 = -\frac{v_O}{A} - \left(\frac{v_I + v_O / A}{R_1}\right) R_2$$

Resolvendo em ordem a v_O / v_I, obtemos finalmente para o ganho

$$G \equiv \frac{v_O}{v_I} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + (1 + R_2 / R_1) / A} \qquad (1)$$

expressão que mostra claramente que quando A tende para ∞, G tende para o valor ideal $-R_2 / R_1$.

Também se vê, na fig. 6, que quando A tende para ∞, a tensão na entrada inversora tende para zero, o que corresponde afinal à situação de massa virtual que tínhamos encontrado na análise anterior, quando admitimos que o amp op era ideal. Finalmente, notemos que a Eq. (1) indica de facto que, para minimizar a dependência do ganho em malha fechada G relativamente ao valor do ganho em malha aberta A, devemos fazer

$$1+\frac{R_2}{R_1} << A$$

4.3. Resistências de entrada e de saída

Se admitirmos um amp op ideal com ganho em malha aberta infinito, a resistência de entrada do amplificador inversor da fig. 4 é, simplesmente, igual a R_1. Isto pode ver-se na fig. 5(b), onde

$$R_i \equiv \frac{v_I}{i_1} = \frac{v_I}{v_I / R_1} = R_1$$

Assim, para obtermos um valor elevado para R_i devemos escolher um valor elevado para R_1. Contudo, se for requerido um ganho R_2 / R_1 igualmente elevado, então R_2 pode tornar-se impraticavelmente elevada (por exemplo, maior do que alguns megaohm). Tudo isto leva-nos à conclusão que a montagem inversora tem o inconveniente de apresentar baixa resistência de entrada. Uma solução para este problema consiste em utilizar o circuito da fig. 7.

(fig. 7)

Apesar de a resistência de entrada continuar a ser R_1, o valor do ganho é agora

$$G = \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{R_4}{R_2}+\frac{R_4}{R_3}\right)$$

expressão que mostra claramente que é possível obter ganho e resistência de entrada simultaneamente elevados. Um exemplo mostra-o facilmente:

Suponhamos que pretendíamos um ganho de 100 com resistência de entrada de $1\text{M}\Omega$, sem utilizar resistências de valor superior a $1\text{M}\Omega$. Escolhemos, naturalmente, $R_1 = 1\text{M}\Omega$. O máximo valor para R_2 / R_1 terá de ser 1 pois R_2 não poderá ser superior a $1\text{M}\Omega$. Assim, para obtermos um ganho de -100, R_3 e R_4 terão de ser escolhidas por forma a que o segundo factor seja 100. Se escolhermos o máximo valor de $1\text{M}\Omega$ para R_4, resulta $10{,}2\ \text{k}\Omega$ para R_3.

Note-se que a obtenção destas características com a montagem inversora canónica implicava o uso de uma resistência de $100\ \text{M}\Omega$, valor impraticavelmente elevado.

Voltando à montagem canónica, notemos ainda que, como facilmente se pode verificar, o valor finito do ganho em malha aberta A tem um efeito desprezável sobre a resistência de entrada.

Uma vez que a saída é tomada dos terminais da fonte de tensão ideal $A\ (\ v_2 - v_1\ )$ (ver fig. 5(a)), resulta que a resistência de saída do amplificador realimentado é zero.

Reunindo os resultados obtidos atrás, obtemos o circuito da fig. 8 que é o esquema equivalente do amplificador inversor da fig. 4 (na hipótese de o amp op ser ideal).

(fig. 8)

5. Outras aplicações da configuração inversora

Em vez de usarmos duas resistências R_1 e R_2, podemos usar duas impedâncias Z_1 e Z_2, como se mostra na fig. 9.

(fig. 9)

O ganho em malha fechada, ou mais adequadamente, a função de transferência em malha fechada, é dada por

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Consideremos um primeiro caso particular:

$$Z_1 = R \qquad \text{e} \qquad Z_2 = 1 / sC$$

pelo que

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sCR} \tag{2a}$$

e, em regime permanente, $s = j\omega$, vem

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{j\omega CR} \tag{2b}$$

Como se pode mostrar, esta função de transferência corresponde a uma integração, i.e., $v_O(t)$ será o integral de $v_I(t)$. Podemos verificar este facto no domínio dos tempos, para o que consideraremos o circuito da fig. 10.

(fig. 10)

É fácil ver que a corrente i_1 é dada por

$$i_1 = \frac{v_I(t)}{R}$$

Se no instante $t = 0$ a tensão nos terminais do condensador for V_C, então

$$v_O(t) = V_C - \frac{1}{C}\int_0^t i_1(t)\,dt = V_C - \frac{1}{CR}\int_0^t v_I(t)\,dt$$

Assim $v_O(t)$ é o integral no tempo de $v_I(t)$, sendo a tensão V_C a condição inicial deste processo de integração. A constante de tempo CR é chamada a **constante de tempo de integração**. Este circuito integrador é inversor em virtude do sinal menos associado à sua função de transferência e é conhecido como **integrador de Miller**.

Da função de transferência da Eq. (2) e do estudo que fizemos da resposta em frequência dos circuitos de CTS passa-baixo, é fácil ver que o integrador de Miller tem a amplitude da resposta representada na fig. 11, que é idêntica à dum circuito passa-baixo com frequência de corte zero. É importante notar que o ganho à frequência nula é infinito, i.e., em c.c. o amp op funciona em malha aberta, o que é fácil de compreender se recordarmos que os condensadores se comportam como circuitos abertos em c.c..

(fig. 11)

Quando se considerarem as imperfeições dos amp ops, veremos que é necessário modificar o circuito integrador por forma a que o ganho em malha fechada em c.c. seja finito. Isso pode fazer-se ligando uma resistência de valor elevado em paralelo com o condensador, como então veremos.Esta modificação, que é necessária para o circuito funcionar, torna-o, contudo, num integrador não ideal.

Outro aspecto a notar é que o traçado da amplitude da resposta do integrador intersecta a linha de ganho unitário (0 dB) a uma frequência igual ao inverso da constante de tempo ($1 / CR$). Uma aplicação importante dos integradores com amp ops é na conversão de ondas quadradas em ondas triangulares.

Consideremos agora um outro caso particular:

$$Z_1 = 1 / sC \qquad \text{e} \qquad Z_2 = R$$

pelo que

$$\frac{V_o}{V_i} = -sCR$$

e, em regime permanente, $s = j\omega$, vem

$$\frac{V_o}{V_i} = -j\omega CR$$

que corresponde a uma operação de diferenciação, i.e.

$$v_O(t) = -CR\,\frac{dv_I(t)}{dt}$$

É fácil ver que o circuito da fig. 12(a) de facto implementa a operação de diferenciação. A fig. 12(b) mostra o traçado da amplitude da função de transferência do diferenciador, que é idêntica à dum circuito de CTS passa-alto com frequência de corte infinita. Note-se que o traçado intersecta a linha de ganho unitário à frequência $\omega = 1 / CR$.

(fig. 12)

A própria natureza do circuito diferenciador faz dele um “amplificador de ruído”. Isto resulta do facto de que cada vez que há uma variação brusca na entrada, se verifica a ocorrência de um pico na saída. Por esta razão, os circuitos diferenciadores sofrem de problemas de estabilidade e são geralmente evitados na prática.

Quando o circuito da fig. 12(a) é usado, é normalmente necessário ligar uma pequena resistência em série com o condensador. Esta modificação, contudo, torna o circuito um diferenciador não ideal.

Consideremos, finalmente, uma última aplicação da montagem inversora: o circuito da fig. 13.

(fig. 13)

Temos uma só resistência R_f na malha de realimentação negativa, como anteriormente, mas temos vários sinais de entrada $v_1, v_2, ..., v_n$ cada um deles aplicado à entrada inversora através de uma resistência $R_1, R_2, ..., R_n$. Como a entrada inversora é uma massa virtual, aplicando a lei de Ohm obtemos as correntes $i_1, i_2, ..., i_n$ como sendo

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}, \qquad i_2 = \frac{v_2}{R_2}, \qquad ..., \qquad i_n = \frac{v_n}{R_n}$$

Todas estas correntes somam-se na entrada inversora para originar a corrente i, i.e.,

$$i = i_1 + i_2 + ... + i_n$$

que é forçada a fluir através de R_f, uma vez que não entra corrente no amp op. A tensão de saída v_O pode então determinar-se pela lei de Ohm, como sendo

$$v_O = 0 - iR_f = - iR_f$$

donde vem, finalmente,

$$v_O = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2 + \cdots + \frac{R_f}{R_n}v_n\right)$$

Isto é, a tensão de saída é a soma ponderada dos sinais de entrada $v_1, v_2, ..., v_n$. Por esta razão, este circuito é chamado um **somador ponderado** ou, simplesmente, somador. Note-se que cada coeficiente (peso) pode ser independentemente ajustado através das resistências $R_1, R_2, ..., R_n$. Esta propriedade, que simplifica grandemente o ajuste do circuito, é uma consequência directa da massa virtual existente na entrada inversora do amp op.

Os exemplos que acabamos de ver mostram que os amp ops podem ser usados para multiplicar um sinal por uma constante, integrá-lo, derivá-lo e ainda para somar vários sinais com pesos estabelecidos. Trata-se de operações matemáticas que, como se disse anteriormente, estão na base do nome operacional. Estes circuitos são, de facto, blocos necessários para realizar computação analógica. Os amp ops servem, contudo, para fazer muito mais do que as operações matemáticas requeridas pela computação analógica, como, aliás, veremos a seguir.

6. A configuração não inversora

A segunda configuração em malha fechada que estudaremos é a que se representa na fig. 14.

(fig. 14)

Como se vê, o sinal de entrada v_I é aplicado directamente à entrada não inversora do amp op, enquanto um terminal de R_1 é ligado à massa.

A análise do circuito não inversor para determinar o ganho em malha fechada v_O / v_I está ilustrada na fig. 15.

(fig. 15)

Admitindo que o amp op é ideal com ganho infinito, existe um curto-circuito virtual entre os terminais de entrada. Isto é, a tensão diferencial de entrada é

$$v_2 - v_1 = \frac{v_O}{A} = 0 \quad \text{para} \quad A = \infty$$

Assim, a tensão na entrada inversora é igual à tensão na entrada não inversora, que é v_I . A corrente na resistência R_1 pode ser calculada como $v_I \;/ R_1$. Devido à impedância de entrada infinita do amp op, esta corrente flui através de R_2, como se mostra na fig. 15. Podemos agora calcular a tensão de saída a partir da equação

$$v_O = v_I + \left(\frac{v_I}{R_1}\right) R_2$$

que conduz, finalmente, a

$$\frac{v_O}{v_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{3}$$

Pode conseguir-se uma melhor compreensão do funcionamento da montagem não inversora, considerando o seguinte: O divisor de tensão da malha de realimentação negativa origina uma tensão na entrada inversora, v_1, que é uma fracção da tensão de saída do amp op, i.e.,

$$v_1 = v_O \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$$

Devido ao ganho infinito do amp op e à resultante tensão diferencial de entrada virtualmente nula, esta tensão é igual à aplicada na entrada não inversora que é v_I, i.e.,

$$v_O \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = v_I$$

o que conduz à expressão do ganho dada pela Eq. (3).

O ganho da configuração não inversora é positivo - daí a designação *não inversora*. A impedância de entrada deste amplificador em malha fechada é idealmente infinita, uma vez que não entra corrente na entrada do amp op. A saída do amplificador não inversor é tomada nos terminais da fonte ideal de tensão $A\ (\ v_2 - v_1\ )$ (ver o esquema equivalente do amp op da fig. 3), pelo que a resistência de saída da montagem é zero. Se juntarmos todas estas propriedades, obtemos o esquema equivalente mostrado na fig, 16, na hipótese de amp op ideal.

(fig. 16)

A propriedade de alta impedância de entrada é uma característica muito apreciada da montagem não inversora. Permite utilizar este circuito como amplificador de isolamento para ligar uma fonte de alta impedância a uma carga de baixa impedância.

Em muitas aplicações, o amplificador de isolamento não precisa de garantir ganho de tensão; é usado apenas como transformador de impedâncias ou amplificador de potência. Em tais casos, podemos fazer $R_2 = 0$ e $R_1 = \infty$ para obter o amplificador de ganho unitário, representado na fig. 17(a). Este circuito é vulgarmente referido como **seguidor de tensão**, uma vez que a saída "segue" a entrada. No caso ideal, $v_O = v_I$, $R_i = \infty$ e $R_o = 0$, cujo esquema equivalente se representa na fig. 17(b).

(fig. 17)

Uma vez que a configuração não inversora tem um ganho maior ou igual à unidade, dependendo da escolha de R_2 / R_1, pode preferir-se chamar-lhe "um seguidor com ganho".

7. Exemplos de circuitos com amp ops

Tendo estudado as duas configurações realimentadas básicas com amp ops, vamos ver, seguidamente, vários exemplos. Os objectivos são dois: primeiro, adquirir experiência na análise de circuitos com amp ops; segundo, conhecer algumas das mais interessantes aplicações dos amp ops.

7.1. Amplificador diferencial

Consideremos o circuito representado na fig. 18 e determinemos a tensão de saída v_O em função das tensões de entrada v_1 e v_2.

(fig. 18)

Uma vez que o circuito é linear, podemos usar o princípio da sobreposição. Assim, consideremos $v_2 = 0$ e determinemos a tensão de saída correspondente v_{O1}. Nestas condições de análise, o circuito é equivalente ao circuito da fig. 19(a), que reconhecemos tratar-se da montagem inversora.

(fig. 19)

Note-se que as resistências R_3 e R_4 não afectam a expressão do ganho, uma vez que não flui qualquer corrente através delas. Resulta assim

$$v_{O1} = -\frac{R_2}{R_1} v_1$$

Seguidamente, reduzimos v_1 a zero e determinamos a correspondente tensão de saída v_{O2}, para o que podemos usar o circuito da fig. 19(b).

Tendo em conta que se trata duma montagem não inversora com um divisor de tensão constituído por R_3 e R_4 ligado através de v_2, a tensão de saída v_{O2} vem dada por

$$v_{O2} = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Somando os dois valores encontrados, obtemos finalmente a tensão v_O como sendo

$$v_O = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + R_3 / R_4} v_2 \qquad (4)$$

A importância prática deste circuito justifica que prossigamos a nossa análise. Assim, determinemos a condição para que este circuito funcione como amplificador diferencial, i.e., para que a saída responda ao sinal diferencial v_2 - v_1 e rejeite os sinais de modo comum (i.e., que a saída seja nula quando $v_1 = v_2$). Para isso, partamos da Eq. (4) e impunhamos $v_O = 0$ para $v_1 = v_2$. É fácil ver que a condição resultante é $R_2 / R_1 = R_4 / R_3$. Substituindo na Eq. (4), resulta para a tensão de saída

$$v_O = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$$

que é, claramente, a expressão da resposta dum amplificador diferencial com ganho igual a R_2 / R_1.

Determinemos agora a resistência de entrada vista dos dois terminais de entrada. O circuito foi redesenhado na fig. 20, impondo a condição $R_2 / R_1 = R_4 / R_3$. De facto, por questão de simplicidade e também por razões de ordem prática, fizemos $R_3 = R_1$ e $R_4 = R_2$.

(fig. 20)

Pretendemos calcular a resistência de entrada diferencial definida por

$$R_{id} \equiv \frac{v_2 - v_1}{i}$$

Uma vez que a entrada diferencial do amp op é um curto-circuito virtual, a equação relativa à malha de entrada é

$$v_2 - v_1 = R_1 i + 0 + R_1 i$$

donde se conclui que $R_{id} = 2R_1$. Note-se que se o ganho diferencial tiver de ser grande, isso implica que R_1 tenha de ser relativamente pequena, originando que a resistência de entrada diferencial seja consequentemente pequena, o que é um inconveniente deste circuito.

Os amplificadores diferenciais empregam-se em muitas situações, mas principalmente em sistemas de instrumentação. A título de exemplo, consideremos o caso de um transdutor que produz entre os seus terminais de saída um sinal relativamente pequeno, digamos de 1 mV. Contudo, entre cada um dos dois fios e a massa pode haver uma considerável tensão de interferência, suponhamos de 1 V.

O amplificador requerido para esta aplicação, dito **amplificador de instrumentação**, deverá rejeitar este grande sinal de interferência, comum aos dois terminais (um sinal de modo comum) e amplificar o pequeno sinal diferencial. Esta situação está ilustrada na fig. 21, onde se designa o sinal de modo comum por v_{CM} e o sinal diferencial por v_d.

(fig. 21)

7.2. Amplificador de instrumentação

O circuito estudado anteriormente não é inteiramente satisfatório como amplificador de instrumentação. Os seus principais inconvenientes são a sua baixa resistência de entrada e a impossibilidade de variar facilmente o ganho. A fig. 22(a) mostra um amplificador de instrumentação muito superior.

(fig. 22)

O circuito é constituído por dois andares: o primeiro andar é constituído pelos amp ops A_1 e A_2 e as resistências associadas; o segundo é constituído pelo amp op A_3 e as resistências associadas. Reconhece-se que o segundo andar é o circuito do exemplo anterior.

A fig. 22(b) ilustra a análise do circuito com vista à determinação do ganho, admitindo amp ops ideais. Tendo em conta que as entradas diferenciais dos amp ops A_1 e A_2 são curto-circuitos virtuais, as tensões nos terminais de R_1 são v_1 e v_2, pelo que a corrente que flui nesta resistência é $i = (v_1 - v_2) / R_1$. Esta corrente flui nas resistências R_2, pelo que a lei das malhas de Kirchhoff permite concluir que

$$v_{O1} - v_{O2} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(v_1 - v_2) \qquad (5)$$

Esta tensão constitui a tensão diferencial de entrada do segundo andar, cuja tensão de saída tem a expressão já deduzida na secção anterior, e que para o caso presente é

$$v_O = -\frac{R_4}{R_3}(v_{O1} - v_{O2}) \qquad (6)$$

Combinando as Eqs. (5) e (6) resulta

$$v_O = \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1)$$

Assim, o amplificador de instrumentação tem um ganho diferencial

$$A_d \equiv \frac{v_O}{v_2 - v_1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3} \qquad (7)$$

Pode mostrar-se facilmente que um sinal de modo comum v_{CM} aplicado aos dois terminais de entrada origina tensões de saída do primeiro andar $v_{O1} = v_{O2} = v_{CM}$. Assim, se o segundo andar for perfeitamente equilibrado (resistências R_3 e R_4 perfeitamente iguais), a tensão de saída será zero, i.e., o ganho de modo comum do amplificador de instrumentação será idealmente zero.

Uma vez que ambos os amp ops do andar de entrada estão ligados em montagem não inversora, a impedância de entrada quer de v_1, quer de v_2 é idealmente infinita. Esta é uma vantagem fundamental desta configuração de amplificador de instrumentação.

Por razões relacionadas com as não idealidades dos amp ops, concretamente a existência de desvios do funcionamento estático, que estudaremos mais tarde, é comum projectar o segundo andar para ter ganho unitário, i.e., com $R_3 = R_4$. Assim, apenas as resistências R_1 e R_2 interferem no valor do ganho, sendo este facilmente ajustado através da resistência R_1 .

7.3. Conversor de impedância negativa

Consideremos o circuito da fig. 23 e calculemos a sua resistência de entrada.

(fig. 23)

Para calcularmos R_i sigamos a regra geral: aplicamos uma tensão v na entrada, calculamos a corrente i; a resistência R_i será dada por v / i.

Devido ao curto-circuito virtual existente na entrada diferencial do amp op, a tensão na entrada inversora é v. A corrente através de R_1 será portanto v / R_1. Sendo infinita a impedância de entrada do amp op, a corrente através de R_2 será também igual a v / R_1. Assim, a tensão de saída do amp op será

$$v + \frac{v}{R_1} R_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v$$

Aplicando a lei de Ohm à resistência R, obtemos a corrente que a atravessa como sendo

$$i_1 = \frac{v\,(1 + R_2 / R_1) - v}{R} = v \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R}$$

Uma vez que não flui corrente na entrada não inversora do amp op, teremos

$$i = -i_1 = -\frac{v}{R} \frac{R_2}{R_1}$$

Assim

$$R_i = -R \frac{R_1}{R_2}$$

isto é, a resistência de entrada é negativa, com um valor igual a R, a resistência da malha de realimentação positiva, multiplicada pelo quociente R_1 / R_2.

Em consequência, este circuito é chamado um **conversor de impedância negativa**, sendo, em geral, R substituída por uma impedância arbitrária Z.

Analisemos um pouco mais as possibilidades deste circuito. Assim, consideremos o caso em que $R_1 = R_2 = r$, sendo r um valor arbitrário. Resulta, então que $R_i = -R$. Alimentemos a entrada do circuito com uma fonte de tensão V_s tendo uma resistência igual a R, como se mostra na fig. 24(a).

(fig. 24)

Calculemos a corrente I_l que flui na impedância Z_L, ligada entre a entrada não inversora e a massa. Na fig. 24(b), utilizamos a informação adquirida atrás, pelo que substituimos a parte do circuito sombreada pela resistência $-R$. A fig. 24(c) ilustra a conversão da fonte de tensão (em série com R) no seu equivalente Norton.

Finalmente, associando as resistências R e $-R$, cujo equivalente é uma resistência infinita, resulta o circuito da fig. 24(d), onde se vê que a corrente de carga I_l é dada por $I_l = V_s / R$, independente do valor de Z_L!

Este resultado surpreendente, diz-nos que o circuito da fig. 24(a) actua como um **conversor tensão-corrente**, fornecendo uma corrente I_l que é proporcional a V_s $(I_l = V_s / R)$ e é independente do valor da impedância de carga. Isto é, o terminal 2 actua como a saída de uma fonte de corrente ideal. A resistência de saída é, portanto, infinita, o que é conseguido através do cancelamento da resistência de fonte R com a resistência de entrada negativa $-R$.

Uma aplicação particular deste circuito está ilustrada na fig. 25, em que se usa um condensador C como carga.

(fig. 25)

Da análise que fizemos anteriormente concluímos que o condensador C conduzirá uma corrente $I = V_i / R$, e assim a sua tensão V_2 será dada por

$$V_2 = \frac{I}{sC} = \frac{V_i}{sCR}$$

Isto é

$$\frac{V_2}{V_i} = \frac{1}{sCR}$$

que é a função de transferência de um integrador,

$$v_2 = \frac{1}{CR}\int_0^t v_i \, dt + V$$

onde V é a tensão aos terminais do condensador para $t = 0$. Este integrador tem algumas propriedades interessantes. A função de transferência não tem um sinal menos associado como o integrador de Miller, pelo que se trata de um integrador não inversor, que é necessário em muitas aplicações.

Outra propriedade útil resulta do facto de o condensador ter um terminal à massa. Entre outras coisas, isto simplifica a carga inicial do condensador como pode ser necessário para simular a condição inicial de uma equação diferencial num computador analógico.

O integrador da fig. 25 tem, contudo, um sério problema. Não podemos tomar a saída no terminal 2 como se indicou, uma vez que é um ponto de alta impedância, o que significa que a ligação de uma resistência de carga qualquer afectará a função de transferência V_2 / V_i. Felizmente, existe no circuito um ponto de baixa impedância cuja tensão é proporcional a V_2.

Trata-se da saída do amp op, onde, como é fácil de verificar $V_o = 2V_2$. Assim

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{sCR}$$

8. Desempenho não ideal dos amp ops

Definimos o conceito de amp op ideal e apresentámos vários circuitos de aplicação, em cuja análise admitimos amp ops ideais. Apesar de em muitas aplicações, esta suposição ser aceitável, um projectista não pode ignorar as características dos amp ops reais e o seu efeito sobre o desempenho dos circuitos que os utilizam. Só assim o projectista poderá usar inteligentemente o amp op, especialmente quando a aplicação em questão não é trivial. As propriedades não ideais do amp op limitarão, obviamente, a gama de funcionamento dos circuitos analisados atrás.

Passaremos seguidamente em revista as propriedades não ideais do amp op, considerando o seu efeito, uma a uma.

8.1. Ganho em malha aberta e largura de banda finitos

O ganho diferencial em malha aberta de um amp op não é infinito; não só é finito, como diminui com a frequência. A fig. 26 mostra um traçado de $|A|$, com valores típicos da maioria dos amp ops de uso geral (como é o caso do amp op 741, produzido por muitos fabricantes de semicondutores).

(fig. 26)

Note-se que apesar do ganho ser bastante elevado em c.c. e às baixas frequências, começa a diminuir para uma frequência consideravelmente baixa (10 Hz, no nosso exemplo). A diminuição uniforme à taxa de -20 dB/década, que se vê na figura, é típica dos amp ops **compensados internamente**, cujo circuito integrado inclui uma malha (geralmente, um simples condensador), cuja função é forçar o ganho em malha aberta a ter a resposta de CTS passa-baixo mostrada na figura.

Este processo de modificar o ganho em malha aberta é designado **compensação de frequência** e o seu propósito é assegurar que os circuitos com amp ops sejam estáveis, i.e., que não entrem em oscilação. A análise da estabilidade e as técnicas para a garantir serão objecto de estudo mais adiante, no curso.

Por analogia com a resposta dos circuitos de CTS passa-baixo, o ganho $A(s)$ de um amp op internamente compensado pode ser expresso como

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + s / \omega_b} \tag{8}$$

que, em regime permanente, $s = j\omega$, toma a forma

$$A(j\omega) = \frac{A_o}{1 + j\omega / \omega_b} \tag{9}$$

onde A_o representa o ganho em c.c. e ω_b é a frequência de corte. Para o exemplo da fig. 26, $A_o = 10^5$ e $\omega_b = 2\pi \times 10$ rad/s. Para frequências $\omega >> \omega_b$ (mais de um década acima), a Eq. (9) pode ser aproximada por

$$A(j\omega) = \frac{A_o \omega_b}{j\omega} \tag{10}$$

donde se deduz que o ganho $|A|$ se torna unitário (0 dB) à frequência ω_t dada por

$$\omega_t = A_o \omega_b \tag{11}$$

Substituindo na Eq. (10) vem

$$A(j\omega) \cong \frac{\omega_t}{j\omega} \tag{12}$$

em que ω_t é chamada **frequência de ganho unitário**, **frequência de transição** ou ainda **largura de banda com ganho unitário**. A frequência linear de ganho unitário $f_t = \omega_t / 2\pi$ é habitualmente especificada nas folhas de dados dos amp ops.

Note-se ainda que, para $|s| >> \omega_b$ o ganho em malha aberta da Eq. (8) vem

$$A(s) \cong \frac{\omega_t}{s} \tag{13}$$

que denota um funcionamento de integrador com uma constante de tempo $\tau = 1/ \omega_t$, correspondente, afinal, à resposta de -6 dB/oitava indicada na fig. 26.

A amplitude do ganho pode ser obtida a partir da Eq. (12) como sendo

$$|A(j\omega)| \cong \frac{\omega_t}{\omega} = \frac{f_t}{f} \tag{14}$$

Assim, conhecida f_t (1 MHz no nosso exemplo), pode facilmente estimar-se a amplitude do ganho do amp op a uma dada frequência f.

Um aspecto prático importante diz respeito ao facto de as variações peça-a-peça do valor de ω_t serem muito menores do que as observadas para A_o e ω_b . Por esta razão, prefere-se usar ω_t (ou f_t) como parâmetro de especificação.

Finalmente, deve mencionar-se que um amp op tendo esta resposta uniforme de -6 dB/oitava, diz-se ter um modelo de pólo único. Também se diz, uma vez que este pólo único domina a resposta em frequência do amplificador, que é um **pólo dominante**.

8.2. Resposta em frequência dos amplificadores realimentados

Consideremos agora o efeito das limitações do ganho e da largura de banda do amp op nas funções de transferência das duas montagens básicas: o circuito inversor da fig. 4 e o circuito não inversor da fig. 14. O ganho em malha fechada do amplificador inversor, admitindo um ganho em malha aberta A finito para o amp op, foi deduzido atrás como sendo

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + (1 + R_2 / R_1) / A} \tag{15}$$

Substituindo o valor de A dado pela Eq. (8) e tendo em conta a Eq. (11), vem

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{A_o}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{s}{\omega_t / (1 + R_2 / R_1)}} \tag{16}$$

Para $A_o >> 1 + R_2 / R_1$, que é habitualmente o caso,

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} \cong \frac{-R_2 / R_1}{1 + \frac{s}{\omega_t / (1 + R_2 / R_1)}} \tag{17}$$

que é da mesma forma da função de transferência de um circuito de CTS passa-baixo. Assim, o amplificador inversor tem uma resposta de CTS passa-baixo com um ganho de c.c. igual a R_2 / R_1. O ganho em malha fechada decresce a uma taxa uniforme de -20 dB/década com uma frequência de corte (a -3 dB) dada por

$$\omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{1 + R_2 / R_1} \tag{18}$$

Analogamente, a análise do amplificador não inversor da fig. 14, admitindo um ganho em malha aberta A finito, conduz à função de transferência em malha fechada

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + (1 + R_2 / R_1) / A} \tag{19}$$

Substituindo o valor de A da Eq. (8) e fazendo a aproximação $A_o >> 1 + R_2 / R_1$, resulta

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} \cong \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + \frac{s}{\omega_t / (1 + R_2 / R_1)}} \tag{20}$$

Assim, o amplificador não inversor tem uma resposta de CTS passa-baixo com um ganho de c.c. de $(1 + R_2 / R_1)$ e uma frequência de corte dada também pela Eq. (18).

Vejamos um exemplo. Seja um amp op de $f_t = 1$ MHz. A tabela seguinte mostra a frequência de corte de amplificadores realimentados para vários valores do ganho.

(tabela)

A fig. 27 mostra a resposta em frequência do amplificador cujo ganho nominal em c.c. é +10, e a fig. 28 mostra a resposta em frequência para o caso -10.

(fig. 27)

(fig. 28)

A tabela anterior permite uma observação interessante: o amplificador inversor de ganho unitário tem uma frequência de corte (f_t /2) que é metade da frequência de corte (f_t) do amplificador não inversor de ganho unitário.

8.3. Uma interpretação em termos de realimentação

O exemplo anterior ilustra claramente o compromisso entre ganho e largura de banda. Por exemplo, a configuração não inversora exibe um **produto ganho-largura de banda** constante. A interpretação destes resultados em termos da teoria da realimentação será feita posteriormente. Para já notemos que ambas as configurações, inversora e não inversora, têm malhas de realimentação idênticas. Isto vê-se facilmente eliminando a excitação (i.e., curto-circuitando a fonte de tensão de sinal), resultando em ambos os casos a malha de realimentação mostrada na fig. 29.

(fig. 29)

Uma vez que as suas malhas de realimentação são idênticas, as duas configurações têm a mesma dependência relativamente ao ganho finito da amp op e largura de banda (por exemplo, expressões idênticas para a frequência de corte).

Examinemos, mais em pormenor, a malha de realimentação da fig. 29. O percurso directo da malha (do nó 1 para o nó 3) consiste de um amplificador de ganho -A. O percurso inverso ou de realimentação (do nó 3 para o nó 1) consiste de um divisor de tensão com transmissão $R_1/(R_1+R_2)$. Este valor é usualmente chamado factor de realimentação e é designado por β, i.e.,

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad (21)$$

O ganho em anel é dado por

$$\text{Ganho em anel} = -A\beta \qquad (22)$$

Note-se que ganho em anel negativo significa que a realimentação é negativa. Um indicador importante dos amplificadores realimentados é a quantidade de realimentação, definida por

$$\text{Quantidade de realimentação} = 1 - \text{ganho em anel} = 1 + A\beta \qquad (23)$$

Mais adiante veremos que esta quantidade desempenha um papel importante nos efeitos da realimentação.

Finalmente, note-se que, para ambas as configurações, a frequência de corte (ou largura de banda a 3 dB) é dada por

$$f_{3dB} = \beta f_t \qquad (24)$$

9. Estrutura interna dos amp ops

O conhecimento do circuito interno dos amp ops permite uma melhor compreensão da sua resposta em frequência e do seu comportamento dinâmico, em geral. Esse estudo será feito em pormenor mais adiante. Para já, limitar-nos-emos a uma ideia geral. Assim, consideremos a fig. 30, que mostra a estrutura interna, em diagrama de blocos, da maioria dos modernos amp ops integrados.

(fig. 30)

Como vemos, o amp op é considerado como sendo constituído por três andares: um andar de entrada, que é basicamente um amplificador de transcondutância com entrada diferencial; um andar intermédio, que é um amplificador de tensão com ganho de tensão elevado e negativo ($-\mu$), com um condensador de realimentação C; e um andar de saída, que é um amplificador isolador de ganho unitário cujo objectivo é propiciar baixa resistência de saída ao amp op. Para a presente análise, admitiremos que o andar de saída é um amplificador ideal de ganho unitário e não acrescentaremos mais nada.

A fig. 31(a) mostra o esquema equivalente simplificado para pequenos sinais do amp op, com o andar de saída omitido.

(fig. 31)

O andar de entrada é indicado como tendo impedância de entrada infinita. Este andar mede a tensão diferencial de entrada V_{id} ($V_{id} = V_2 - V_1$) e fornece uma corrente proporcional $G_m V_{id}$; a sua resistência de saída é R_{o1}. O segundo andar é indicado como tendo uma resistência de entrada R_{i2}, um ganho de tensão $-\mu$ e uma resistência de saída nula.

O condensador de realimentação C é incluído com o objectivo de assegurar que o amp op seja estável (i.e., que não oscile e não tenha sinais de saída indesejáveis), quando é utilizado em circuitos realimentados. O problema da estabilidade será estudado mais tarde.

Para já, mostraremos que o condensador C, conhecido como condensador de compensação de frequência, confere ao amp op o comportamento característico do de um circuito de CTS passa-baixo.

Analisemos o circuito equivalente da fig. 31(a) e determinemos o ganho em malha aberta $A \equiv V_o(s)/V_{id}(s)$. Para isso, observemos que a corrente através do condensador C é $sC\ (1+\mu)\ V_{i2}$. Uma vez que esta corrente sai de um nó cuja tensão é V_{i2}, o condensador C pode ser substituído por um condensador derivado à massa de valor $C\,(1+\mu)$.

Esta substituição pode ver-se na fig. 31(b) e tem o propósito de simplificar a análise (veremos mais tarde que esta substituição é uma aplicação do teorema de Miller). Esta figura mostra o circuito equivalente na interface entre os dois primeiros andares. Note-se que combinámos R_{o1} e R_{i2} numa única resistência R,

$$R = R_{o1} \,//\, R_{i2}$$

Para o circuito da fig. 31 (b), podemos escrever

$$V_{i2} = \frac{-G_m V_{id}}{Y}$$

em que

$$Y = \frac{1}{R} + sC(1+\mu)$$

Assim,

$$V_{i2} = -V_{id} \; \frac{G_m R}{1 + sC(1+\mu)\,R}$$

Uma vez que V_o = -μ V_{i2}, o ganho em malha aberta pode obter-se como

$$A(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_{id}(s)} = \frac{\mu G_m R}{1 + sC\,(1+\mu)\,R} \qquad (25)$$

Comparando esta expressão com a da Eq. (8), concluímos que

$$A_o = \mu G_m R \qquad (26)$$

$$\omega_b = \frac{1}{C\,(1+\mu)\,R} \qquad (27)$$

Agora, uma vez que a frequência de transição ω_t é dada por ω_t = $A_o \omega_b$, resulta que

$$\omega_t = \frac{\mu G_m R}{C\,(1+\mu)\,R} = \frac{\mu G_m}{C\,(1+\mu)}$$

Usualmente $\mu >> 1$, pelo que ω_t pode ser aproximada por

$$\omega_t \cong \frac{G_m}{C} \qquad (28)$$

Notamos também que para frequências muito superiores à frequência de corte ω_b, o ganho em malha aberta $A(s)$ dado pela Eq. (25) pode ser aproximado por

$$A(s) \cong \frac{\mu G_m R}{sC\,(1+\mu)\,R} = \frac{\mu G_m}{sC\,(1+\mu)}$$

e para $\mu >> 1$,

$$A(s) \cong \frac{G_m}{sC} \qquad (29)$$

A tais frequências, o circuito interno do amp op pode ser representado pela estrutura da fig. 32.

(fig. 32)

Neste circuito, se admitirmos que $\mu \to \infty$, o segundo andar juntamente com o condensador de compensação funciona como um integrador ideal. O terminal de entrada do segundo andar é uma massa virtual e toda a corrente do primeiro andar ($G_m V_{id}$) flui através do condensador C, pelo que

$$V_o = \frac{G_m V_{id}}{sC}$$

resultando no ganho em malha aberta dado pela Eq. (29). Este circuito equivalente simplificado será útil na discussão que faremos na próxima secção da limitação por taxa de variação.

Note-se que R_{o1} e R_{i2} não foram incluídas nesta análise, em virtude de as correntes através delas serem nulas devido à massa virtual presente no terminal de entrada do segundo andar. Note-se também que o circuito da fig.32 implica que o ganho em c.c. do amp op seja infinito. Isto é uma consequência de se admitir para o ganho do segundo andar $\mu \to \infty$.

Para terminar, consideremos o popular amp op 741, para o qual $G_m = 0{,}19$ mA/V, $R_{o1} = 6{,}7\ \text{M}\Omega$, $R_{i2} = 4\ \text{M}\Omega$, $\mu = 529$ e $C = 30$ pF. Assim,

$$A_o = \mu G_m\ (R_{o1} // R_{i2}) = 529 \times 0{,}19 \times 10^{-3} \times (6.7//4) \times 10^6 = 2{,}52 \times 10^5$$

$$\omega_t = \frac{G_m}{C} = \frac{0{,}19 \times 10^{-3}}{30 \times 10^{-12}} = 6{,}33\ Mrad/s$$

$$f_t = \frac{\omega_t}{2\pi} \cong 1\ MHz$$

10. Funcionamento dos amp ops com grandes sinais

Estudaremos, seguidamente, as limitações do desempenho dos amp ops quando submetidos a grandes sinais.

10.1. Saturação da saída

Analogamente a todos os outros amplificadores, os amp ops operam linearmente apenas numa gama limitada de tensões de saída.

Concretamente, a saída dos amp ops satura de uma forma semelhante à que vimos no primeiro capítulo, com L_+ e L_- inferiores (em valor absoluto) de 1 a 3 V aos valores das tensões positiva e negativa de alimentação, respectivamente.

Assim, um amp op alimentado com ±15 V, saturará quando a tensão de saída atinge cerca de +12 V na excursão positiva, e -12 V na excursão negativa. Para este amp op a **tensão de saída máxima** diz-se que é ±12 V. A fim de evitar o corte dos picos da forma de onda da saída, e a resultante distorção da forma de onda, o sinal de entrada deve manter-se correspondentemente pequeno.

10.2. Taxa de variação

Outro fenómeno que pode causar distorção não linear, em regime de grandes sinais, é a limitação por taxa de variação. Explicaremos o que significa e depois a razão por que ocorre.

Consideremos o seguidor de ganho unitário da fig. 33(a) e admitamos que o sinal de entrada v_I é o degrau de altura V mostrado na fig. 33(b).

(fig. 33)

O ganho em malha fechada deste amplificador é dado pela Eq. (20), com $R_2 = 0$ e $R_1 = \infty$; i.e.,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + s/\omega_t} \tag{30}$$

que é a resposta de um circuito de CTS passa-baixo. Assim, é de esperar que a forma de onda da saída, resposta ao degrau de entrada, seja

$$v_O(t) = V(1 - e^{-t/\tau}) \tag{31}$$

onde $\tau = 1/\omega_t$. A fig. 33(c) mostra um esboço da subida exponencial desta forma de onda.

Na prática, contudo, tal resposta só é obtida se a amplitude do degrau for “pequena”, como se perceberá a seguir. Para grandes degraus de entrada (5 V, por exemplo) a forma de onda da saída será a rampa linear que se mostra na fig. 33(d). É importante notar que a inclinação da rampa linear é menor do que a inclinação inicial (para $t = 0$) da subida exponencial da mesma amplitude V (mostrado na fig. 33(c)), que é V/τ. A resposta em rampa linear mostrada na fig.33(d) indica que a saída do amp op não é capaz de subir à taxa predita pela Eq. (31). Quando isto ocorre, diz-se que o amp op exibe limitação por taxa de variação e a inclinação da rampa linear da saída é chamada **taxa de variação** (*slew rate*).

A taxa de variação (SR) é a máxima variação possível da tensão de saída do amp op,

$$SR = \left.\frac{dv_O}{dt}\right|_{\max} \tag{32}$$

e é usualmente especificada em V/μs nas folhas de dados dos amp ops.

Daqui decorre que o amp op da fig. 33(a) começará a exibir subida linear para um sinal V para o qual a inclinação inicial da rampa exponencial, V/τ, exceder a taxa de variação do amp op.

Investiguemos agora a origem da limitação por taxa de variação. Consideremos uma vez mais o seguidor de ganho unitário da fig. 33(a), submetido a um degrau de alguns volt. Vemos que, no instante $t = 0$, enquanto a entrada sobe de V volt, a saída permanece em zero volt.

Assim, toda a amplitude do degrau aparece aplicada entre os dois terminais de entrada do amp op. Daqui decorre que a tensão diferencial de entrada V_{id} será grande e o amplificador de transcondutância de entrada (ver fig. 32) saturará da maneira indicada na fig. 34.

(fig. 34)

Nestas condições, o amplificador de transcondutância fornecerá a sua corrente de saída máxima possível $I_{máx}$ ao segundo andar. (Note-se que $I_{máx}$ é menor do que $G_m V_{id}$ uma vez que o andar de entrada está saturado.)

A corrente constante $I_{máx}$ flui através do condensador de compensação de frequência C do segundo andar e faz com que a tensão de saída suba linearmente com uma inclinação igual a $I_{máx} /C$. Este valor, a máxima variação possível da tensão de saída, é a taxa de variação do amp op.

Assim,

$$SR = \frac{I_{\max}}{C} \tag{33}$$

10.3. Largura de banda a plena potência

A limitação por taxa de variação causa distorção não linear em formas de onda sinusoidais. Consideremos, uma vez mais, o seguidor de ganho unitário, submetido a um sinal de entrada sinusoidal dado por

$$v_I = \hat{V}_i \, sen \, \omega t$$

A taxa de variação desta forma de onda é dada por

$$\frac{dv_I}{dt} = \omega \hat{V}_i \cos \omega t$$

e tem um valor máximo de $\omega \hat{V}_i$.Este máximo ocorre nas transições por zero da sinusóide de entrada. Assim, se $\omega \hat{V}_i$ exceder a taxa de variação do amp op, a forma de onda da saída será distorcida como se mostra na fig. 35. Observe-se que a saída não pode acompanhar a grande taxa de variação nas transições por zero, pelo que o amp op exibe limitação, respondendo com rampas lineares.

(fig. 35)

As folhas de dados dos amp ops especificam, geralmente, uma frequência f_M chamada **largura de banda a plena potência**, e que é a frequência à qual uma sinusóide de saída com amplitude igual à tensão de saída máxima do amp op começa a exibir distorção devida à limitação por taxa de variação.

Se designarmos por $V_{omáx}$ a tensão de saída máxima, então f_M relaciona-se com SR como segue

$$\omega_M V_{omáx} = SR$$

Assim,

$$f_M = \frac{SR}{2\pi V_{o\max}} \tag{34}$$

Parece óbvio que sinusóides de saída com amplitudes inferiores a $V_{omáx}$ exibirão distorção por taxa de variação a frequências superiores a ω_M. De facto, a uma frequência ω superior a ω_M, a amplitude máxima da sinusóide de saída não distorcida é dada por

$$V_o = V_{o\max} \left(\frac{\omega_M}{\omega} \right) \tag{35}$$

Note-se, finalmente, que a limitação por taxa de variação é um fenómeno distinto da limitação de frequência para pequenos sinais, estudada anteriormente.

11. Rejeição do modo comum

Os amp ops reais têm ganho de modo comum não nulo, i.e., se os dois terminais de entrada forem ligados entre si, e se a esse ponto comum for aplicado um sinal v_{Icm}, a saída não será nula. O quociente entre a tensão de saída v_O e a tensão de entrada v_{Icm} é chamado o ganho de modo comum A_{cm}. A fig. 36 ilustra esta definição.

(fig. 36)

Pormenorizemos. Para isso, consideremos um amp op com sinais v_1 e v_2 aplicados às entradas inversora e não inversora, respectivamente. A diferença entre os dois sinais de entrada é a tensão de entrada em modo diferencial, ou simplesmente diferencial, v_{id},

$$v_{id} = v_2 - v_1 \tag{36}$$

A média dos dois sinais de entrada é o sinal de entrada de modo comum v_{Icm},

$$v_{Icm} = \frac{v_1 + v_2}{2} \tag{37}$$

Assim, a tensão de saída v_O pode ser expressa como

$$v_O = A\, v_{id} + A_{cm}\, v_{Icm} \tag{38}$$

em que A é o ganho diferencial e A_{cm} o ganho de modo comum.

A capacidade de um amp op rejeitar sinais de modo comum é especificada em termos do **coeficiente de rejeição do modo comum** ($CMRR$), definido como

$$CMRR = \frac{|A|}{|A_{cm}|} \tag{39}$$

Usualmente, o $CMRR$ exprime-se em decibeis:

$$CMRR = 20\log\frac{|A|}{|A_{cm}|} \tag{40}$$

O $CMRR$ é função da frequência, decrescendo à medida que a frequência aumenta. Os valores típicos do $CMRR$ a baixas frequências situam-se entre 80 e 100 dB, para os amp ops de uso vulgar. Amp ops de precisão têm valores superiores.

O valor finito do $CMRR$ dos amp ops não é relevante no caso da montagem inversora, uma vez que a entrada não inversora é ligada à massa e, portanto, o sinal de entrada de modo comum é aproximadamente zero. Por outro lado, na montagem não inversora, o sinal de entrada de modo comum é praticamente igual ao sinal aplicado à entrada, pelo que o valor finito do $CMRR$ não pode ser ignorado em aplicações que requerem elevada precisão.

A configuração realimentada mais afectada pelo *CMRR* finito do amp op é o amplificador diferencial básico da fig. 18. Vimos que a selecção adequada dos valores das resistências ($R_2 / R_1 = R_4 / R_3$) permite que o circuito responda apenas a sinais de entrada diferenciais. Isto deixa de ser verdadeiro quando se tem em conta o valor finito do *CMRR* do amp op.

Um método simples de tomar em consideração o efeito do *CMRR* finito ao calcular o ganho realimentado é como segue: Um sinal de entrada de modo comum v_{Icm} dá origem na saída a uma componente de valor $A_{cm}v_{Icm}$. Pode obter-se a mesma componente da saída se aplicarmos um sinal diferencial igual a

$$v_{erro} = \frac{A_{cm} v_{Icm}}{A} = \frac{v_{Icm}}{CMRR} \tag{41}$$

ao amp op com ganho de modo comum nulo. Assim, num dado circuito, conhecido o sinal de entrada de modo comum, basta acrescentar uma fonte de sinal de valor v_{erro} em série com uma das entradas do amp op e realizar a análise admitindo que o amp op tem ganho de modo comum nulo.

A título de exemplo, a fig. 37 mostra a análise da configuração não inversora tendo em conta o valor finito do *CMRR* do amp op.

(fig. 37)

Na fig. 37(a) observamos que $v_{Icm} \cong v_I$. Assim, o amp op é substituído por um ideal com uma fonte $v_{erro} = v_I / CMRR$, como se mostra na fig. 37(b). A análise deste último circuito é simples e conduz ao resultado dado na fig. 37. Note-se que apesar de a fonte de tensão de erro ter indicada a polaridade, o *CMRR* pode ser positivo ou negativo, ignorando-se, em geral, o seu sinal. A polaridade da fonte é, assim irrelevante.

12. Resistências de entrada e de saída

A fig. 38 mostra um circuito equivalente do amp op, incorporando as suas resistências de entrada e de saída.

(fig. 38)

Como se mostra, o amp op tem uma resistência de entrada diferencial R_{id} vista entre os dois terminais de entrada. Além disso, se juntarmos os dois terminais de entrada e medirmos a resistência de entrada (entre esse ponto e a massa), o resultado é a resistência de entrada em modo comum R_{icm}. No circuito equivalente, separámos R_{icm} em duas partes ($2R_{icm}$), cada uma delas ligada entre um terminal de entrada e a massa.

12.1. Resistência de entrada

Os valores típicos da resistência de entrada dos amp ops de uso geral, usando transístores bipolares de junção, são $R_{id} = 1\ \text{M}\Omega$ e $R_{icm} = 100\ \text{M}\Omega$. Os amp ops que utilizam transístores de efeito de campo têm resistências de entrada muito mais elevadas.

O valor da resistência de entrada dum circuito realimentado particular dependerá dos valores de R_{id} e de R_{icm} bem como da configuração utilizada. Para a montagem inversora, a resistência de entrada é aproximadamente igual a R_1. Uma análise pormenorizada mostra que os valores de R_{id} e de R_{icm} têm um efeito desprezável sobre o valor da resistência de entrada do circuito inversor.

Pelo contrário, a resistência de entrada da configuração não inversora é altamente dependente dos valores de R_{id} e de R_{icm} bem como de A e de R_2 / R_1. A análise do circuito não inversor, usando o modelo do amp op da fig. 38, e admitindo que

$$R_o = 0\,, \quad R_1 << R_{icm}\,, \quad \frac{R_2}{R_{id}} << A$$

conduz à seguinte expressão da resistência de entrada do circuito não inversor:

$$R_i = \{2R_{icm}\} \,//\, \{(1+A\beta)\, R_{id}\} \tag{42}$$

em que β é o factor de realimentação, dado por

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{43}$$

Vemos que a resistência de entrada consiste de duas componentes em paralelo: ($2R_{icm}$), que é muito grande, e ($1+A\beta$) R_{id}, que é também grande, uma vez que R_{id}, vem multiplicada pela quantidade de realimentação ($1+A\beta$). A baixas frequências, $A=A_o$ e a quantidade de realimentação $1+A_o\beta$ é usualmente um número grande. Para altas frequências, deve ter-se em conta a dependência de A com a frequência, como se ilustra no exemplo seguinte.

Consideremos um amp op com f_t = 1 MHz, R_{id} = 1 MΩ e R_{icm} = 100 MΩ, e determinemos as componentes da impedância de entrada de um amplificador não inversor com um ganho nominal de 100.

Uma vez que

$$1+R_2 / R_1 = 100$$

obtemos β = 0,01, e como

$$A \cong \frac{\omega_t}{s} = \frac{2\pi \times 10^6}{s}$$

o resultado é

$$Z_i = (2 \times 10^8) \,//\left(10^6 + \frac{2\pi \times 10^6 \times 10^{-2} \times 10^6}{s}\right)$$

Note-se que a segunda componente de Z_i consiste de uma resistência de 1 MΩ em série com um capacidade de 50/π pF. A fig. 39 mostra o circuito equivalente da impedância de entrada que acabámos de obter.

(fig. 39)

12.2. Resistência de saída

Analisemos agora o efeito da resistência de saída não nula R_o considerada no modelo da fig. 38. Os valores típicos da resistência de saída em malha aberta de um amp op situam-se entre 75 e 100 Ω, embora algumas referências possam apresentar valores muito mais elevados.

Para determinar a resistência de saída de um amplificador realimentado desactivamos a fonte de sinal, o que conduz ao mesmo circuito, quer se trate de uma ou de outra das duas montagens básicas. Seguidamente, o método considera a aplicação de uma fonte de teste V_x na saída, fornecendo uma corrente I, como se mostra na fig. 40.

(fig. 40)

A resistência de saída $R_{out} \equiv V_x / I$ pode então obter-se, analisando o circuito da fig. 40, como segue:

$$V = -V_x \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -\beta V_x$$

$$I = \frac{V_x}{R_1 + R_2} + \frac{V_x - AV}{R_o} = \frac{V_x}{R_1 + R_2} + \frac{(1 + A\beta)\,V_x}{R_o}$$

Assim

$$\frac{1}{R_{out}} \equiv \frac{I}{V_x} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + A\beta}{R_o}$$

Isto significa que a resistência de saída em malha fechada é composta por duas componentes em paralelo

$$R_{out} = [R_1 + R_2\,] \,//\, [R_o / (1+A\beta)] \tag{44}$$

Normalmente, R_o é muito menor do que $R_1 + R_2$, pelo que

$$R_{out} \cong \frac{R_o}{1 + A\beta} \tag{45}$$

Notamos que a resistência de saída em malha fechada é menor do que a resistência de saída do amp op em malha aberta, de um factor igual à quantidade de realimentação, $1+A\beta$. Este resultado pode ainda ser mais simplificado, tendo em conta que normalmente $A\beta >> 1$, o que leva a

$$R_{out} \cong \frac{R_o}{A\beta} \tag{46}$$

A muito baixas frequências, A é real e grande, pelo que R_{out} é muito pequena. Por exemplo, um seguidor de tensão (β = 1) realizado com um amp op tendo $R_o = 100\ \Omega$ e $A_o = 10^5$, terá

$$R_{out} = \frac{100}{10^5 \times 1} = 1\,\mathrm{m\Omega}$$

É interessante investigar o efeito da largura de banda finita sobre a impedância de saída em malha fechada. Substituindo $A = \omega_t / s$ na Eq. (45) vem

$$Z_{out} = \frac{R_o}{1 + \beta\omega_t / s} \tag{47}$$

e assim

$$Y_{out} = \frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{R_o} + \frac{\beta\omega_t}{sR_o} \tag{48}$$

que indica que a impedância de saída consiste de uma resistência igual a R_o em paralelo com uma auto-indução de valor $L = R_o / \beta\omega_t$, cuja representação equivalente se pode ver na fig. 41(a). Note-se que para este circuito equivalente foi usada a expressão mais precisa do ganho

$$A = \frac{A_o}{1 + s / \omega_b}$$

(fig. 41)

Finalmente, recordemos que a impedância de saída que determinámos é o valor a considerar no esquema equivalente Thévenin da saída de um amplificador realimentado, com ganho em malha fechada G, e que se representa na fig. 41(b).

13. Problemas de corrente contínua

13.1. Desvio de tensão

Uma vez que os amp ops são dispositivos de acoplamento directo com grandes ganhos às baixas frequências, são muito susceptíveis a problemas de c.c.. O primeiro de tais problemas é o desvio de tensão.

Para compreender este problema, consideremos a seguinte experiência conceptual: Se os dois terminais de entrada forem ligados conjuntamente à massa, contra o que seria de esperar idealmente, verifica-se existir uma tensão contínua não nula na saída. De facto, se o amp op tiver um elevado ganho de c.c., a saída estará no nível positivo ou negativo de saturação.

Este desvio de tensão na saída pode ser considerado como resultante da existência de um desvio de tensão à entrada que, multiplicado pelo ganho em malha aberta, determina o desvio na saída.

Podemos reconduzir a saída do amp op ao seu valor ideal de 0 V, ligando entre os terminais de entrada do amp op, uma fonte de tensão com amplitude e polaridade adequadas. Esta fonte externa anula o desvio de tensão à entrada do amp op. Assim, o **desvio de tensão à entrada** (V_{OS}) será de igual amplitude mas de polaridade oposta à tensão aplicada externamente.

O desvio de tensão à entrada resulta de desequilíbrios inevitáveis presentes no andar diferencial de entrada do amp op, que serão objecto de estudo mais adiante. Devemos, contudo, desde já, investigar o efeito de V_{OS} no funcionamento em malha fechada dos circuitos com amp ops.

Tendo em conta este objectivo, notemos que os amp ops de uso geral exibem valores de V_{OS} na gama de 1 a 5 mV. Além disso, o valor de V_{OS} depende da temperatura. As folhas de dados dos amp ops geralmente especificam os valores típico e máximo de V_{OS} à temperatura ambiente, bem como o coeficiente de temperatura de V_{OS} (usualmente em μV/°C). Note-se, todavia, que a polaridade de V_{OS} não é especificada, uma vez que os desequilíbrios que originam o desvio não são conhecidos *a priori*, i.e., diferentes unidades do mesmo tipo de amp op podem ter desvio positivo ou negativo.

Para analisar o efeito de V_{OS} no funcionamento dos circuitos com amp ops, é útil dispor de um modelo do amp op com desvio de tensão à entrada. Esse modelo está representado na fig. 42 e consiste de uma fonte de c.c. de valor V_{OS} ligada em série com a entrada não inversora de um amp op sem desvio. A justificação para este modelo decorre do exposto atrás.

(fig. 42)

A análise do efeito de V_{OS} realiza-se como segue, quer para a montagem inversora, quer para a não inversora: Desactiva-se a fonte de sinal (como se trata de uma fonte de tensão, é substituída por um curto-circuito) e substitui-se o amp op pelo modelo da fig. 42. (Note-se que a desactivação da fonte de sinal não é mais do que um passo da aplicação do princípio da sobreposição.)

O procedimento proposto conduz ao mesmo circuito resultante, quer se trate da configuração inversora, quer da não inversora, e está mostrado na fig. 43.

(fig. 43)

Neste circuito, encontra-se, facilmente, que a tensão de saída devida a V_{OS} é

$$V_O = V_{OS}\left[1+\frac{R_2}{R_1}\right] \tag{49}$$

Esta tensão contínua de saída pode ser muito grande. Por exemplo, um amplificador não inversor com um ganho em malha fechada de 1000, realizado com um amp op com desvio de tensão de 5 mV, terá uma tensão de saída de c.c. de $+5$ V ou -5 V, dependendo da polaridade de V_{OS} , em vez do valor ideal de 0 V. Em consequência, a excursão possível do sinal de saída será substancialmente reduzida. Pior ainda, se o sinal a amplificar for de c.c., não saberemos distinguir se a saída é devida a V_{OS} ou ao sinal!

Alguns amp ops dispõem de dois terminais próprios para a compensação do desvio de tensão à entrada. Em geral, a compensação realiza-se ligando um potenciómetro entre esses terminais, com o ponto médio ligado à massa, e ajustando o seu valor até anular o desvio da saída. Note-se, entretanto, que esta técnica não permite resolver o problema da deriva de V_{OS} com a temperatura.

Uma maneira de ultrapassar o problema do desvio de c.c. é acoplar capacitivamente o amplificador. Esta solução, contudo, só é viável se o amplificador realimentado não tiver de amplificar sinais de c.c. ou de muito baixa frequência. A fig. 44 mostra um amplificador inversor com acoplamento capacitivo.

(fig. 44)

O condensador de acoplamento implica que o ganho seja zero em c.c.. De facto, o circuito terá uma resposta de CTS passa-alto com frequência de corte $\omega_0 = 1/CR_1$, e o ganho será $-R_2 /R_1$ para frequências $\omega >> \omega_0$. A vantagem deste arranjo é que V_{OS} não é amplificado.

Assim, a tensão contínua de saída será V_{OS} em vez de $V_{OS}\,(1+R_2 /R_1)$, que é o valor sem condensador de acoplamento. Uma vez que o condensador se comporta como um circuito aberto em c.c., é fácil concluir da fig. 44 que a fonte V_{OS} vê, de facto, um seguidor de tensão.

Outro circuito com amp ops que é gravemente afectado pelo desvio de tensão do amp op é o integrador de Miller. A fig. 45 mostra um circuito integrador com a fonte de sinal curto-circuitada e o amp op substituído pelo modelo da fig.42. A análise é simples e está sugerida na fig. 45.

(fig. 45)

Admitindo que para $t = 0$ a tensão do condensador é zero, a tensão de saída em função do tempo é dada por

$$v_O = V_{OS} + \frac{V_{OS}}{CR}\, t \tag{50}$$

Assim, v_O cresce linearmente no tempo até o amplificador saturar - que é, naturalmente, uma situação inaceitável! O problema pode ser aliviado ligando uma resistência R_F em paralelo com o condensador.

Esta resistência constitui um percurso de c.c. através do qual a corrente contínua devida ao desvio (V_{OS} /R) pode fluir, originando que v_O tenha uma componente contínua $V_{OS}\,[1+(R_F /R)]$, constante no tempo, em vez de subir linearmente.

Para manter o desvio da saída pequeno, deve escolher-se um valor pequeno para R_F. Infelizmente, contudo, quanto menor for o valor de R_F, menos ideal será o integrador. Este é mais um exemplo dos compromissos que um projectista tem de considerar ao realizar circuitos práticos com componentes reais.

13.2. Correntes de polarização à entrada

O segundo problema de c.c. encontrado nos amp ops está ilustrado na fig. 46. A fim de o amplificador poder funcionar, as suas entradas têm de conduzir correntes contínuas, designadas **correntes de polarização à entrada**. Na fig. 46 estas duas correntes são representadas por duas fontes de corrente, I_{B1} e I_{B2} , ligadas aos dois terminais de entrada.

(fig. 46)

Deve sublinhar-se que as correntes de polarização à entrada são independentes do facto de o amp op ter resistência de entrada finita (não representada na fig. 46). Os fabricantes de amp ops especificam, em geral, os valores médios de I_{B1} e I_{B2} bem como da sua diferença provável.

Ao valor médio

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

chama-se **corrente de polarização à entrada** e à diferença

$$I_{OS} = | I_{B1} - I_{B2} |$$

chamamos **desvio de corrente à entrada**.

Os valores típicos para amp ops de uso geral realizados com transístores bipolares são I_B = 100 nA e I_{OS} = 10 nA. Os amp ops que utilizam transístores de efeito de campo no andar de entrada têm correntes de polarização à entrada muito menores (da ordem dos picoampere).

Determinemos agora a tensão contínua de saída de um amplificador realimentado devido às correntes de polarização à entrada. Para isso, curto-circuitamos a fonte de sinal, obtendo-se o circuito da fig. 47 para ambas as montagens básicas.

(fig. 47)

Como se mostra na fig. 47, a tensão contínua de saída é dada por

$$V_O = I_{B1} R_2 \cong I_B R_2 \tag{51}$$

Este resultado limita, obviamente, o valor superior de R_2. Todavia, existe felizmente uma técnica para reduzir o valor da tensão contínua de saída devida às correntes de polarização à entrada.

Esse método consiste em introduzir uma resistência R_3 em série com a entrada não inversora, como se mostra na fig. 48.

(fig. 48)

Dum ponto de vista de sinal, R_3 tem um efeito desprezável. O valor adequado para R_3 pode ser determinado analisando o circuito da fig. 48, que mostra os pormenores da análise que conduz ao valor seguinte da tensão de saída:

$$V_O = -I_{B2} R_3 + R_2 (I_{B1} - I_{B2} R_3 / R_1) \tag{52}$$

Consideremos primeiro o caso $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, donde resulta

$$V_O = I_B \; [R_2 - R_3 \; (1 + R_2 / R_1)]$$

que mostra que V_O pode ser anulada escolhendo R_3 tal que

$$R_3 = \frac{R_2}{1 + R_2 \; / \; R_1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{53}$$

i.e., R_3 deve ser igual ao paralelo de R_1 com R_2 .

Tendo seleccionado R_3 com o valor referido, calculemos agora o efeito de existir um desvio de corrente I_{OS} não nulo. Seja

$$I_{B1} = I_B + I_{OS}/2$$

e

$$I_{B2} = I_B - I_{OS}/2$$

e substituamos os seus valores na Eq. (52). O resultado é

$$V_O = I_{OS} R_2 \tag{54}$$

que é, habitualmente, uma ordem de grandeza menor do que o valor obtido sem R_3 (ver Eq. (51)).

Concluímos que, para minimizar o efeito das correntes de polarização à entrada, devemos ligar na entrada não inversora uma resistência igual à resistência de c.c. vista da entrada inversora, ou, por outras palavras, devemos igualizar as resistências de c.c. vistas pelas duas entradas. É importante realçar a referência à c.c. na frase anterior; por exemplo, se o amplificador tiver acoplamento de c.a., deveremos fazer $R_3 = R_2$, como se mostra na fig. 49.

(fig. 49)

A propósito de amplificadores de acoplamento de c.a., note-se ainda que se deve sempre garantir um percurso de c.c. entre cada uma das entradas do amp op e a massa. Por esta razão, o amplificador não inversor com acoplamento de c.a. da fig. 50 não funcionará sem a resistência R_3 ligada à massa. Infelizmente, a inclusão de R_3 reduz consideravelmente a resistência de entrada do amplificador em malha fechada.

(fig. 50)

ANEXO

Sobre o paralelo de duas resistências

Vimos atrás, a propósito do conversor de impedância negativa, que o paralelo de duas resistências de valores iguais e simétricos era equivalente a um circuito aberto. Deve notar-se que este resultado não é mais do que um caso particular do problema mais geral do paralelo de duas resistências. Se tomarmos o valor de uma delas como parâmetro, seja R, arbitrariamente positivo, e a outra, R', podendo tomar quaisquer valores positivos ou negativos, encontra-se facilmente que o seu paralelo, $R \,//\, R'$, admite o traçado representado na figura seguinte.