



 **UFMG**

ELT085 - Circuitos Eletrônicos Analógicos

Prof. Dr. Thiago de Oliveira
Departamento de Eng. Eletrônica


GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG




 **UFMG**

Parte II:

Amplificadores Diferenciais e Multiestágios



GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG



O par diferencial

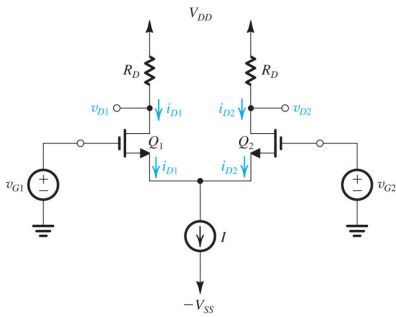
- O par diferencial é uma das estruturas mais utilizadas no desenvolvimento de CIs analógicos, e.g., o estágio de entrada de todo ampop é um par diferencial;
- Amplificadores diferenciais, possuem algumas vantagens em relação à topologias single-ended:
 - Menor sensibilidade a ruído e interferência;
 - Permite se polarizar circuitos e acoplá-los a outros estágios sem o uso de capacitores de bloqueio, o que é desejável no projeto de circuitos integrados;
- Como desvantagem, pode-se citar a necessidade de se ter dispositivos casados para se obter um bom desempenho;
- Nesta seção, nos dedicaremos ao estudo da estrutura par diferencial e suas principais características, tanto em tecnologia MOS, quanto TBJ.

3




O par diferencial - MOS

- Assumiremos que a fonte de corrente é ideal (por enquanto);
- As cargas resistivas nos drenos podem ser substituídas por cargas ativas (fontes de corrente);



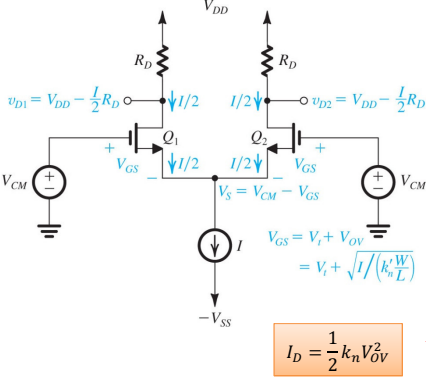
- Vamos fazer a análise considerando as seguintes situações:
 - Operação com tensão em modo comum;
 - Operação com tensão em modo diferencial;
 - Análise de pequenos sinais.

4



O par diferencial - MOS

- Operação em modo comum




- Como $V_{GS1} = V_{GS2} \rightarrow I_1 = I_2 = \frac{I}{2}$;
- Desde que Q1 e Q2 estejam na região linear, o valor de V_{CM} não altera a polarização do circuito;
- Limites de operação:
 - Máximo valor de VCM que permite Q1 e Q2 operarem na região linear ($V_{DS} > V_{GS} - V_{tn}$):

$$V_{CMmax} = V_{tn} + V_{DD} - \frac{1}{2}IR_D$$
 - Mínimo valor de VCM – fonte de corrente no modo linear

$$V_{CMmin} = -V_{SS} + V_{OV} + V_{tn} + V_{fc}$$

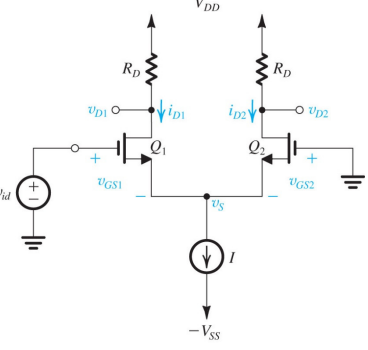
$$I_D = \frac{1}{2}k_n V_{OV}^2$$

5



O par diferencial - MOS

- Operação em modo diferencial



- Neste caso, $V_{GS1} \neq V_{GS2} \rightarrow I_{D1} \neq I_{D2}$;
- Limites de operação:
 - $I_{D1} = I \rightarrow$ Q1 em modo linear e Q2 cortado;

$V_S = -V_{tn}$
 $V_{GS1} = V_{ID} + V_{tn}$

$$I_{D1} = \frac{1}{2}k_n(V_{GS1} - V_{tn})^2 = I$$

$$V_{ID} \geq \sqrt{2I/k_n}$$

- $I_{D2} = I \rightarrow$ Q1 cortado e Q2 em modo linear

$$V_{ID} \leq -\sqrt{2I/k_n}$$

$$-\sqrt{\frac{2I}{k_n}} \leq V_{ID} \leq \sqrt{\frac{2I}{k_n}}$$

6

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Operação em modo diferencial

Obs: A região linear pode ser modificada ao se modificar o k_n dos MOSFETS

7

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Pequenos sinais – Considerar o circuito polarizado com um pequenos sinal de modo diferencial

$$g_m = \frac{I}{V_{OV}} = k_n V_{OV}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{2}$$

8

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Pequenos sinais – Ganho, resistência de entrada e saída

(c)

$$R_{in} = \infty$$

$$R_{o1} = R_{o2} = R_D \quad R_O = 2R_D$$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{1}{2}g_mR_D$$

$$A_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_{id}} = +\frac{1}{2}g_mR_D$$

$$A_{vod} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_mR_D$$

9

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Meio-circuito diferencial
 - Em muitas situações, o amplificador diferencial é simétrico e alimentado por um sinal de entrada balanceado, assim, as características de pequenos sinais do par diferencial podem ser obtidas por um meio-circuito:

Terra virtual, para pequenos sinais

10

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Meio-circuito diferencial
 - Análise de pequenos sinais:

$$i_d = \frac{g_m v_{id}}{2}$$

- Se $r_o \rightarrow \infty$

$$-\frac{v_{od}}{2} = -i_d R_D = \frac{g_m R_D v_{id}}{2}$$

$$\frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m R_D$$

- Se $r_o \neq \infty$

$$\frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m (R_D \parallel r_o)$$

11

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Meio-circuito diferencial - Ex:

$$i_d = \frac{\frac{v_{id}}{2}}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

$$-\frac{v_{od}}{2} = -i_d (R_D \parallel \frac{R_L}{2})$$

$$\frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{g_m (R_D \parallel \frac{R_L}{2})}{1 + g_m R_S}$$

12

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Meio-circuito diferencial – Carga ativa (fonte simples):

$$A_{vo} = g_m(r_{o1} \parallel r_{o3})$$

(a) (b)

13

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - MOS

- Meio-circuito diferencial – Carga ativa (fonte cascode):

$$A_v = g_{m1}(R_{on} \parallel R_{op})$$

$$R_{on} = g_{m3}r_{o1}r_{o3}$$

$$R_{op} = g_{m5}r_{o5}r_{o7}$$

(a) (b)

14

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - TBJ

- Circuito básico

Modo comum

(a)

15

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - TBJ

- Circuito básico - modo comum (Limites de operação)

- Todos os transistores devem estar na região ativa
 - $V_{BC1}, V_{BC2} < 0,5V$

$$V_{CMmax} = 0,5V + V_{CC} - \frac{\alpha I}{2} R_C$$

- Fonte de corrente no modo ativo

$$V_{CMmin} = V_{fc} + 0,7V - V_{EE}$$

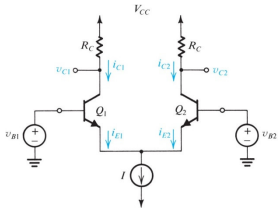
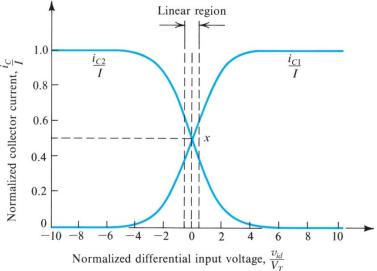
(a)

16

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - TBJ

- Circuito básico – Modo diferencial
 - Se $V_{B1} \neq V_{B2} \rightarrow I_{C1} \neq I_{C2}$

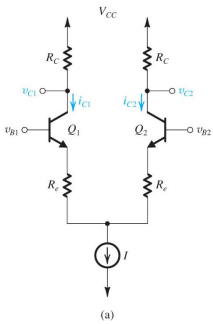
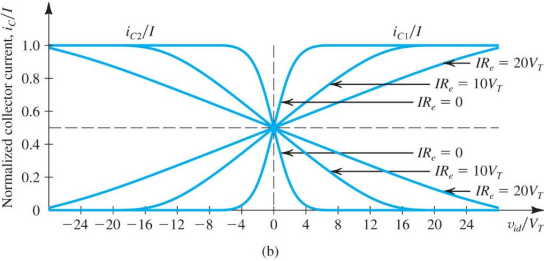
Pequenas diferenças de tensão podem fazer o total desbalanceamento do par

17

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG



O par diferencial - TBJ

- Circuito básico – Modo diferencial (aumentando a região linear)
 - Pode-se modificar a região linear pela inserção de resistores de emissor

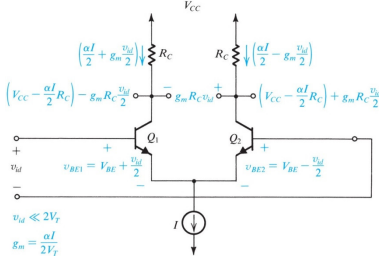
- Obs: A linearização da operação do MOS é feita com a modificação do k_n , logo, para projetos de CI, o par MOS tem vantagens, pois ajuste de geometria dos dispositivos trariam este efeito;
- Em projetos discretos, no entanto, o uso de TBJs dá ao projetista maior flexibilidade;

18

O par diferencial - TBJ

- Análise de pequenos sinais



$$\frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{1}{2}g_m R_C \quad \frac{v_{o2}}{v_{id}} = +\frac{1}{2}g_m R_C$$

$\frac{v_o}{v_{id}} = g_m R_C = \frac{\alpha R_C}{r_e}$

$R_{in} = 2r_{\pi} = 2r_e(\beta + 1)$



$R_{o1} = R_{o2} = R_C$

$R_o = 2R_C$

$g_m = \frac{\alpha I}{2V_T}$

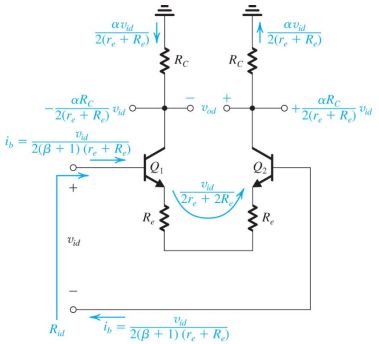
$r_{\pi} = \frac{2(\beta + 1)V_T}{I}$

19

O par diferencial - TBJ

- Análise de pequenos sinais – circuito com resistor de degeneração



$$i_e = \frac{v_{id}}{2r_e + 2R_E}$$

$v_{o1} = -v_{o2} = -\alpha i_e R_C$



$v_o = \frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} v_{id}$

$R_{in} = 2(\beta + 1)(r_e + R_E)$

$g_m = \frac{\alpha I}{2V_T}$

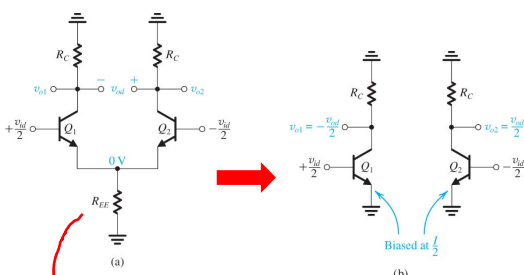
$r_e = \frac{2V_T}{I}$

20

O par diferencial - TBJ

- Análise de pequenos sinais – meio-circuito diferencial



(a) → (b)

Considere $R_{EE} \rightarrow \infty$

$$i_e = \frac{v_{id}}{2} = \frac{v_{id}}{2r_e}$$



$$-\frac{v_{od}}{2} = -\alpha i_e R_C = -\frac{\alpha R_C}{2r_e} v_{id}$$

$$\frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{\alpha R_C}{r_e}$$

Considerando-se o efeito Early

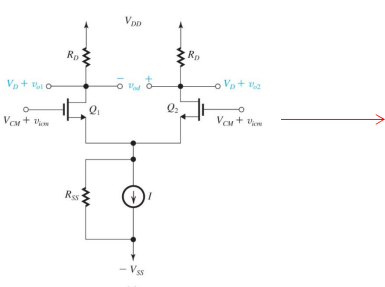
$$\frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{\alpha(R_C \parallel r_o)}{r_e}$$

21

O par diferencial – Fontes de corrente não-ideais

- Até agora consideramos que as fontes de corrente possuem impedância de saída infinita, que não é realístico;
 - Como consequência, as tensões de modo comum (a menos de situações que despolarizem o par diferencial) não afetam o desempenho do circuito (CMRR infinito);
 - A existência de uma impedância de saída finita fará com que o par reaja a sinais de modo comum;



(a)

- A impedância de saída afeta tanto a polarização, quanto a resposta à perturbação do par; contudo, como R_{SS} é normalmente muito elevado, o seu efeito na polarização do circuito pode ser desprezado;
- Focaremos os estudos no efeito desta impedância no modelo de pequenos sinais do par diferencial;

22

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - Fontes de corrente não-ideais

- Efeito nos parâmetros do amplificador

Meio-circuito de modo comum

$$v_{icm} = \frac{i}{g_m} + 2iR_{SS} = i \left(\frac{1}{g_m} + 2R_{SS} \right)$$

$$v_{o1} = v_{o2} = -\frac{R_D}{2R_{SS} + \frac{1}{g_m}} v_{icm} \longrightarrow A_{cm1} = A_{cm2} = -\frac{R_D}{2R_{SS} + \frac{1}{g_m}} \approx -\frac{R_D}{2R_{SS}}$$

$v_o = v_{o1} - v_{o2} = 0$

23

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - Fontes de corrente não-ideais

- E se o par não for perfeitamente casado?

$$\frac{v_{o1}}{v_{icm}} = -\frac{R_{D1}}{\frac{1}{g_m} + 2R_{SS}} \quad \frac{v_{o2}}{v_{icm}} = -\frac{R_{D2}}{\frac{1}{g_m} + 2R_{SS}}$$



$$\frac{v_o}{v_{icm}} = \frac{\Delta R_D}{\frac{1}{g_m} + 2R_{SS}} \approx \frac{\Delta R_D}{2R_{SS}}$$

Como o ganho diferencial do par não é significativamente afetado por R_{SS} , pode-se escrever

$$A_{vod} = g_m \left(R_D + \frac{\Delta R_D}{2} \right)$$

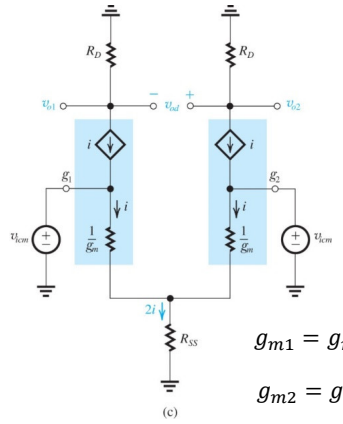
$$CMRR = \frac{A_{vod}}{A_{cm}} \approx 2g_m R_{SS} \frac{R_D}{\Delta R_D}$$

24

O par diferencial - Fontes de corrente não-ideais

- E se o par não for perfeitamente casado?



$g_{m1} = g_m$
 $g_{m2} = g_m + \Delta g_m$

- $i_1 \neq i_2$ - o meio-circuito não pode ser utilizado;



$$v_{icm} = \frac{1}{g_{m1}} i_1 + R_{SS}(i_1 + i_2) = \frac{1}{g_{m2}} i_2 + R_{SS}(i_1 + i_2)$$

$$\frac{1}{g_{m1}} i_1 = \frac{1}{g_{m2}} i_2 \rightarrow i_1 = \frac{g_m}{g_m + \Delta g_m} i_2$$

$$\frac{v_o}{v_{icm}} = -\frac{R_D \Delta g_m}{1 + 2R_{SS}g_m + \Delta g_m R_{SS}} \approx -\frac{R_D}{2R_{SS}} \left(\frac{\Delta g_m}{g_m} \right)$$

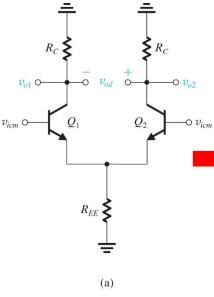
$CMRR = 2g_m R_{SS} \left(\frac{g_m}{\Delta g_m} \right)$

25

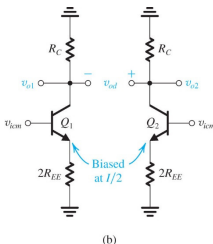



O par diferencial - Fontes de corrente não-ideais

- Caso TBJ



(a)



(b)

$$i_e = \frac{v_{icm}}{r_e + 2R_{EE}}$$

$$v_{o1} = v_{o2} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R_{EE}} \approx -\frac{\alpha R_C}{2R_{EE}}$$

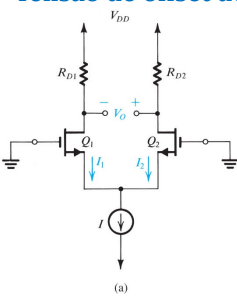
- Se o par for casado:
 $v_o = 0 \rightarrow CMRR = \infty$
- Se houver descasamento de R_C
 $v_o \approx -\frac{R_C}{2R_{EE}} \left(\frac{\Delta R_C}{R_C} \right)$
 $CMRR = 2g_m R_{EE} \left(\frac{R_C}{\Delta R_C} \right)$
- Resistência de entrada de modo comum
 $R_{in} \approx \beta R_{EE}$

26

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – tensão de offset de entrada

- O par diferencial, por ser um amplificador diretamente acoplado e com ganho CC finito, apresenta problemas em corrente contínua, dos quais discutiremos:
 - Tensão de offset de entrada;
 - Correntes de offset de entrada.
- Tensão de offset de entrada** – Considere o par MOS abaixo



- Se Q1 e Q2 forem perfeitamente casados $I_1 = I_2$ e $V_O = 0$;
- Contudo, desequilíbrios entre os braços do par provoca desbalanço entre as correntes de polarização e consequentemente uma tensão CC aparecerá em V_O ;
- Tal fenômeno normalmente é retratado pelo parâmetro **tensão de offset de entrada** definido como

$$V_{OS} = V_O / A_d$$

- Como tal parâmetro se origina de desequilíbrios de dispositivos, sua polaridade não é conhecida a priori;

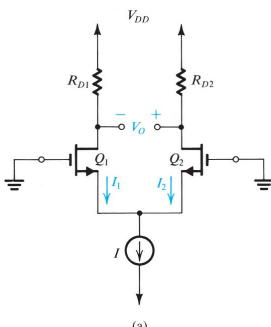
(a)

27

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – tensão de offset de entrada

- Os parâmetros que contribuem para o aparecimento de offset de entrada no par MOS são resistores de carga, k_n e V_{tn} ;
- Desequilíbrio de resistências de carga:**



$$R_{D1} = R_D + \frac{\Delta R_D}{2} \quad R_{D2} = R_D - \frac{\Delta R_D}{2}$$


$$I_1 = I_2 = \frac{I}{2} \quad \text{Não há desequilíbrio de polarização}$$

$$V_O = V_{D2} - V_{D1} \quad V_O = \left(\frac{I}{2}\right) \Delta R_D$$

$$V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = \frac{V_O}{g_m R_D} = \left(\frac{V_{OV}}{2}\right) \left(\frac{\Delta R_D}{R_D}\right)$$

(a)

28



O par diferencial - tensão de offset de entrada

- Análises similares podem ser feitas para erros de W/L e V_{tn} , originando:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{W}{L} + \frac{1}{2}\Delta\left(\frac{W}{L}\right) \qquad V_{tn1} = V_{tn} + \frac{\Delta V_{tn}}{2}$$


$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 = \frac{W}{L} - \frac{1}{2}\Delta\left(\frac{W}{L}\right) \qquad V_{tn2} = V_{tn} - \frac{\Delta V_{tn}}{2}$$

$V_{OS} = \left(\frac{V_{OV}}{2}\right)\left(\frac{\Delta W/L}{W/L}\right)$

$V_{OS} = \Delta V_t$

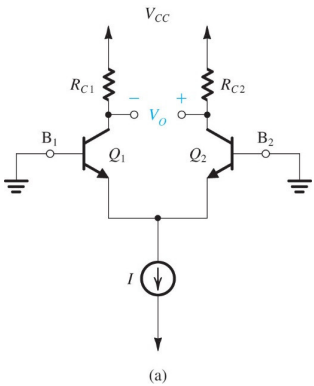
$$V_{OS} = \sqrt{\left(\frac{V_{OV}}{2} \frac{\Delta R_D}{R_D}\right)^2 + \left(\frac{V_{OV}}{2} \frac{\Delta W/L}{W/L}\right)^2 + (\Delta V_{Tn})^2}$$

29



O par diferencial - Offset

- Amplificador TBJ



(a)

$$V_{OS} = V_T \sqrt{\left(\frac{\Delta R_C}{R_C}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_S}{I_S}\right)^2}$$

- O desequilíbrio também provoca erros nas correntes de entrada

$$I_{B1} = \frac{I}{2} \frac{1}{\beta_1 + 1} \qquad I_{B2} = \frac{I}{2} \frac{1}{\beta_2 + 1}$$

$$\beta_1 = \beta + \frac{\Delta\beta}{2} \qquad \beta_2 = \beta - \frac{\Delta\beta}{2}$$

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{2(\beta + 1)}$$
Corrente de polarização

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| = I_B \left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right)$$
Corrente de offset

30

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- Até o momento discutimos o par diferencial com saída em ponte, ao invés de saída unipolar. Algumas vantagens desta abordagem:
 - Eleva o CMRR, pois o ganho de modo comum para a saída em ponte é função dos desequilíbrios entre os dispositivos da ponte;
 - Eleva o ganho diferencial por fator de 2;
- Apesar de vantajoso, em algum momento o circuito amplificador deve ter uma saída unipolar para acoplar o circuito a sistemas single-ended

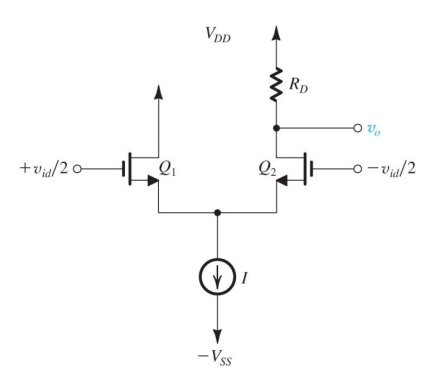


31

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- Solução direta
- Desvantagens:**
 - Redução do ganho diferencial em 6dB;
 - Mesmo se o par for casado, há o aparecimento de um ganho de modo comum



$$A_{cm} = \frac{R_D}{2R_{SS}}$$

- Há o aparecimento de um nível c.c.;

32

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- **Uso de carga ativa**

- O espelho provê um equilíbrio entre as correntes no nó de saída:
 - Offset nulo em circuitos perfeitamente casados;
 - Na prática desequilíbrios entre dispositivos e o efeito Early proverá um nível c.c. na saída;
 - Necessário realimentação para equilibrar o offset;
- Para sinais diferenciais, a corrente de saída é $2i$, compensando a perda de ganho da saída unipolar;

33

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- **Análise de pequenos sinais**

- Como a impedância de carga vista por Q1 é $1/g_{m3}$ e por Q2 é r_{o2} , o modelo de meio-circuito não é utilizável;
- A abordagem de análise considera o modelo norton do amplificador:

$$\frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o$$
- Onde G_m é a transcondutância de curto-circuito do amplificador e R_o é a impedância de saída vista em V_o ;

34

g
ep
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- Análise de pequenos sinais – Corrente de norton

$i_o = g_m v_{id}$

$G_m = g_m$

$$i_o = g_{m2} \left(\frac{v_{id}}{2} \right) - g_{m4} v_{gs4} \longrightarrow i_o = \frac{v_{id}}{2} \left(g_{m2} + \frac{g_{m4} g_{m1}}{g_{m3}} \right) \longrightarrow$$

$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_m$

$$v_{gs4} = v_{gs3} = -g_{m1} \frac{v_{id}}{2} \left(r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel \frac{1}{g_{m3}} \right) \approx -\frac{v_{id}}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m3}}$$

35

g
ep
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- Análise de pequenos sinais – Resistência de norton

$$R_o = r_{o2} \parallel r_{o4} \approx \frac{1}{2} r_o$$

$$A_{vd} = \frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o = \frac{1}{2} g_m r_o$$

36

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - saída single-ended

- Circuito TBJ

$$A_v = \frac{1}{2} g_m r_o$$

- O par com TBJ possui um problema de offset causado por erro de distribuição de corrente no espelho:

$$\frac{I_4}{I_3} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_3}} \rightarrow I_4 = \frac{\alpha I}{2 + \frac{4}{\beta_3}}$$

$$\Delta i = I_2 - I_4 \approx \frac{\alpha I}{\beta_3} \rightarrow V_{OS} = -\frac{\Delta i}{g_m} = -\frac{2V_T}{\beta_3}$$

- O uso de espelhos melhores irá reduzir a tensão de offset;

37

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial - saída single-ended

- Ganho de modo comum

$$r_{o3} \parallel \frac{1}{g_{m3}} \approx \frac{1}{g_{m3}}$$

$$2R_{SS}(1 + g_m r_o) + r_o$$

$$\approx \frac{1}{2R_{SS}}$$

$$g_{m4} R_{im}$$

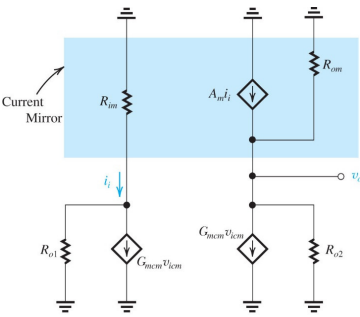
$$r_{o4}$$

38

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- Ganho de modo comum



$$v_{ocm} = (A_m i_i - G_{mcm} v_{icm}) (R_{o2} \parallel R_{om})$$

$$i_i = G_{mcm} v_{icm} \frac{R_{o1} \parallel R_{im}}{R_{im}} \approx G_{mcm} v_{icm}$$

$$v_{ocm} = -(1 - A_m) (R_{o2} \parallel R_{om}) G_{mcm} v_{icm}$$

- Note que o espelho de corrente reduz significativamente o ganho de modo comum, uma vez que $A_m \approx 1$;
- Resolvendo a expressão, obtém-se:

$$A_{cm} \approx -\frac{1}{2g_m R_{SS}} \quad CMRR \approx g_m^2 r_o R_{SS}$$

(c)


39

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

O par diferencial – saída single-ended

- Sumarizando
 - O uso de espelhos de corrente como carga de uma par diferencial tende a:
 - Melhorar o CMRR;
 - Reduzir o valor da tensão de offset, mas desequilíbrios entre os componentes ainda irão provocar offsets;
 - Algumas conclusões importantes:
 - O ganho de modo comum pode ser reduzido ao se elevar a impedância de saída da fonte de corrente de polarização e do espelho de corrente;
 - No caso de TBJs, o ganho de modo comum pode ser reduzido ao se utilizar transistores com maior β , o que também contribui para se obter uma menor tensão de offset;

40




Amplificador Multiestágio - Exemplo

- Calcule os pontos de polarização assumindo $\beta \gg 1$

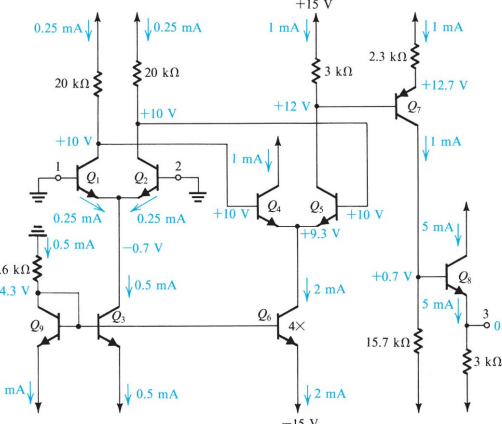


41




Amplificador Multiestágio - Exemplo

- Calcule os pontos de polarização assumindo $\beta \gg 1$
- Calcular a dissipação de potência do circuito;
- Calcular a corrente de entrada de polarização (assuma $\beta = 100$);
- Qual a faixa de tensão de modo comum da entrada?
- R: $PS = 262,5mW$
 $I_B = 2,5\mu A$
 $-14V < V_{icm} < 10.4V$



42



Amplificador Multiestágio - Exemplo

- Calcule agora a resistência de entrada, saída e o ganho do circuito, despreze o efeito Early;

$$R_{in} = 20,2k\Omega$$

$$R_{out} = 152\Omega$$

$$A_v = 8513\ v/v$$

43