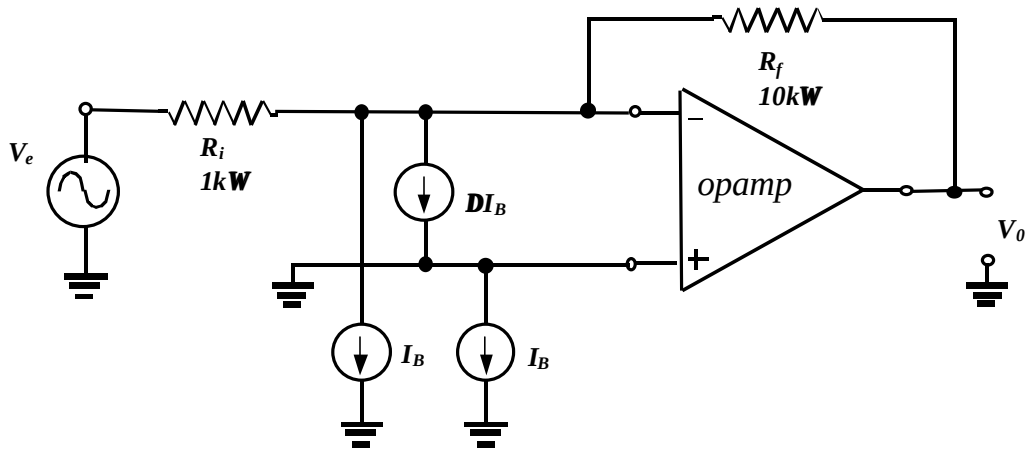
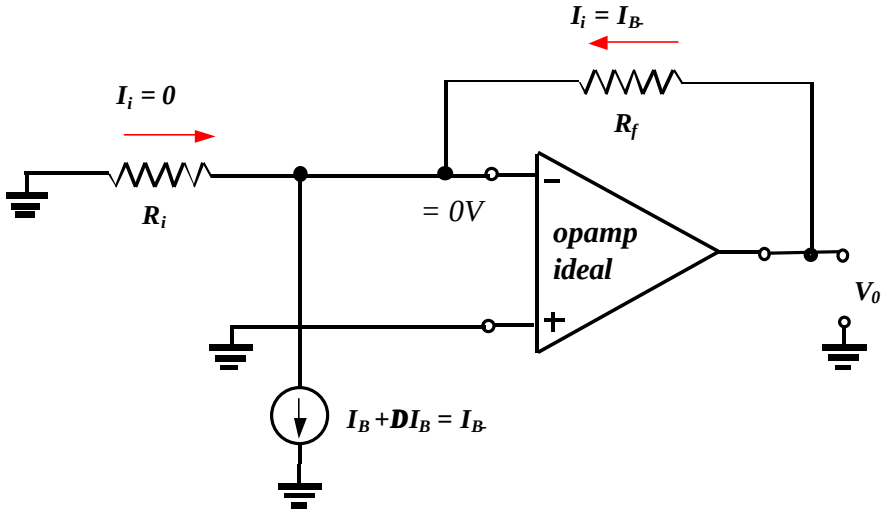
Vamos analisar o efeito destas correntes admitindo que o opamp é ideal exceto é claro, este parâmetro. Para isto, considere novamente o amplificador inversor mostrado na figura abaixo já com as correntes de polarização inseridas.



Amplificador inversor com o efeito das correntes de polarização

Note que, como o sistema é linear vamos zerar a entrada V_e e verificar como a tensão V_0 é função das correntes de polarização. Além disso, a corrente de polarização I_{B+} não tem nenhum efeito no terminal não inversor já que este está aterrado. Assim, o circuito acima pode ser redesenhado como mostra a figura abaixo.



Devido ao curto virtual o terminal não inversor está em 0V, portanto $I_i = 0$ e toda corrente I_B flui pelo resistor R_f. Por inspeção da figura, a tensão de saída é dada por:

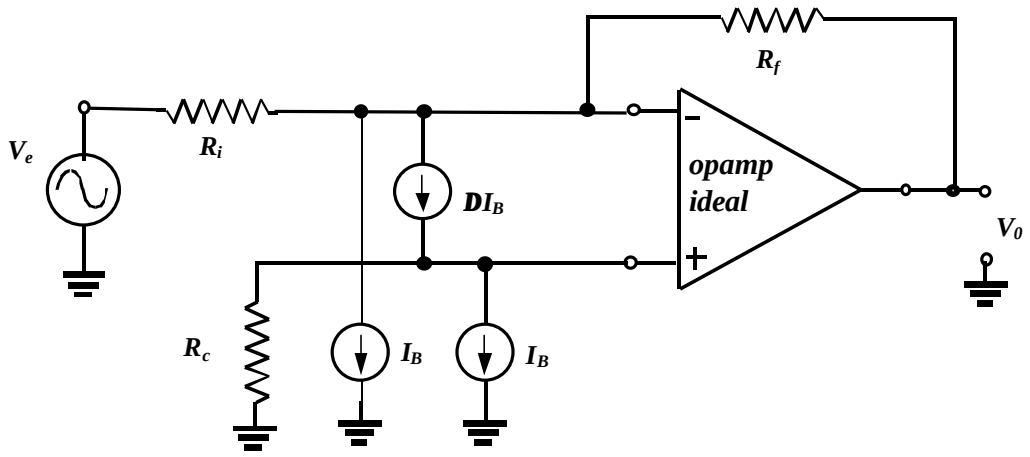
$$V_0 = V_{0ofsetf} = R_f I_{B-} \qquad (395)$$

Portanto, quando um sinal V_e for aplicado a entrada teremos na saída

$$V_0 = R_f I_{B-} + - R_f / R_i \; V_e \qquad (396)$$

A equação (395) diz que o efeito da corrente de polarização foi de introduzir uma tensão de offset na saída do amplificador proporcional à $R_f I_{B-}$

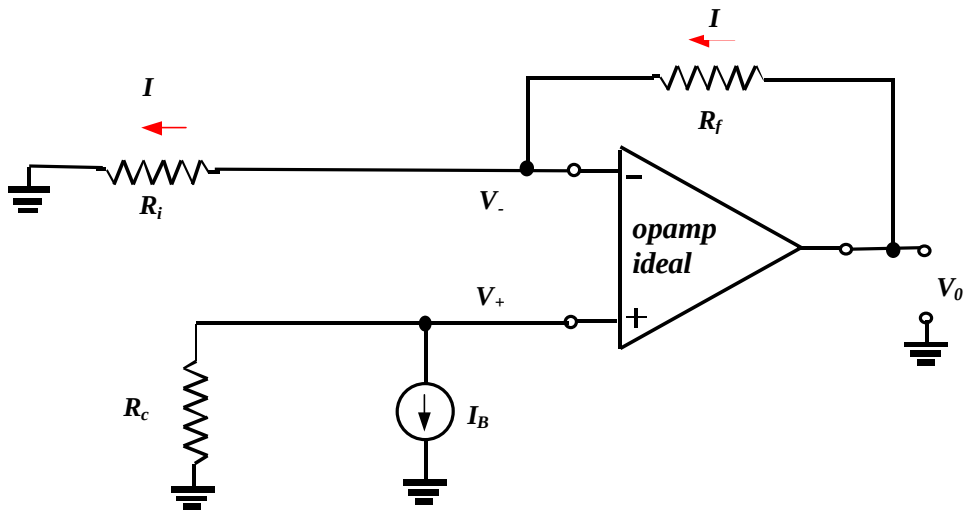
Se no circuito do amplificador inversor inserimos mais um resistor de compensação R_C, podemos parcialmente compensar este offset. A figura abaixo mostra um amplificador inversor com compensação de corrente de polarização.



Amplificador inversor com compensação de I_B

Novamente, vamos analisar o efeito destas correntes admitindo que o opamp é ideal exceto é claro, este parâmetro. Para isto, levando-se em conta que o sistema é linear vamos considerar somente a corrente que na análise anterior não tinha nenhum efeito já que podemos considerar que naquela análise o resistor R_c era um curto. Depois de obtido o resultado e somaremos com o resultado da análise anterior para termos o resultado final.

A figura abaixo mostra somente a corrente de polarização cujo efeito vamos determinar.



Da figura, temos

$V_+ = - R_c\, I_B$

Devido ao curto virtual $V_- = V_+$, *assim*

$I = V_+/R_i = (V_+ - V_0)/R_f$ *logo*

$$V_0 = (1+R_f/R_i)V_+ = - (1+R_f/R_i)\, R_c\, I_B \qquad (397)$$

Adicionando a (397) o resultado dado pela equação (395), resulta na saída V_0 *devido a todas as correntes, e é portanto igual a*

$$V_0 = V_{0offset} = - (1+R_f/R_i)\, R_c\, I_B + R_f\, I_{B-} = - (1+R_f/R_i)\, R_c\, I_B + R_f\, (I_B + DI_B)$$

Se $DI_B = 0$ *podemos forçar a condição* $V_{0offset} = 0$ *e encontrar*

$V_{0offset} = 0 \Rightarrow (1+R_f/R_i)R_c = R_f$ *ou*

$$R_c = R_f/(1+R_f/R_i) = R_f\, R_i/(R_f + R_i) = R_f // R_i \qquad (398)$$

ou seja para minimizar o offset causado pelo correntes de polarização devemos fazer com que as impedâncias vista pelos terminais de entrada sejam iguais.

- ***Tensão de offset e deriva de offset (drift)***

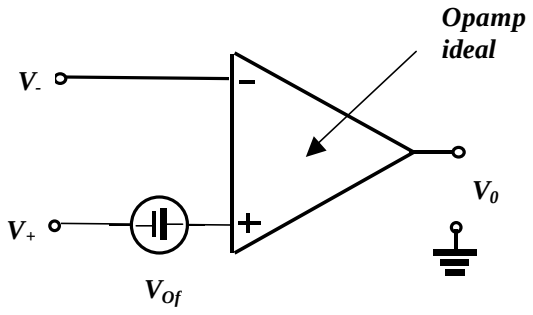
Em princípio, a saída do opoamp deve ser de 0V quando a entrada for de 0V; no entanto, na prática, verifica-se na saída a existência de uma tensão de desequilíbrio ou offset nestas condições. Por exemplo, se for aplicado 0V a ambas as entradas do opamp e verificado 25mV (dc) na saída, esta tensão seria indesejada e gerada pelo circuito, e não pelo sinal de entrada.

A origem desta tensão de offset é devido ao descasamento dos transistores do par diferencial de entrada presente em todos os estágios de entrada dos opamp's.

A tensão de offset fornecida pelas folhas de especificações (Datasheets) dos fabricantes fornece uma tensão que deve ser adicionada ao terminal de entrada não inversora de forma a levar em conta o efeito deste desequilíbrio.

A tensão de offset é função da temperatura, assim, embora existam alguns opamp com terminais de ajustes para zerar esta tensão, temos um resíduo de tensão na saída, caso a temperatura mude; produzido uma deriva na tensão de offset. Hoje (2003), existem opamp's com ***offset*** *tão baixo quanto* ***1uV*** *e deriva (****drift****) de offset* ***menor que 50nV/° C****.*

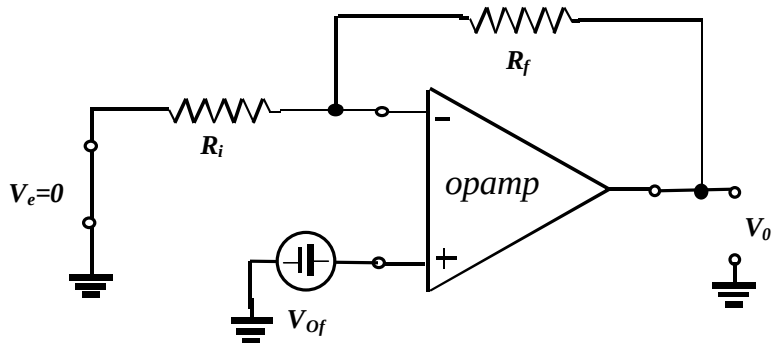
A figura abaixo mostra o modelo do opamp quando se leva em conta esta tensão de offset.



$V_0 = A\,(V_+ + V_{Of} - V_-)$ $\qquad A = \infty$

Modelo do opamp levando-se em conta a tensão de offset

Vamos analisar o efeito desta tensão admitindo que o opamp é ideal exceto, é claro, este parâmetro. Para isto, considere novamente o amplificador inversor mostrado na figura abaixo, já com o modelo do opamp para esta característica e a entrada aterrada.



Amplificador inversor opamp levando-se em conta a tensão de offset

É fácil de perceber na figura que do ponto de vista da tensão de offset este amplificador é um amplificador não inversor; portanto a tensão de sáida só devido a tensão de offset, $V_0|_{Vof}$*, é dada por*

$$V_0|_{Vof} = (1+R_f/R_i)V_{Of}$$

Como o sistema é linear, então

$$V_0 = V|_{Ve} + V_0|_{Vof} = -R_f/R_i V_e + \underbrace{(1+R_f/R_i)V_{Of}}_{V_{0Of}}$$

Ou seja, surge uma tensão residual de saída adicionada ao sinal de interesse proporcional ao ganho de um amplifador não inversor vezes a tensão de offset do opamp.

Exemplo:

Calcule a tensão residual de saída de um amplificador inversor de ganho igual a –10. A tensão de offset do opamp é dada e igual a 5mV.

O ganho de tensão de um inversor é igual a $-R_f/R_i = -10$

A tensão residual de saída, V_{0Of}*, é igual a*

$$V_{0Of} = (1+R_f/R_i)V_{Of} = (1+10)(5mV) = \mathbf{55mV}$$

- ***Razão de Rejeição de modo comum (CMRR)***

Uma das mais importantes características de um amplificador que amplifica a diferença de tensões, é a sua capacidade de amplificar consideravelmente o sinal diferencial entre duas tensões V_+ e V_-, por exemplo, $(V_+ - V_-)$, enquanto amplifica relativamente bem menos o sinal de modo comum $(V_+ + V_-)/(2)$. A esta característica dar-se o nome de Razão de rejeição de modo comum, e é expressa por

$$CMRR = A_d/A_c \qquad (399)$$

onde

$$A_v = V_0/(V_+ - V_-) = V_0/V_d \qquad e \qquad A_c = V_0/(V_+ + V_-)/2 = V_0/V_c$$

sendo A_v o ganho diferencial e A_c o ganho de modo comum. Como já vimos antes V_d e V_c representam as tensões, diferencial e de modo comum de entrada.

O valor de CMRR também pode ser expresso em termos de logarítmico e chamado de Rejeição de modo comum (CMR, do inglês como

$$CMR(dB) = 20 \log CMRR \qquad (400)$$

Em princípio, a saída do opoamp deve ser de 0V quando a entrada diferencial for de 0V; no entanto, na prática, verifica-se na saída a existência de uma tensão proporcional ao sinal de modo comum de entrada. Ou seja, o ganho real do opamp é função da diferença e da soma dos sinais de entrada e assim, a saída do opamp pode ser expressa por:

$$V_0 = A_d (V_+ - V_-) + A_c(V_+ + V_-)/2 = A_d V_d + A_c V_c \qquad (401)$$

A origem desta tensão é devido a sensibilidade do estágio par diferencial de entrada em amplificar sinais de modo comum como vimos nas seção de configurações composta.

Para se medir a rejeição de modo comum de um amplificador (genérico) inicialmente aplica-se tensões puramente diferencial na entrada , ou seja

$$V_1 = -V_2 = V_e \qquad \text{portanto } V_d = 2V_e$$

e

$$V_c = V_1 + V_2 = 0$$

Sob estas condições, a tensão de saída é

$$V_0 = A_d V_d + A_c . 0 = A_d V_d = 2A_d V_e$$

Como V_e é conhecido e encolhido um valor adequado para realizar esta medida, então, A_d pode ser determinado.

Em seguida aplica-se tensões puramente de modo comum na entrada , ou seja

$$V_+ = V_- = V_e \qquad \text{portanto} \quad V_d = V_+ - V_- = 0$$

e

$$V_c = (V_+ + V_-)/2 = V_e$$

Como V_e é conhecido e encolhido um valor adequado para realizar esta medida, então, A_c pode ser determinado. Assim, a rejeição de modo comum pode ser determinada com o uso da equação (400).

É importante lembrar todas estas consideração se aplicam para qualquer amplificador de sinais diferenciais (amplificador de diferença) seja ele um simples opamp de malha aberta (na prática não de utiliza) ou um amplificador que utiliza um ou mais opamp para realizar a sua função.

Na prática, como o ganho diferencial,A_d, é elevadíssimo o procedimento descrito se determinar a rejeição de modo comum de um opamp, é modificado utilizando-se configurações apropriada para se fazer as medidas.

A rejeição de modo comum é função da freqüência, já que, como veremos adiante aos ganhos diferencial e de modo comum do opamp também o são. Portanto, nas folhas de especificações destes componentes especifica-se a rejeição de modo comum para sinal DC e fornece-se um gráfico de desta rejeição em função de freqüência. Hoje (2003) existem alguns opamp que apresentam uma rejeição de modo comum da ordem de 100dB.

Como devemos representar no modelo de comportamento do opamp o efeito de ganho de modo comum diferente? Para responder esta pergunta, vamos reescrever a equação (401) na forma

$$V_0 = A_d V_d + A_c V_c = A_d(V_d + A_c/A_d V_c) = A_d(V_d + A_c/A_d V_c)$$

$V_0 = A_d(V_d + V_c/CMRR)$

ou em termos das entrada V_+ e V_-

$$V_0 = A_d(V_+ - V_- + (V_+ + V_-)/2CMRR) \qquad (402)$$

Como o opamp com realimentação negativa sempre "forca" a tensão do terminal V_- ser igual ao terminal V_+ (curto virtual), então podemos aproximar a expressão (402) assim:

$$V_0 = A_d(V_+ - V_- + \underbrace{(V_+ + V_-)}_{\mathbf{V_+ + V_- \,»\, 2V_+}}/2CMRR)$$

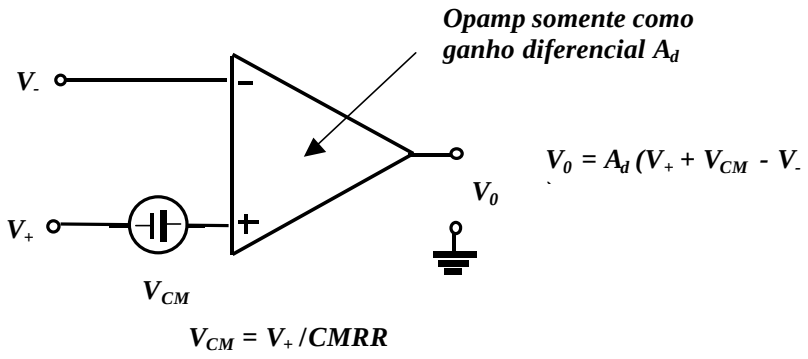
$$V_0 = A_d(V_+ - V_- + V_+/CMRR) = A_d(V_+ - V_- + V_{CM})$$

$$V_0 = A_d(V'_+ - V_-)$$

onde $V'_+ = V_+ + V_+/CMRR = V_+ + V_{CM_}$

ou seja ***o efeito foi de adicionar uma tensão residual ou de offset (V_{CM}) ao terminal não inversor de valor igual a tensão presente neste terminal dividido pela razão de rejeição de modo comum do opamp.***

A figura abaixo mostra o modelo do opamp que leva em conta opamp o ganho de modo comum.



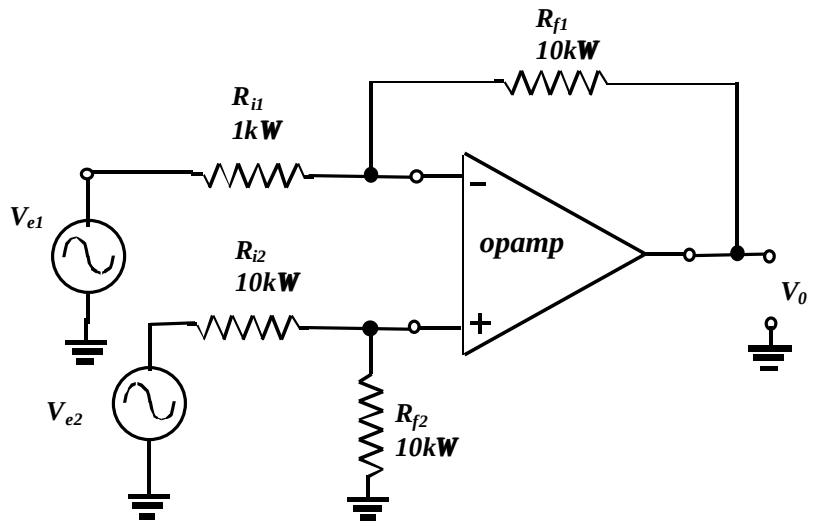
Modelo do opamp levando-se em conta a CMRR

Note que se A_d tende a infinito, então

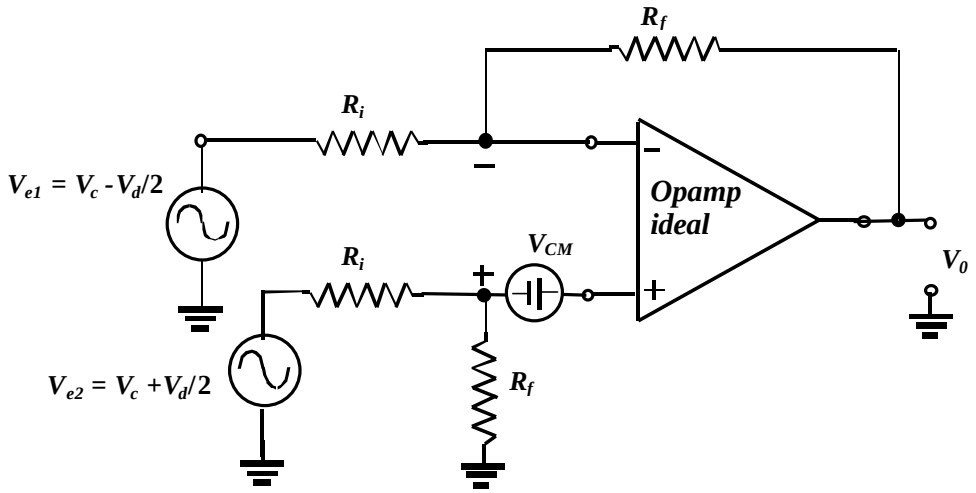
$$V_+ + V_{CM} - V_- = 0 \qquad \Rightarrow \quad V_- = V_+ + V_{CM}$$

Exemplo 1:

Calcule a tensão residual na saída de um amplificador que é adicionada a saída de um amplificador de diferença mostrado na figura abaixo de ganho igual a 10. Determine , também a rejeição de modo comum deste amplificador. A tensão de modo comum na entrada do amplificado de diferença é dada e igual a 2,5V, e o opamp apresenta uma CMR igual a 60dB. Admita que os resistores são perfeitamente casados, isto é, $R_{f1} = R_{f2}$ *e* $R_{i1} = R_{i2}$.



Escrevendo V_{e1} *e* V_{e2} *em função das suas componentes diferencial e de modo comum, e, adicionando a tensão residual ao modelo do opamp, temos a figura abaixo*



O amplificador de diferença é uma combinação de um amplificador inversor com um amplificador não inversor.

Do ponto de vista da entrada V_{e1} (com V_{e2}= 0) este é um amplificador inversor, portanto

$$V_0 \big|_{Ve1} = -R_{f1}/R_{i1}\ V_{e1}$$

A tensão V_{e2} aparece na entrada não inversor dividida pelo divisor resistivo $R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2})$, então a tensão nesta entrada é

$$V_+ = R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2})\ V_{e2}$$

Do ponto de vista da entrada V_+ (com V_{e2}= 0) este é um amplificador não inversor, portanto de exercícios anteriores

$$V_0 \big|_{Ve2} =(1+R_{f1}/R_{i1}\ )\ V_+$$

Substituindo a expressão de V_+, temos

$$V_0 \big|_{Ve2} = (1+R_{f1}/R_{i1}\ )\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2})\ V_{e2}$$

se $R_{f1} = R_{f2} = R_f$ *e* $R_{i1} =R_{i2} = R_i$

$$V_0 \big|_{Ve2} = R_f\ /R_i\ V_{e2}$$

E, finalmente do ponto de vista de V_{CM} este é um amplificador não inversor, portanto

$$V_0 \big|_{Vcm} = (1+R_f\ /R_i\ )V_c$$

Como o sistema é linear

$$V_0 = V_0 \big|_{Ve1} + V_0 \big|_{Ve2} + V_0 \big|_{Vcm}$$

$$V_0 = -R_f/R_i\ V_{e1} + R_f\ /R_i\ V_{e2} +(1+R_f\ /R_i\ )V_c$$

$$V_0 = R_f/R_i\ (V_{e2} - V_{e1}) +(1+R_f\ /R_i\ )V_{CM}$$

$$V_0 = R_f/R_i\ V_d + (1+R_f\ /R_i\ )\ V_{CM} \qquad (403)$$

Considerando que na prática o objetivo do amplificador de diferença é amplificar pequenas diferenças de tensão, e como neste exercício o sinal de modo comum é elevado (2,5V) então V_{CM} pode ser determinado.

Como vimos, a tensão no terminal não inversor, V_+ é

$$V_+ = R_f/(R_f+R_i)\ V_{e2}$$

e

$$V_{e2} = V_c + V_d \gg V_c$$

Logo

$$V_+ = R_f/(R_f+R_i)\ V_c$$

Portanto

$$V_{CM} = V_+/CMRR = R_f/(R_f+R_i)V_c\ /CMRR \qquad (404)$$

Substituindo a equação (404) na equação (403), resulta

$$V_0 = R_f/R_i\ V_d + R_f\ /R_i\ V_c\ /CMRR \qquad (405)$$

O segundo termo da equação representa a tensão residual na saída, ou seja

$$V_0 = R_f/R_i\ V_d + V_{0ofsset} \qquad (406)$$

onde

$$V_{0ofsset} = R_f\ /R_i\ V_c\ /CMRR$$

Agora esta tensão residual pode ser terminada

$V_{0ofsset} = (10)(2,5V)/1000 =$ ***25mV*** *(obs: CMR =60db ≡ CMRR = 1000)*

Note que uma baixa rejeição de modo comum combinado com um alto sinal de modo comum de entrada pode resulta numa tenha residual de saída elevada.

A razão de rejeição de modo comum do amplificador de diferença $CMRR_{amp}$ pode ser determinada com o auxilio da expressão (405), basta identificar os ganhos diferencial(A_{vd}) e de modo comum (A_{vc}) os termos nesta equação, assim

$V_0 = R_f/R_i\ V_d + R_f/R_i\ V_c/CMRR$

$A_{vd} = R_f/R_i$

e

$A_{vc} = (R_f/R_i)/CMRR$

portanto

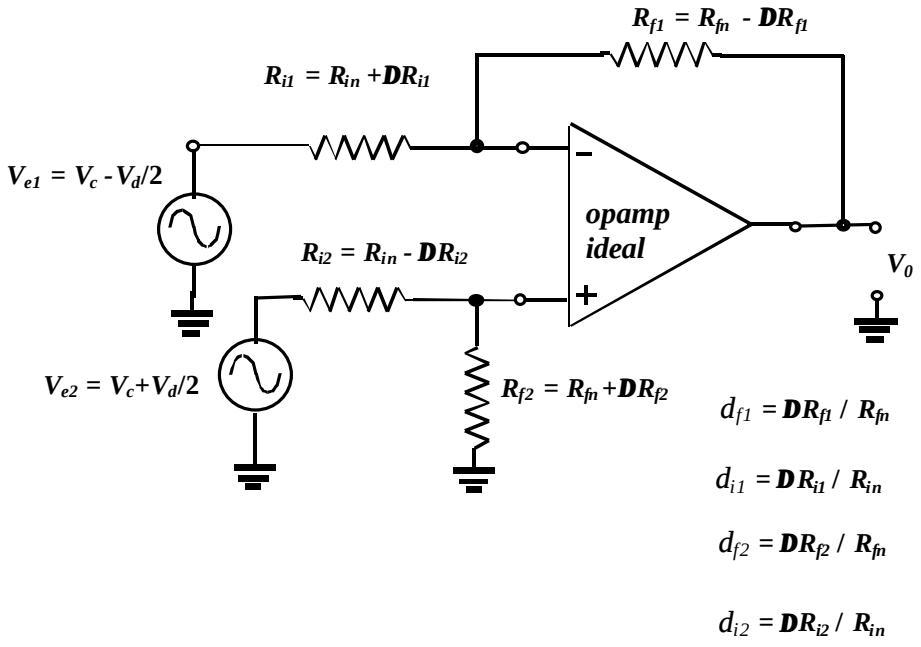
$CMRR_{amp} = A_{vd}/A_{vc} = CMRR$

Ou seja, ***se os resistores forem totalmente casados, a rejeição de modo comum do amplificador de diferença será igual a do opamp.***

Na prática o descasamento dos resistores é que predomina na determinação da rejeição do amplificador.

Exemplo 2:

Calcule a razão de rejeição de modo comum do amplificador do exemplo anterior e mostrado abaixo admitindo agora que o opamp é ideal, mas os resistores possuem tolerância d = 0,1%(d = DR/R). Faça análise para o pior caso.



Obs: R_{fn} e R_{in} são os valores nominais (note que $d_{f1}=d_{i1} = d_{f2} = d_{i2} = d$***)***

É fácil de mostrar que a situação mostrada na figura acima é uma das duas possíveis condições de pior caso.

Para $V_{e2} = 0$, *temos*

$$V_0 \big|_{Ve1} = -R_{f1}/R_{i1}\ V_{e1}$$

ou, em função das componentes diferenciais e de modo comum

$$V_0 \big|_{Ve1} = -R_{f1}/R_{i1}\ V_c + R_{f1}/R_{i1}\ V_d/2$$

Para $V_{e2} = 0$, *temos*

$$V_0 \big|_{Ve2} = (1+R_{f1}/R_{i1})\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2})\ V_{e2}$$

ou, em função das componentes diferenciais e de modo comum

$$V_0 \big|_{Ve2} = (1+R_{f1}/R_{i1})\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2})\ V_c + (1+R_{f1}/R_{i1})\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2})\ V_d/2$$

Portanto

$$V_0 = V_0 \big|_{Ve1} + V_0 \big|_{Ve2} = A_{vc}\ V_c + A_{vd} V_d$$

onde

$$A_{vc} = (1+R_{f1}/R_{i1})\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2}) - R_{f1}/R_{i1}$$

e

$$A_{vd} = [(1+R_{f1}/R_{i1})\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2}) + R_{f1}/R_{i1}]/2$$

logo

$$CMRR = A_{vd} / A_{vc}$$

$$= [(1+R_{f1}/R_{i1})\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2}) + R_{f1}/R_{i1}]/2\ [(1+R_{f1}/R_{i1})\ R_{f2}/(R_{f2}+R_{i2}) - R_{f1}/R_{i1}]$$

$$=[(1+R_{f1}/R_{i1})R_{f2}/\ R_{i2} + (1+R_{f2}/R_{i2})\ R_{f1}/\ R_{i1}]/\ 2[R_{f2}/\ R_{i2} - R_{f1}/\ R_{i1}]$$

A expressão acima mostra que a condição de pior caso acontece quando o denominador é máximo, isto é, quando a razão $R_{f2}/\ R_{i2}$ *difere mais da razão* $R_{f1}/\ R_{i1}$. *Isto ocorre quando em duas situações:*

1) R_{f2} maior que o seu valor nominal com R_{i2} menor que o seu valor nominal e ao mesmo tempo R_{f1} menor que o seu valor nominal com R_{i1} menor que o seu valor nominal.

2) Situação inversa.

Desta forma podemos escrever a expressão para CMRR para condição de pior caso substituindo,

$$R_{f2} = R_{fn} + DR_{f2} = R_{fn}(1+d)$$

$$R_{i2} = R_{in} - DR_{i2} = R_{in}(1-d)$$

$$R_{f1} = R_{fn} - DR_{f1} = R_{fn}(1-d)$$

$$R_{i1} = R_{in} + DR_{i1} = R_{in}(1+d)$$

$K = R_{fn}/ R_{in}$ *(o ganho nominal do amplificador)*

Assim

$$CMRR = [(1+d)(1+d) + 2K + (1-d)(1-d)]/2[(1+d)(1+d)-(1-d)(1-d)]$$

$$= 1/2 + K/4d - Kd/4$$

se $d << 1$

$$\boxed{CMRR \approx K/4d}$$

Logo

$$CMRR \approx 10/4(0{,}001) = 2500$$

Ou

$$CMR = 20\log 2500 \approx \mathbf{68dB}$$

Note que apesar dos resistores serem preciso a rejeição do amplificador é apenas moderada.