

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

SEL0621

Projetos de Circuitos Integrados Digitais I
Projeto 2

Alisson Prado da Cruz 7173890
Erian Bordin 6872331

São Carlos, setembro de 2013

Questão 1

Sabe-se que, para o caso em que há fraca inversão e $V_D \gg V_T$, I_D é dado por:

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

Tem-se que $n = 1$, logo:

$$I_D = \frac{W}{L} * I_{D0} * e^{(\frac{V_G}{V_T} - \frac{V_S}{V_T})} = \frac{W}{L} * I_{D0} * e^{\frac{V_{GS}}{V_T}}$$

Portanto g_m será dado por:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial (\frac{W}{L} * I_{D0} * e^{\frac{V_{GS}}{V_T}})}{\partial V_{GS}} = \frac{1}{V_T} * \frac{W}{L} * I_{D0} * e^{\frac{V_{GS}}{V_T}}$$

$$g_m = \frac{W}{L} * \frac{I_{D0}}{V_T} * e^{\frac{V_{GS}}{V_T}}$$

Questão 2

Como foi explicitado no enunciado da *Questão 1*, o valor de g_m na região de forte inversão é dado por:

$$g_m = \sqrt{2 I_D \mu C_{ox} \frac{W}{L}} \quad (\text{forte inversão})$$

Agora considerando-se o transistor em fraca inversão, temos que:

$$I_D = \frac{W}{L} * I_{D0} * e^{\frac{V_{GS}}{V_T}} \Rightarrow V_{GS} = V_T * \ln \left(\frac{I_{D0}}{W/L * I_{D0}} \right)$$

Substituindo V_{GS} na equação de g_m em fraca inversão:

$$g_m = \frac{W}{L} * \frac{I_{D0}}{V_T} * e^{\frac{V_T * \ln(\frac{I_{D0}}{W/L * I_{D0}})}{V_T}} = \frac{W}{L} * \frac{I_{D0}}{V_T} * \frac{I_{D0}}{\frac{W}{L} * I_{D0}} = \frac{I_{D0}}{V_T} \quad (\text{i})$$

Uma vez que está sendo considerada uma corrente igual a I_{Dlim} , então:

$$I_{D0} = I_{Dlim} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} 2 V_t^2 \quad (\text{ii})$$

De (i) e (ii), obtém-se:

$$g_m = \frac{I_{D0}}{V_T} = \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} 2 V_t^2}{V_t} = \sqrt{\left(\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} 2 V_t \right)^2}$$

$$g_m = \sqrt{\left(\mu_n * C_{ox} * \frac{W}{L} * 2 * V_t^2 \right) * \left(\mu_n * C_{ox} * \frac{W}{L} * 2 \right)} = \sqrt{I_D * \left(\mu_n * C_{ox} * \frac{W}{L} * 2 \right)}$$

$$\therefore g_m = \sqrt{2 I_D \mu C_{ox} \frac{W}{L}} \quad (\text{fraça inversão})$$

Logo, uma vez que tal equação equivale à expressão de g_m para o caso de forte inversão, conclui-se que **de fato os valores de g_m coincidem para uma corrente igual a I_{Dlim}** .

Questão 3

3.1.

Para que tais correntes sejam iguais no espelho convencional, é necessário que as tensões entre o *source* e o dreno dos dois transistores sejam iguais, assim como as relações W/L devem ser idênticas.

3.2.

Ver Anexo 3.2.

3.3.

Se a impedância tiver um valor pequeno, significa que há uma maior variabilidade da corrente em relação à tensão aplicadas ao espelho de corrente. Isso implica que a corrente de saída

do espelho de corrente varia em função da carga em sua saída e, portanto, o circuito deixa de funcionar corretamente (uma vez que o esperado é que a corrente de saída seja constante).

É possível aumentar o valor da impedância de saída aumentando o comprimento dos transistores, já que o valor de V é diretamente proporcional ao L dos transistores.

3.4.

Ver Anexo 3.4.

3.5.

Uma vez que g_m é muito maior que g_0 , tem-se que o termo $g_m/g_0 \gg 1$, logo a impedância de saída do espelho de corrente de Wilson é maior que a impedância da fonte de corrente convencional.

3.6.

No caso apresentado, as tensões de dreno de M_1 e M_2 são diferentes. Desse modo, as tensões entre dreno e *source* dos dois transistores são diferentes, o que amplifica o efeito de modulação de canal e, portanto, faz com que as correntes que passam pelos transistores sejam diferentes (deixando de funcionar como um espelho de corrente).

Outra desvantagem é que é necessária uma tensão de alimentação maior do que num espelho de corrente convencional, devido ao seu maior número de transistores em série.

Questão 4

Uma vez que $I_1 = M I_2$, temos que:

$$\begin{aligned} \frac{I_1}{I_2} = M &\Rightarrow M = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \frac{e^{V_o \ln V_T} e^{-V_{s1}/V_T}}{e^{V_o \ln V_T} e^{-V_{s2}/V_T}} = \frac{1}{N} \frac{e^{-V_{s1}/V_T}}{e^{-V_{s2}/V_T}} \\ &\Rightarrow MN = e^{(V_{s2}-V_{s1})/V_T} \end{aligned}$$

Mas, a partir do circuito, é possível observar que $V_{s1} = 0$ e $V_{s2} = RI_0$. Logo:

$$MN = e^{RI_0/V_T} \Rightarrow \ln(MN) = \frac{RI_0}{V_T} \Rightarrow I_0 = \frac{V_T}{R} \ln(MN)$$

Já que $I_S = X I_0$:

$$I_S = X \frac{V_T}{R} \ln(MN)$$

Questão 5

Considerando-se a equação de I_S encontrada no exercício anterior, e sendo $I_S = 1,2 \mu A$ (valor determinado pelo professor):

$$I_S = X \frac{V_T}{R} \ln(MN) = 1 * \frac{26 * 10^{-3}}{R} \ln(2)$$

$$\Rightarrow R = \frac{26 * 10^{-3}}{I_S} \ln(2) = \frac{26 * 10^{-3}}{1,2 * 10^{-6}} \ln(2) \Rightarrow R = 15,02 k\Omega$$

M_1 e M_2 trabalham em fraca inversão, portanto:

$$LIM < 0,1 \Rightarrow \frac{I_D}{I_{D \text{ lim}}} < 0,1 \Rightarrow \frac{I_S}{X} M < 0,1 I_{D \text{ lim}}$$

$$\frac{I_S}{X} M < 0,1 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 * 2 (n V_t)^2 \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_1 > \frac{M \cdot I_S}{X \cdot 0,1 \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot 2 \cdot (n V_t)^2} \quad (i)$$

A partir dos valores de μ_n , ϵ_{ox} e T_{ox} encontrados no modelo de simulação dado (transistor NMOS):

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}} = \frac{3,5 * 10^{-13}}{7,575 * 10^{-7}} = 4,62 * 10^{-7} F/cm^2$$

$$\mu_n = 475,8 cm^2/V.s$$

O fator de inclinação de inversão fraca, n , está no intervalo de 1,2 a 1,6. Assim, adota-se o valor de 1,2, de modo que o termo direito da desigualdade seja o maior possível. Logo, substituindo os valores de C_{ox} , μ_n e n na equação (i) :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 > \frac{2 * 1,2 * 10^{-6}}{1 * 0,1 * 475,8 * 4,62 * 10^{-7} * 2 * (1,2 * 26 * 10^{-3})^2}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 > 56,1$$

Como $N = 1$, o valor de $\left(\frac{W}{L}\right)_2$ será igual ao valor de $\left(\frac{W}{L}\right)_1$. Portanto:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 > 56,1$$

Para o transistor M₅, o qual opera em forte inversão, temos que:

$$LIM = \frac{I_D}{I_{D\ lim}} > 10 \Rightarrow LIM = \frac{X I_S}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_5 * 2 (n V_t)^2} > 10$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 < \frac{I_S}{10 \mu_p C_{ox} 2 (n V_t)^2} \quad (ii)$$

A partir dos valores de μ_p , ϵ_{ox} e T_{ox} encontrados no modelo de simulação dado (transistor PMOS):

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}} = \frac{3,5 * 10^{-13}}{7,754 * 10^{-7}} = 4,51 * 10^{-7} F/cm^2$$

$$\mu_p = 148,2 \text{ cm}^2/V.s$$

Com relação ao fator de inclinação de inversão fraca, n , adota-se o valor de 1,6, de modo que o termo direito da desigualdade seja o menor possível. Logo, substituindo os valores de C_{ox} , μ_p e n na equação (ii) :

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 < \frac{1,2 * 10^{-6}}{10 * 148,2 * 4,51 * 10^{-7} * 2 * (1,6 * 26 * 10^{-3})^2}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 < 0,52$$

Uma vez que $X = 1$ e $M = 2$:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 < 0,52$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_4 < 1,04$$

Contudo, é necessário garantir que o transistor M₅ esteja em saturação, situação na qual $\left(\frac{W}{L}\right)_5$ não pode ser muito pequeno. Logo:

$$\mu_p \frac{C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_5 (V_{GS} + |V_{tp}|)^2 = I_S$$

$$\Rightarrow (V_{GS} + |V_{tp}|)^2 = \frac{2 I_S}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_5} \quad (iii)$$

Para que esteja saturado:

$$V_D - V_G < |V_{tp}| \Rightarrow V_G - V_D + |V_{tp}| \geq 0$$

Considerando que no pior caso $V_D = V_{DD} - 0,4$ e que $V_S = V_{DD}$:

$$\begin{aligned} V_G - V_{DD} + 0,4 + |V_{tp}| &\geq 0 \Rightarrow (V_G - V_S) + |V_{tp}| \geq -0,4 \\ \Rightarrow -(V_{GS} + |V_{tp}|) &\leq 0,4 \quad \Rightarrow \quad (V_{GS} + |V_{tp}|)^2 < 0,16 \quad (iv) \end{aligned}$$

Substituindo (iii) em (iv), obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{2 I_S}{\mu_P C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_5} < 0,16 &\Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_5 > \frac{2 I_S}{0,16 \mu_P C_{ox}} = \frac{2 * 1,2 * 10^{-6}}{0,16 * 148,2 * 4,51 * 10^{-7}} \\ &\left(\frac{W}{L}\right)_5 > 0,22 \\ \therefore 0,22 &< \left(\frac{W}{L}\right)_5 < 0,52 \end{aligned}$$

Questão 6

Para um melhor funcionamento do circuito, as dimensões de L para transistores de mesmo tipo devem ter a mesma dimensão. Assim, determinar valores equivalentes de L para os transistores PMOS (e fazer o mesmo para os NMOS) permite um melhor funcionamento dos espelhos de corrente, além de facilitar sua construção no *layout*.

Logo, os valores de L serão os seguintes:

$$L_1 = L_2 = 1 \mu m$$

$$L_3 = L_4 = L_5 = 2 \mu m$$

Os valores de L e seus respectivos W e W/L são apresentados na *Tabela 6.1* a seguir. Os valores de W/L respeitam as equações determinadas na questão anterior.

Tabela 6.1 - Dimensões adotadas para os transistores.

Transistor	W [μm]	L [μm]	W/L
M1	60	1	60
M2	60	1	60
M3	0,80	2	0,40
M4	1,60	2	0,80
M5	0,80	2	0,40

Questão 7

A seguir, no *Código 7.1*, apresenta-se o arquivo de entrada para simulação da fonte de corrente, tomando para os transistores os valores definidos na questão anterior.

```

M1 v2 v2 VSS VSS MODN w=60u l=1u AD='0.85u*60u'
AS='0.85u*60u' PD='2*0.85u+60u' PS='2*0.85u+60u'

M2 v1 v2 v3 VSS MODN w=60u l=1u AD='0.85u*60u'
AS='0.85u*60u' PD='2*0.85u+60u' PS='2*0.85u+60u'

M3 v1 v1 VDD VDD MODP w=0.8u l=2u AD='0.85u*0.8u'
AS='0.85u*0.8u' PD='2*0.85u+0.8u' PS='2*0.85u+0.8u'

M4 v2 v1 VDD VDD MODP w=1.6u l=2u AD='0.85u*1.6u'
AS='0.85u*1.6u' PD='2*0.85u+1.6u' PS='2*0.85u+1.6u'

M5 VSS v1 VDD VDD MODP w=0.8u l=2u AD='0.85u*0.8u'
AS='0.85u*0.8u' PD='2*0.85u+0.8u' PS='2*0.85u+0.8u'

R v3 VSS 15.02k

Vd VDD 0 3V
Vs VSS 0 0V

.op
.DC Vd 0 5 0.01

.probe DC Is(M4) Is(M3)

.include "tipico.mod"

```

Código 7.1 – Arquivo de entrada para simulação da fonte de corrente.

O resultado de tal simulação é apresentado na *Figura 7.1* a seguir. Nela, estão evidenciadas as correntes de saída dos transistores M₃ e M₄, e também o valor da metade da corrente de M₄.

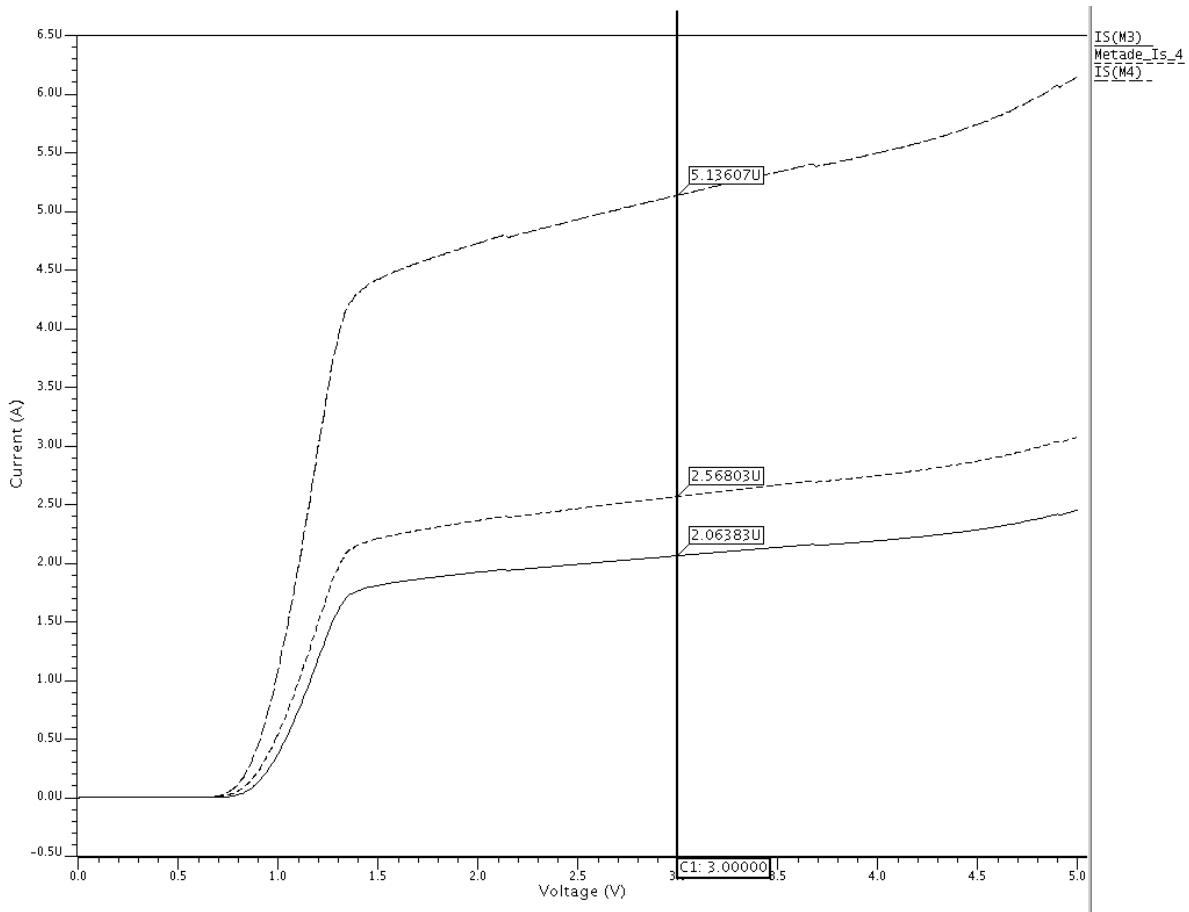


Figura 7.1 – Correntes de saída dos transistores M_3 e M_4 da fonte de corrente.

A relação esperada entre as correntes era de que a corrente que passa pelo transistor M_4 fosse o dobro da corrente em M_3 (logo, a curva correspondente à metade da corrente em M_4 deveria se aproximar da corrente de M_3). Isso não é obedecido devido ao fato de que o simulador considera que, durante a fabricação do circuito, as dimensões dos transistores não são seguidas fielmente devido a limitações que não podem ser controladas. Assim, as dimensões reais dos transistores não correspondem às teóricas, o que explica a diferença entre as curvas.

Pode-se aproximar o valor das correntes substituindo o transistor M_4 por dois transistores equivalentes em paralelo. Logo, o transistor M_4 de $W = 1,6 \mu m$ e $L = 2 \mu m$ é substituído por dois transistores idênticos em paralelo, de dimensões $W = 0,8 \mu m$ e $L = 2 \mu m$. Tais modificações foram realizadas, e seus respectivos código e saída são apresentados a seguir, no *Código 7.2* e *Figura 7.2*. Como pode ser visto, as novas correntes obedecem à proporção desejada (corrente em M_4 é o dobro da corrente em M_3).

Com relação à corrente na saída, ela aumenta à medida que aumenta-se a tensão de alimentação. Isso se deve ao efeito da modulação de canal.

```

M1 v2 v2 VSS VSS MODN w=60u l=1u AD='0.85u*60u'
AS='0.85u*60u' PD='2*0.85u+60u' PS='2*0.85u+60u'

M2 v1 v2 v3 VSS MODN w=60u l=1u AD='0.85u*60u'
AS='0.85u*60u' PD='2*0.85u+60u' PS='2*0.85u+60u'

M3 v1 v1 VDD VDD MODP w=0.8u l=2u AD='0.85u*0.8u'
AS='0.85u*0.8u' PD='2*0.85u+0.8u' PS='2*0.85u+0.8u'

M4a v2 v1 VDD VDD MODP w=0.8u l=2u AD='0.85u*0.8u'
AS='0.85u*0.8u' PD='2*0.85u+0.8u' PS='2*0.85u+0.8u'

M4b v2 v1 VDD VDD MODP w=0.8u l=2u AD='0.85u*0.8u'
AS='0.85u*0.8u' PD='2*0.85u+0.8u' PS='2*0.85u+0.8u'

M5 VSS v1 VDD VDD MODP w=0.8u l=2u AD='0.85u*0.8u'
AS='0.85u*0.8u' PD='2*0.85u+0.8u' PS='2*0.85u+0.8u'

```

Código 7.2 – Nova declaração dos transistores para simulação da fonte de corrente.

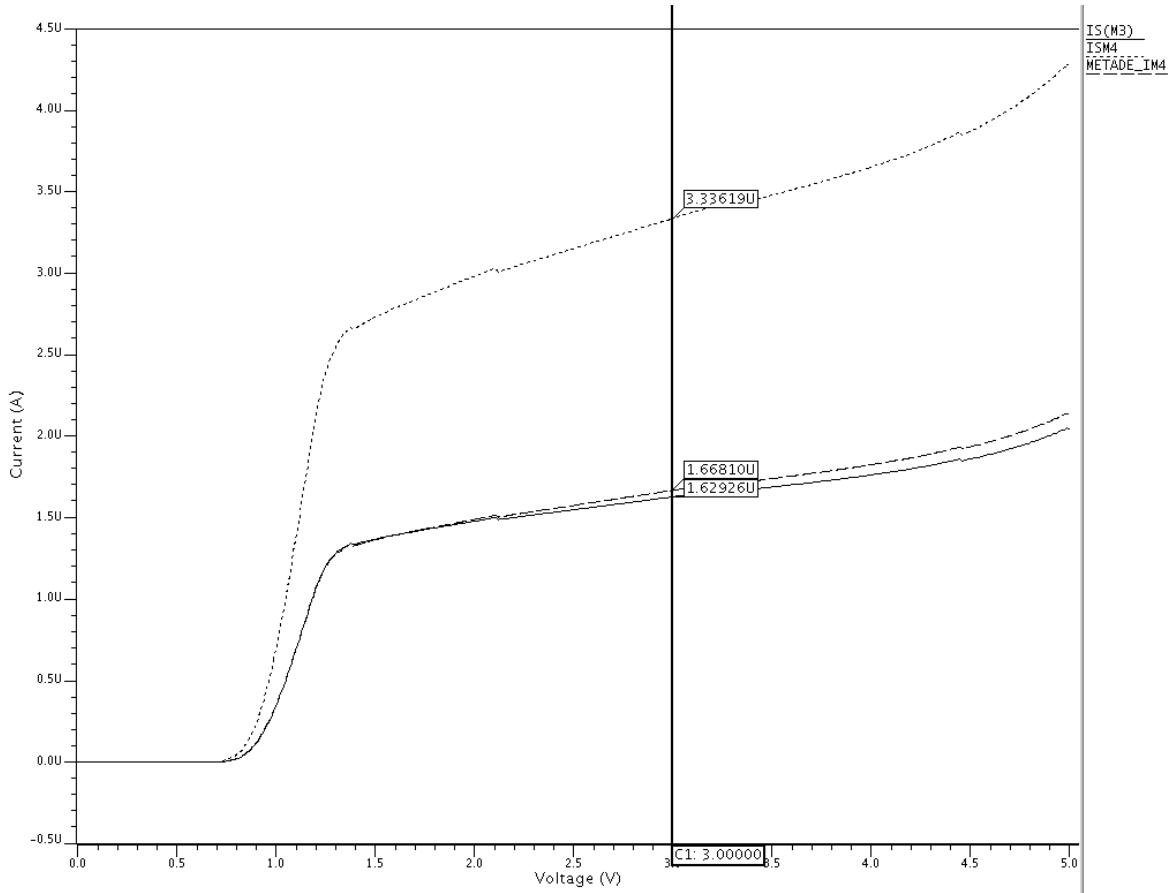


Figura 7.2 – Novos valores das correntes: transistores M₃, M₄ (soma de M_{4A} e M_{4B}) e metade de M₄.

Questão 8

O valor de R foi ajustado para $R = 20,7 \text{ k}\Omega$. A seguir, na *Figura 8.1*, é apresentado o gráfico da corrente de saída em função da tensão de alimentação, com o valor referente a $V_{DD} = 3 \text{ V}$ evidenciado ($I_S = 1,1995 \mu\text{A} \approx 1,2 \mu\text{A}$).

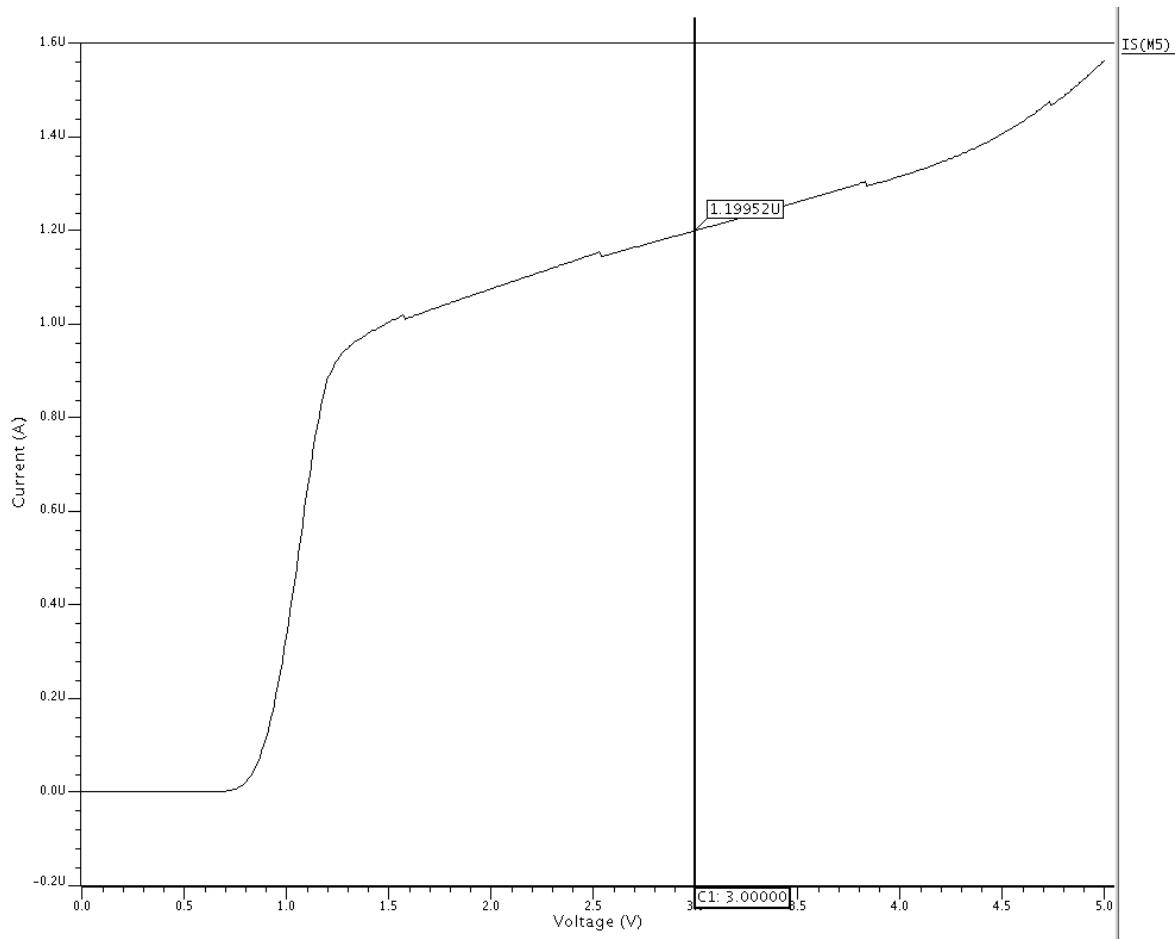


Figura 8.1 – Corrente de saída do circuito em função da tensão de alimentação - $I_S \times V_{DD}$.

Questão 9

Na *Figura 9.1* a seguir é apresentado o gráfico da corrente de saída pela tensão de entrada, evidenciando-se os valores para os quais a faixa de operação fique em um intervalo de 2%.

A faixa de valores encontrada, que representa a faixa de operação do circuito, foi de $2,79 \text{ V} < V_{DD} < 3,20 \text{ V}$.

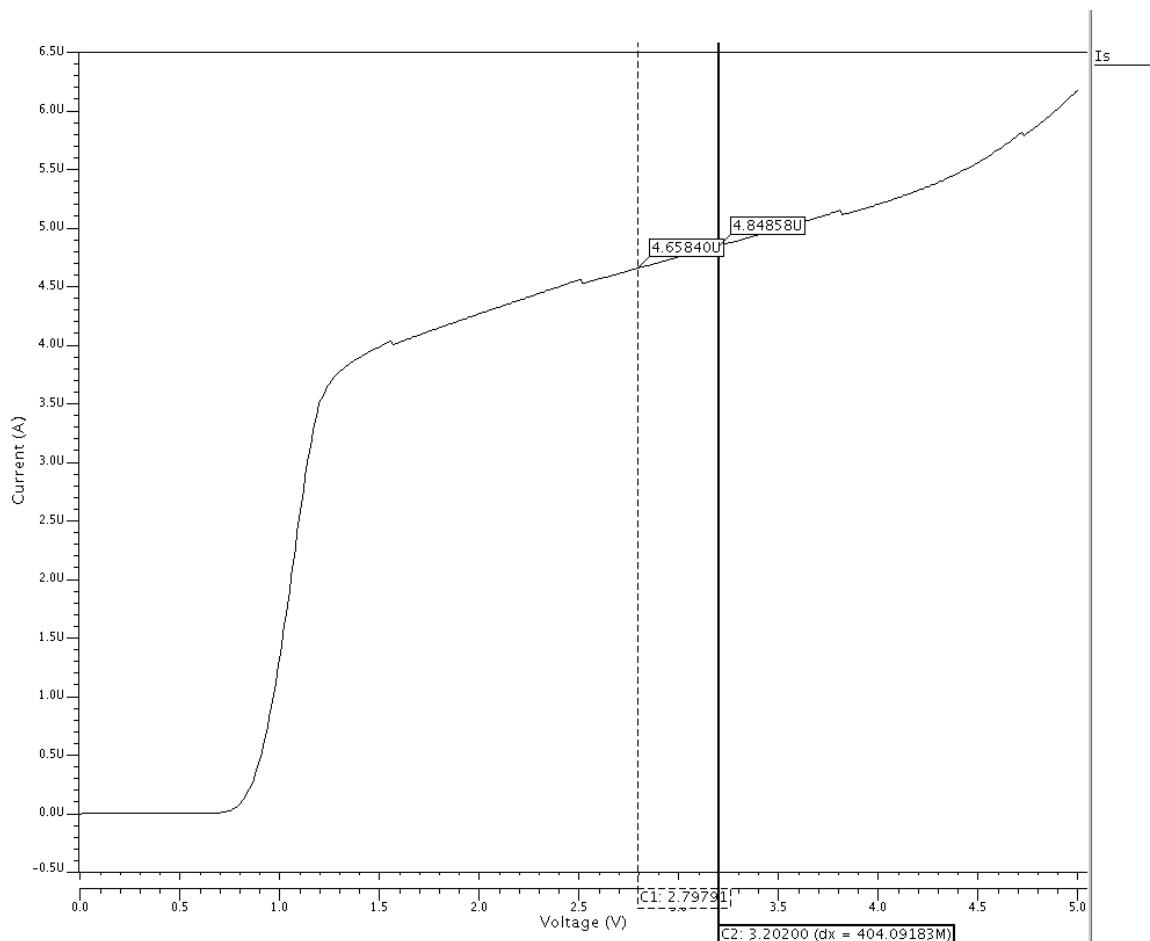


Figura 9.1 – Corrente de saída do circuito em função da tensão de alimentação, evidenciando-se os valores para os quais a faixa de operação encontra-se em um intervalo de 2%.

Questão 10

Para obtermos uma ampla faixa de operação, é possível aumentar o valor do comprimento dos transistores (L), diminuindo assim os efeitos da modulação de canal, ou trocar a topologia da fonte de corrente convencional para uma fonte de corrente de Wilson.

Questão 11

O circuito foi reprojetado de modo que em sua parte N foi utilizado um espelho de Wilson modificado. Também foram modificadas as dimensões dos transistores PMOS, os quais foram

aumentados 13 vezes, de modo a reduzir a variação de corrente de saída gerada pela variação de V_{DD} ; esse aumento nos resultou nas seguintes medidas:

Tabela 11.1 – Novos valores das dimensões dos transistores PMOS.

Transistores	$W (\mu m)$	$L (\mu m)$
PMOS	10,4	26

As *Figuras 11.1 e 11.2* a seguir apresentam, respectivamente, o esquemático do circuito e o novo gráfico $I_S \times V_{DD}$. O valor do resistor R ainda é utilizado como $20,7 k\Omega$.

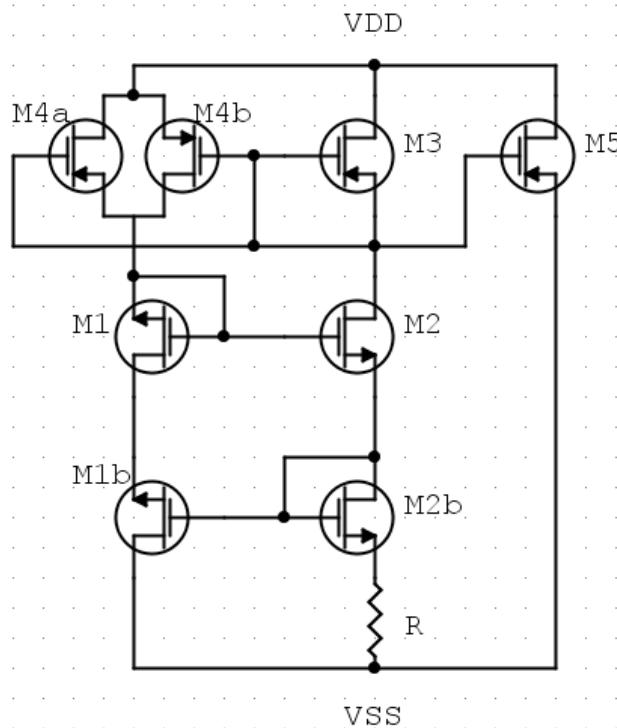


Figura 11.1 – Esquemático da fonte de corrente reprojetada.

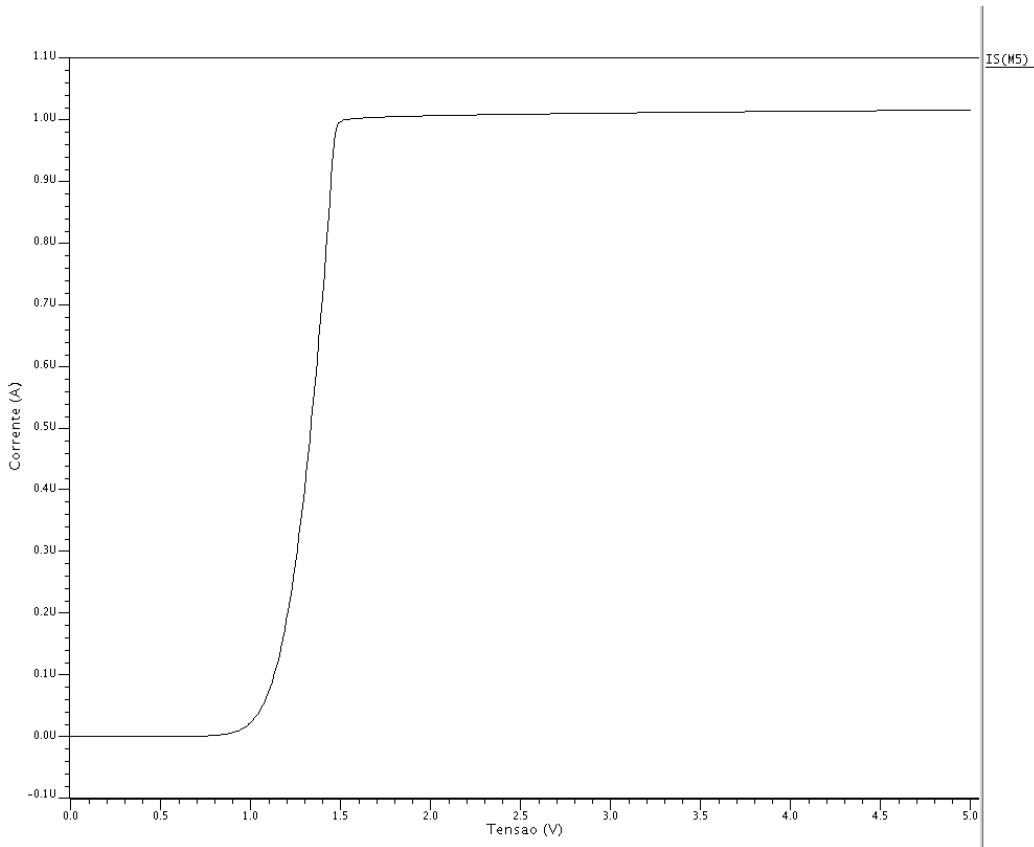


Figura 11.2 – Novo gráfico de corrente de saída pela tensão na fonte de alimentação, $I_S \times V_{DD}$.

Questão 12

O comando .NODESET apenas auxilia o simulador a calcular o ponto de operação do circuito. Para impor condições iniciais deve ser usado o comando .IC, que fixa o valor de um ponto para uma tensão dada.

Através de simulação, observa-se que nossa fonte de corrente não funciona quando definimos a tensão aplicada aos drenos dos transistores PMOS igual a V_{DD} . Isso nos diz que devemos garantir que a tensão nesse nó não atinja 3 V, ou isso comprometeria o funcionamento do circuito.

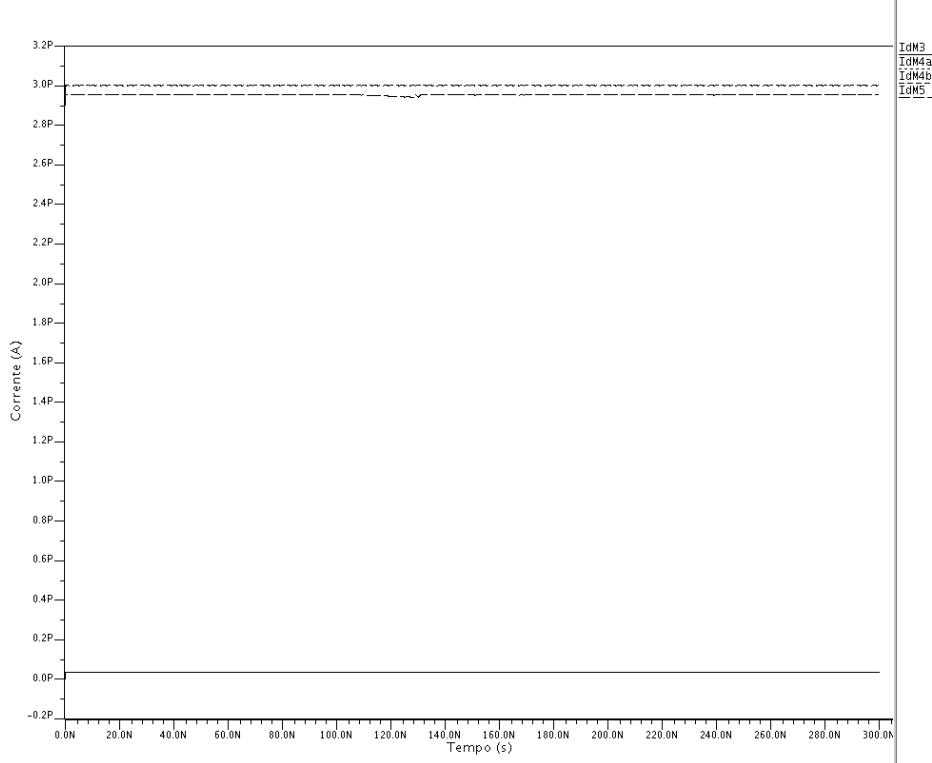


Figura 12.1 – Gráfico transitório da corrente dos transistores PMOS, mostrando que uma tensão de dreno de 3 V compromete o funcionamento do circuito. (As correntes IdM4a e IdM4b estão sobrepostas).

Questão 13

Alterou-se o valor de R para $R = 17,6 \text{ k}\Omega$, de modo que a corrente de saída fosse ajustada para $1,2 \mu\text{A}$ quando $V_{DD} = 3 \text{ V}$.

O gráfico da *Figura 13.1* abaixo mostra o desempenho da nossa fonte de corrente após ser reprojetada; utilizando-se transistores casados, de dimensões aumentadas, e espelho de Wilson.

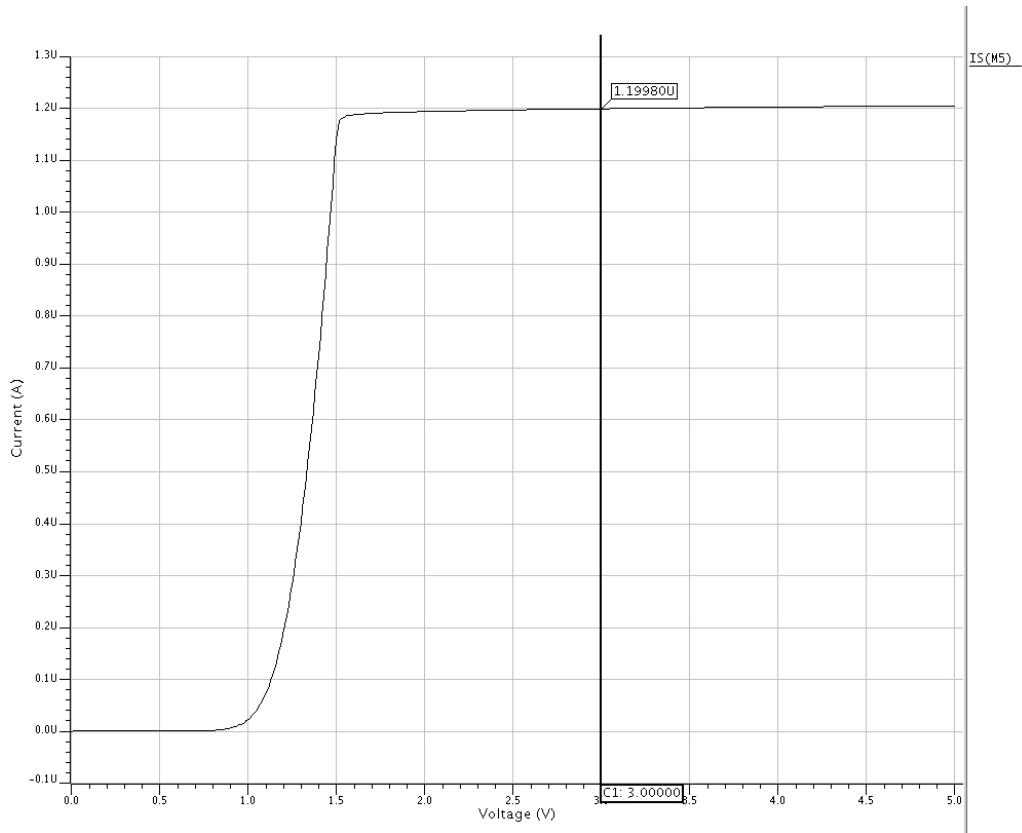


Figura 13.1 – Gráfico $I_S \times V_{DD}$ da fonte de corrente reprojetada; o valor da resistência R foi ajustado para que tivéssemos a corrente $1,2 \mu\text{A}$ em 3 V .

Questão 14

O resistor deve ser desenhado conforme a *Figura 14.1* a seguir (extraída do manual). Como o resistor possui alto valor de resistência, faz-se mais adequada a utilização da camada RPOLYH (Polissilício de Alta Resistividade), de modo a reduzir as dimensões do componente.

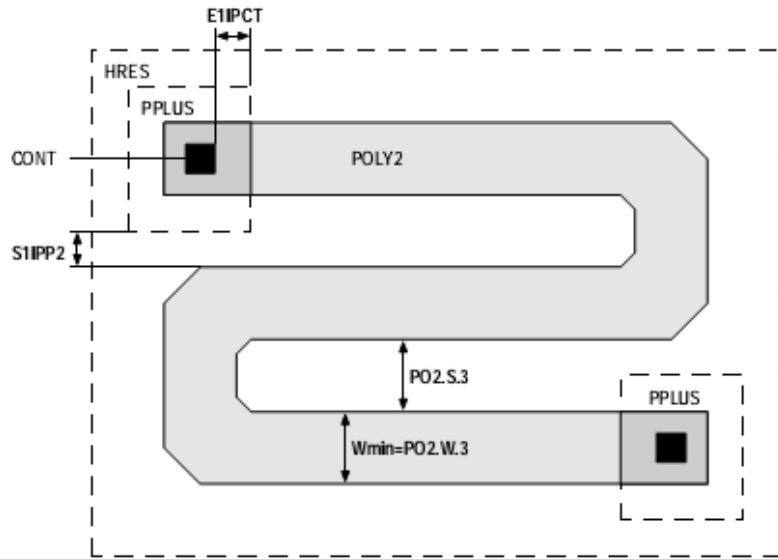


Figura 14.1 – Modelo do resistor.

Questão 15

O layout do circuito é apresentado na *Figura 15.1*. As dimensões do circuito são dadas na *Tabela 15.1* a seguir.

Tabela 15.1 - Dimensões do circuito.

Dimensão	Medida
Largura (eixo X)	66,4 μm
Altura (eixo Y)	79,35 μm
Área Total	0,0053 μm^2

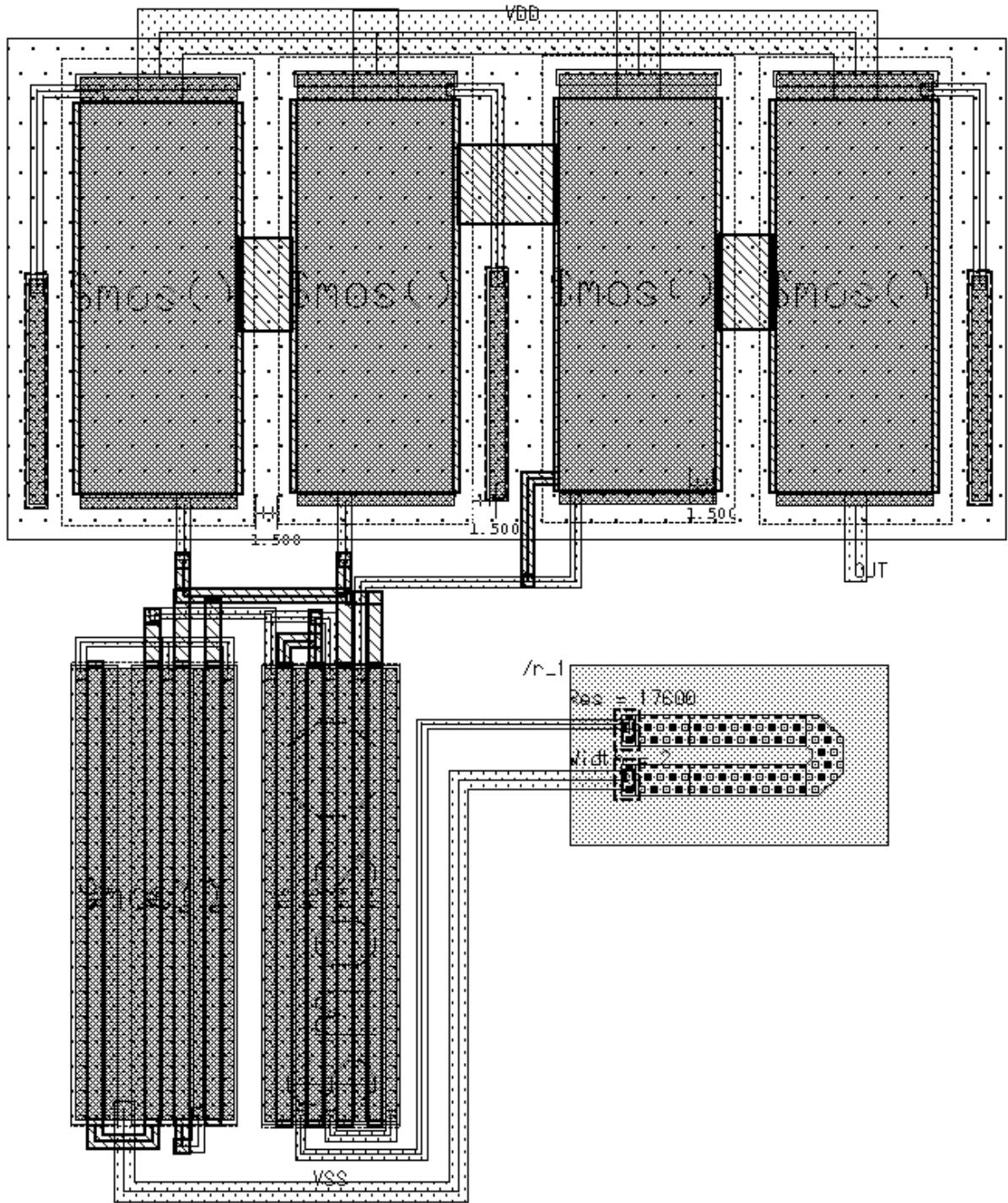


Figura 15.1 – Layout da fonte de corrente, o esquemático dessa fonte é representado na Figura 11.1.

Questão 16

a.

Como pode ser visto na *Figura 16.1* a seguir, para $V_{DD} = 3 V$ a corrente obtida foi de aproximadamente $1,20 \mu A$.

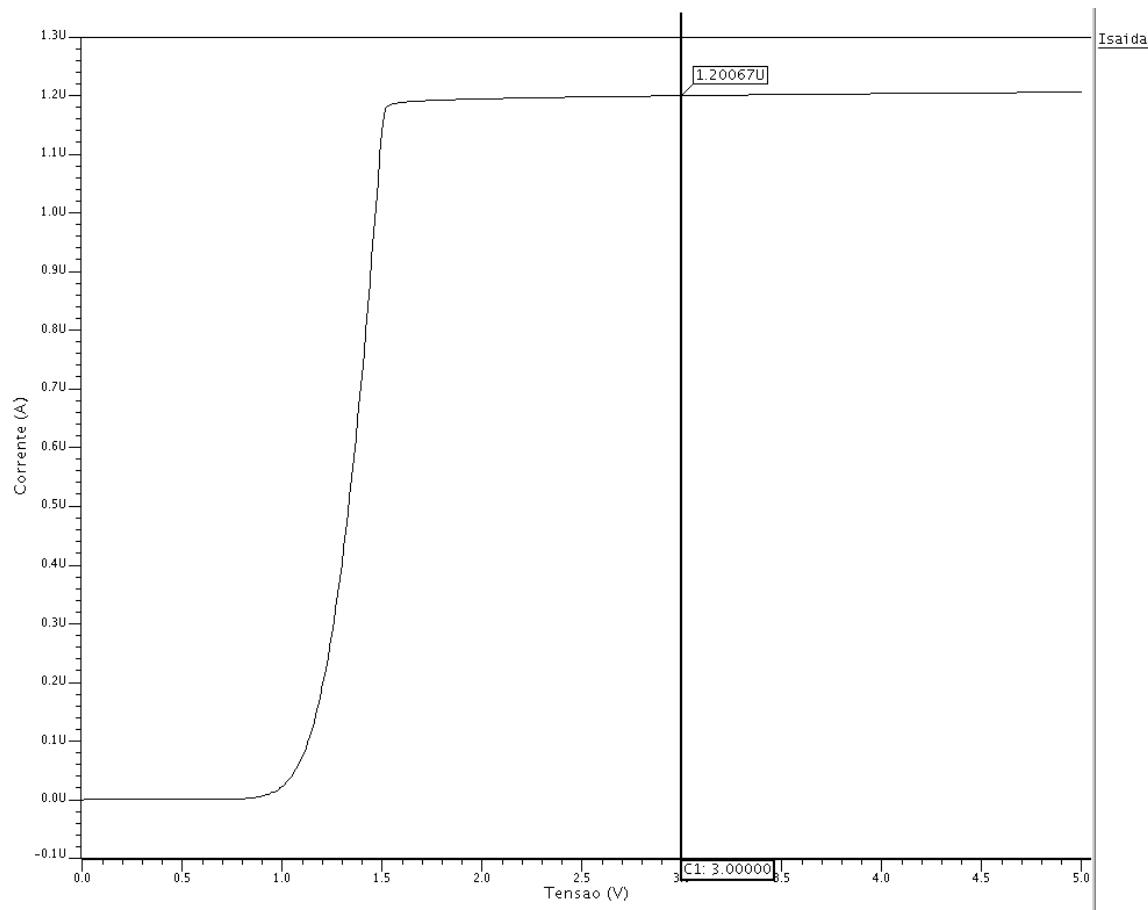


Figura 16.1 – Corrente de saída em função da tensão de alimentação; ressalta-se o valor da corrente quando a tensão de alimentação é de 3 V.

b.

A *Figura 16.2* apresenta o histograma da simulação de Monte Carlo para $V_{DD} = 3 V$ com 1000 simulações. É destacado o valor médio, $I \approx 1,22 \mu A$.

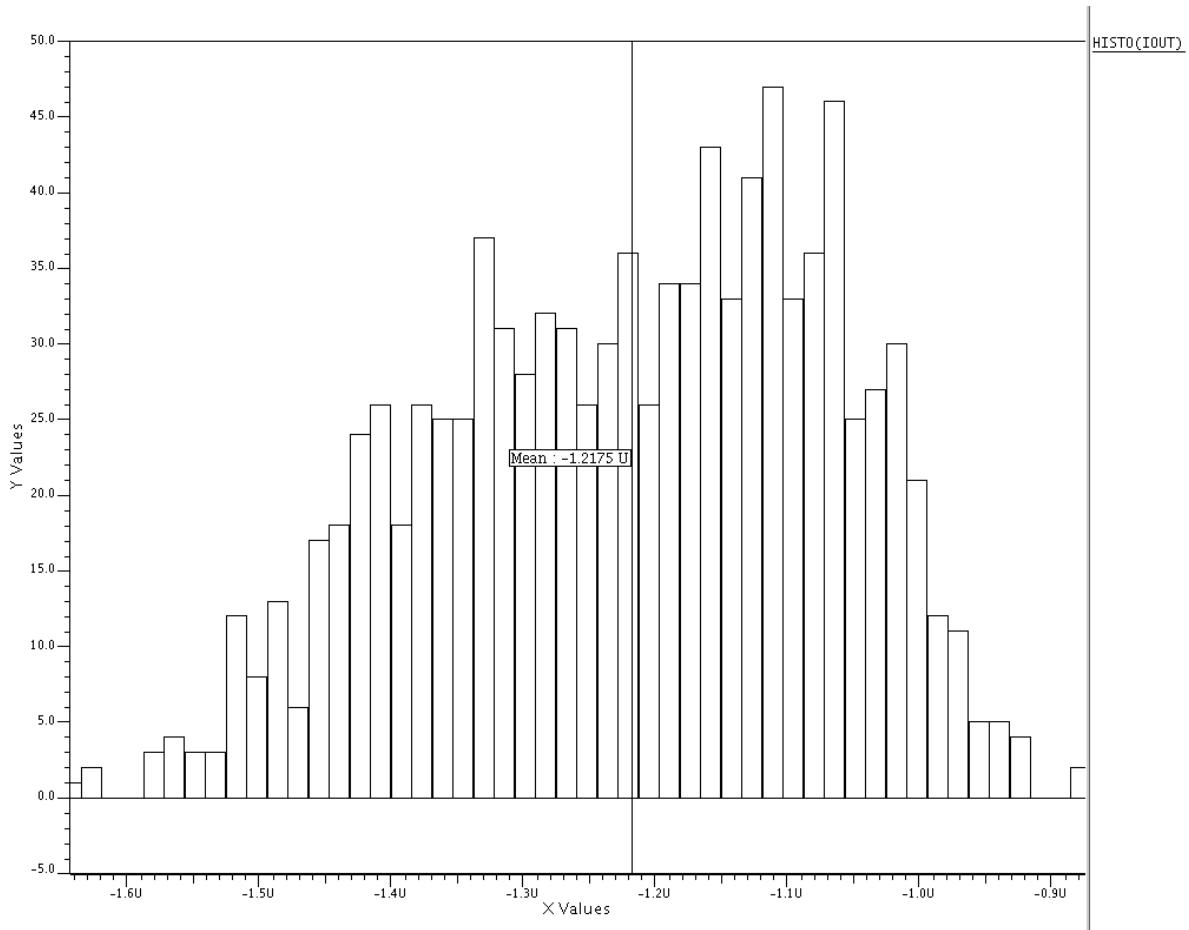


Figura 16.2 – Simulação de Monte Carlo: número de resultados x corrente de saída ($V_{DD} = 3 V$).

C.

Para que o circuito funcione adequadamente é necessário que a corrente seja maior que $1,176 \mu A$. Tal situação limite ocorre quando a tensão na saída é de $2,64 V$. Logo, a máxima tensão que se pode aplicar à saída é de $2,64 V$. Esses valores podem ser observados na *Figura 16.3* abaixo, que destaca o ponto onde o circuito passa a fornecer uma corrente inferior à desejada.

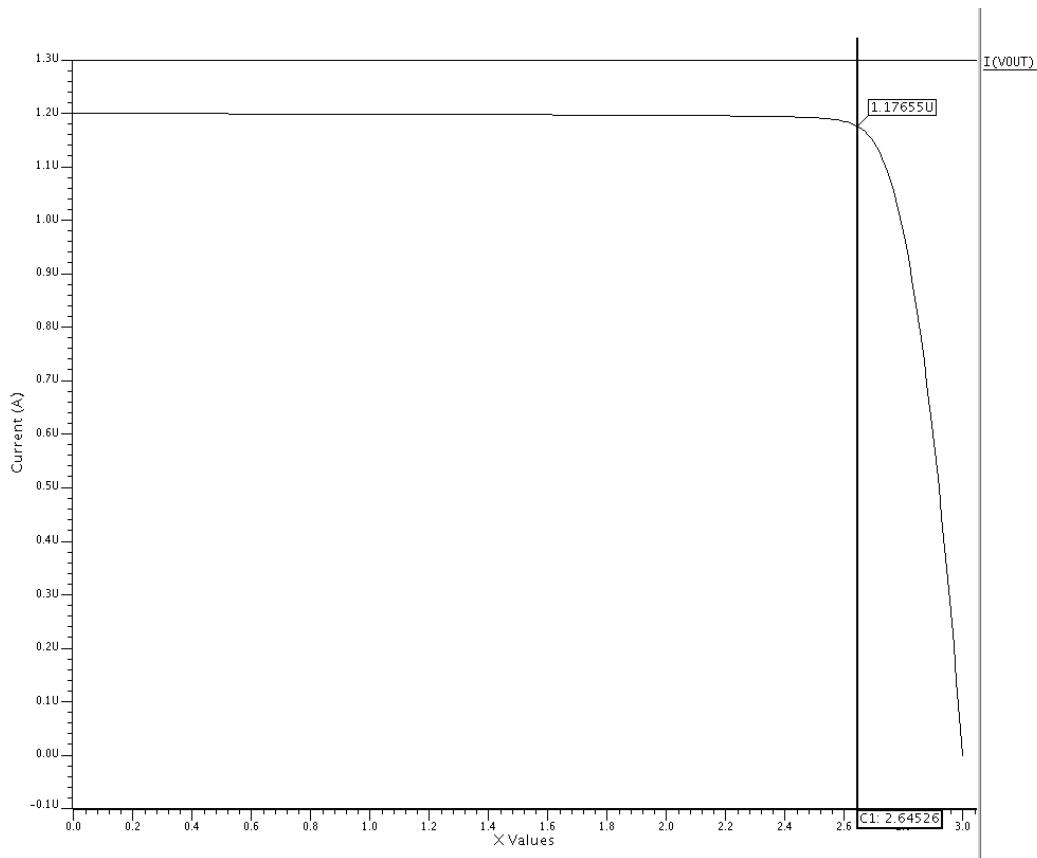


Figura 16.3 – Gráfico $I_S \times V_{REF}$, destacando o ponto onde a corrente de saída passa a ser menor do que desejamos, evidenciando, assim, a tensão máxima de saída.

Questão 17

O Código 17.1 abaixo mostra o código utilizado para simulação DC do circuito com a temperatura variando de -20ºC e 100ºC.

```

Vdd VDD 0 3V
Vout OUT 0 0

x1 VDD 0 OUT CIRCUITO

.op
.option precise
.DC temp -20 100 5
.probe DC I(Vout)

```

Código 17.1 – Código para simulação DC variando-se a temperatura do circuito.

Questão 18

A Figura 18.1 apresenta a curva da corrente de saída em função da temperatura do circuito, assim como seus valores extremos. Tais extremos de corrente são $0,99 \mu A$ ($-20^{\circ}C$) e $1,52 \mu A$ ($100^{\circ}C$).

Uma vez que $I_S = X \frac{V_T}{R} \ln(MN)$ e $V_T = \frac{kT}{q}$, tem-se que $I_S = X \frac{k*T}{q*R} \ln(MN)$. Logo, percebe-se que a corrente de saída é diretamente proporcional à temperatura, e portanto ela deve se comportar linearmente, tal qual o aumento de temperatura.

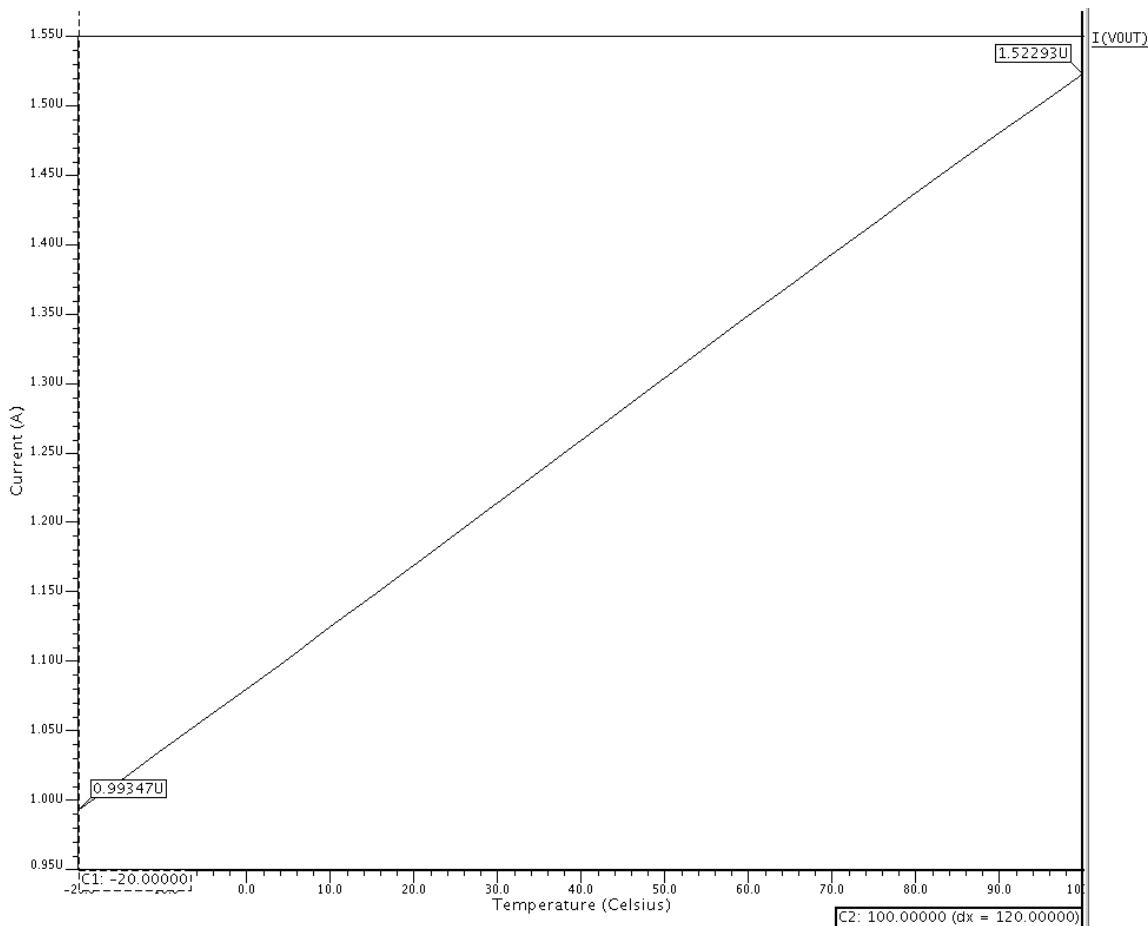


Figura 18.1 – Corrente de saída em função da temperatura do circuito.

Questão 19

A análise do tipo AC determina a resposta em frequência do circuito através da simulação em pequenos sinais. O simulador calcula inicialmente o ponto de operação DC de acordo com as condições iniciais definidas no arquivo de simulação. Em seguida, calcula-se o comportamento do circuito para uma entrada senoidal, a qual deve ter módulo, fase e faixa de frequência definidas no arquivo de simulação.

Questão 20

O *Código 21.1* apresenta os comandos de simulação utilizados.

```
Vdd VDD 0 3V AC 0.1
Vout OUT 0 0

x1 VDD 0 OUT CIRCUITO

.op
.AC DEC 10 1K 100MEG
.probe AC I(Vout)
```

Código 20.1 – Comandos de simulação AC.

Questão 21

A *Figura 21.1* mostra o gráfico de I_S (em dB) x frequência (em escala logarítmica).

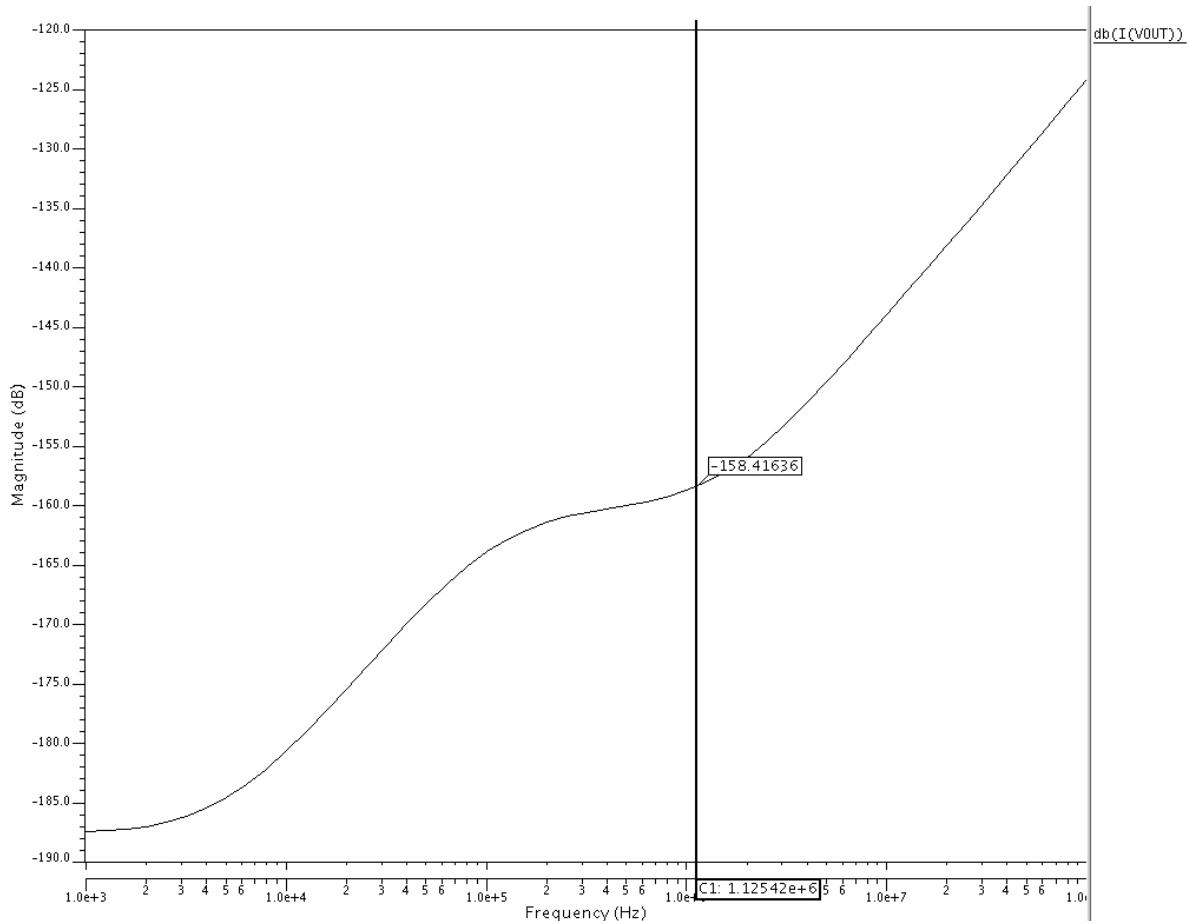


Figura 21.1 – gráfico de I_S (em dB) x frequência (em escala logarítmica).

Em dB, 1% da corrente nominal corresponde a -158,41. Tal valor é obtido em uma frequência de **1,125 MHz**, sendo tal frequência a máxima que o ruído pode apresentar.

Questão 22

Pode-se adicionar um filtro passa-baixas na tensão de alimentação, ou seja, adicionar um capacitor entre a fonte de alimentação e os componentes conectados a ela. O filtro irá atenuar sinais com frequências superiores a uma pré-estabelecida, removendo os ruídos com frequências indesejadas.

Questão 23

Ambos são transistores de tipo PNP, sendo o LAT2 de dimensões $2\text{ }\mu\text{m} \times 2\text{ }\mu\text{m}$ e o VERT10 de dimensões $10\text{ }\mu\text{m} \times 10\text{ }\mu\text{m}$, o que explica os valores nos nomes dos transistores. Os nomes se devem à direção da corrente.

Questão 24

É apresentado na *Figura 24.1* o gráfico V_{BE} x Temperatura do transistor VERT10. Como pode ser observado, ele diminui linearmente em função da temperatura.

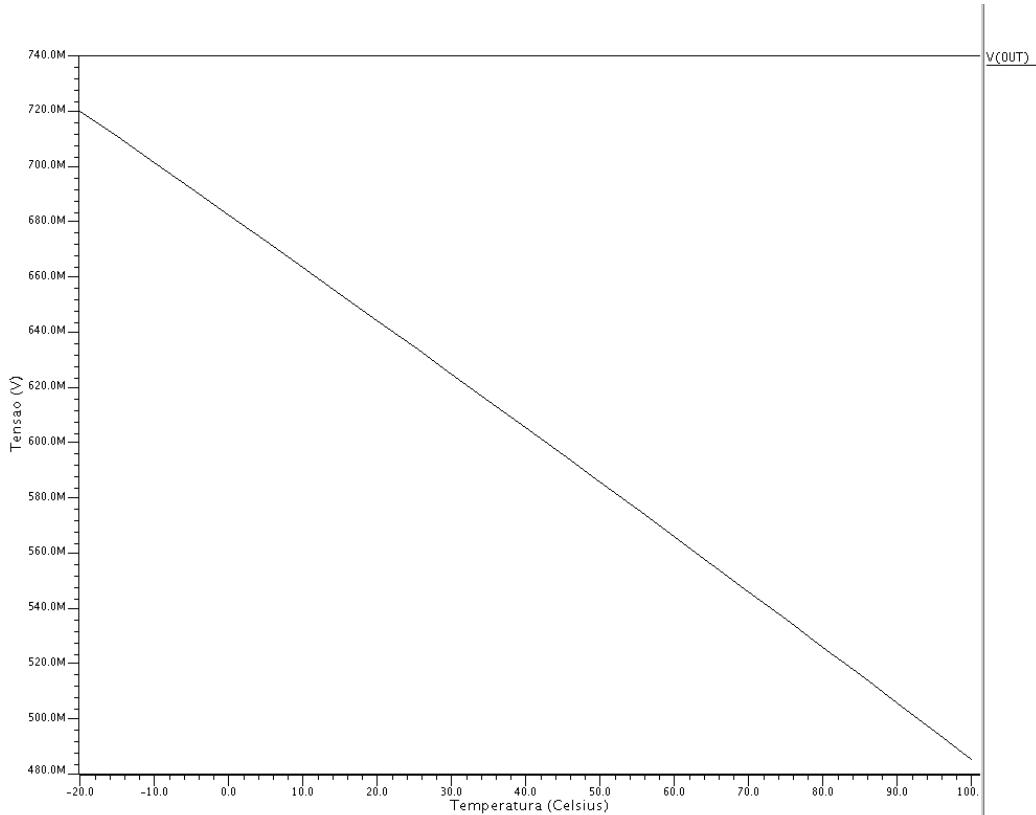


Figura 24.1 – Variação V_{BE} x Temperatura do transistor NPN VERT10.

Questão 25

O esquemático do circuito completo é apresentado na *Figura 25.1*.

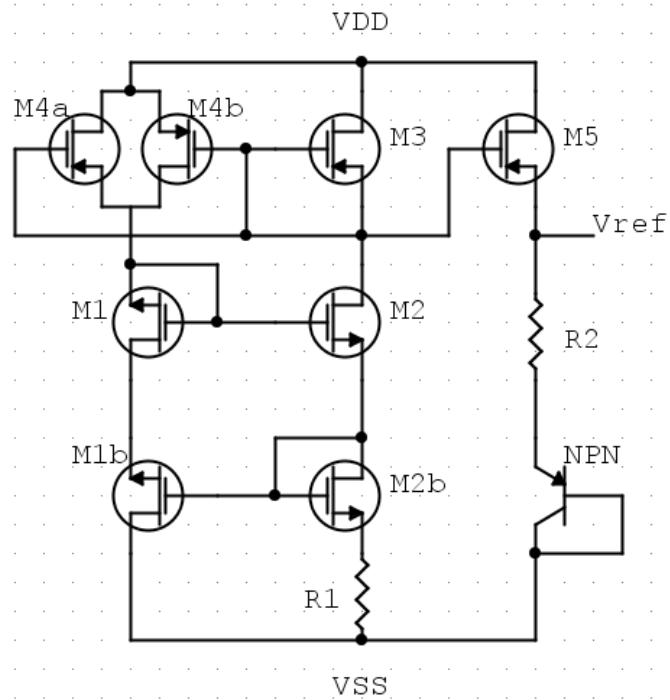


Figura 25.1 – Esquemático da fonte de corrente, utilizando-se, agora, do resistor R2 e do transistor NPN VERT10.

As *Tabela 25.1* e *Tabela 25.2* abaixo apresentam os valores das dimensões dos transistores e valores das resistências R1 e R2 utilizadas.

Tabela 25.1 – Dimensões dos transistores.

TRANSISTOR	W (μm)	L (μm)
NMOS	30	1
PMOS	10,4	26

Tabela 25.2 – Valores das resistências.

RESISTÊNCIA	VALOR ($k\Omega$)
R1	20,7
R2	454

O gráfico da *Figura 25.2* abaixo representa os valores possíveis para R_2 . Os valores de resistência apresentados no gráfico permitem que o coeficiente de temperatura do nosso circuito esteja menor que 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, como definido. Adotamos o maior valor para R_2 , aproximando os valores das correntes que passam por R_1 e R_2 .

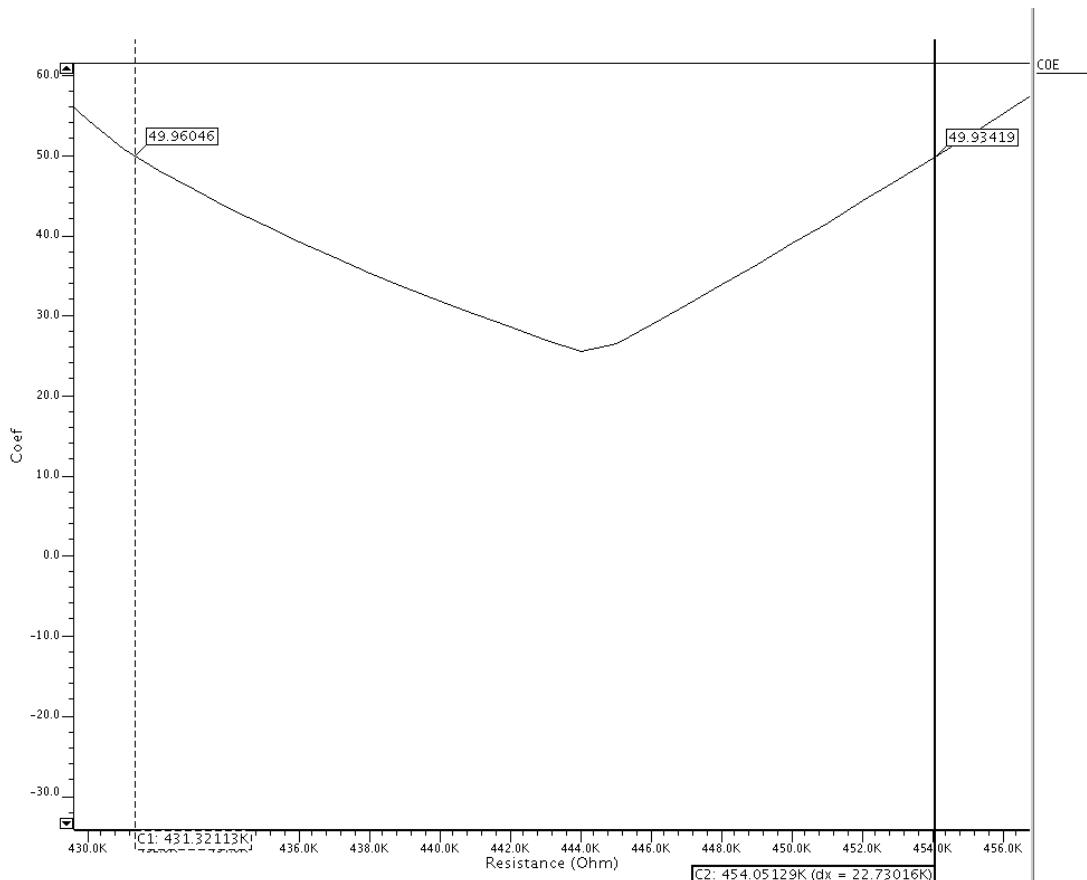


Figura 25.1 – Qualquer valor no intervalo de $431,32 \text{ k}\Omega < R_2 < 454,05 \text{ k}\Omega$ permite que nosso coeficiente de temperatura permaneça menor que o requerido.

O gráfico $V_{\text{REF}} \times \text{Temperatura}$ é mostrado na *Figura 25.3* abaixo.

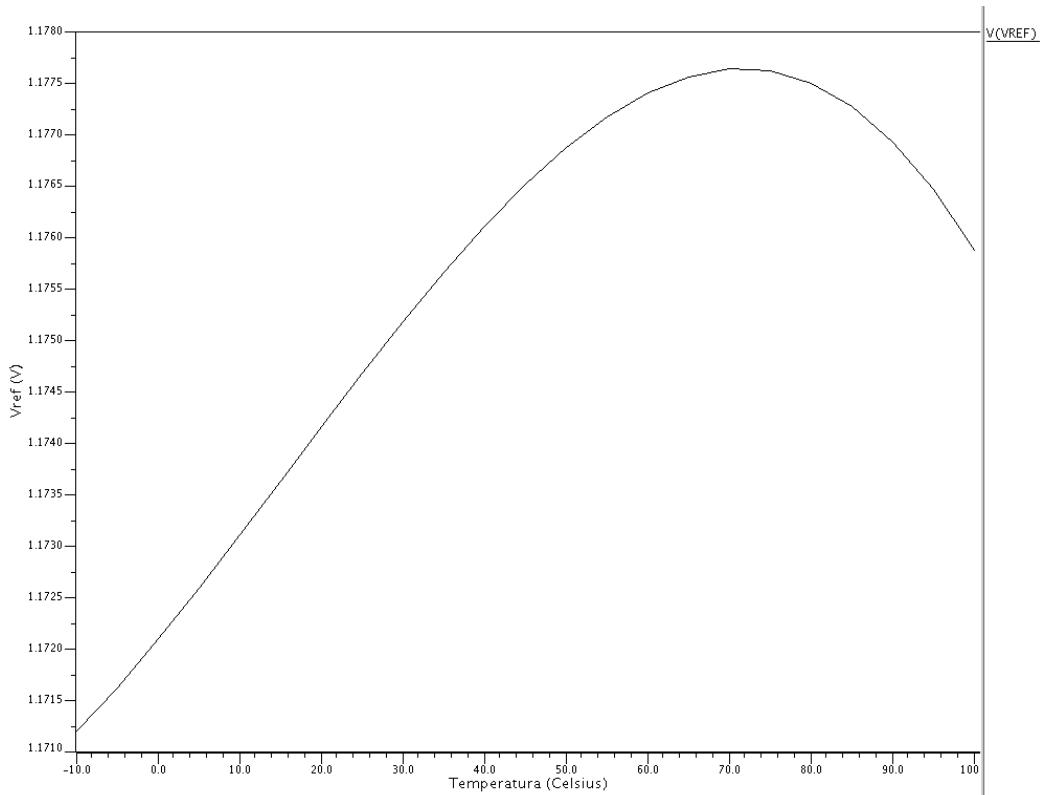


Figura 25.3 – gráfico V_{REF} x Temperatura.

Questão 26

A Tabela 26.1 a seguir dá as dimensões do circuito. O gráfico V_{REF} x Temperatura é mostrado na Figura 26.1. O layout do circuito é apresentado na Figura 26.2.

Tabela 26.1 - Dimensões do circuito.

Dimensão	Medida
Largura (eixo X)	96,656 µm
Altura (eixo Y)	287,25 µm
Área Total	0,0277 µm ²

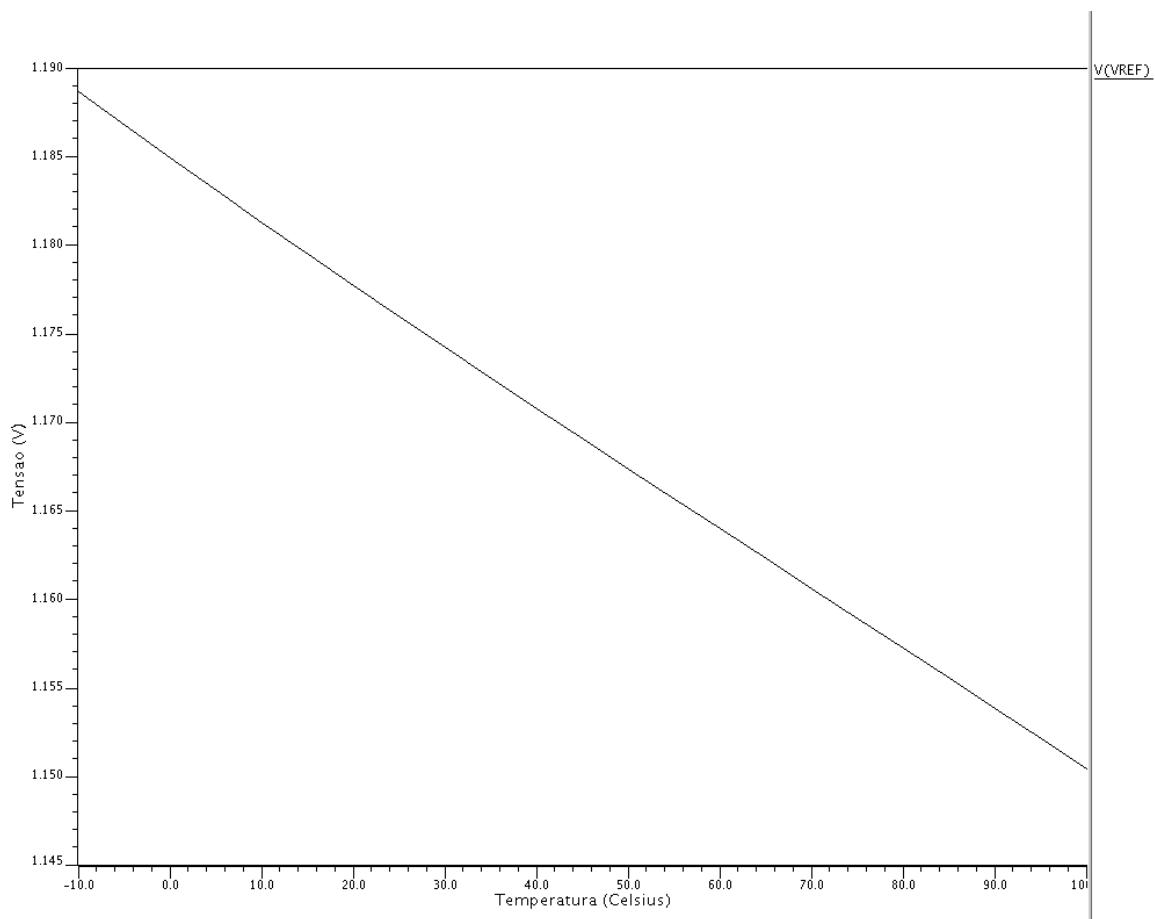


Figura 26.1 – gráfico V_{BE} x Temperatura da fonte de tensão completa.

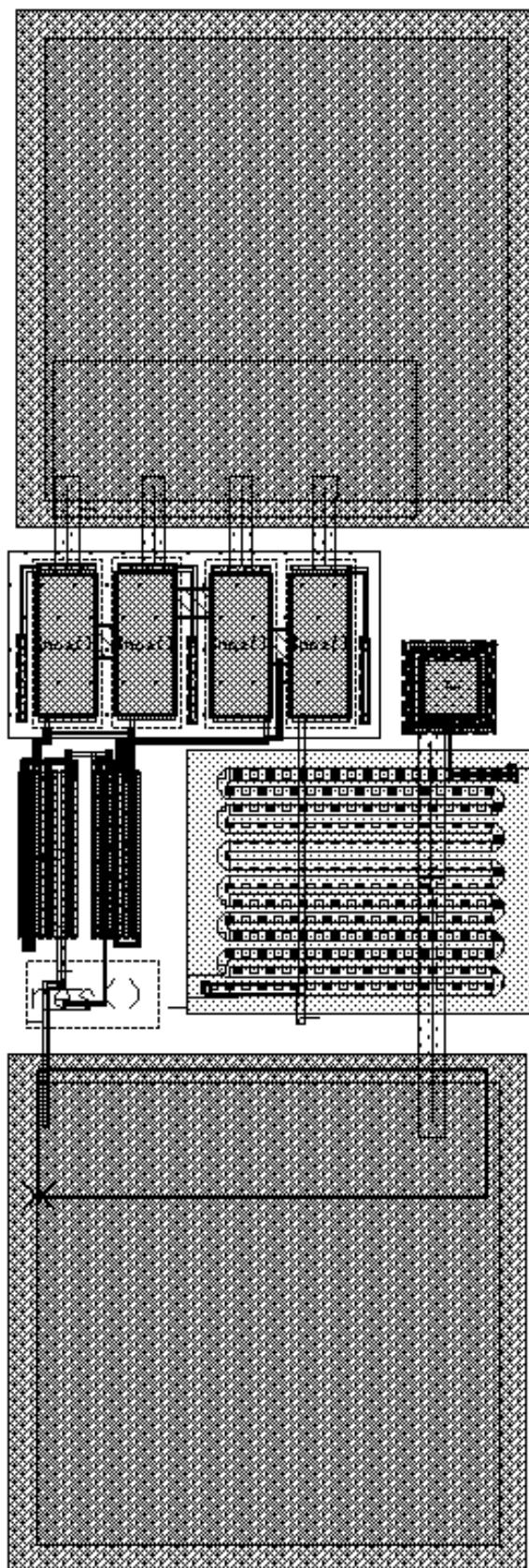


Figura 26.2 – Layout da fonte de tensão completa.