

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

Escola de Engenharia de São Carlos
SEL0621 - Projetos de Circuitos Integrados Digitais I
Prof. Dr. João Pereira do Carmo

Projeto 7

Davi Diório Mendes	7546989
Nivaldo Henrique Bondança	7143909



2 de setembro de 2014

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

1	Critério para determinar a região de operação do transistor.	p. 5
---	--	------

Códigos Fontes

Introdução

TODO

Resumo

Neste laboratório será projetado um circuito para gerar corrente de referência. Para isso serão vistos o modo de operação de fraca inversão em transistores e conceitos de casamento de componentes. Na fonte de corrente final serão colocados *Pads* de alimentação.

Um transistor MOS pode estar operando, de acordo com a concentração de portadores no canal, em três regiões distintas que são:

- i Inversão Forte (*Strong Inversion*): a tensão V_{GS} (porta-fonte) é suficiente para formar um canal com concentração de portadores igual ou superior à concentração de portadores intrínseca do substrato. Observemos que o tipo de portador no canal é diferente do portador intrínseco do substrato. É esta a região de operação estudada normalmente.
- ii Inversão Fraca (*Weak Inversion*): a tensão V_{GS} (porta-fonte) está próxima à tensão de *threshold* do transistor, formando um canal com concentração de portadores inferior a concentração intrínseca de portadores do substrato. Utilizada para circuitos de baixíssimo consumo de potência.
- iii Inversão Moderada (*Moderate Inversion*): é uma região de transição, não muito bem definida, entre as regiões de inversão forte e inversão fraca. Equações que descrevem o transistor nesta faixa não são muito precisas.

Normalmente se verifica a região de operação do transistor analisando a corrente que passa no dreno. Um critério para determinar em qual região o transistor opera é apresentado na Tabela 1.

Tabela 1: Critério para determinar a região de operação do transistor.

Região de Operação	Condição
Inversão Forte	$LIM > 10$
Inversão Fraca	$LIM < 0,1$
Inversão Moderada	$0,1 < LIM < 10$

Nesta tabela temos que $LIM = \frac{I_D}{I_{Dlim}}$ e $I_{Dlim} = \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 \cdot (n \cdot V_T)^2$ onde I_D é a corrente de dreno; μ é a mobilidade dos portadores do canal; C_{ox} é a capacitância por área da porta; W e L são as dimensões do transistor; n = fator de inclinação de inversão fraca (seu valor depende

da tecnologia mas varia entre 1,2 e 1,6); e . Para a inversão fraca, a equação que descreve a operação do transistor MOS é

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{V_G/nV_T} \cdot \left(e^{-V_S/V_T} - e^{-V_D/V_T} \right) \quad (1)$$

onde V_G , V_S e V_D são, respectivamente, as tensão de *gate*, *source* e dreno relativas ao *bulk*; I_{D0} é uma constante da tecnologia com dimensão de corrente. Em operação normal, $V_D \gg V_T$ e, neste caso, ficamos reduzidos a seguinte relação

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{V_G/nV_T} \cdot e^{-V_S/V_T} \quad (2)$$

I_D será, portanto, uma função exponencial de aproximadamente V_{GS} (semelhante ao que ocorre em um transistor bipolar).

Questões

1. *O valor de g_m varia de acordo com sua região de operação. Na região de forte inversão temos que

$$g_m = \sqrt[2]{2 \cdot I_D \cdot \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L}} = \frac{2 \cdot I_D}{V_{GS} - V_T} \quad (3)$$

e na região de inversão moderada

$$g_m = \frac{I_D}{n \cdot V_T \cdot \sqrt[2]{1 + LIM}} \quad (4)$$

Determine o valor de g_m para o transistor operando na região de fraca inversão com $V_D \gg V_T$ e $n = 1$. Obs.: $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$

Como trata-se da região de inversão fraca, com $V_D \gg V_S$, sabe-se que

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{V_G/nV_T} \cdot e^{-V_S/V_T} \quad (5)$$

Tomando $n = 1$ e $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$,

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{V_G/V_T} \cdot e^{-V_S/V_T} \quad (6)$$

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{\frac{V_G - V_S}{V_T}} \quad (7)$$

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{\frac{V_{GS}}{V_T}} \quad (8)$$

$$\Rightarrow g_m = \frac{\partial \left(\frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{\frac{V_{GS}}{V_T}} \right)}{\partial V_{GS}} \quad (9)$$

$$(10)$$

$$\therefore g_m = \frac{1}{V_T} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{\frac{V_{GS}}{V_T}} \quad (11)$$

2. *Mostre que para uma corrente igual a I_{Dlim} os valores de g_m calculados considerando o transistor em fraca ou forte inversão coincidem.

Trabalhando a equação 8,

$$V_{GS} = V_T \cdot \ln \left(\frac{I_D}{(W/L) \cdot I_{D0}} \right) \quad (12)$$

Utilizando esse resultado com o obtido no exercício anterior (equação 11), tem-se

$$g_m = \frac{W}{L} \cdot \frac{I_{D0}}{V_T} \cdot e^{\frac{V_T \cdot \ln \left(\frac{I_D}{(W/L) \cdot I_{D0}} \right)}{V_T}} \quad (13)$$

$$\Rightarrow g_m = \frac{W}{L} \cdot \frac{I_{D0}}{V_T} \cdot \left(\frac{I_D}{(W/L) \cdot I_{D0}} \right) \quad (14)$$

$$\Rightarrow g_m = \frac{I_D}{V_T} \quad (15)$$

Considerando a corrente como I_{Dlim} , tem-se:

$$I_D = I_{Dlim} = \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 \cdot V_T^2 \quad (16)$$

$$\Rightarrow g_m = \frac{\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 \cdot V_T^2}{V_T} \quad (17)$$

$$\Rightarrow g_m = \sqrt[2]{\left(\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 \cdot V_T \right)^2} \quad (18)$$

$$\Rightarrow g_m = \sqrt[2]{\left(\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 \cdot V_T^2 \right) \cdot \left(\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 \right)} \quad (19)$$

$$\Rightarrow g_m = \sqrt[2]{I_D \cdot \left(\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot 2 \right)} \quad (20)$$

Reajitando a expressão, pode-se observar que as equações de g_m para os casos de inversão

forte e fraca coincidem.

$$\therefore g_m = \sqrt[2]{2 \cdot I_D \cdot \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L}} \quad (21)$$

3. *Considere os dois espelhos de corrente apresentados na Figura ???. Um deles é um espelho de convencional e o outro é um espelho de corrente de Wilson. **3.1** Em que circunstância, no espelho convencional, a corrente de saída I_0 é exatamente igual à corrente I_{REF} . **3.2** Determine a impedância de saída do espelho convencional. **3.3** Caso este valor for pequeno qual é a consequência? Como ele pode ser aumentado? **3.4** Determine a impedância de saída do espelho Wilson e mostre que é aproximadamente igual a

$$\frac{V_0}{I_0} \approx \frac{g_{m1}}{g_{o1}} \cdot \frac{g_{m3}}{g_{m2}} \cdot \frac{1}{g_{o3}} \approx \frac{g_{m1}}{g_{o1}} \cdot \frac{1}{g_{o3}} \quad (22)$$

para o caso onde M_1 é igual a M_2 (ignore o efeito de corpo) **3.5** Compare a impedância de saída das duas configurações. Qual é maior? **3.5** Qual a desvantagem do espelho de Wilson?

4. *Considere o circuito da figura abaixo (Fig. ??). Este circuito é formado pelo espelho de corrente M_3 , M_4 e M_5 e os transistores trabalhando em fraca inversão M_1 e M_2 . Ele serve para gerar uma corrente de referência I_S . Considere que $-\left(\frac{W}{L}\right)_{M_4}$ é **M** vezes maior que $\left(\frac{W}{L}\right)_{M_3}$; $-\left(\frac{W}{L}\right)_{M_2}$ é **N** vezes maior que $\left(\frac{W}{L}\right)_{M_1}$; $-\left(\frac{W}{L}\right)_{M_5}$ é **X** vezes maior que $\left(\frac{W}{L}\right)_{M_3}$. Mostre que a corrente de saída tem, quando os transistores M_3 , M_4 e M_5 estão em saturação, a expressão

$$I_S = X \cdot \frac{V_T}{R} \cdot \ln(M \cdot N) \quad (23)$$

Devido ao espelho de corrente formado pelos transistores M_3 e M_4 , e suas relações de tamanho, tem-se que a relação das correntes de M_1 e M_2 é **M**, desta forma

$$\frac{I_1}{I_2} = M \quad (24)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \cdot \frac{e^{V_{G1}/n \cdot V_T} \cdot e^{-V_{S1}/V_T}}{e^{V_{G2}/n \cdot V_T} \cdot e^{-V_{S2}/V_T}} \quad (25)$$

$$(26)$$

Pela relação de tamanho de M_1 e M_2 e sabendo que $V_{G1} = V_{G2}$,

$$\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} = N \quad (27)$$

$$M = \frac{I_1}{I_2} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \cdot \frac{e^{-V_{S1}/V_T}}{e^{-V_{S2}/V_T}} \quad (28)$$

$$\Rightarrow M = \frac{1}{N} \cdot e^{\frac{(V_{S2} - V_{S1})}{V_T}} \quad (29)$$

$$\Rightarrow MN = e^{\frac{(V_{S2} - V_{S1})}{V_T}} \quad (30)$$

Como $I_{M3} = I_{M2}$ e $I_S = X \cdot I_{M3}$,

$$\Rightarrow V_{S2} = R \cdot \frac{I_S}{X} \quad (31)$$

Juntando estes resultados e sabendo que $V_{S1} = 0V$,

$$MN = e^{\frac{R \cdot I_S}{X \cdot V_T}} \quad (32)$$

$$\Rightarrow \ln(MN) = \frac{R \cdot I_S}{X \cdot V_T} \quad (33)$$

$$\therefore I_S = X \cdot \frac{V_T}{R} \cdot \ln(MN) \quad (34)$$

5. *Considere os valores $M = 2$, $N = 1$ e $X = 1$. Determine através de equações os valores (W/L) dos transistores e de R para que $I_S = 1,95\mu A$ (valor fornecido pelo professor) O circuito deve funcionar para tensões na saída (dreno de M_5) tão altas quanto ($V_{DD} - 0,4V$). Considere que M_3 , M_4 e M_5 estão em forte inversão.

Utilizando o resultado do exercício anterior, os valores fornecidos de M , N e X e sabendo que $V_T = 26mV$, tem-se

$$I_S = X \cdot \frac{V_T}{R} \cdot \ln(M \cdot N) \quad (35)$$

$$1,95 \cdot 10^{-6} = 1 \cdot \frac{26 \cdot 10^{-3}}{R} \cdot \ln(2 \cdot 1) \quad (36)$$

$$\Rightarrow R = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{1,95 \cdot 10^{-6}} \cdot \ln(2) \quad (37)$$

$$\therefore R = 9,24k\Omega \quad (38)$$

Considerando que os transistores M_1 e M_2 estão operando em fraca inversão

$$LIM < 0,1 \quad (39)$$

$$\frac{I_D}{I_{Dlim}} < 0,1 \quad (40)$$

$$(41)$$

Sabendo que $(W/L)_1 = (W/L)_2$ devido a $N = 1$, e que a corrente no dreno do transistore M_1 equivale a $M \cdot \frac{I_S}{X}$,

$$M \cdot \frac{I_S/X}{I_{Dlim}} < \frac{1}{10} \quad (42)$$

Sendo $I_{Dlim} = \mu \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot 2 \cdot (n \cdot V_T)^2$

$$M \cdot \frac{I_S}{X} < \frac{\mu_P \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_2 \cdot 2 \cdot (n \cdot V_T)^2}{10} \quad (43)$$

$$\Rightarrow (W/L)_2 > \frac{M \cdot I_S \cdot 5}{X \cdot \mu_P \cdot C_{ox} \cdot (n \cdot V_T)^2} \quad (44)$$

Substituindo os valores,

$$(W/L)_1 = (W/L)_2 > 1,50 \quad (45)$$

O transistor M_5 opera em forte inversão, logo

$$LIM > 10 \quad (46)$$

$$\frac{I_D}{I_{Dlim}} > 10 \quad (47)$$

$$I_D = I_S > 10 \cdot I_{Dlim} \quad (48)$$

$$I_S > 10 \cdot \mu_P \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_5 \cdot 2 \cdot (n \cdot V_T)^2 \quad (49)$$

$$\Rightarrow (W/L)_5 < \frac{I_S}{20 \cdot \mu_P \cdot C_{ox} \cdot (n \cdot V_T)^2} \quad (50)$$

Como $X = 1$, $(W/L)_3 = (W/L)_5$, portanto

$$(W/L)_3 = (W/L)_5 < 8,43 \cdot 10^{-3} \quad (51)$$

Como $M = 2$, $(W/L)_4 = M \cdot (W/L)_3$, então

$$(W/L)_4 < 16,87 \cdot 10^{-3} \quad (52)$$

Para garantir que o transistor M_5 esteja na região de saturação,

$$V_{GD} > 0 \quad (53)$$

$$V_G - V_D > 0 \quad (54)$$

$$(55)$$

Como, no caso extremo $V_D = V_{DD} - 0,4V$,

$$V_G - (V_{DD} - 0,4) > 0 \quad (56)$$

$$V_G - V_{DD} > -0,4 \quad (57)$$

$$V_{DD} - V_G < 0,4 \quad (58)$$

$$(59)$$

Sabendo que $V_{DD} = V_S$,

$$V_S - V_G < 0,4 \quad (60)$$

Para utilizar o resultado numa equação conhecido, eleva-se ao quadrado

$$(V_S - V_G)^2 = (V_G - V_S)^2 = V_{GS}^2 < 0,16 \quad (61)$$

Usando a equação da saturação,

$$I_S = \mu \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_5 \cdot \frac{V_{GS}^2}{2} \quad (62)$$

$$\Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{2 \cdot I_S}{\mu \cdot C_{ox} \cdot V_{GS}^2} \quad (63)$$

$$\Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_5 > \frac{2 \cdot I_S}{\mu \cdot C_{ox} \cdot 0,16} \quad (64)$$

$$\therefore \left(\frac{W}{L}\right)_5 > 1,82 \cdot 10^{-3} \quad (65)$$

$$(66)$$

6. *Utilize as dimensões $L_1 = 1,0\mu m$ e $L_3 = 2,0\mu m$ para o comprimento de canal dos transistores M_1 e M_3 . Quais são as dimensões de L que devem ser utilizadas nos transistores M_2 , M_4 e M_5 . Por quê? Determine as dimensões da largura de canal W de todos os transistores (mostre numa tabela as dimensões determinadas).

7. *Escreva o arquivo de entrada para simulação da fonte de corrente tomando cuidado em manter os transistores casados. Faça uma simulação do tipo DC variando V_{DD} entre 0V e 5V (considere o dreno de M_5 em 0V). Medir as correntes que passam pelos transistores M_4 e M_3 para $V_{DD} = 3,0V$. (verifique se a relação entre estas correntes esta dentro do esperado e se não estiver corrija). O que acontece com a corrente na saída quando aumentamos V_{DD} ? Por quê?

8. *Ajuste o valor de R para que a corrente de saída em $V_{DD} = 3,0V$ seja a desejada no projeto (valor nominal). Apresente então o gráfico $I_S \times V_{DD}$.

9. *Determine a faixa de valores de V_{DD} para a qual a condição $I_0(0,98) < I_S < I_0(1,02)$ seja observada, onde I_0 é a corrente para $V_{DD} = 3,0V$. Qual é o valor mínimo de V_{DD} achado? Chamaremos a faixa de tensão encontrada acima de faixa de operação do circuito para variações de $\pm 2\%$.

10. *Caso desejemos ter pequenas variações de corrente mesmo para uma ampla variação da tensão de alimentação, quais modificações podem ser realizadas no projeto?

11. *Reprojetar o circuito com modificações para reduzir a sua sensibilidade a variações

de V_{DD} . Tomar cuidado para que as dimensões não aumentem muito e que a faixa de operação não seja muito reduzida. Apresente o esquemático do circuito, com as dimensões escolhidas, e o novo gráfico $I_S V_{DD}$.

12. *Alguns circuitos analógicos necessitam de um circuito de start-up para começarem a funcionar (por exemplo, fontes de corrente, osciladores, etc.). Verifique por simulação se a fonte de corrente necessita de um start-up (considere algumas tensões iniciais nos nós do circuito e verifique, através de simulação de transitório, se o circuito vai ou não para o ponto de operação correto). Caso haja alguma condição inicial em que o circuito não funcione, apresente figura da simulação. Qual comando deve ser utilizado para impor condições iniciais, *.IC* ou *.NODESET*?

13. Ajustar o valor de R para que a corrente em M_5 tenha o valor nominal desejado quando $V_{DD} = 3,0V$.

14. *Como deve ser desenhado o resistor (verificar no manual ENG-183_rev3.pdf como é feita a definição de um resistor)? Qual material é adequado para construí-lo?

15. *Fazer a fonte de corrente (esquemático, símbolo com a localização do *layout*, *layout*, verificações, LVS, etc.). Observe que: **a.** para gerar automaticamente o *layout* use o *viewpoint*. Caso seja usado o esquemático os resistores não serão criados; **b.** tomar cuidado para garantir o melhor casamento entre os transistores M_3 , M_4 e M_5 ; também cuidar do casamento entre os transistores M_1 e M_2 . Quais são as dimensões do circuito completo (utilizar o comando **Report – Windows** do ICSTATION)? Apresente o *layout* do circuito.

16. *Extrair o circuito do *layout* e determinar: **a.** corrente de saída para $V_{DD} = 3,0V$ (usar modelo típico); **b.** com simulação Monte Carlos, ao menos 200 simulações, traçar o gráfico número de resultados X corrente de saída em $V_{DD} = 3,0V$. Ache o valor médio; **c.** Para $V_{DD} = 3,0V$, qual é a máxima tensão que podemos aplicar na saída e a fonte continuar funcionando (considere que quando a corrente variou 2%, deixou de funcionar). Obs.: O extrator gera a linha do resistor erradamente. O resistor deve ser um subcircuito. Acrescente X no início da linha gerada para o resistor. Adicionalmente deve ser acrescentado ao arquivo de simulação o modelo do resistor que se encontra em */local/tools/dkit/ams_3.70/c35/eldo/restm.mod*.

17. *Realize a simulação DC do circuito com a temperatura variando de $-20^{\circ}C$ até $100^{\circ}C$, em passos de $5,0^{\circ}C$ ($V_{DD} = 3,0V$). Abaixo há um exemplo de como devem ficar os comandos: *.option precise .DC temp -30 120 10 .probe DC Id(Mp1)*

18. *Apresente a curva I_S x Temperatura e determine os valores extremos da corrente. Compare a dependência teórica de I_S com a temperatura e os resultados?

19. *Vamos determinar a influência de ruídos da tensão de alimentação na corrente de saída.

Para isso podemos utilizar simulações do tipo AC. O que faz uma simulação dessas?

20. *Aplique um sinal AC na tensão de alimentação e faça uma simulação AC de 1,0 KHz a 100 MHz analisando 10 pontos por década (ver comando .AC). Abaixo há um exemplo de como devem ficar os comandos: Vd vd 0 3V AC 1 .AC DEC 10 1K 10MEG .probe AC Id(Mn4) Vd(5) v(6)

21. *Apresente o gráfico I_S (em dB) x frequência (em escala logarítmica)(mostre os comandos do ELDO utilizados). Caso se deseje que o ruído na saída se mantenha inferior 1% da corrente nominal, para um ruído de 0,1 V na fonte de alimentação, qual a máxima frequência que o ruído pode ter?

22. *Caso a fonte de alimentação apresente ruídos acima de 0,1 V em frequências acima da permitida, qual providência simples pode ser tomada para reduzi-los?

23. *Tecnologias CMOS são desenvolvidas para fornecer transistores MOS, NMOS e PMOS. Apesar disso, não raramente são também disponibilizados transistores bipolares. Verifique os transistores bipolares LAT2 e Vert10 fornecidos pela AMS, manual ENG-183. Que tipo de transistores são (NPN ou PNP) e por que são chamados de lateral, LAT2, e vertical, VERT10?

24. *Verifique o comportamento do transistor VERT10 com a temperatura. Para isso conecte o emissor dele a uma fonte de corrente (valor de corrente igual ao que você usou no projeto), a base e coletor ao terra e faça. Apresente o gráfico V_{BE} x Temperatura. A declaração do transistor é: Qname coletor base emissor VERT10 O modelo VERT10 encontra-se no fim do material. Grandezas PTAT (Proportional To Absolute Temperature), como a corrente da fonte de corrente, e CTAT (Complementary To Absolute Temperature), como o V_{BE} de um bipolar, podem ser utilizadas para gerar um sinal independente da temperatura. Para isto basta somá-las, cada uma multiplicada por um coeficiente de ajuste, de forma que as variações com a temperatura se cancelem, como mostra a Figura ??.

Um circuito que realiza semelhante soma é apresentado na Figura ??.

Nela podemos ver que: – a tensão de saída é igual a soma entre a tensão em R_2 , $(I_R \cdot R_2)$ que é PTAT, e a tensão V_{BE} do transistor; – o valor de R_2 serve para ajustar a relação entre essas duas tensões.

25. *Projete uma fonte de tensão de referencia similar a da Figura ?? mas utilize a fonte de corrente que você projetou (questão 15). Na fonte de tensão faça com que a corrente do bipolar seja igual à corrente que passa pelo resistor R_1 (Figura ??). O valor de R_2 deve ser ajustado para

que Coeficiente de Temperatura¹ seja inferior a 50 ppm/°C, para a temperaturas variando entre -10°C e 100°C. Apresente o esquemático do circuito completo, as dimensões dos transistores e os valores dos resistores. Apresente também o gráfico V_{REF} x Temperatura.

V_{MAX} = Máximo valor de V_{REF} para $t \in [-10^\circ\text{C}, 100^\circ\text{C}]$

V_{MIN} = Mínimo valor de V_{REF} para $t \in [-10^\circ\text{C}, 100^\circ\text{C}]$

$$\text{Coeficiente de Temperatura} = \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{REF}} \cdot \frac{1}{100 - (-10)} \cdot 10^6 \quad (67)$$

Obs.: Caso a tensão de saída esteja variando muito com a temperatura, reajuste o valor de R_2 .

26. *Desenhe o *layout* da fonte de tensão completa. Utilize o transistor vertical PRIM-LAB/VERT10 da biblioteca. Ajuste o comprimento de R_2 no *layout* para que o coeficiente de temperatura do circuito extraído se mantenha abaixo de 50 ppm/°C. Obs.: o transistor bipolar extraído vem com o parâmetro Area. Apague este parâmetro senão ficará errado.

27. *Adicione ao *layout Pads* de V_{DD} e GND. Passar o DRC para verificar se tudo está correto. Quais são as dimensões do circuito com os *Pads*? Apresente o *layout* do circuito e o gráfico V_{REF} x Temperatura para valores de V_{DD} de 2,0 V, 2,5 V e 3,0V. Obs.: um bloco de *Pad* pode ser encontrado na biblioteca IOLIB_4M, célula g-padonly.

Alguns dados adicionais: os transistores MOS, apesar de terem em primeira ordem um funcionamento simples, precisam de modelos que são cada vez mais sofisticados. Um dos modelos mais conhecidos, e não por isso o melhor, é o BSIM (Berkeley Short Channel IGFET Model, <http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/>). Este modelo teve diversas edições e versões. Abaixo há exemplo dos parâmetros do modelo BSIM3V3 para a tecnologia CMOS 0,35μm da AMS.

Obs.: U_0 é a mobilidade inicial e tem unidade de $\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$; TOX é a espessura do óxido em metros; $\epsilon_{ox} = 3,5 \times 10^{-13} \text{ F/cm}$

```
.MODEL MODN NMOS LEVEL=53 MODTYPE=ELDO
*
* -----
***** SIMULATION PARAMETERS *****
* -----
* format      : ELDO, AccusimII, Continuum
* model       : MOS BSIM3v3
```

¹ Coeficiente de Temperatura: parte por milhão por grau Celsius

```

* process      : C35
* revision     : 2;
* extracted    : B10866 ; 2002-12; ese(487)
* doc#         : ENG-182 REV\_2
* -----
*                                     TYPICAL MEAN CONDITION
* -----
+THMLEV =0
*      *** Flags ***
+MOBMOD =1.000e+00 CAPMOD =2.000e+00 NQSMOD =0.000e+00 NOIMOD =3.000e+00 DERIV  =1
*      *** Threshold voltage related model parameters ***
+K1      =5.0296e-01 K2      =3.3985e-02 K3      =-1.136e+00 K3B      =-4.399e-01 NPEAK
+VOFF     =-8.925e-02 DVT0    =5.000e+01 DVT1     =1.039e+00 DVT2     =-8.375e-03 KETA     =
+PSCBE1   =3.518e+08 PSCBE2  =7.491e-05 DVTOW    =1.089e-01 DVT1W    =6.671e+04 DVT2W    =-1
*      *** Mobility related model parameters ***
+UA       =4.705e-12 UB       =2.137e-18 UC       =1.000e-20 U0 = 4.758e+02
*      *** Subthreshold related parameters ***
+DSUB     =5.000e-01 ETA0     =1.415e-02 ETAB     =-1.221e-01 NFACTOR=4.136e-01
*      *** Saturation related parameters ***
+EM       =4.100e+07 PCLM     =6.948e-01 PDIBLC1=3.571e-01 PDIBLC2=2.065e-03 DROUT  =5.
+A0       =2.541e+00 A1       =0.000e+00 A2       =1.000e+00 PVAG =0.000e+00 VSAT =1.338e
+B0       =4.301e-09 B1       =0.000e+00 DELTA    =1.442e-02 PDIBLCB=3.222e-01
*      *** Geometry modulation related parameters ***
+W0       =2.673e-07 DLC      =3.0000e-08 DWC      =9.403e-08 DWB      =0.000e+00 DWG      =0
+LL       =0.000e+00 LW      =0.000e+00 LWL      =0.000e+00 LLN      =1.000e+00 LWN      =1.000e
+WW       =-1.297e-14 WWL     =-9.411e-21 WLN      =1.000e+00 WWN      =1.000e+00
*      *** Temperature effect parameters ***
+AT       =3.300e+04 UTE      =-1.800e+00 KT1      =-3.302e-01 KT2      =2.200e-02 KT1L     =
+UA1      =0.000e+00 UB1      =0.000e+00 UC1      =0.000e+00 PRT      =0.000e+00
*      *** Overlap capacitance related and dynamic model parameters ***
+CGDO =1.300e-10 CGSO =1.200e-10 CGBO =1.100e-10 CGDL =1.310e-10 CGSL =1.310e-10 CK
+CF     =0.000e+00 ELM      =5.000e+00 XPART    =1.000e+00 CLC      =1.000e-15 CLE      =6.
*      *** Parasitic resistance and capacitance related model parameters ***
+RDSW    =3.449e+02 CDSC     =0.000e+00 CDSCB    =1.500e-03 CDSCD    =1.000e-03
+PRWB    =-2.416e-01 PRWG    =0.000e+00 CIT      =4.441e-04

```

* *** Process and parameters extraction related model parameters ***

+TOX = 7.575e-09 NGATE =0.000e+00 NLX =1.888e-07 XL =0.000e+00 XW =0.0

* *** Substrate current related model parameters ***

+ALPHA0 =0.000e+00 BETA0 =3.000e+01