







# ELT085 - Circuitos Eletrônicos Analógicos

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

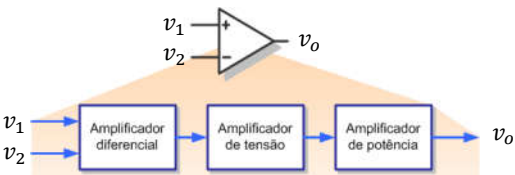


GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

## Amplificadores Operacionais

- Estrutura básica de um Ampop



<b>Principais impactos</b>	$R_{in}$ <i>Offset</i> <i>CMRR</i> <i>PSRR</i>	$A_d$ <i>BW</i> <i>SR</i>	$R_o$ $P_o$ <i>THD</i> $\eta$
----------------------------	---	---------------------------------	--

2

**gép**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

## Amplificadores Operacionais

- Organização da primeira etapa da disciplina:

Diagram illustrating the organization of the first stage of the course, showing the flow of information from input signals  $v_1$  and  $v_2$  through various amplifier stages to the output  $v_o$ .

The stages are:

- Amplificador diferencial (Parte II Cap. 9)
- Amplificador de tensão (Parte I Cap. 8)
- Amplificador de potência (Parte III Cap. 12)

Additional topics covered:

- Parte IV - Cap. 10 Resposta em Frequência
- Parte V - Cap. 11 Realimentação

3

**gép**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

## Amplificadores Operacionais

- Detalhe importante:
  - O livro texto é focado em **microeletrônica**:
    - A discussão é direcionada ao projeto de circuitos integrados;
    - O projetista tem liberdade de projetar os dispositivos semicondutores;
    - O projetista não é limitado aos dispositivos encontrados no mercado;
  - A disciplina em si não possui esse foco:
    - A discussão diferenciará situações de projeto de circuitos integrados e projetos discretos;
    - As limitações de projetos discretos serão abordadas;
    - Detalhes muito específicos de projetos integrados serão mencionados, mas não explorados;
  - Aos alunos interessados em se aprofundar em microeletrônica:
    - Tecnologia de dispositivos semicondutores;
    - Disciplinas ofertadas pelos professores do OptmaLab;

4




## Parte I:

### Estruturas básicas de amplificadores em circuitos integrados




GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG





GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

### Circuitos Integrados Analógicos X Circuitos Discretos Analógicos

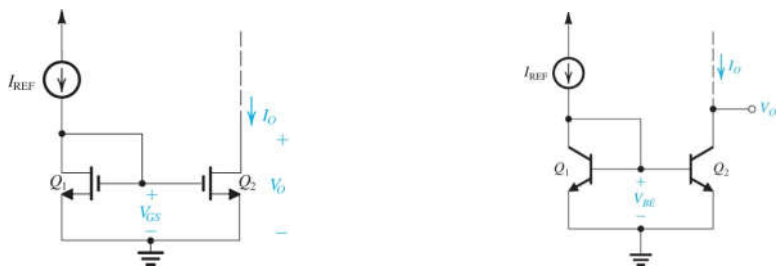
- O desenvolvimento de circuitos integrados apresenta uma série de restrições e oportunidades aos projetistas. Estas podem ser condensadas na seguinte filosofia de projeto:
  - **Minimização da área da pastilha:**
    - Evita-se o uso de resistores, substituindo-os por transistores quando possível;
    - Uso de capacitores de alto valor é proibitivo, por isso a maioria dos amplificadores tem acoplamento direto. Capacitores de pF podem ser produzidos por tecnologia MOS, logo, são mais utilizados;
    - A miniaturização dos dispositivos leva à necessidade de se reduzir a tensão de alimentação, de modo a reduzir o campo elétrico sobre os gates dos MOS e evitar superaquecimento do chip;
  - **Variabilidade de dispositivos:** Ao contrário dos projetos discretos, onde se deve utilizar dispositivos ofertados pelos fabricantes. Em CI, o projetista tem controle sobre os parâmetros dos dispositivos, podendo especificar as dimensões dos mesmos, para atender critérios de desempenho;
  - **Tecnologia:** A tecnologia TBJ ainda é empregada em AmpOps de uso geral, no entanto, de uma forma mais ampla, a tecnologia MOS é a preferida para desenvolvimento de sistema analógicos mais complexos.
- Nesta etapa, iremos discutir classes de circuitos utilizadas no projeto de circuitos analógicos integrados.

6




### Polarização de circuitos transistorizados em CI

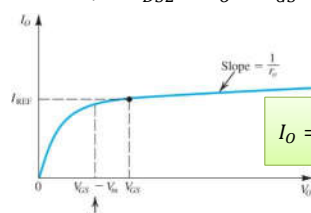
- A polarização de transistores em circuitos integrados analógicos normalmente é feita por meio de fontes de corrente (para se evitar o uso de resistores)



7




### Polarização de circuitos transistorizados em CI

- Análise do espelho de corrente MOS – o efeito early
  - Sabemos que  $I_{D1} = I_{Ref}$ ;
  - Como ambos MOS tem a mesma tensão Vgs:
 
$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \frac{k_{n2}}{k_{n1}} \cong \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$
  - Mas, se  $V_{DS2} = V_O > V_{GS}$ 


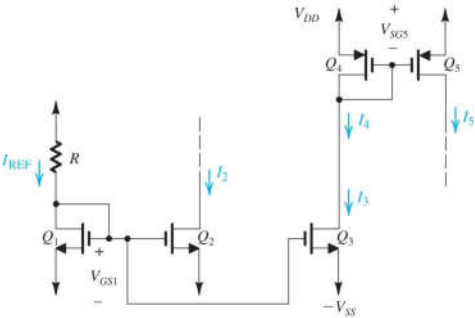
$$I_O = I_{ref} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \left( 1 + \frac{V_O - V_{GS}}{V_{A2}} \right)$$

8




### Polarização de circuitos transistorizados em CI

- Guias de corrente MOS – alimentação de múltiplos estágios



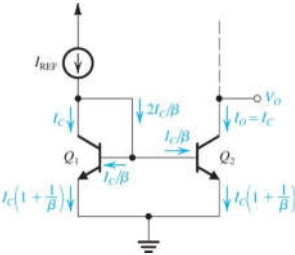
- Problemas de distribuição de corrente serão semelhantes ao analisado anteriormente;
- Todos os transistores devem estar em saturação (reg. Linear)

9



### Polarização de circuitos transistorizados em CI

- Análise do espelho de corrente TBJ – não-idealidades



- Logo,
 
$$I_o = I_{ref} \frac{1}{1 + 2/\beta}$$
- Agora, se  $I_{S2} = mI_{S1}$ 

$$I_o = I_{ref} \frac{m}{1 + \frac{m+1}{\beta}}$$
- Levando em consideração o efeito early
 

$$I_o = I_{ref} \left( \frac{m}{1 + \frac{m+1}{\beta}} \right) \left( 1 + \frac{V_o - V_{BE}}{V_{A2}} \right)$$

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

- Assumindo que  $I_{S1} = I_{S2}$ 

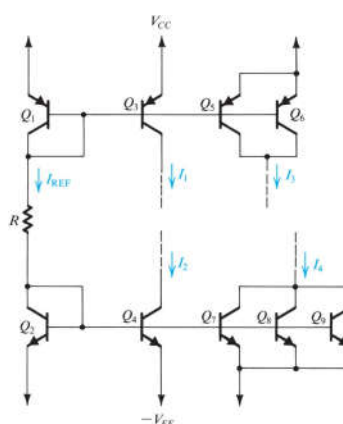
$$I_{ref} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

10

**gеп**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Polarização de circuitos transistorizados em CI

- Guias de corrente - TBJ



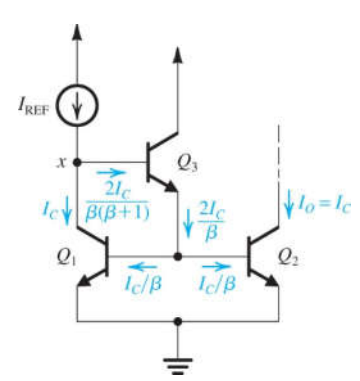
- Problemas de distribuição de corrente ocorrerão em função de diferenças entre os TBJs e efeito térmico, pois isto afeta o  $\beta$ ;
- O uso de espelhos de corrente em circuitos discretos pode apresentar maiores discrepâncias entre as correntes do que em circuitos integrados, devido ao descasamento dos dispositivos;

11

**gеп**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Polarização de circuitos transistorizados em CI

- Melhoria no espelho de corrente TBJ – menor dependência de  $\beta$



- Para fins de simplificação, considere os transistores casados;
- Assim:


$$I_O \approx \frac{I_{ref}}{\left(1 + \frac{2}{\beta^2}\right)}$$

- A influência da resistência de saída será a mesma discutida anteriormente;

12

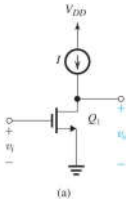


**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

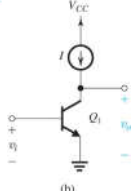


### Célula básica de ganho - Common-source e Common-emitter

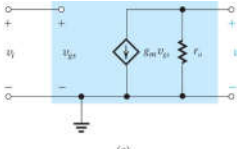
- A célula básica de ganho em circuitos analógicos integrados é o CS/CE, no entanto, a fonte de corrente:
  - Evita o uso de resistores;
  - Provê altos ganhos de tensão



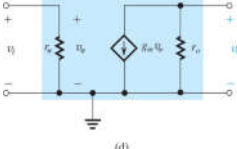
(a)



(b)



(c)



(d)

**Ganho Intrínseco**

$$A_{vo} = -r_o g_m$$


$$A_{vo} = -\frac{2V_A}{V_{ov}}$$

$$A_{vo} = -\frac{V_A}{V_T}$$

**Interessante:** TBJ possui ganho maior do que MOS;

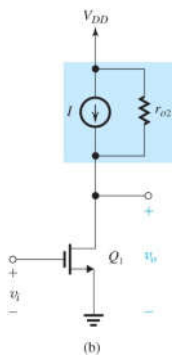
13

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

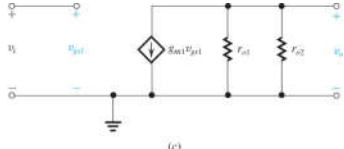


### Célula básica de ganho - Common-source e Common-emitter

- Efeito da resistência de saída da fonte de corrente



(a)



(c)

- Ganho da célula:

$$A_{vo} = -g_m(r_{o1} \parallel r_{o2})$$

14

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Célula básica de ganho - Common-source e Common-emitter

- Determinando a resistência de saída da fonte de corrente

$$R_{in} = \frac{r_{o1}}{r_{o1}g_{m1} + 1}$$

$$R_o = r_{o2}$$

- Uma análise similar pode ser feita para a fonte com TBJ;
- Note que se a célula de ganho e a fonte de corrente forem construídas com dispositivos similares ( $r_{o1} \approx r_{o2}$ ), o ganho intrínseco da célula é dividido por 2;

15

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### O efeito da resistência de degeneração

- Efeito da resistência de fonte/emissor na Célula Básica

$$R_o = R_s + r_{\pi} + g_m r_{\pi} R_s$$

$$R_o = (1 + g_m R_s) r_{\pi}$$

$$V_s = R_s \cdot i_x$$

$$i = -\frac{V_s}{1/g_m} = -g_m V_s$$

$$i_{\lambda 0} = \frac{V_x - V_s}{R_o}$$

$$i_x = i + i_{\lambda 0}$$

$$V_x = R_o \cdot i_x$$

16



**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### O efeito da resistência de degeneração

- Efeito da resistência de fonte/emissor na Célula Básica

$$i_x = -g_m R_S i_x + \frac{V_x - R_S i_x}{r_o}$$

$$r_o \cdot i_x = -g_m r_o R_S i_x + V_x - R_S i_x$$

$$V_x = i_x (r_o + R_S + g_m r_o R_S)$$

$$R_O = \frac{v_x}{i_x} = r_o + R_S + g_m r_o R_S$$

*Simplificando:*  
 $g_m r_o \gg 1 \Rightarrow R_O \approx (1 + g_m R_S) r_o \approx g_m R_S r_o$

17

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### O efeito da resistência de degeneração

- Efeito da resistência de fonte/emissor na Célula Básica

$$i_o = i + i_o r_o$$

$$V_S = R_S \cdot i_o$$

$$i = (V_i - V_S) g_m$$

$$i_o r_o = \frac{0 - V_S}{r_o}$$

$$i_o = (V_i - R_S i_o) g_m - \frac{R_S i_o}{r_o}$$

$$i_o = G_m \cdot V_i$$

$R_O = R_S + r_o + g_m r_o R_S$   
 $R_O = (1 + g_m R_S) r_o$

18

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### O efeito da resistência de degeneração

- Efeito da resistência de fonte/emissor na Célula Básica

$$r_o i_o = g_m r_o v_i - g_m r_o R_S i_o - R_S i_o$$

$$i_o (r_o + R_S + g_m R_S r_o) = g_m r_o v_i$$

$$G_m = \frac{i_o}{v_i} = \frac{g_m r_o}{r_o + R_S + g_m R_S r_o}$$

$$A_{v_o} = -G_m R_o = -g_m r_o$$

$R_o = R_L + r_o + g_m r_o R_S$   
 $R_o = (1 + g_m R_S) r_o$

$i_o = G_m \cdot v_i$

19

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### O efeito da resistência de degeneração

- Efeito da resistência de fonte/emissor na Célula Básica

$$v_o = -G_m (R_o // r_o)$$

$$A_v = -\frac{g_m r_o^2}{2r_o + R_S + g_m r_o R_S}$$

$$G_m = \frac{g_m r_o}{r_o + R_S + g_m R_S r_o}$$


SE  $g_m r_o \gg 1 \rightarrow A_v \approx \frac{-g_m r_o}{(2 + g_m R_S)}$

$$A_{v_o} = -G_m R_o = -g_m r_o$$

$$R_o = r_o + R_S + g_m r_o R_S$$

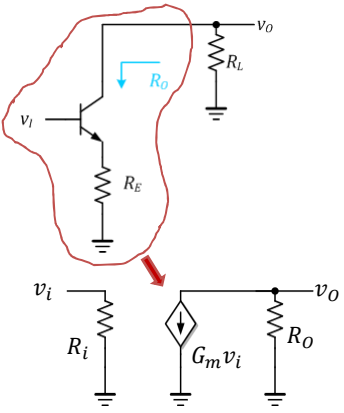
20

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG



### O efeito da resistência de degeneração

- Amplificador Emissor-Comum com Degeneração (ver Nota de aula)




$$R_o = r_o + (R_E \parallel r_\pi) + g_m r_o (R_E \parallel r_\pi)$$

$$R_i = (\beta + 1) \left[ r_e + R_E \left( \frac{r_o + \frac{R_L}{\beta + 1}}{r_o + R_E + R_L} \right) \right]$$

$$G_m = \frac{\beta r_o - R_E}{(\beta + 1)(R_E + r_e)r_o + R_E r_\pi}$$

21

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG



### O efeito da resistência de degeneração

- Amplificador Emissor-Comum com Degeneração (ver Nota de aula)

$$R_i = (\beta + 1) \left[ r_e + R_E \left( \frac{r_o + \frac{R_L}{\beta + 1}}{r_o + R_E + R_L} \right) \right]$$

$$G_m = \frac{\beta r_o - R_E}{(\beta + 1)(R_E + r_e)r_o + R_E r_\pi}$$

Se  $R_L \rightarrow \infty$ :

$$R_i = (\beta + 1)r_e + R_E = r_\pi + R_E$$

Se  $R_L \rightarrow r_o$ :

$$R_i = r_\pi + \frac{R_E(\beta + 2)}{2 + R_E/r_o}$$

Se  $r_o \gg (R_E + R_L)$ :

$$R_i = (\beta + 1)(r_e + R_E)$$

Se  $\beta \gg 1$ :

$$G_m = \frac{\alpha}{r_e + R_E}$$

22

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Aumentando o ganho da célula básica

- Como aumentar o ganho da célula básica?
  - Algumas opções interessantes:
    - Introduzir um buffer de corrente na saída da célula, para elevar a sua impedância;
    - Modificar a estrutura da fonte de corrente para elevar sua impedância de saída;



(a)


Célula Tradicional

23

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Aumentando o ganho da célula básica

- Uso de buffers de corrente



(a)

Célula Tradicional

(b)

Célula com buffer

- O buffer permite se elevar a impedância de saída da célula, sem alterar significativamente o ganho de transcondutância;
- Amplificadores CB/CG operam como buffers de corrente;

24

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Aumentando o ganho da célula básica

- Análise do amplificador CG

**Resistência de entrada**

Se  $g_m r_o \gg 1$

$$R_{in} = \frac{r_o + R_L}{1 + g_m r_o} \longrightarrow R_{in} \cong \frac{1}{g_m} + \frac{R_L}{g_m r_o}$$

- Uma resistência de saída finita reflete a resistência de carga para a entrada, elevando  $R_{in}$ ;
- A reflexão é escalonada pelo ganho intrínseco da célula;
- $R_{in}$  ainda é muito baixo.

25

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Aumentando o ganho da célula básica

- Análise do amplificador CG

**Resistência de saída**

Se  $g_m r_o \gg 1$

$$R_{out} = r_o + R_S + g_m r_o R_S \longrightarrow R_{out} \cong (1 + g_m R_S) r_o$$

- A resistência de fonte é refletida para saída por fator igual ao ganho intrínseco da célula;
- A impedância de saída é significativamente elevada;

26

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Aumentando o ganho da célula básica

- Análise do amplificador CB

Resistência de entrada

$$R_{in} \cong r_e \frac{r_o + R_L}{r_o + \frac{R_L}{\beta + 1}}$$

Se  $R_L \rightarrow \infty$ ,  $R_{in} \approx r_e(\beta + 1) = r_\pi$

Se  $\frac{R_L}{\beta + 1} \ll r_o$ ,  $R_{in} \approx r_e + \frac{R_L r_e}{r_o} = r_e + \frac{\alpha R_L}{g_m r_o}$

27

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG

### Aumentando o ganho da célula básica

- Análise do amplificador CB

Resistência de saída

$$R_{out} = r_o + (1 + g_m r_o)(R_e \parallel r_\pi)$$

Se  $g_m r_o \gg 1$

$$R_{out} = r_o(1 + g_m(R_e \parallel r_\pi))$$

28



**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

### Aumentando o ganho da célula básica

- Sumarizando

$$R_{out} = r_o + R_s + g_m r_o R_s$$

$$\approx r_o + (g_m r_o) R_s$$

$$R_{in} = \frac{r_o + R_L}{1 + g_m r_o}$$

$$= \frac{1}{g_m} + \frac{R_L}{g_m r_o}$$

$$R_{out} = r_o + (R_L \parallel r_o) + g_m r_o (R_L \parallel r_o)$$

$$\approx r_o + (g_m r_o) (R_L \parallel r_o)$$

$$R_{in} = r_o \frac{r_o + R_L}{r_o + \beta + 1}$$

$$\approx r_o + \frac{R_L}{\beta + 1} \text{ for } R_L \ll \beta r_o$$

29

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

### Circuitos Cascode

- Utilizando o buffer de corrente para aumentar o ganho da célula básica

(a)

$$R_{in} \approx \frac{1}{g_{m2}} + \frac{R_L}{g_{m2} r_{o2}} \xrightarrow{R_L \rightarrow \infty} R_{in} \approx \infty$$

$$R_{out} \approx r_{o2} + g_m r_{o2} r_{o1} \approx g_m r_{o2} r_{o1}$$

$$\frac{v_{o1}}{v_i} = -g_{m1} r_{o1}$$

$$\frac{v_o}{v_{o1}} = g_{m2} r_{o2}$$

$A_{vo} = -g_{m1} g_{m2} r_{o1} r_{o2}$

Se os transistores forem casados

$A_{vo} = -(g_m r_o)^2$

- Ganho intrínseco e resistência de saída elevados por  $g_{m2} r_{o2}$

30

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

### Circuitos Cascode

- Modelo de Norton (outra abordagem)

$R_o = g_{m2} r_{o2} r_{o1}$

$G_m = ?$

$\lambda_o = G_m \cdot v_i$

$R_{in2} \approx 1/g_{m2}$

$R_{in2} \ll r_{o1}$

$i_o \approx g_{m1} v_i$

$G_m = g_{m1}$

(a)

31

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

### Circuitos Cascode

- Modelo de Norton (outra abordagem)

$\frac{V_o}{V_i} = -g_{m1} g_{m2} r_{o1} r_{o2}$


↳ *intéressante!*

• Se  $\lambda_{source} < \infty$

$\frac{V_o}{V_i} = -g_{m1} (g_{m2} r_{o1} r_{o2} // \lambda_{o5})$

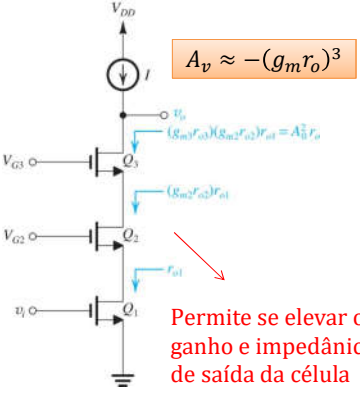
(a)

32



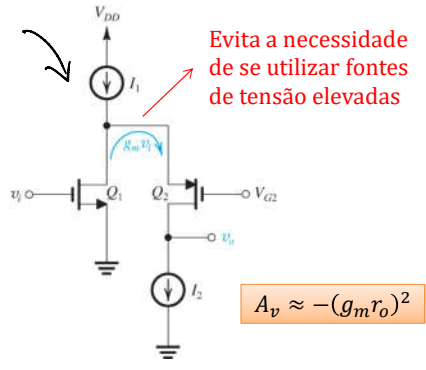
### Circuitos Cascode

- Double cascode e folded cascode



$A_v \approx -(g_m r_o)^3$


Permite se elevar o ganho e impedância de saída da célula



Evita a necessidade de se utilizar fontes de tensão elevadas

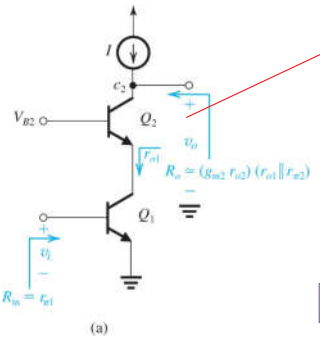
$A_v \approx -(g_m r_o)^2$

33



### Circuitos Cascode

- Cascode TBJ



$R_{in} = r_{\pi 2}$

$R_{out} \cong g_{m2} r_{o2} (r_{o1} \parallel r_{\pi 2})$   $r_o \gg r_{\pi}$

$R_{out} \approx g_{m2} r_{\pi 2} r_{o2} = \beta_2 r_{o2}$

$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = -g_{m1} (r_{o1} \parallel r_{\pi 2}) \approx -g_{m1} r_{\pi 2}$

$A_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_{o1}} = g_{m2} r_{o2}$

$A_v = A_{v2} A_{v1} = -g_{m1} g_{m2} r_{\pi 2} r_{o2} = -\beta_2 g_{m1} r_{o2}$

$R_{in} = r_{\pi 2}$

$R_{out} \cong g_{m2} r_{o2} (r_{o1} \parallel r_{\pi 2})$   $r_o \gg r_{\pi}$

$R_{out} \approx g_{m2} r_{\pi 2} r_{o2} = \beta_2 r_{o2}$


$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = -g_{m1} (r_{o1} \parallel r_{\pi 2}) \approx -g_{m1} r_{\pi 2}$

$A_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_{o1}} = g_{m2} r_{o2}$

$A_v = A_{v2} A_{v1} = -g_{m1} g_{m2} r_{\pi 2} r_{o2} = -\beta_2 g_{m1} r_{o2}$

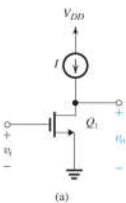
34

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG



### Circuitos Cascode

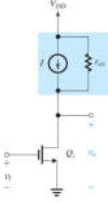
- Efeito da impedância de saída da fonte de corrente
  - Como as fontes de corrente utilizadas para alimentar os circuitos amplificadores não são ideais, a sua impedância de saída irá provocar uma significativa redução do ganho do amplificador;
  - Assumindo, por exemplo, que todos os transistores envolvidos tenham os mesmos parâmetros de pequenos sinais, temos as seguintes situações



(a)

$$A_v = -g_m r_o$$

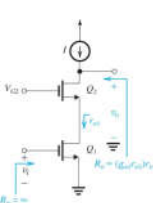
$$R_o = r_o$$



(b)

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

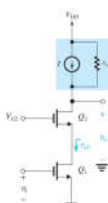
$$R_o = \frac{r_o}{2}$$



(c)

$$A_v = -(g_m r_o)^2$$

$$R_o = g_m r_o^2$$




(d)

$$A_v = -g_m r_o$$

$$R_o = r_o$$

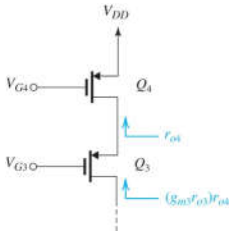
35

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG




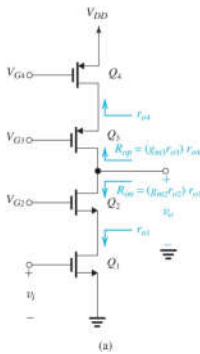
### Melhorias na fonte de corrente

- Fonte de corrente cascode



(a)

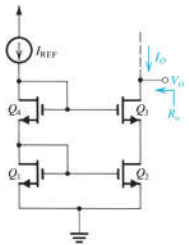




(b)


$$R_o \approx \frac{1}{2} g_m r_o^2$$

$$A_v = -\frac{(g_m r_o)^2}{2}$$



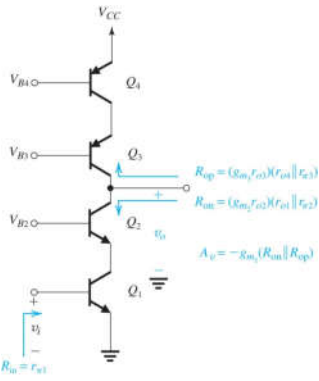
(c)

36




### Melhorias na fonte de corrente

- Fonte de corrente cascode



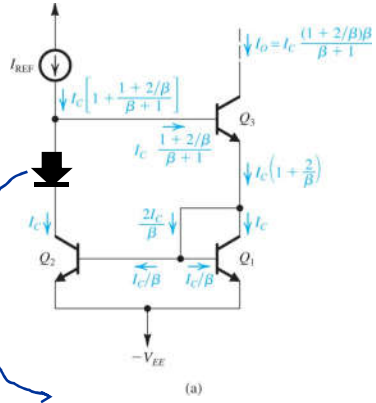
$$A_v \approx -\frac{\beta g_m r_o}{2}$$

37



### Melhorias na fonte de corrente

- Espelho de Wilson



- Considerando os transistores casados:



$$I_{Ref} = I_C \left( 1 + \frac{1 + 2/\beta}{\beta + 1} \right)$$

$$I_O = I_C \frac{\beta(1 + 2/\beta)}{\beta + 1}$$

$$\frac{I_O}{I_{Ref}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 1)}} \approx \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

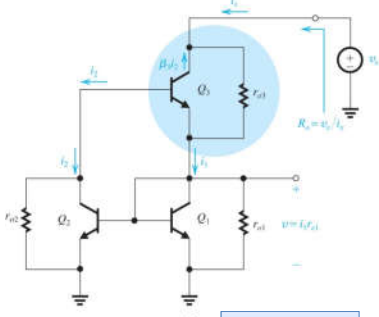
Aconselha-se adicionar um TBJ polarizado como diodo, para equilibrar as tensões

38

### Melhorias na fonte de corrente

- Espelho de Wilson – análise de pequenos sinais



(b)

$R_o \approx \frac{\beta_3 r_{o3}}{2}$

$$i_x = i_1 + i_2 \quad \rightarrow \quad i_1 \approx i_2 = \frac{i_x}{2}$$

$$i_1 \approx i_2 = \frac{i_x}{2}$$

$$i_{r_{o3}} = i_x + \beta_3 i_2 = i_x \left(1 + \frac{\beta_3}{2}\right)$$



$$v_x = v_{r_{o3}} + v_{o1}$$

$$v_{r_{o3}} = r_{o3} i_x \left(1 + \frac{\beta_3}{2}\right)$$

$$v_{o1} = i_1 (r_{e1} \parallel r_{\pi 2} \parallel r_{o1}) \approx i_1 r_{e1} = \frac{i_x r_{e1}}{2}$$

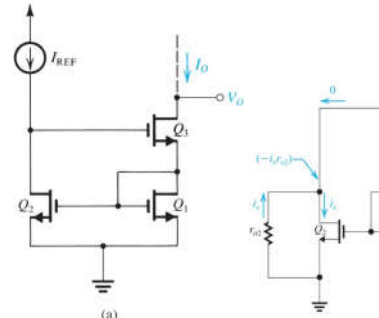
$$v_x = i_x \left( r_{o3} + \frac{r_{o3} \beta_3}{2} + \frac{r_{e1}}{2} \right) \approx i_x \frac{r_{o3} \beta_3}{2}$$

39

### Melhorias na fonte de corrente

- Espelho de Wilson – MOS



(a)

$I_o \approx I_{ref}$

$$i_x = i_{d3} + i_{r_{o3}}$$

$$i_{d3} = g_{m3} v_{gs3}$$

$$v_{gs3} = -i_x r_{o2} \quad v_{s3} \approx \frac{i_x}{g_{m1}}$$

$$i_{d3} = -g_{m3} i_x \left( r_{o2} + \frac{1}{g_{m1}} \right)$$

$$i_x = -\frac{g_{m3} (g_{m1} r_{o2} + 1) i_x}{g_{m1}} + \frac{\left( v_x - \frac{i_x}{g_{m1}} \right)}{r_{o3}}$$

$$i_x \left( \frac{g_{m1} r_{o3} + g_{m3} r_{o3} (1 + g_{m1} r_{o2}) + 1}{g_{m1}} \right) = v_x$$

Se  $g_{m1} r_{o2} \gg 1$

$R_o \approx g_{m3} r_{o2} r_{o3}$

40





### Melhorias na fonte de corrente


- Espelho de Wilson – MOS



Para balancear as tensões

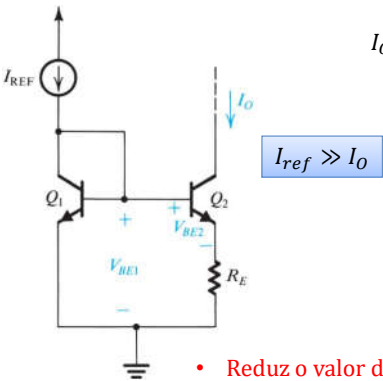
(c)

41



### Melhorias na fonte de corrente

- Espelho de Widlar



Desprezando a corrente de base

$$I_O = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \quad I_{ref} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} + R_E I_O$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) + R_E I_O$$


$$I_O R_E = V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_O}\right)$$

$$R_o \approx (1 + g_m R_E \parallel r_\pi) r_o$$

$I_{ref} \gg I_O$

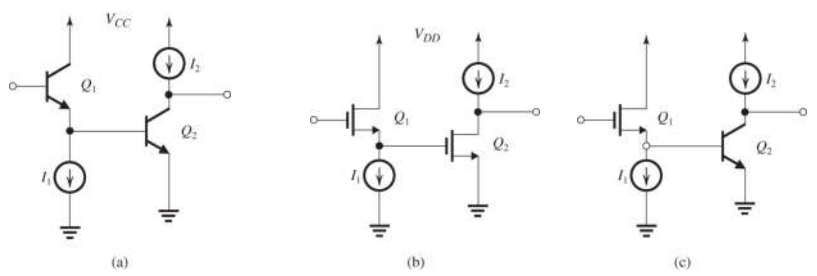
- Reduz o valor dos resistores em relação ao espelho comum;

42



**Outras soluções para o amplificador de tensão**

- Pares de estágios – CC-CE ou CD-CS



(a) (b) (c)

43



**Outras soluções para o amplificador de tensão**


- Pares de estágios – CC-CB



(a) (b) (c)

44

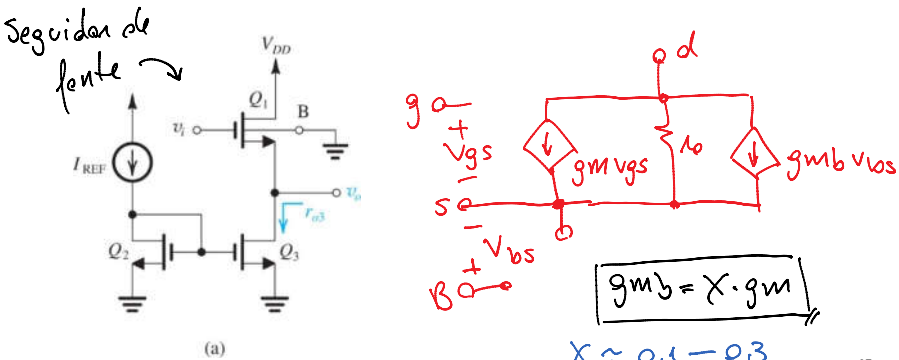
**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG



### Nota sobre circuitos integrados

- O efeito do substrato (Body)
  - MOSFETS em circuitos integrados não possuem um curto entre fonte e body;
  - Normalmente NMOS possuem o body conectado em -VSS e PMOS em +VCC

*Seguidor de fonte*




(a)

$g_{mb} = \chi \cdot g_m$   
 $\chi \approx 0,1 - 0,3$

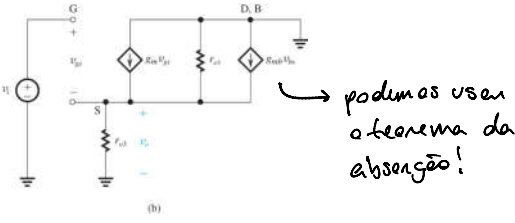
45

**gpe**  
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG



### Nota sobre circuitos integrados

- O efeito do substrato (Body)
  - MOSFETS em circuitos integrados não possuem um curto entre fonte e body;
  - Normalmente NMOS possuem o body conectado em -VSS e PMOS em +VCC



(b)

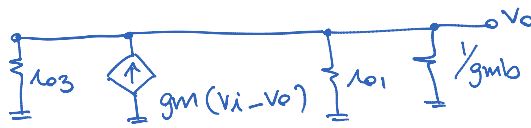
*podemos usar a teorema da ausência!*

$$v_o = g_m(v_i - v_o) \cdot R_L$$

$$R_L = r_{o3} \parallel r_{o1} \parallel \frac{1}{g_{mb}}$$


$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$$

Como,  
 $R_L \approx \frac{1}{g_{mb}}$



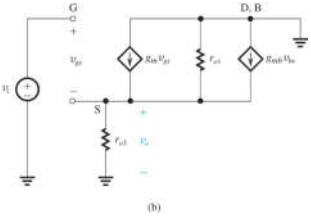
46

**gcp**  
GRUPO DE ELETRÔNICA  
DE POTÊNCIA DA UFMG



### Nota sobre circuitos integrados

- O efeito do substrato (Body)
  - MOSFETS em circuitos integrados não possuem um curto entre fonte e body;
  - Normalmente NMOS possuem o body conectado em -VSS e PMOS em +VCC



(b)

$$\Delta v = \frac{g_m R_c}{1 + g_m R_c} = \frac{g_m}{1 + \frac{g_m}{g_{mb}}}$$

$$g_{mb} = X \cdot g_m$$

$$\Delta v \approx \frac{1}{1 + X} \approx 0,91 - 0,77$$

47