

SEL-EESC-USP

Roteiros de Cálculo de Amplificadores Operacionais CMOS

P. R. Veronese
2014

1. Introdução

Amplificadores operacionais são blocos analógicos de alto desempenho que normalmente são transparentes ao circuito no qual estão inseridos. Em geral, além de duas entradas iguais em módulo, uma inversora e outra não inversora, possuem uma saída de sinal e dois terminais de alimentação *DC*. Para que sejam de uso universal, devem possuir ganho de tensão, em malha aberta, muito elevado ($A_{vol} \rightarrow \infty$), resistência de entrada diferencial muito elevada ($R_{id} \rightarrow \infty$) e resistência de saída muito baixa ($R_o \rightarrow 0$). Se, no entanto, o primeiro quesito for satisfeito, isto é, se o ganho de tensão em malha aberta for muito elevado, o amplificador operacional já pode desempenhar muito bem o seu papel, embora sua universalidade não seja plena, ou seja, embora, em algumas aplicações, seu desempenho possa ser prejudicado. Além disso, para que o desempenho em *AC* seja satisfatório, o amplificador deve possuir uma resposta em frequências a mais estendida possível e uma taxa de resposta a transientes (*slew-rate*) muito elevada. Em *DC*, os principais requisitos são: baixo consumo de energia e ampla faixa de tensões de alimentação. Os amplificadores operacionais *MOS* ou *CMOS* cumprem bem alguns desses requisitos e serão estudados a seguir.

2. Amplificador Diferencial

2.1. Polarização

As Figuras 1 e 2 mostram as duas topologias de amplificadores diferenciais, com carga ativa tipo espelho de corrente, e polarizados por uma fonte de corrente de lastro, I_{SS} . Na Figura 1a o diferencial é *PMOS*, construído em um poço **n**. Na Figura 1b o diferencial é *NMOS*, construído em um poço **p**. O primeiro deve ser preferido, na prática, porque o transistor *PMOS* possui ruído interno, do tipo $1/f$, menor do que o transistor *NMOS*.

A sistemática de cálculo das grandezas quiescentes é a seguinte:

2.1.a. Diferencial *PMOS* com fonte de corrente I_{SS} (Figura 1a):

$$-I_{SS} + \frac{W_{le}}{L_{le}} K_{Ple} (V_{ol} - V_{SS} - V_{Tle})^2 \times [1 + \lambda_{le} (V_{ol} - V_{SS})] = 0 \quad (1a)$$

$$-I_{SS} + \frac{W_1}{L_1} K_{P1} (V_X + V_{T1})^2 \times [1 + \lambda_1 (V_X - V_{ol})] = 0 \quad (2a)$$

2.1.b. Diferencial *NMOS* com fonte de corrente I_{SS} (Figura 1b):

$$-I_{SS} + \frac{W_{le}}{L_{le}} K_{Ple} (V_{DD} - V_{ol} + V_{Tle})^2 \times [1 + \lambda_{le} (V_{DD} - V_{ol})] = 0 \quad (1b)$$

$$-I_{SS} + \frac{W_1}{L_1} K_{P1} (-V_X - V_{T1})^2 \times [1 + \lambda_1 (V_{ol} - V_X)] = 0 \quad (2b)$$

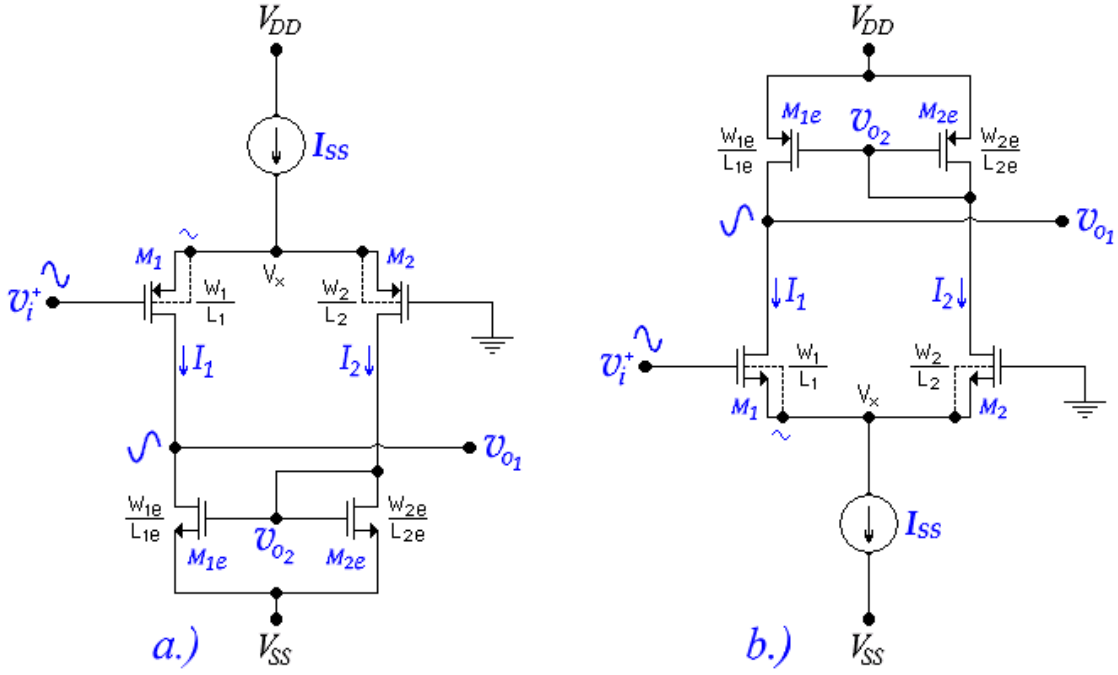


Figura 1 – Operacionais com Corrente de Lastro I_{SS} . a.) Diferencial PMOS. b.) Diferencial NMOS.

Em análise, as Equações 1a e 1b calculam a grandeza V_{o1} e, em síntese, elas calculam o fator de geometria W_{1e} .

Em análise, as Equações 2a e 2b calculam a grandeza V_X e, em síntese, elas calculam o fator de geometria W_1 .

Deve-se lembrar de que, em operacionais simétricos, $I_1 = I_2 = I_{SS}/2$; $V_{o1(DC)} = V_{o2(DC)}$; $W_1 = W_2$ e $W_{1e} = W_{2e}$. Os comprimentos de canal normalmente são iguais e, geralmente, maiores do que o mínimo permitido pela tecnologia, isto é, $L_1 = L_2 = L_{1e} = L_{2e} > L_{min}$.

2.1.c. Diferencial PMOS com fonte de corrente M_o (Figura 2a):

$$V_X = V_{DD} - \left[\frac{2I_{SS}L_o}{W_oK_{Po}(V_{DD} - V_b + V_{To})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_o} \quad (3a)$$

$$V_{o1} = V_X - \left[\frac{I_{SS}L_1}{W_1K_{Pl}(V_X + V_{Tl})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_1} \quad (4a)$$

$$-I_{SS} + \frac{W_{1e}}{L_{1e}}K_{Pl}(V_{o1} - V_{SS} - V_{T1e})^2 \times [1 + \lambda_{1e}(V_{o1} - V_{SS})] = 0 \quad (5a)$$

Em análise, as Equações 5a, 4a e 3a calculam as grandezas I_{SS} , V_{o1} e V_X , respectivamente.

2.1.d. Diferencial NMOS com fonte de corrente M_o (Figura 2b):

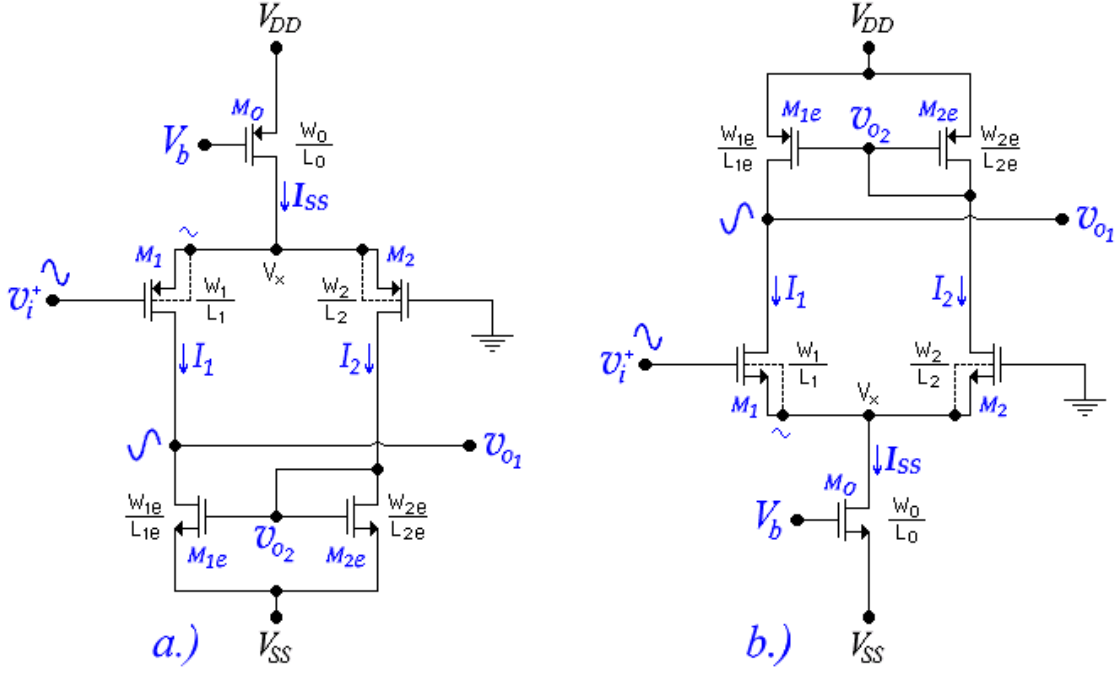


Figura 2 - Operacionais com Fonte de Corrente de Lastro Gerada por M_0 . a.) Diferencial PMOS. b.) Diferencial NMOS.

$$V_X = \left[\frac{2I_{SS}L_o}{W_oK_{Po}(V_b - V_{SS} - V_{To})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_o} + V_{SS} \quad (3b)$$

$$V_{ol} = \left[\frac{I_{SS}L_1}{W_1K_{Pl}(-V_X - V_{T1})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_1} + V_X \quad (4b)$$

$$-I_{SS} + \frac{W_{1e}}{L_{1e}}K_{Pl}e(V_{DD} - V_{ol} + V_{T1e})^2 \times [1 + \lambda_{1e}(V_{DD} - V_{ol})] = 0 \quad (5b)$$

Em análise, as Equações 5b, 4b e 3b calculam as grandezas I_{SS} , V_{ol} e V_X , respectivamente.

2.2. Grandezas AC para pequenos sinais e baixas frequências

Deve-se lembrar de que: $g_{m1} = g_{m2}$; $r_{ds1} = r_{ds2}$; $g_{m1e} = g_{m2e}$ e $r_{ds1e} = r_{ds2e}$.

2.2.a. Ganho de tensão principal do amplificador diferencial:

$$A_{w1} = \frac{v_{ol}}{v_i^+} = -\frac{2 \times g_{m1} \times r_{ds1} \times r_{oe}}{2 \times (r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}} \quad [\text{V/V}] \quad (6)$$

2.2.b. Ganho de tensão secundário do amplificador diferencial:

$$A_{w2} = \frac{v_{o2}}{v_i^+} = \frac{g_{m1} \times r_{ds1} \times r_{od}}{2 \times (r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}} \quad [\text{V/V}] \quad (7)$$

2.2.c. Ganho do transistor M_I como amplificador dreno-comum:

$$A_{vx} = \frac{v_x}{v_i^+} = \frac{g_{m1} \times r_{ds1} \times (r_{ds1} + r_{od})}{(1 + g_{m1} \times r_{ds1}) \times [2(r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}]} \quad [\text{V/V}] \quad (8)$$

2.2.d. Resistência interna do diodo MOS, vista pelo sinal AC:

$$r_{od} = \frac{r_{ds2e}}{1 + g_{m2e} \times r_{ds2e}} \quad [\Omega] \quad (9)$$

2.2.e. Resistência interna do espelho de corrente, vista pelo sinal AC:

$$r_{oe} = \frac{(1 + g_{m1e} \times r_{od}) \times r_{ds1e}}{2} \quad [\Omega] \quad (10)$$

2.2.f. Resistência de entrada do amplificador CG, vista na fonte de M_2 :

$$R_{i(GC)} = \frac{r_{ds1} + r_{od}}{1 + g_{m1} \times r_{ds1}} \quad [\Omega] \quad (11)$$

2.2.g. Resistência de saída principal do amplificador diferencial:

$$R_{o1} = \frac{2 \times r_{ds1} \times r_{oe}}{2(r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}} \quad [\Omega] \quad (12)$$

2.2.h. Resistência de saída secundária do amplificador diferencial:

$$R_{o2} = \frac{(2 \times r_{ds1} + r_{ds1e}) \times r_{od}}{2(r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}} \quad [\Omega] \quad (13)$$

2.2.i. Ganho em modo-diferencial do amplificador:

Se forem aplicados sinais iguais em módulo, mas em contrafase, nas duas entradas, então o ganho de tensão diferencial do amplificador será:

$$A_{ud} = \frac{v_{o1}}{v_i^- - v_i^+} = \frac{4 \times g_{m1} \times r_{ds1} \times r_{oe}}{2 \times (r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}} \quad [\text{V/V}] \quad (14)$$

2.2.j. Ganho em modo-comum do amplificador:

Se forem aplicados sinais iguais, em módulo e em fase, nas duas entradas, então o ganho de tensão em modo-comum do amplificador será:

$$A_{vc} = \frac{g_{m1} \times r_{ds1} \times r_{od}}{r_{ds1} + r_{od} + 2 \times r_{of} \times (1 + g_{m1} r_{ds1})} \quad [\text{V/V}] \quad (15)$$

Onde $r_{of} = r_{dso}$ é a resistência interna da fonte de corrente $I_{SS}(M_o)$, vista pelo sinal AC.

2.2.k. Rejeição a modo-comum do amplificador diferencial:

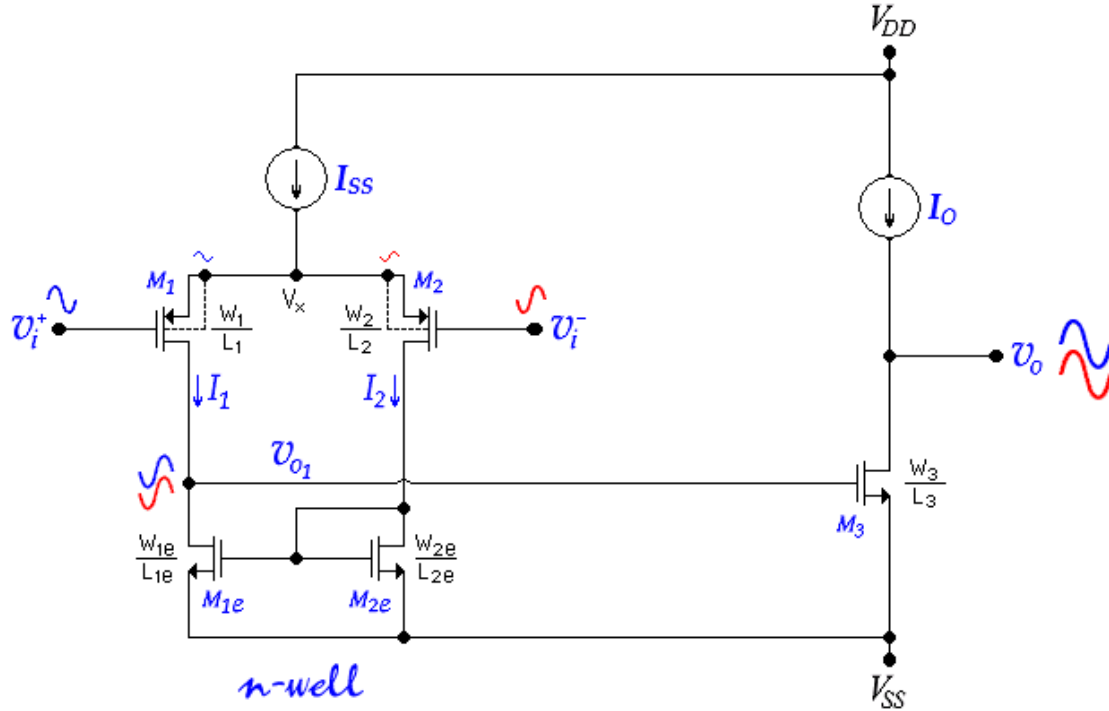


Figura 3 – Amplificador Operacional com Diferencial PMOS e Fontes de Corrente de Polarização.

A rejeição em modo-comum do amplificador diferencial, definida como sendo a razão entre os ganhos, A_{vd}/A_{vc} , vale, então, em *decibéis*:

$$CMRR = 20 \times \log \left[4 \times \frac{r_{ds1} + r_{od} + 2 \times r_{of} \times (1 + g_{m1} r_{ds1})}{2 \times (r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}} \times \frac{r_{oe}}{r_{od}} \right] \quad [\text{dB}] \quad (16)$$

3. Amplificadores Operacionais

3.1. Amplificador Operacional do Tipo Miller

Uma arquitetura muito usada de amplificadores operacionais *CMOS* é a arquitetura de dois estágios, também chamada de arquitetura do tipo Miller. Nesse circuito, o primeiro estágio é um amplificador diferencial *MOS*, carregado com carga ativa tipo espelho de corrente e polarizado por uma fonte de corrente de lastro, I_{SS} . O segundo estágio, também polarizado e carregado por uma fonte de corrente I_o , é um amplificador fonte-comum. Esses amplificadores operacionais possuem altíssima impedância de entrada, alta impedância de saída e ganho em malha aberta que pode ser bem elevado. A compensação em frequências é feita no segundo estágio por um capacitor de efeito Miller (C_M), que determina a frequência de transição (produto ganho x largura de faixa) e a velocidade de resposta a transientes (*slew rate*) do amplificador. Esse tipo de amplificador, embora não possa ser considerado de uso absolutamente universal, pode ser projetado para possuir baixo consumo e ser alimentado por baixa tensão, servindo a propósitos de aplicações em aparelhos portáteis. Além disso, é a arquitetura mais simples e elementar de amplificadores operacionais *CMOS*.

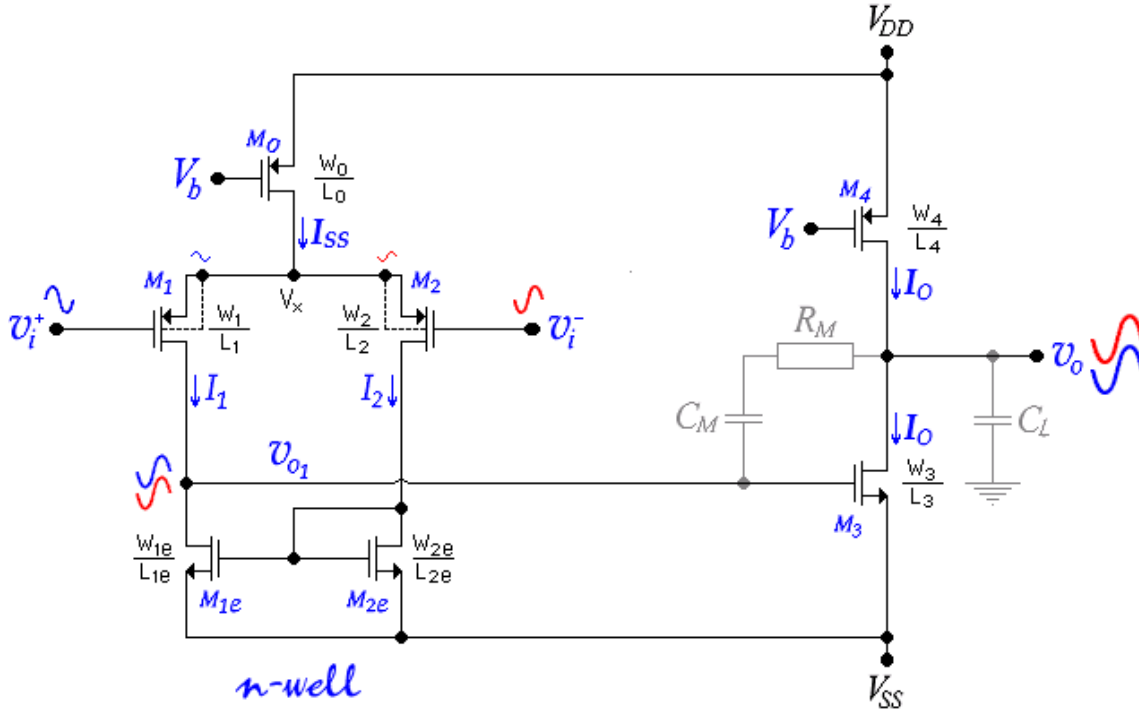


Figura 4 - Amplificador Operacional com Diferencial PMOS e Fontes de Corrente de Polarização, Geradas por M_o e M_4 .

As Figuras 3 e 4 mostram as duas topologias de amplificadores operacionais com carga ativa tipo espelho de corrente e polarizados por fontes de corrente, com diferenciais PMOS. A sistemática de cálculo das grandezas quiescentes é a seguinte:

3.1.a. Polarização

- Diferencial PMOS com fontes de corrente I_{SS} e I_o (Figura 3):

Nesse caso, além dos cálculos feitos para o amplificador diferencial, através das Equações 1a e 2a, deve-se calcular a corrente quiescente do estágio de saída através da Equação 17:

$$-I_o + \frac{1}{2} \times \frac{W_3}{L_3} \times K_{p3} (V_{o1} - V_{SS} - V_{T3})^2 \times [1 + \lambda_3 (V_{off} - V_{SS})] = 0 \quad (17)$$

Idealmente, V_{off} , que é a tensão de offset sistêmico de saída, deveria ser nula, mas, devido ao arredondamento de W_3 para um número inteiro ou para um múltiplo de $\lambda = L_{min}/2$, quase sempre a tensão V_{off} é diferente de zero, embora pequena.

- Diferencial PMOS com fontes de corrente geradas por M_o e por M_4 (Figura 4):

Nesse caso, além dos cálculos feitos para o amplificador diferencial, através das Equações 3a, 4a e 5a, deve-se calcular a corrente quiescente do estágio de saída através das Equações 18a e 18b:

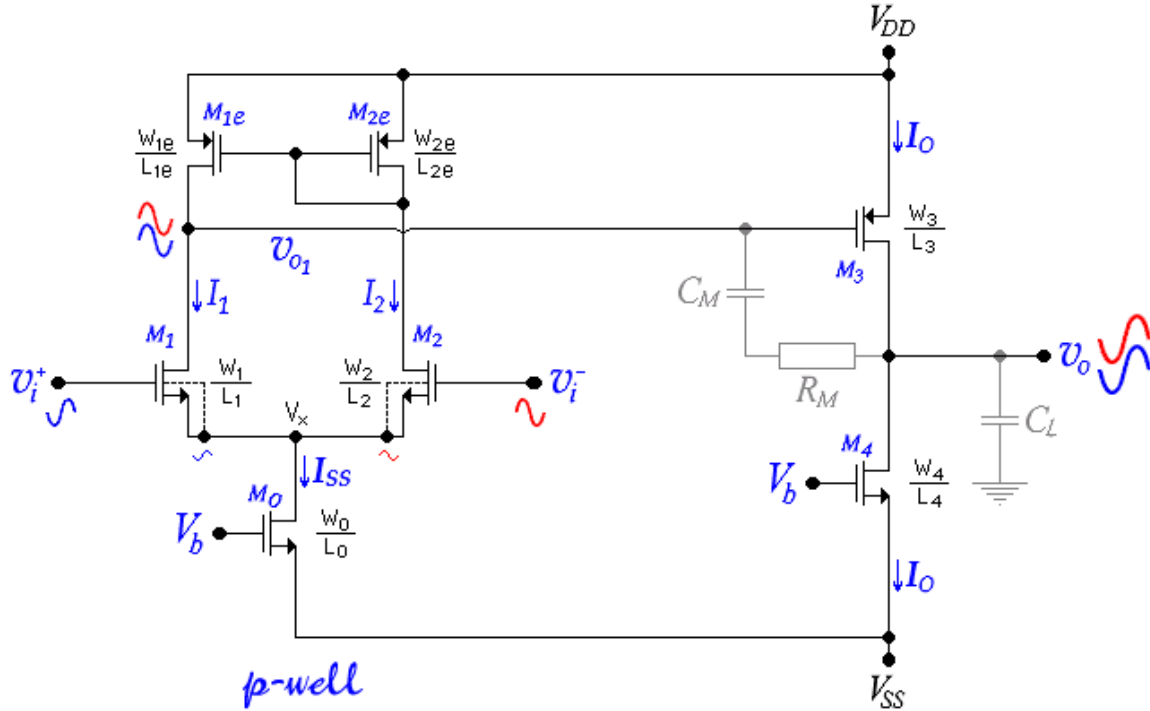


Figura 6 - Amplificador Operacional com Diferencial NMOS e Fontes de Corrente de Polarização, Geradas por M_0 e M_4 .

Devido ao arredondamento de W_3 , no entanto, para um número inteiro ou para um múltiplo de $\lambda = L_{min}/2$, quase sempre a tensão V_{off} é diferente de zero, embora pequena.

- Diferencial NMOS com fontes de corrente geradas por M_0 e por M_4 (Figura 6):

Nesse caso, além dos cálculos feitos para o amplificador diferencial, através das Equações 3b, 4b e 5b, deve-se calcular a corrente quiescente do estágio de saída através das Equações 20a e 20b:

$$\frac{W_3}{L_3} K_{P3} (V_{DD} - V_{o1} + V_{T3})^2 [1 + \lambda_3 (V_{DD} - V_{off})] - 2I_o = 0 \quad (20a)$$

e

$$I_o = \frac{1}{2} \times \frac{W_4}{L_4} \times K_{P4} (V_b - V_{SS} - V_{T4})^2 \times [1 + \lambda_4 (V_{off} - V_{SS})] \quad (20b)$$

Idealmente, V_{off} , que é a tensão de *offset* sistêmico de saída, deveria ser nula, mas, devido ao arredondamento de W_3 e de W_4 para números inteiros ou para um múltiplo de $\lambda = L_{min}/2$, quase sempre a tensão V_{off} é diferente de zero, embora pequena.

- Tensão de *offset* sistêmico:

Como ponto de partida de projetos de amplificadores, para a obtenção de *offset* sistêmico mínimo, deve-se partir do seguinte cálculo de geometria dos MOSFET's:

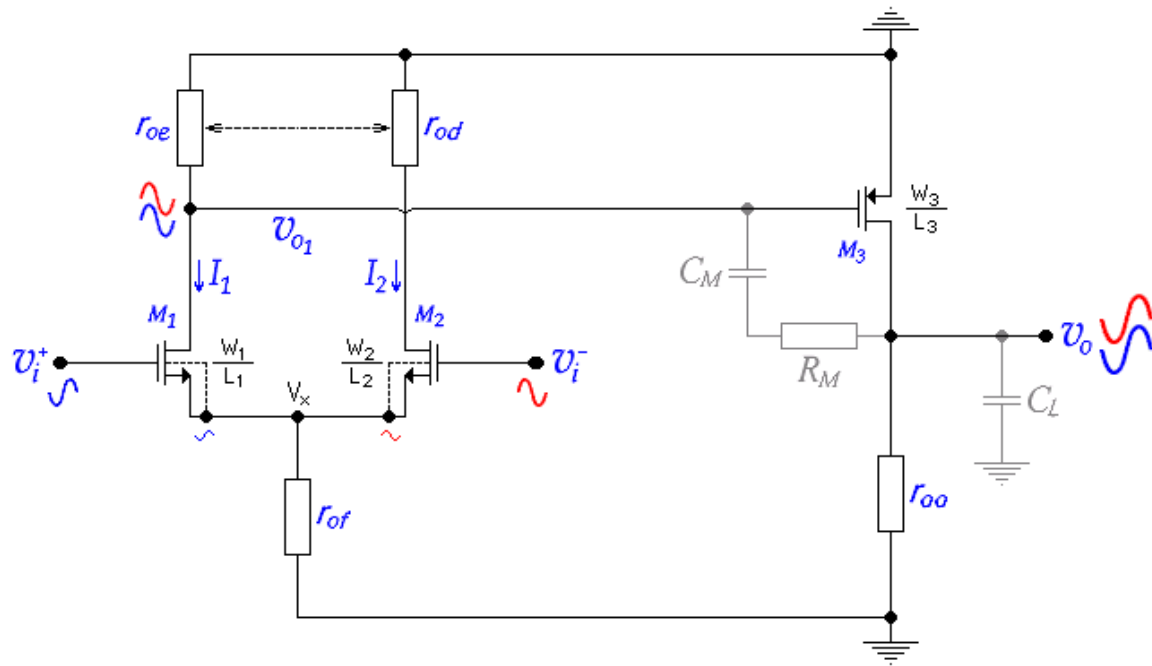


Figura 7 – Circuito Equivalente AC ao Amplificador da Figura 6.

$$\frac{W_{1e}/L_{1e}}{W_3/L_3} = \frac{1}{2} \times \frac{W_o/L_o}{W_4/L_4} \quad (21)$$

3.1.b. Grandezas AC para pequenos sinais e baixas frequências:

A Figura 7 mostra o circuito equivalente AC ao circuito da Figura 6. Nesse circuito, como as fontes de corrente são convencionais, valem: $r_{of} = r_{dso}$ e $r_{oo} = r_{ds4}$. Então:

- Ganho de tensão do estágio de saída:

$$A_{v3} = \frac{v_o}{v_{o1}} = -g_{m3} \times \frac{r_{ds3} \times r_{ds4}}{r_{ds3} + r_{ds4}} \cong \frac{2}{(\lambda_3 + \lambda_4) V_{Dsat3}} \quad [\text{V/V}] \quad (22)$$

- Ganho de tensão do amplificador operacional:

$$A_{vol} = \frac{v_o}{v_i^+} = g_{m1} \times g_{m3} \times \frac{2 \times r_{ds1} \times r_{oe}}{2 \times (r_{ds1} + r_{oe}) + r_{od}} \times \frac{r_{ds3} \times r_{ds4}}{r_{ds3} + r_{ds4}} \quad [\text{V/V}] \quad (23)$$

- Resistência de saída do amplificador operacional:

$$R_o = \frac{r_{ds3} \times r_{ds4}}{r_{ds3} + r_{ds4}} \cong \frac{1}{(\lambda_3 + \lambda_4) I_o} \quad [\Omega] \quad (24)$$

3.1.c. Outras grandezas AC do amplificador operacional:

- Frequência de transição ou produto ganho \times largura de faixa (GBWP):

$$f_T = \frac{g_{m1}}{2\pi C_M} \quad [\text{Hz}] \quad (25)$$

- Polo dominante da função de transferência de A_{vol} :

$$p_D \cong -\frac{f_T}{A_{vol}} \quad [\text{Hz}] \quad (26)$$

- Taxa de resposta a transientes (*slew-rate*) com $C_L = 0$:

$$SR = \frac{I_{SS}}{10^6 \times C_M} \quad [\text{V}/\mu\text{s}] \quad (27)$$

- A taxa de resposta a transientes com $C_L \neq 0$ é imprevisível, mas pode ser estimada por:

$$SR \approx \frac{I_o}{10^6 \times (C_M + C_L)} \quad [\text{V}/\mu\text{s}] \quad (28)$$

Para melhorar a simetria do transiente de saída ($SR^+ = SR^-$), é aconselhável estipular:

$$\frac{I_o}{C_M + C_L} \cong \frac{I_{SS}}{C_M}$$

- Faixa de tensão de entrada em modo comum para diferenciais *PMOS* e *NMOS*, respectivamente. V_{To} é a tensão de limiar de condução do transistor M_O .

$$CMR_{(pmos)} = V_b - V_X - V_{To} \quad [\text{V}_{pk}] \quad (29a)$$

$$CMR_{(nmos)} = V_X - V_b + V_{To} \quad [\text{V}_{pk}] \quad (29b)$$

- Resistor de cancelamento do *zero* no semiplano direito do plano complexo:

$$R_M = \frac{1}{g_{m3}} \quad [\Omega] \quad (30)$$

- Máxima excursão de saída do amplificador em malha aberta:

- Para diferenciais *PMOS*:

$$v_{o(\min)} = V_{o1} - V_{T3} \quad \text{e} \quad v_{o(\max)} = V_b - V_{T4} \quad (31a)$$

- Para diferenciais *NMOS*:

$$v_{o(\max)} = V_{o1} - V_{T3} \quad \text{e} \quad v_{o(\min)} = V_b - V_{T4} \quad (31b)$$

- Máxima excursão de saída do amplificador com $G_v = 1$:

- Para diferenciais *PMOS*, é o menor entre os dois valores abaixo:

$$v_{o(\max)} = V_b - V_{T4} \quad [V_{pk}] \quad (32a)$$

$$v_{o(\max)} = V_{DD} + V_{T1} \quad [V_{pk}] \quad (32b)$$

- Para diferenciais *NMOS*, é o maior entre os dois valores abaixo:

$$v_{o(\min)} = V_b + V_{T3} \quad [V_{pk}] \quad (33b)$$

$$v_{o(\min)} = V_{SS} + V_{T1} \quad [V_{pk}] \quad (33b)$$

Para $G_v > 1$, a excursão de saída é total (*rail-to-rail*), desde que a carga do amplificador seja desprezível, isto é, desde que $R_L \gg R_o$.

3.2. Amplificador Operacional com Cargas Ativas *Cascode*

As fontes de corrente convencionais do circuito da Figura 6 podem ser substituídas por fontes de corrente *cascode*, como mostra o circuito da Figura 8. Esse procedimento é tomado para aumentar o ganho do segundo estágio e a aumentar a rejeição a modo comum do amplificador (*CMRR*), graças aos aumentos significativos das resistências internas das fontes de corrente (M_o e M_4). Com isso, o ganho do amplificador sobe significativamente em malha aberta, mas a resistência de saída também cresce proporcionalmente. As excursões de sinal, tanto na entrada como na saída, também ficam levemente prejudicadas, devido à diminuição de compliância das duas fontes de corrente. O circuito equivalente AC ao circuito da Figura 8 permanece igual ao circuito da Figura 7, mas com os seguintes valores alterados:

$$r_{of} = r_{dso1} + r_{dso2} (1 + g_{m01} r_{dso1}) \quad (34a)$$

e

$$r_{oo} = r_{ds41} + r_{ds42} (1 + g_{m41} r_{ds41}) \quad (34b)$$

Raciocínio análogo pode ser aplicado ao circuito da Figura 4. As arquiteturas de amplificadores operacionais mostradas nas Figuras 4, 6 e 8, conhecidas como estruturas Miller de dois estágios, são as mais convencionais e diretas. Apresentam boa estabilidade, boa faixa de ganho em malha aberta, boa excursão de sinal e são menos afetadas por cargas externas, além de necessitarem de apenas uma tensão de polarização interna (V_b), no caso dos circuitos mostrados nas Figuras 4 e 6. A desvantagem desse tipo de arquitetura é que ela possui dois nós de alta impedância (v_{o1} e v_o) que formam, com as capacitâncias associadas a esses nós, dois polos próximos e dentro da faixa de frequências de utilização ($0 \leq f \leq f_T$). Para serem estáveis em malha fechada, isto é, para possuírem margem de fase adequada para ganho de tensão igual à unidade, esses amplificadores necessitam, portanto, de um dispositivo interno de compensação. Isso é conseguido através da criação de um polo dominante (p_D) em baixas frequências que substitui o primeiro polo e joga o segundo polo para $f > f_T$, como mostra a Figura 9.

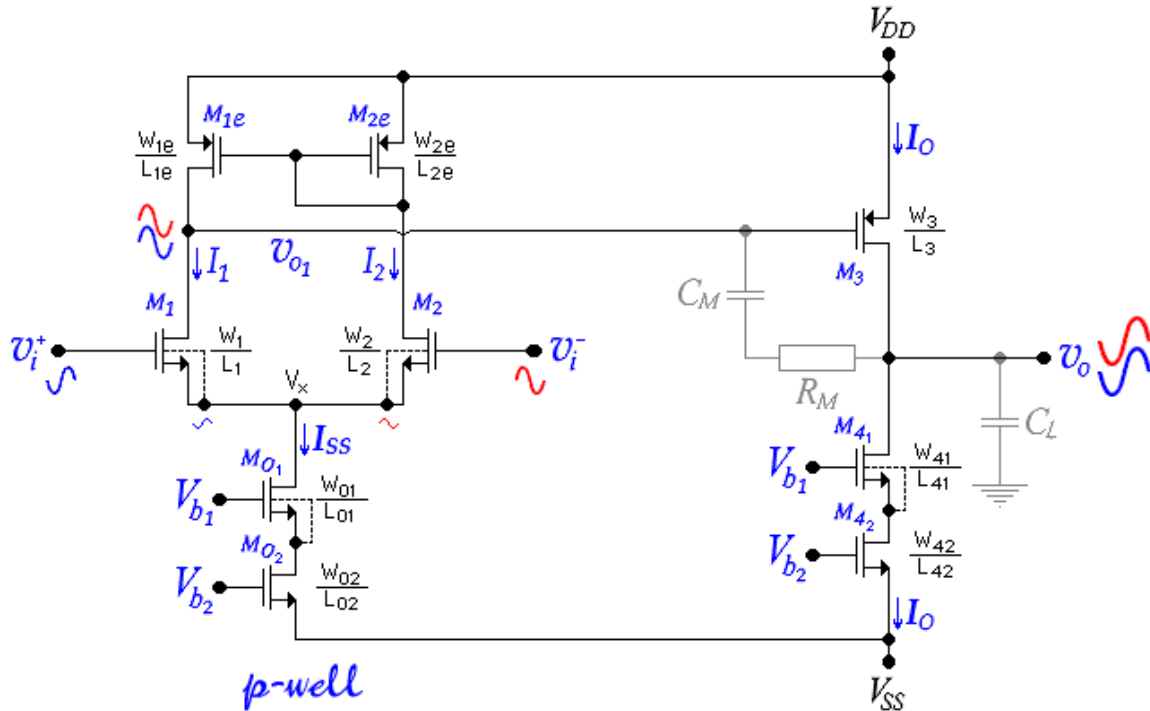


Figura 8 - Amplificador Operacional com Cargas Ativas Cascode.

Esse procedimento exige a integração de um capacitor (C_M) e de um resistor (R_M), que aumentam a área do *chip*, dificultando e encarecendo o processo de fabricação. Além disso, um polo dominante baixo diminui a taxa de subida do amplificador, que nesse caso, fica, apenas, na faixa: $5 \text{ V}/\mu\text{s} \leq SR \leq 20 \text{ V}/\mu\text{s}$. Novas arquiteturas devem, portanto, ser investigadas, para suprirem essas deficiências, como as mostradas a seguir.

3.3. Amplificador Operacional do Tipo Cascode Telescópico

A Figura 10 mostra duas arquiteturas desse tipo. Os elementos ativos são os transistores M_1 , M_2 , M_3 e M_4 , sendo que M_3 e M_4 estão na configuração porta-comum, formando um *cascode* com os transistores M_1 e M_2 , do par diferencial. Os demais elementos formam fontes e espelhos de corrente. Devido à baixa resistência de entrada do porta-comum, esses amplificadores possuem apenas um nó de alta impedância (v_o) e, portanto, pela ausência do polo p_2 , são incondicionalmente estáveis em malha fechada como se fossem um amplificador de apenas um estágio. A capacitância C_L é externa e não existem capacitâncias nem resistências internas para dificultar e encarecer o processo de fabricação. Pelo fato de não possuírem polo dominante de baixa frequência e nem efeito Miller, esses amplificadores são muito rápidos, com ganhos de tensão, em malha aberta, muito elevados. As resistências de saída em baixas frequências, graças ao espelho *cascode* e ao amplificador porta-comum, são elevadíssimas e, por isso, esses tipos de amplificadores também são chamados de *OTA (Output Transconductance Amplifier)* de um estágio. O consumo de energia também é menor do que em amplificadores de dois estágios. As desvantagens dessas arquiteturas são, no entanto, óbvias. Como existem cinco ou seis transistores em série entre as duas linhas de alimentação, a excursão de sinal é limitada.

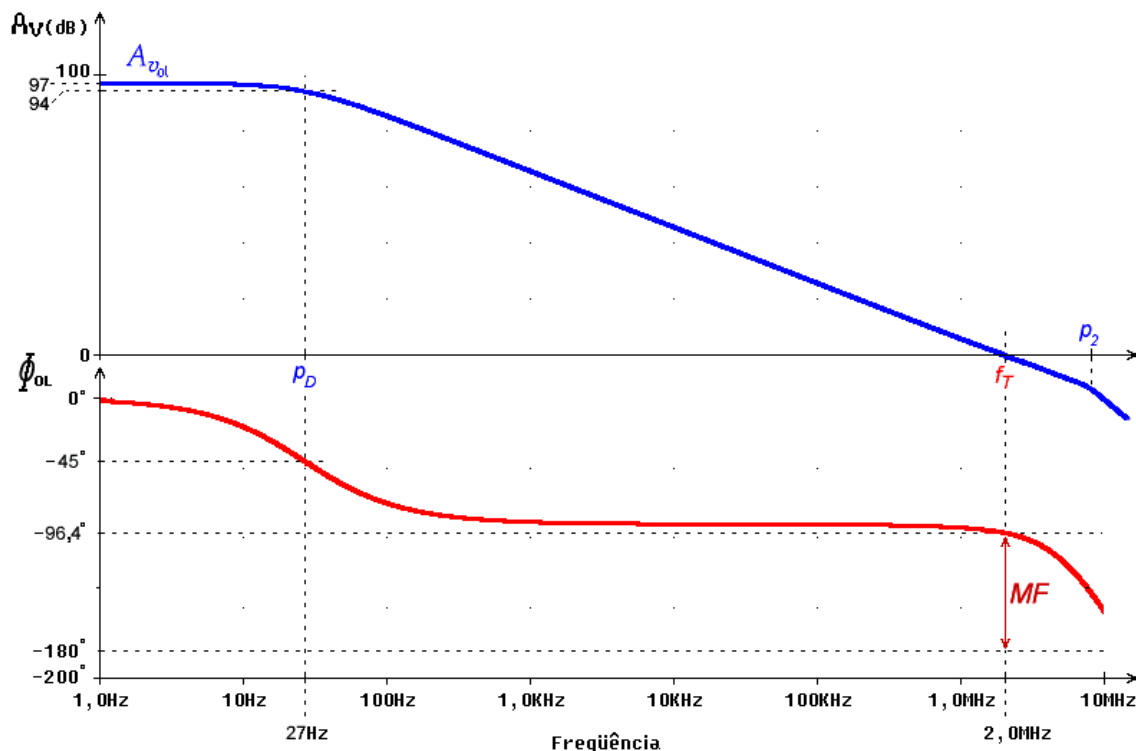


Figura 9 – Curvas de Ganho Versus Frequência e de Fase Versus Frequência dos Amplificadores das Figuras 4, 6 e 8, em Malha Aberta.

Além de necessitarem de duas ou de três tensões de polarização interna (V_{b1} , V_{b2} e V_{b3}), esses circuitos são muito difíceis de serem polarizados em pontos quiescentes adequados. Por essas razões, não são usados, na prática. Outras arquiteturas do tipo *cascode* mais favoráveis são preferidas, como algumas analisadas a seguir.

3.4. Amplificador Operacional do Tipo *Cascode* Espelhado

Para evitar o excesso de transistores em série entre as linhas de alimentação, os amplificadores do tipo porta-comum podem ser invertidos e as correntes dos transistores do par diferencial podem ser espelhadas para eles, como mostra a Figura 11. Esse tipo de amplificador, conhecido como *cascode* espelhado (*mirrored cascode*), continua tendo apenas um nó de alta impedância (v_o), porque as impedâncias internas dos diodos MOS, formados por M_{le} , são muito baixas. Esse amplificador também é considerado de estágio único e não precisa de compensação interna. Além disso, possui apenas quatro transistores em série, melhorando as condições de excursão de sinal. Por outro lado, possui um consumo de energia superior ao *cascode* telescópico e necessita de duas tensões de polarização interna (V_{b1} e V_{b2}). Segue-se uma análise sucinta desse tipo de amplificador.

3.4.1. Polarização

O sistema de três equações e três incógnitas, a seguir, resolve a perna central do circuito.

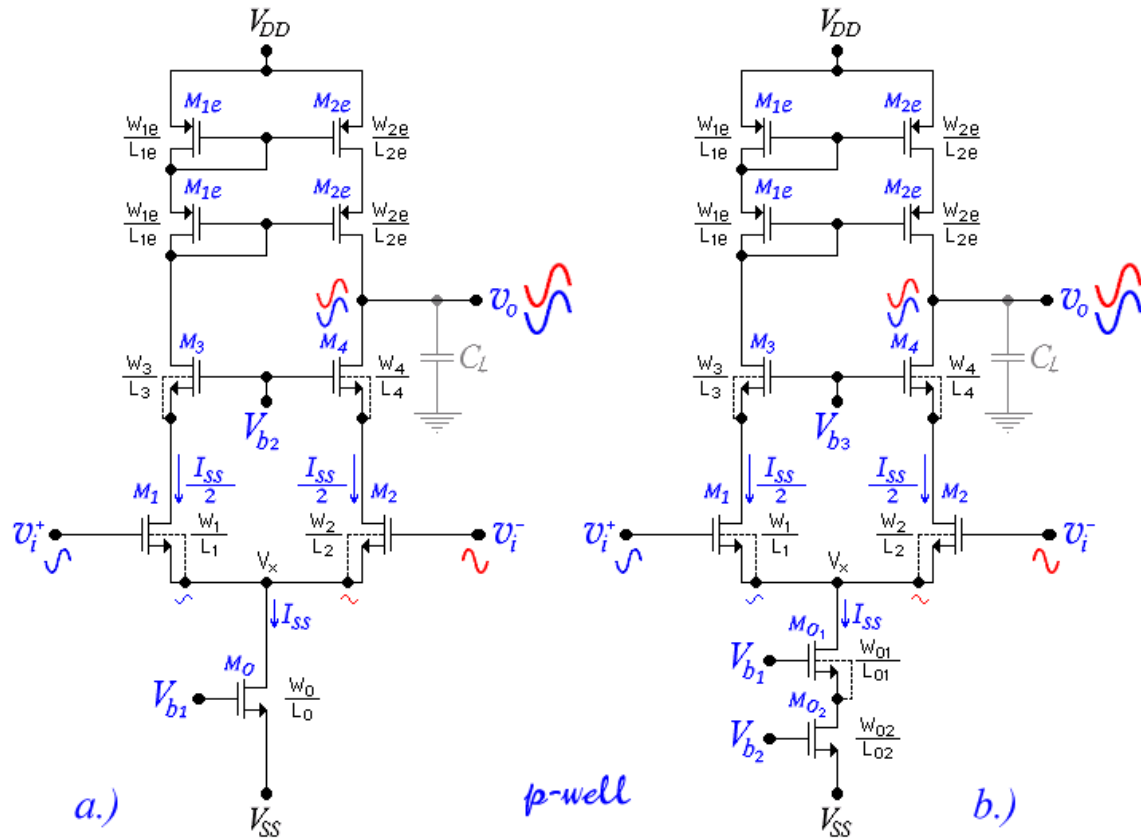


Figura 10 – Amplificadores do Tipo *Cascode Telescópico*.

Os transistores M_1 e M_2 são considerados idênticos, assim como os diodos MOS, formados por M_{1e} . As incógnitas desse sistema são: I_{SS} , V_X e V_{o1} . A sistemática de cálculo, neste caso, é equivalente à apresentada no item 2.1.d, ou seja:

$$V_X = \left[\frac{2I_{SS}L_o}{W_oK_{Po}(V_{b1} - V_{SS} - V_{To})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_o} + V_{SS} \quad (35a)$$

$$V_{o1} = \left[\frac{I_{SS}L_1}{W_1K_{P1}(-V_X - V_{T1})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_1} + V_X \quad (35b)$$

$$-I_{SS} + \frac{W_{1e}}{L_{1e}}K_{P1e}(V_{DD} - V_{o1} + V_{T1e})^2 \times [1 + \lambda_{1e}(V_{DD} - V_{o1})] = 0 \quad (35c)$$

Nos ramos externos, as três equações com três incógnitas são:

$$V_Y = V_{DD} - \left[\frac{2I_oL_{2e}}{W_{2e}K_{P2e}(V_{DD} - V_{o1} + V_{T2e})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_{2e}} \quad (36a)$$

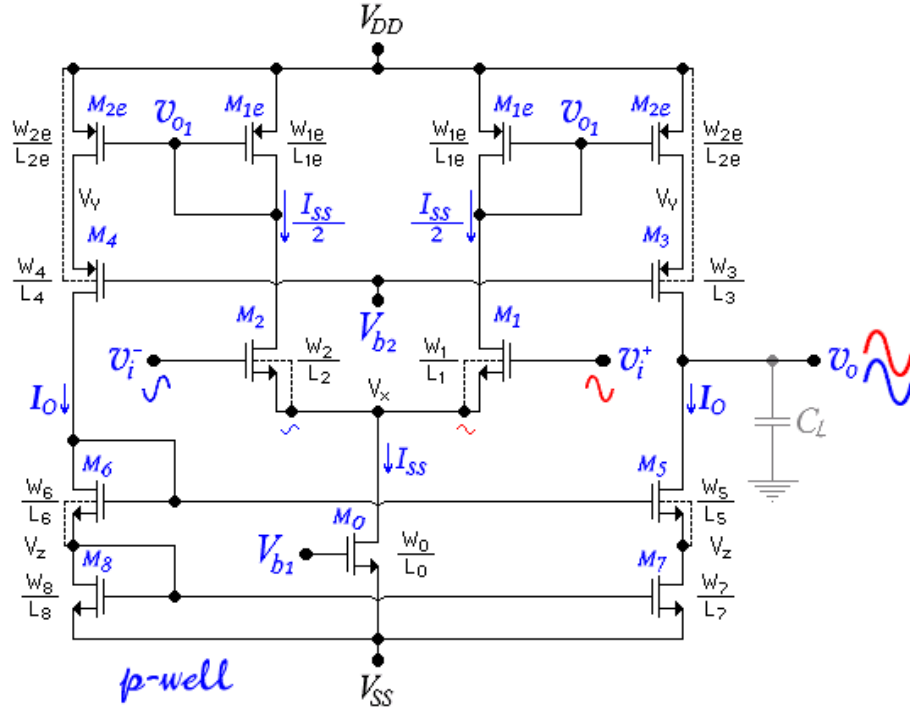


Figura 11- Amplificador Operacional Tipo Cascode Espelhado.

$$V_{off} = V_Y - \left[\frac{2I_o L_3}{W_3 K_{P3} (V_Y - V_{b2} + V_{T3})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_3} \quad (36b)$$

$$-I_o + \frac{1}{2} \times \frac{W_5}{L_5} K_{P5} \left(\frac{V_{off} - V_{SS}}{2} - V_{T5} \right)^2 \times \left[1 + \lambda_5 \left(\frac{V_{off} - V_{SS}}{2} \right) \right] = 0 \quad (36c)$$

As incógnitas são: I_o , V_Y e V_{off} , sendo V_{off} a tensão de *offset* sistêmico de saída do amplificador em malha aberta, que, em primeira instância, deve ser nula.

Como $M_5 \equiv M_6 \equiv M_7 \equiv M_8$, então:

$$V_Z = \frac{V_{SS} + V_{off}}{2}$$

Se $M_{1e} \equiv M_{2e}$, então: $I_o = 0,5 I_{SS}$, como acontece com frequência. Evidentemente: $M_3 \equiv M_4$.

- Exemplo:

Sejam: $K_{Pn} = 132,4320519 \mu A/V^2$; $V_{Tn} = 0,825 V$ e $\lambda_n = 0,015 V^{-1}$.

$K_{Pp} = 42,5 \mu A/V^2$; $V_{Tp} = -0,925 V$ e $\lambda_p = 0,0145 V^{-1}$.

$L_o = L_1 = L_2 = L_{1e} = L_{2e} = 2 \mu m$.

$W_o = W_{1e} = W_{2e} = 10 \mu m$ e $W_1 = W_2 = 5 \mu m$.

$L_{2e} = L_3 = L_4 = 2 \mu m$ e $L_5 = L_6 = L_7 = L_8 = 10 \mu m$.

$W_{2e} = 10 \mu m$; $W_3 = W_4 = 20 \mu m$ e $W_5 = W_6 = W_7 = W_8 = 7 \mu m$.

$V_{DD} = 2,5V$; $V_{SS} = -2,5V$; $V_{b1} = -1,45V$ e $V_{b2} = 0,447V$.

Então:

$$I_{SS} = 17,12585 \text{ } [\mu\text{A}] \quad V_{o1} = 1,29356 \text{ } [\text{V}] \quad \text{e} \quad V_X = -1,04854 \text{ } [\text{V}]$$

$$I_o = 8,52918 \text{ } [\mu\text{A}] \quad V_{off} = 796,55 \text{ } [\text{nV}] \quad V_Y = 1,5701 \text{ } [\text{V}] \quad \text{e} \quad V_Z = -1,25 \text{ } [\text{V}]$$

e

	M ₁ ,M ₂	M _{1e} ,M _{2e}	M _o	M ₃ ,M ₄	M ₅ ,M ₆ , M ₇ ,M ₈
I_D [μA]	8,56292	-8,56292	17,12585	-8,52918	8,52918
V_{GS} [V]	1,04854	-1,20644	1,05000	-1,12310	1,25000
V_{DS} [V]	2,34210	-1,20644	1,45146	-1,57010	1,25000
V_{DSat} [V]	0,22354	-0,28144	0,22500	-0,19810	0,42500
g_m [$\mu\text{A}/\text{V}^2$]	76,6109	60,8515	152,230	86,1095	40,1373
r_{ds} [M Ω]	8,05902	8,19486	3,97750	8,27000	7,96286

Os parâmetros incrementais foram calculados pelas equações:

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{Dsat}} \quad ; \quad r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DS}}{\lambda I_D}$$

Outras grandezas:

$$r_{od} = \frac{r_{ds1e}}{1 + g_{m1e} r_{ds1e}} = 16,40 \text{ } [\text{k}\Omega] \quad r_{of} = r_{dso} = \frac{1 + \lambda_n (V_X - V_{SS})}{\lambda_n I_{SS}} = 3,9775 \text{ } [\text{M}\Omega]$$

$$r_{oe} = r_{ds5} + r_{ds7} (1 + g_{m5} r_{ds5}) = 2,561 \text{ } [\text{G}\Omega]$$

Sendo r_{oe} a resistência interna do espelho de corrente formado por M_5 e M_7 .

3.4.2. Grandezas AC para pequenos sinais e baixas frequências

3.4.2.a. Ganho de tensão do estágio diferencial:

$$A_{v01} = \frac{v_{o1}}{v_i^+} = -g_{m1} \times \frac{r_{ds1} \times r_{od}}{2(r_{ds1} + r_{od})} \text{ } [\text{V/V}] \quad (37)$$

3.4.2.b. Ganho de tensão do segundo estágio:

$$A_{v2} = \frac{v_Y}{v_{o1}} = -\frac{2g_{m1e} r_{ds1e} \times (r_{ds3} + r_{oe})}{r_{ds3} + r_{oe} + r_{ds1e} (1 + g_{m3} r_{ds3})} \text{ } [\text{V/V}] \quad (38)$$

3.4.2.c. Ganho de tensão do terceiro estágio:

$$A_{v3} = \frac{v_o}{v_Y} = \frac{(1 + g_{m3} r_{ds3}) \times r_{oe}}{r_{ds3} + r_{oe}} \quad (39)$$

3.4.2.d. Ganho de tensão total em malha aberta do amplificador operacional:

$$A_{vol} = \frac{v_o}{v_i^+} = A_{v01} \times A_{v2} \times A_{v3} \quad (40)$$

3.4.2.e. Resistência de saída do amplificador operacional:

$$R_o = \frac{[r_{ds3} + r_{ds1e}(1 + g_{m3}r_{ds3})] \times r_{oe}}{r_{ds3} + r_{oe} + r_{ds1e}(1 + g_{m3}r_{ds3})} \quad [\Omega] \quad (41)$$

3.4.3. Outras grandezas AC do amplificador operacional**3.4.3.a. Frequência de transição ou produto ganho \times largura de faixa (GBWP):**

$$f_T \cong \frac{A_{vol}}{2\pi R_o C_L} \quad [\text{Hz}] \quad (42)$$

3.4.3.b. Polo dominante da função de transferência de A_{vol} :

$$p_D \cong \frac{1}{2\pi R_o C_L} \quad [\text{Hz}] \quad (43)$$

3.4.3.c. Taxa de resposta a transientes (*slew-rate*):

$$SR = \frac{2I_o}{10^6 \times C_L} \quad [\text{V}/\mu\text{s}] \quad (44)$$

3.4.3.d. Faixa de tensão de entrada em modo-comum:

$$CMR = V_X - V_{b1} + V_{Tn} \quad [\text{V}_{pk}] \quad (45)$$

3.4.3.e. Excursão de saída:

A excursão de sinal nesse tipo de amplificador, graças à fonte de corrente *cascode* formada por M_5 e M_7 e graças à colocação de quatro transistores em série, é levemente inferior à do amplificador da Figura 6, aproximando-se mais da excursão de saída do amplificador da Figura 8. Para melhorar esse ponto, o projetista deve procurar, na literatura, fontes ou espelhos de corrente de grande excursão. A máxima excursão de saída para esse circuito pode ser calculada, em malha aberta ou para $G_v = 1 \text{ V/V}$, respectivamente, pelas equações:

$$V_{o(\max)} = |2V_{GS5} - V_{Tn} + V_{SS}| \quad [\text{V}_{pk}] \quad \text{ou} \quad V_{o(\max)} = |2V_{Dsat5} + V_{SS}| \quad [\text{V}_{pk}] \quad (46)$$

- Exemplo:

Para o exemplo numérico descrito na Seção 3.6.1, o amplificador apresenta as seguintes grandezas AC:

$$A_{vol} = -0,627 \quad [\text{V/V}] \quad A_{v2} = -304,567 \quad [\text{V/V}] \quad A_{v3} = 710,824 \quad [\text{V/V}]$$

O ganho total do amplificador em malha aberta vale, portanto:

$$A_{vol} = 135.731,4 \quad [\text{V/V}] \quad \text{ou} \quad A_{vol} = 102,62 \quad [\text{dB}]$$

A resistência de saída do amplificador em malha aberta vale:

$$R_o = 1,7814 \text{ [G}\Omega\text{]}$$

Outras grandezas AC, com $C_L = 1 \text{ pF}$:

$$f_T = 12,13 \text{ [MHz]} \quad p_D = 89,34 \text{ [Hz]} \quad SR = 17 \text{ [V/}\mu\text{s]} \quad CMR = 1,2265 \text{ [V}_{pk}\text{]}$$

$$V_{o(max)} = 0,825 \text{ [V}_{pk}\text{]} \quad \text{ou} \quad V_{o(max)} = 1,65 \text{ [V}_{pk}\text{]}$$

Conclusão:

O amplificador apresentado na Figura 11 é um amplificador operacional que apresenta, em malha aberta, alto ganho de tensão e resistências elevadíssimas, tanto na entrada como na saída, constituindo-se, portanto, em um verdadeiro OTA. A tensão de *offset* de saída, que no amplificador das Figuras 6 e 8 eram dependentes exclusivamente das geometrias dos MOSFET's, aqui depende fortemente de V_{b2} , que é uma tensão que pode ser ajustada na linha de produção do *chip* ou através de um dispositivo externo. A arquitetura *cascode* espelhado permite, no mínimo, quatro transistores em série e não exige nenhum capacitor e nenhum resistor integrado. A dissipação de potência ($171 \mu\text{W}$) é equivalente ao do amplificador da Figura 6 e, portanto, baixa. O desempenho em velocidade de resposta é altamente dependente da capacitância de carga e da capacitância interna do espelho *cascode*, mas geralmente é mais rápido do que o amplificador da Figura 6. Em DC, depende de duas linhas de polarização interna (V_{b1} e V_{b2}), fazendo com que o projeto fique mais complexo do que o do amplificador da Figura 6.

3.5. Amplificador Operacional do Tipo *Cascode* Invertido

Uma alternativa aos circuitos das Figuras 10 e 11 é a arquitetura usada na Figura 12, conhecida como *cascode* invertido (*folded cascode*). Esse tipo de amplificador, a exemplo dos dois anteriores, continua tendo apenas um nó de alta impedância (v_o), porque a impedância de entrada do amplificador porta-comum, formado por M_4 , é muito baixa. Esse amplificador também é considerado de um estágio e não precisa de compensação interna. Além disso, possui apenas quatro transistores em série, melhorando as condições de excursão de sinal, em relação ao *cascode* da Figura 10. Por outro lado, possui um consumo de energia levemente superior ao *cascode* telescópico. Além disso, necessita de três tensões de polarização interna (V_{b1} ; V_{b2} e V_{b3}), tornando mais complexo o seu projeto. Segue-se uma análise sucinta desse tipo de amplificador.

3.5.1. Polarização

O sistema de cinco equações e cinco incógnitas, a seguir, resolve o ponto quiescente do circuito. Os transistores M_1 e M_2 são considerados idênticos, assim como os transistores M_{1e} e M_{2e} . Também valem as identidades: $M_5 \equiv M_6 \equiv M_7 \equiv M_8$ e $M_3 \equiv M_4$. As incógnitas desse sistema são: I_{SS} , V_X , V_{o1} , I_o e V_{off} , sendo V_{off} a tensão de *offset* sistêmico de saída do amplificador em malha aberta, que, em primeira instância, deve ser nula. Normalmente, em um caso de síntese como ponto de partida de cálculo de anteprojeto, deve-se fazer $I_1 = I_{SS}$ e $I_o = I_{SS}/2$, sendo $I_1 = I_o + I_{SS}/2$. Em geral, $I_1 \geq I_o + I_{SS}/2$.

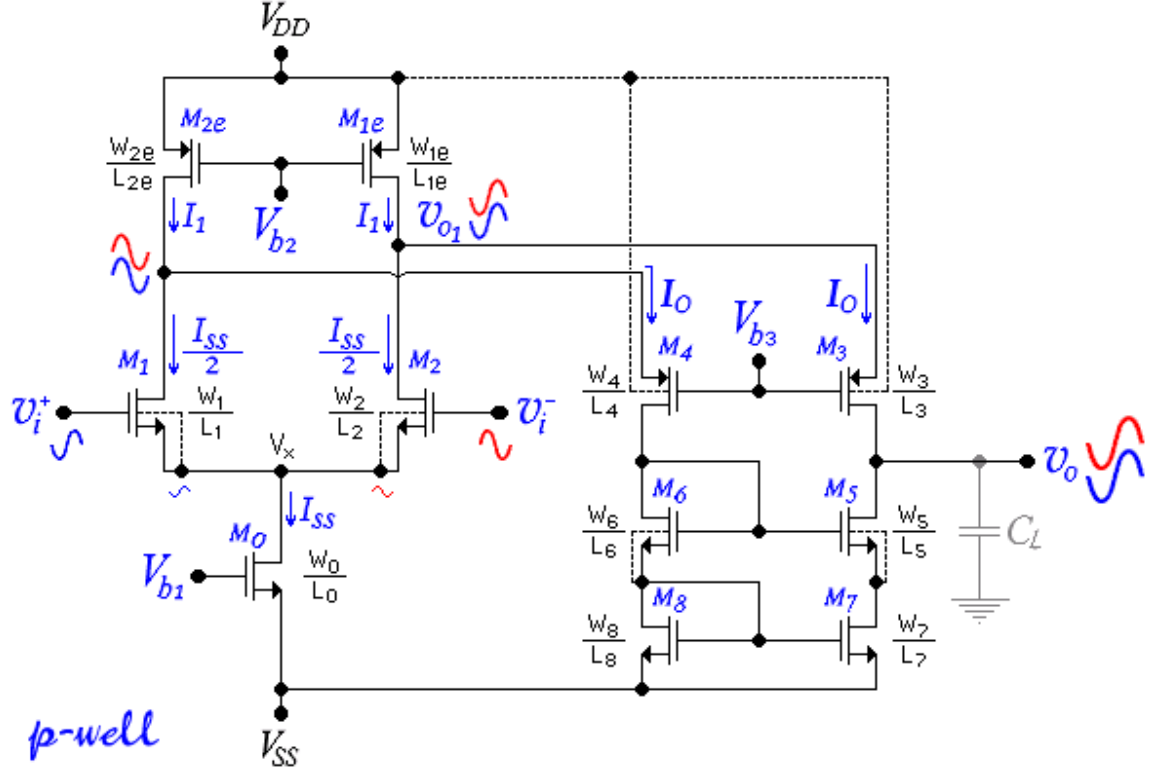


Figura 12 - Amplificador Operacional Tipo Cascode Invertido.

$$-I_{SS} + \frac{W_o}{2L_o} K_{Pn} (V_{b1} - V_{SS} - V_{Tn})^2 \times [1 + \lambda_n (V_X - V_{SS})] = 0 \quad (46a)$$

$$-I_{SS} + \frac{W_1}{L_1} K_{Pn} (-V_X - V_{Tn})^2 \times [1 + \lambda_n (V_{o1} - V_X)] = 0 \quad (46b)$$

$$-I_o - \frac{I_{SS}}{2} + \frac{W_{1e}}{2L_{1e}} K_{Pp} (V_{DD} - V_{b2} + V_{Tp})^2 \times [1 + \lambda_p (V_{DD} - V_{o1})] = 0 \quad (46c)$$

$$-I_o + \frac{1}{2} \times \frac{W_5}{L_5} K_{Pn} \left(\frac{V_{off} - V_{SS}}{2} - V_{Tn} \right)^2 \times \left[1 + \lambda_n \left(\frac{V_{off} - V_{SS}}{2} \right) \right] = 0 \quad (46d)$$

$$V_{off} = V_{o1} - \left[\frac{2I_o L_3}{W_3 K_{Pp} (V_{o1} - V_{b3} + V_{Tp})^2} - 1 \right] \times \frac{1}{\lambda_p} \quad (46e)$$

Infelizmente, embora o sistema constituído pelas Equações 46a ~ 46e seja de cinco equações e de cinco incógnitas, o sistema não possui solução explícita, já que ambas as correntes, I_o e I_{SS} , segundo as Equações 46b e 46c, dependem da tensão V_{o1} , que também é uma incógnita. A única maneira de solucionar esse sistema é através de um programa de cálculo numérico, como o usado pelos simuladores, ou por tentativa e erro.

- Exemplo:

Sejam: $K_{Pn} = 132 \mu A/V^2$; $V_{Tn} = 0,825 V$ e $\lambda_n = 0,015 V^{-1}$.

$K_{Pp} = 42,5 \mu A/V^2$; $V_{Tp} = -0,925 V$ e $\lambda_p = 0,0145 V^{-1}$.

$L_o = L_1 = L_2 = L_{1e} = L_{2e} = L_3 = L_4 = L_5 = L_6 = L_7 = L_8 = 2 \mu m$.

$W_1 = W_2 = W_5 = W_6 = W_7 = W_8 = 2 \mu m$.

$W_o = 4 \mu m$.

$W_{1e} = W_{2e} = 22 \mu m$ e $W_3 = W_4 = 10 \mu m$.

$V_{DD} = 2,5V$; $V_{SS} = -2,5V$; $V_{b1} = -1,25 V$; $V_{b2} = 1,25V$ e $V_{b3} = 0$.

Então:

$$I_{SS} = 24,290942 \text{ } [\mu A] \quad V_{o1} = 1,27147 \text{ } [V] \text{ e } V_x = -1,2461 \text{ } [V]$$

$$I_o = 12,98419 \text{ } [\mu A] \text{ e } V_{off} = 28,791 \text{ } [mV] \text{ e}$$

	M ₁ ,M ₂	M _{1e} ,M _{2e}	M _o	M ₃ ,M ₄	M ₅ ,M ₆ , M ₇ ,M ₈
I_D [μA]	12,1455	-25,1297	24,29094	-12,9842	12,9842
V_{GS} [V]	1,24610	-1,25000	1,25000	-1,27147	1,2356
V_{DS} [V]	2,51757	-1,22853	1,25390	-1,24268	1,2356
V_{DSat} [V]	0,4211	-0,32500	0,42500	-0,34647	0,4394
g_m [$\mu A/V^2$]	57,6845	154,644	114,3103	74,9510	59,1002
r_{ds} [M Ω]	5,69630	2,79327	2,79613	5,40721	5,23183

Os parâmetros incrementais foram calculados pelas equações:

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{Dsat}} \text{ e } r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DS}}{\lambda I_D}$$

3.5.2. Grandezas AC para pequenos sinais e baixas frequências**3.5.2.c. Ganho de tensão em malha aberta do amplificador operacional [1]:**

$$A_{vol} = \frac{v_o}{v_i^+} = \frac{g_{m1}}{\frac{g_{ds1} + g_{ds1e}}{g_{m3}r_{ds3}} + \frac{g_{ds6}}{g_{m5}r_{ds5}}} \text{ [V/V]} \quad (47)$$

3.5.2.d. Resistência de saída do amplificador operacional [1]:

$$R_o = \frac{g_{m3}r_{ds3}g_{m5}r_{ds5}}{g_{m3}r_{ds3}g_{ds6} + g_{m5}r_{ds5}(g_{ds1} + g_{ds1e})} \text{ } [\Omega] \quad (48)$$

3.5.3. Outras grandezas AC do amplificador operacional**3.5.3.a. Frequência de transição ou produto ganho \times largura de faixa (GBWP):**

$$f_T = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L} \quad [\text{Hz}] \quad (49)$$

3.5.3.b. Polo dominante da função de transferência de A_{vo} :

$$p_D \cong \frac{1}{2\pi R_o C_L} \quad [\text{Hz}] \quad (50)$$

3.5.3.c. Taxa de resposta a transientes (*slew-rate*):

$$SR = \frac{2I_o}{10^6 \times C_L} \quad [\text{V}/\mu\text{s}] \quad (51)$$

3.5.3.d. Faixa de tensão de entrada em modo-comum:

$$CMR = V_X - V_{b1} + V_{Tn} \quad [\text{V}_{pk}] \quad (52)$$

3.5.3.e. Excursão de saída:

A excursão de sinal nesse tipo de amplificador, graças à fonte de corrente *cascode* formada por M_5 e M_7 e graças à colocação de quatro transistores em série, é levemente inferior à do amplificador da Figura 6, aproximando-se mais da excursão de saída do amplificador da Figura 8. Para melhorar esse ponto, o projetista deve procurar, na literatura, fontes ou espelhos de corrente de grande excursão [2]. A máxima excursão de saída para esse circuito pode ser calculada, em malha aberta ou para $G_v = 1 \text{ V/V}$, respectivamente, pelas equações:

$$V_{o(\max)} = |2V_{GS5} - V_{Tn} + V_{SS}| \quad [\text{V}_{pk}] \quad \text{ou} \quad V_{o(\max)} = |2V_{Dsat5} + V_{SS}| \quad [\text{V}_{pk}] \quad (53)$$

- Exemplo:

Para o exemplo numérico descrito na Seção 3.5.1, o amplificador apresenta as seguintes grandezas AC:

$$A_{vol} = 29.834,2 \quad [\text{V/V}] \quad \text{ou} \quad A_{vol} = 89,49 \quad [\text{dB}]$$

A resistência de saída do amplificador em malha aberta vale:

$$R_o = 520,887 \quad [\text{M}\Omega]$$

Outras grandezas AC, com $C_L = 1 \text{ pF}$:

$$f_T = 9,116 \quad [\text{MHz}] \quad p_D = 305,54 \quad [\text{Hz}] \quad SR = 26 \quad [\text{V}/\mu\text{s}] \quad CMR = 1,2265 \quad [\text{V}_{pk}]$$

$$V_{o(\max)} = 0,800 \quad [\text{V}_{pk}] \quad \text{ou} \quad V_{o(\max)} = 1,61 \quad [\text{V}_{pk}]$$

Conclusão:

O amplificador apresentado na Figura 12 é um amplificador operacional que apresenta, em malha aberta, alto ganho de tensão e resistências elevadíssimas, tanto na entrada como na saída, constituindo-se, portanto, em um verdadeiro *OTA*. A dissipação de potência ($125,7 \mu\text{W}$) é baixa. Para melhorar a excursão de saída, o projetista deve optar por um espelho *cascode* (M_5 , M_6 , M_7 e M_8) de grande excursão [2].

Outras grandezas:

$$r_{oe} = r_{ds5} + r_{ds7}(1 + g_{m5}r_{ds5}) = 1,6281 \text{ [G}\Omega\text{]}$$

Sendo r_{oe} a resistência interna do espelho de corrente formado por M_5 e M_7 .

4. – Referências

- [1] M. M. Hershenson, S. P. Boyd, T. H. Lee, “Automated Design of Folded-Cascode Op-Amps with Sensitivity Analysis”, Center of Integrated Systems, Stanford University, Stanford, CA, 2007.
- [2] P. R. Veronese, “Fontes de Corrente Constante e Espelhos de Corrente”, Departamento de Engenharia Elétrica, EESC, USP, 2010.

5. – Bibliografia

- P. E. Allen, D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*, 2th Edition, Oxford University Press, 2002.
- R. J. Baker, *CMOS - Circuit Design, Layout and Simulation*, IEEE Press Series, Wiley-Interscience, Revised 2th Edition, New York, 2008.
- P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 5th Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2009.
- A. S. Sedra, K. C. Smith, *Microeletrônica*, 5^a Edição, Pearson-Prentice Hall, São Paulo, 2007.
- P. R. Veronese, *Fontes, Espelhos de Corrente e Referências de Tensão*, SEL-EESC-USP, Rev. 3, 2012.
- B. Razavi, *Fundamentos de Microeletrônica*, 1^a Ed., LTC, 2010, Caps. 6, 7, 9, 10, 11 e 15.

Paulo Roberto Veronese.