

Questões de Revisão e Exercícios

Questões de revisão

Para cada uma das questões seguintes são propostas quatro respostas distintas, sendo que apenas uma está correta. Determine qual.

- 1.1 Em 1980, a frequência de relógio a que funcionavam os microprocessadores comerciais era, no melhor dos casos, 10MHz. Se, a partir daí, as frequências tivessem sido duplicado consistentemente a cada 2 anos, em 2016 teríamos microprocessadores a funcionar a:

a) 320GHz.
b) 2.62THz.
c) 5.24THz.
d) 1032MHz.

- 1.2 Relativamente às noções de margem de ruído, *fan-out* e *fan-in*, de um circuito digital, é verdade que:

a) O *fan-in* máximo corresponde ao maior número de circuitos idênticos que podemos ligar numa entrada, mantendo especificações mínimas de robustez.
b) As margens de ruído correspondem aos pontos da VTC do circuito onde a derivada é -1 .
c) O *fan-out* dinâmico máximo é determinado em função de uma especificação de tempo máximo de propagação.
d) Quanto maiores forem as margens de ruído, maior será o *fan-out* máximo do circuito.

- 1.3 A redução progressiva da tensão de alimentação que se tem verificado ao longo da evolução dos circuitos digitais MOS justifica-se principalmente pela necessidade de:

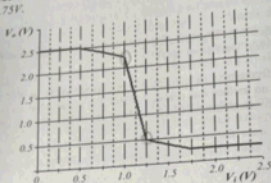
a) Ter circuitos cada vez mais rápidos.
b) Reduzir a excursão entre níveis lógicos.
c) Evitar a saturação da velocidade de deriva nos transistores.
d) Manter a dissipação de potência abaixo de limites bem definidos.

- 1.4 A figura seguinte representa a característica entrada/saída em tensão (VTC) de um inversor idealizado. As margens de ruído para os níveis lógicos 1 e 0 deste inversor são, respetivamente:

a) 0.75 e 0.25V.
b) 0.75 e 0.75V.

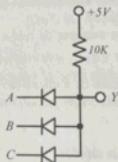
18 Eletrônica Digital Integrada

c) 1.25 e 0.25V.
d) 1.25 e 0.75V.



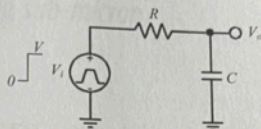
- 1.5 Considere que os níveis lógicos nas entradas A, B e C do circuito da figura abaixo são 0V e 1V e que a tensão de condução dos diodos é 0.7V. A função lógica realizada pelo circuito e os níveis lógicos na saída Y são, respetivamente:

a) AND, $V_{OH}=5V$ e $V_{OL}=0.7V$.
b) OR, $V_{OH}=5V$ e $V_{OL}=0.7V$.
c) AND, $V_{OH}=4.3V$ e $V_{OL}=0V$.
d) OR, $V_{OH}=4.3V$ e $V_{OL}=0V$.



- 1.6 As portas lógicas são frequentemente modeladas por circuitos RC de primeira ordem, como o da figura seguinte. Neste circuito, a energia fornecida pela fonte para carregar o condensador C de 0 a V Volts é:

a) Independente do valor de C.
b) Independente do valor de R.
c) $0.69RC$ Joules.
d) $(1/2)CV^2$ Joules.



RES. CAP1 / 2 (INICIO)

CAPÍTULO 1

1

1.1- $1980 - 10^{10} \text{ Hz}$

$1982 - 20^{10} \text{ Hz}$

$1984 - 40^{10} \text{ Hz}$

...

$$f_{\text{clk}} = \left[\frac{10^{10} - 1980}{2} \right] \times 10^{10} \text{ Hz}$$

Para ano = 2016

$$f_{\text{clk}} = \frac{36/2}{2016} \times 10 = 2.62 \text{ THz}$$

Resposta (b)

1.2- Resposta (c)

1.3- Resposta (d)

1.4- $V_{OH} = 2.5 \text{ V}; V_{OL} = 0.25 \text{ V}$

$V_{IL} = 1 \text{ V}; V_{IH} = 1.25 \text{ V}$

$N_{MH} = 2.5 - 1.25 = 1.25 \text{ V}$

$N_{ML} = 1 - 0.25 = 0.75 \text{ V}$

Resposta (d)

1.5- Y_{AO} e Y' quando $A = B =$

$= C = '1'$, logo AND

$V_{OH} = 5 \text{ V}$ e $V_{OL} = 0.7 \text{ V}$

Resposta (a)

1.6- A energia total fornecida pela fonte V_i é:

$$E = \int_0^{\infty} P(t) dt \quad \text{ou} \quad P(t) = V_i(t) \cdot i(t)$$

$$\text{sendo } i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$$

portanto

$$E = \int_0^{\infty} V_i C \frac{dv(t)}{dt} dt = CV \int_0^V dv(t)$$

$$E = CV^2, \text{ ou seja é indep.}$$

devido do valor de R

Resposta (b)

CAPÍTULO 2

2.1- Resposta (a)

2.4- Resposta (c)

2.2- Resposta (b)

2.5- Resposta (a)

2.3- Corrente de sublimação:

$I_{OS} = I_{OSP} e^{\frac{V_{GS} - V_T}{nV_T}}$

$I_{OS}(V_{GS} = 0) = I_{OSP} e^{-\frac{V_T}{nV_T}}$

$$= \frac{I_{OSP}}{1000}$$

ou seja $e^{-\frac{V_T}{nV_T}} = 10^{-3}$

$V_T = -nV_T \ln(10^3)$

$= -1.5 \times (26 \text{ mV}) \times (-6.9) = 269 \text{ mV}$

Resposta (a)

2.6- $\epsilon_{ox} = 3.5 \times 10^{-11} \text{ F/m}$

$= 3.5 \times 10^{-12} \text{ F/}\mu\text{m}$

$t_{ox} = 2 \text{ nm} = 0.002 \mu\text{m}$

$L = 90 \text{ nm} = 0.09 \mu\text{m}$

$$\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} L = \frac{3.5 \times 10^{-12} \text{ F/}\mu\text{m}}{0.002 \mu\text{m}} \times 0.09 \mu\text{m}$$

$$= 1.58 \times 10^{-12} \text{ F/}\mu\text{m} = 1.58 \text{ fF/}\mu\text{m}$$

Resposta (b)

Questões de Revisão e Exercícios

Questões de revisão

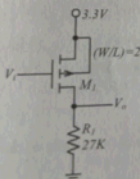
Para cada uma das questões seguintes são propostas quatro respostas distintas, sendo apenas uma está correta. Determine qual.

- 2.1 Nos processos atuais, os transistores MOS funcionam sob o efeito da saturação. A velocidade de deriva dos portadores no canal. Entre outros aspectos, esse efeito produz-se:
- a) Numa diminuição da corrente disponível no dreno para o mesmo valor de V_{GS} .
 - b) Em transistores que conduzem para $V_{GS} < V_T$.
 - c) Em transistores onde a corrente de dreno apresenta uma dependência quadrática com V_{GS} .
 - d) Em transistores que funcionam saturados numa gama mais restrita de valores de V_{GS} .
- 2.2 O valor de V_T dos transistores MOS estabelece um compromisso entre a velocidade dos circuitos e a potência dissipada. Isto é verdade, porque:
- a) Quanto maior o valor de V_T , maior o consumo estático e menor a velocidade do circuito.
 - b) Quanto menor o valor de V_T , maior o consumo estático e maior a velocidade do circuito.
 - c) Quanto maior o valor de V_T , maior a tensão de *overdrive* e maior a potência dinâmica.
 - d) Quanto menor o valor de V_T , maior a tensão de *overdrive* e menor a potência dinâmica.
- 2.3 Para que a corrente de dreno de um transistor MOS, quando está cortado com $V_{GS}=0V$, seja, à temperatura ambiente, pelo menos 1000 vezes inferior à corrente na condição $V_{GS}=V_T$, o valor mínimo de V_T deve ser:
- a) 269mV.
 - b) 120mV.
 - c) 1mV.
 - d) 180mV.
- 2.4 A condução dos transistores MOS na região sublimiar é especialmente prejudicial nos circuitos digitais atuais, porque:
- a) Estes funcionam tipicamente com baixas tensões de alimentação.
 - b) É um efeito que ocorre exclusivamente em transistores de reduzidas dimensões.

- c) Nestes os transistores apresentam tensões de limiar (V_T) baixas.
 - d) Limita a frequência máxima de funcionamento dos circuitos dinâmicos.
- 2.5 A resposta transitória dos MOSFET nos circuitos digitais é condicionada por capacidades intrínsecas de vários tipos. As capacidades existentes entre a porta e os terminais dreno e fonte do dispositivo são constituídas por:
- a) Componentes que dependem da região de funcionamento do transistor e componentes estruturais.
 - b) Componentes dependentes do canal de inversão, estruturais e de depleção.
 - c) Componentes dependentes da região de funcionamento do transistor, de depleção e de difusão.
 - d) Componentes dependentes do canal de inversão.
- 2.6 Num transistor MOS, o canal tem 90nm de comprimento e o óxido de porta tem 2nm de espessura. A capacidade de porta por unidade de largura do canal (considerando $\epsilon_{ox} = 3.5E-11 F/m$) é:
- a) 19.4fF/ μm .
 - b) 1.58fF/ μm .
 - c) 1.94fF/ μm .
 - d) 15.8fF/ μm .

Exercícios

- 2.7 No circuito da figura abaixo, considere o transistor M_1 , descrito pelo modelo quadrático, com $k'_p = 20\mu A/V^2$ e $V_T = -0.9V$. Determine:
- a) Os valores de V_O para $V_I = 2.5, 1.5$ e $0.5V$.
 - b) O valor de V_I que torna $V_O = V_I$.



- 2.8 A tabela seguinte indica o valor da corrente de dreno de um transistor NMOS para quatro condições de polarização. Fazendo uso do modelo quadrático e sabendo que este dispositivo é caracterizado por $(W/L) = 2$, $t_{ox} = 10nm$ e $\Phi_F = 0.35V$, calcule os valores dos seguintes parâmetros: a tensão de limiar, V_{T0} , a mobilidade dos portadores no canal, μ_n , e o fator de corpo, γ .

$V_{GS} (V)$	$V_{DS} (V)$	$V_{SB} (V)$	$I_{DS} (\mu A)$
2.5	2.5	0.0	187.0
3.3	3.3	0.0	377.6
2.5	2.5	2.0	128.8
3.3	3.3	2.0	292.7

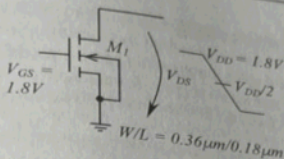
Em todos os problemas seguintes, considere um transistor NMOS fabricado num processo de $180nm$ em substrato p , com os seguintes parâmetros: $N_A = 8E17cm^{-3}$, $V_{T0} = 0.41V$, $t_{ox} = 3nm$, $\epsilon_{Si} = 11.7\epsilon_0$, $\epsilon_{ox} = 3.9\epsilon_0$, $\mu_n = 194cm^2/V.s$, $\Phi_F = 0.45V$ e $V_{DD} = 1.8V$. O valor de ϵ_0 é $8.85E-14F/cm$. Para a velocidade de saturação dos eletrões no canal, considere-se o valor $v_{sat} = 8E6cm/s$. O processo é ainda caracterizado pelos seguintes parâmetros relativos às capacidades de difusão das regiões de dreno e fonte: $C_{jbo} = 1.5fF/\mu m^2$, $\varphi_{b0} = 0.8V$, $m_b = 0.4$, $C_{jbsw0} = 0.2fF/\mu m^2$, $\varphi_{sw0} = 0.8V$ e $m_{sw} = 0.3$.

- 2.9 Suponha um transistor NMOS de dimensões mínimas ($L = 180nm$) construído no processo referido no Exercício 2.8 e o modelo I/V do MOSFET com saturação da velocidade de deriva. Assumindo $V_{SB} = 0V$, determine a região de funcionamento deste dispositivo para cada uma das seguintes condições de polarização:

- $V_{GS} = 0.7V$, $V_{DS} = 0.4V$.
- $V_{GS} = 0.7V$, $V_{DS} = 0.8V$.
- $V_{GS} = 1.4V$, $V_{DS} = 0.4V$.
- $V_{GS} = 1.4V$, $V_{DS} = 0.8V$.

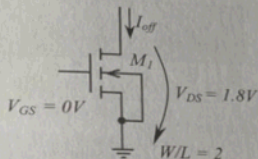
- 2.10 Considere o dispositivo NMOS do Exercício 2.9 com $V_{GS} = 1.8V$ e a tensão no dreno a variar de acordo com a figura seguinte. Calcule a corrente de dreno do transistor para $V_{DS} = 1.8V$ e para $V_{DS} = 0.9V$, supondo:

- O modelo quadrático.
- O modelo com saturação da velocidade de deriva.

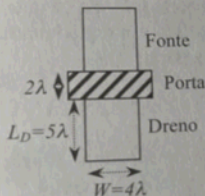


- 2.11 Suponha que o transistor NMOS do Exercício 2.9 é polarizado com $V_{GS} = 0.7V$. Determine, nestas condições, a variação de V_T em relação ao valor base V_{T0} .
- 2.12 Considere o transistor NMOS da figura abaixo. Calcule:

- a) A corrente de sublimiar, I_{off} , nas condições indicadas na figura abaixo. Considere $n = 1.4$.
- b) Se o transistor for também afetado pelo efeito de DIBL (com $\eta = 0.07$), qual é o novo valor de I_{off} ?



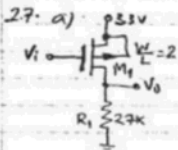
- 2.13 A figura seguinte mostra o *layout* simplificado de um transistor NMOS. Admitindo que os terminais de dreno, fonte e substrato do transistor estão todos a $0V$, calcule a capacidade da junção dreno-substrato, C_{DB} .



$$2\lambda = 180nm$$

- 2.14 Admita que a tensão no dreno do transistor do Exercício 2.13 varia de acordo com o diagrama da figura do Exercício 2.10. Calcule o valor da capacidade linear equivalente a C_{DB} , que correspondente à variação de V_{DS} de 1.8 a $0.9V$.
- 2.15 Determine a capacidade total de porta do transistor da figura do Exercício 2.13.

CAPITULO 2



$$K_P = 20 \mu A/V^2$$

$$V_T = -0.9V$$

$$1 - V_i = 2.5V$$

$$V_{SG} = 3.3 - 2.5 = 0.8V < |V_T| \quad M_1 \text{ cortado}$$

$$2 - V_i = 1.5V \quad \Rightarrow V_i = 0V$$

Com este valor V_o deve ser baixo, pelo que V_{DG} deve ser igualmente baixo, o que deve colocar M_1 saturado. Assim $I_{SD} = \frac{1}{2} K_P \left(\frac{W}{L}\right) (V_{SG} - |V_T|)^2$

$$I_{SD} = \frac{1}{2} 20(2) (3.3 - 1.5 - 0.9)^2 = 16.2 \mu A$$

$$V_o = I_{SD} R_1 = 16.2 \times 27 = 0.437V$$

$$\text{Assim } V_{DG} = 0.437 - 1.5 = -1.06$$

Como $V_{DG} < |V_T|$ M_1 está mesmo sat.

$$3 - V_i = 0.5V$$

Com este valor I_{SD} não é maior, logo V_o não é também maior, pelo que M_1 estará certamente linear:

$$I_{SD} = \frac{1}{2} K_P \left(\frac{W}{L}\right) [2(V_{GS} - |V_T|)V_{SD} - V_{SD}^2]$$

Seu $V_{SD} = 3.3 - V_o = 3.3 - 0.027 I_{SD}$

$$\text{com } I_{SD} \text{ em } \mu A. \quad I_{SD} = \frac{3.3 - V_{SD}}{0.027}$$

Conjugando as expressões obtemos:

$$V_{SD} = 1.46V; \quad V_o = 3.3 - V_{SD} = 1.84V$$

$$V_{DG} = V_o - V_i = 1.84 - 0.5 = 1.34 > |V_T| \quad \text{o}$$

que confirma que M_1 está linear.

b) Com $V_o = V_i$ temos $V_{DG} = 0 < |V_T|$, logo M_1 saturado:

$$\frac{V_o}{0.027} = I_{SD} = \frac{1}{2} 20(2) (3.3 - V_o - 0.9)^2$$

$$\text{e que dá } V_i = V_o = 1.025V$$

2.8- Aqui assume-se $\lambda = 0$.

Como com $V_{GS} = V_{DS}$ o transistor está saturado, usamos as primeiras duas linhas de Tabela para resolver:

$$187 = K(2.5 - V_{TD})^2$$

$$377.6 = K(3.3 - V_{TD})^2$$

de onde se tira $V_{TD} = 0.6V$ e

$$K = 51.8 \mu A/V^2$$

$$\text{Como } K = \frac{1}{2} K_n' \frac{W}{L} = K_n' = 51.8 \mu A/V^2$$

$$K_n' = \mu_n \frac{E_{ox}}{t_{ox}} \quad \text{em } \mu_n = \frac{K_n' t_{ox}}{3.9 E_{ox}}$$

$$\mu_n = \frac{(51.8 \times 10^{-6} A/V^2) \times (10 \times 10^{-9} \times 10^2 \text{ cm})}{(3.9 \times 8.85 \times 10^{-14} F/cm)}$$

$$\mu_n = 150 \text{ cm}^2/V.s$$

Para determinar χ calculamos primeiro o V_T com efeito de corpo usando, por exemplo, os dados da terceira linha de Tabela

$$I_{DS} = K(V_{GS} - V_T)^2$$

$$128.8 = 51.8(2.5 - V_T)^2 \rightarrow V_T = 0.923V$$

Usando agora

$$V_T = V_{TD} + \gamma(\sqrt{V_{GS} + 2|\phi_F|} - \sqrt{2|\phi_F|})$$

tiramos

$$\gamma = \frac{0.923 - 0.6}{\sqrt{2 + (2 \times 0.35)} - \sqrt{2 \times 0.35}} = 0.4 V^{1/2}$$

2.9- Sabendo que $\mu_n = 194 \text{ cm}^2/V.s$ e

$N_{don} = 8 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, obtemos o valor crítico do campo eléctrico, E_c , usando a equação

$$2.12: \quad E_c = \frac{2 \times 10^6}{\mu_n} = \frac{2 \times 8 \times 10^6}{194} = 8.25 V/\mu m$$

Para $L = 180 \text{ nm}$, $E_c L = 8.25 \times 0.18 = 1.49V$

Usando a equação 2.12:

$$V_{DSAT} = \frac{V_{GS} - V_T}{1 + (V_{GS} - V_T)/(E_c L)}$$

Como $V_{DSAT}(V_{GS} = 0.7) = 0.243V$ e

$V_{DSAT}(V_{GS} = 1.4) = 0.595V$, temos

a), b) e d) $V_{DS} > V_{DSAT} \rightarrow \text{sat. em veloci.}$

c) $V_{DS} < V_{DSAT} \rightarrow \text{região linear}$

CAPÍTULO 2

$$2.10 - E_0 = 8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$$

$$\mu_n = 190 \text{ cm}^2/\text{Vs}; V_{TO} = 0.41 \text{ V}$$

$$N_{SAF} = 8 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}/\text{A}; W/L = 0.36 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m}$$

$$t_{OX} = 3 \text{ nm}; \lambda = 0$$

$$C_{OX} = \frac{E_{OX}}{t_{OX}} = \frac{8.85}{t_{OX}} = 11.5 \times 10^{-7} \text{ F/cm}^2$$

$$K'_n = \mu_n C_{OX} = 223.2 \mu\text{A/V}^2$$

a) Modelo quadrático:

$$V_0 = V_{DS} = 1.8 \text{ V} \Rightarrow V_{GS} = 0 \text{ V}; M_1 \text{ sat.}$$

$$I_{DS1} = \frac{1}{2} K'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TO})^2$$

$$= \frac{1}{2} (223.2) (2) (1.8 - 0.41)^2 = 487.2 \mu\text{A}$$

$$V_0 = V_{DS}/2 = 0.9 \text{ V} \Rightarrow V_{GS} = 0.9 \text{ V}; M_1 \text{ lin.}$$

$$I_{DS2} = \frac{1}{2} K'_n \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_{TO})V_{DS2} - V_{DS2}^2]$$

$$= \frac{1}{2} (223.2) (2) [2(1.8 - 0.41)0.9 - 0.9^2] = 377.7 \mu\text{A}$$

b) Modelo Sat. Velocidade de deriva:

Usando a equação 2.13:

$$E_0 = \frac{2 \sqrt{V_{DSAT}}}{\mu_n} = 8.25 \text{ V}/\mu\text{m}$$

e usando eq. 2.17

$$V_{DSAT} = \frac{V_{GS} - V_T}{1 + (V_{GS} - V_T)/(E_0 L)} = 0.72 \text{ V}$$

Ou seja, para $V_0 = 1.8 \text{ V}$ e $V_0 = \frac{V_{DS}}{2} = 0.9 \text{ V}$

temos sempre $V_{DS} > V_{DSAT}$, e portanto

Ma está saturado em ambos os casos.

A corrente de dreno será constante

em toda a variação de V_0 desde

1.8V até 0.9V, sendo dada pela

equação 2.16:

$$I_{DSAT} = N_{SAF} \cdot C_{OX} \cdot W (V_{GS} - V_T - V_{DSAT})$$

com os valores anteriores obtemos

$$I_{DSAT} = 229 \mu\text{A}$$

Ou seja, o modelo de saturação de velocidade prevê que a magnitude da corrente do modelo quadrático

2.11 - Usando a equação A.9

$$\gamma = \frac{C_{OX}}{E_{OX}} \sqrt{2qNAE_0}$$

e os valores dados obtém-se

$$\gamma = 0.447 \text{ V}^2$$

Aplicando agora a equação 2.6

$$\Delta V_T = \gamma (\sqrt{2qN_A} V_{DS} - \sqrt{2qN_A})$$

$$= 0.447 (\sqrt{2 \times 0.45} + 0.7 - \sqrt{2 \times 0.45})$$

$$\Delta V_T = 0.14 \text{ V}$$

$$2.12 - \mu_n = 190 \text{ cm}^2/\text{Vs}; t_{OX} = 3 \text{ nm}$$

$$V_{TO} = 0.41 \text{ V}; V_T = 26 \text{ mV}; \eta = 1.4$$

Usando as equações 2.20 e 2.21

$$I_{OS} = I_{DSO} \frac{(V_{GS} - V_T)/n V_T}{1 - \frac{V_{GS} - V_T}{V_{DS}}}$$

$$\text{e } I_{DSO} = 2 \frac{1.8}{N_A} K$$

$$\text{e } K = \frac{1}{2} \mu_n \frac{C_{OX}}{L} \frac{W}{L}$$

Substituindo valores obtem-se

$$a) I_{DSO} = 1.83 \mu\text{A}$$

$$I_{OFF} = I_{DSO} \frac{1 - \frac{V_{GS} - V_T}{V_{DS}}}{1 - \frac{V_{GS} - V_T}{V_{DS}}} = 23.5 \text{ pA}$$

b) Segundo a equação 2.24

$$V_T = V_{TO} - \eta V_{DS} \text{ e } \eta = 0.07$$

$$= 0.41 - (0.07)(1.8) = 0.284 \text{ V}$$

com este novo valor de V_T temos

$$I_{OFF} = (1.83 \mu\text{A}) \frac{1 - \frac{0.284}{1.8}}{1 - \frac{0.284}{1.8}} = 750 \text{ pA}$$

$$I_{OFF} = 750 \text{ pA}$$

Ou seja, devido ao DIBL a corrente de sublimação aumenta de um factor de 32.

CAPÍTULO 2

$$2.13 - 2\lambda = 180 \text{ nm} ; C_{j6} = 1.5 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$$

$$C_{j6sw} = 0.2 \text{ fF}/\mu\text{m}$$

A capacitância C_{DB} é, segundo a lei da equação 2.30:

$$C_{DB} = A D C_{j6} + P D C_{j6sw}$$

$$= W \cdot L_0 \cdot C_{j6} + 2(W + L_0) C_{j6sw}$$

Ora, para $V_{DS} = 0$, temos

$$C_{j6} = C_{j6F} = C_{j6sw} = C_{j6swF}$$

Como $W = 4\lambda = 0.36 \mu\text{m}$ e $L_0 = 5\lambda = 0.45 \mu\text{m}$ então

$$C_{DB} = (0.36 \times 0.45) 1.5 + 2(0.36 + 0.45) 0.2$$

$$= 0.567 \text{ fF}$$

2.14 - Usando o processo de linearização descrito na seção 2.6.4, determinamos as capacitâncias lineares que equivalem a C_{j6} e C_{j6sw} .

Começamos com C_{j6} . Usando a equação 2.34:

$$K_{eq6} = \phi_{60}^{m_6} \frac{(\phi_{60} + V_H)^{1-m_6} - (\phi_{60} + V_L)^{1-m_6}}{(V_H - V_L)(1-m_6)}$$

$$= 0.8 \frac{(0.8 + 1.8)^{0.6} - (0.8 + 0.9)^{0.6}}{(1.8 - 0.9)(1 - 0.4)} = 0.676$$

$$C_{j6} = K_{eq6} \cdot C_{j60} = 0.676 \times 1.5 = 1.014 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$$

Para obter C_{j6sw} os cálculos são idênticos:

$$K_{eq6sw} = \phi_{6sw}^{m_{6sw}} \frac{(\phi_{6sw} + V_H)^{1-m_{6sw}} - (\phi_{6sw} + V_L)^{1-m_{6sw}}}{(V_H - V_L)(1-m_{6sw})}$$

$$= 0.8 \frac{(0.8 + 1.8)^{0.3} - (0.8 + 0.9)^{0.3}}{(1.8 - 0.9)(1 - 0.3)} = 0.745$$

$$C_{j6sw} = K_{eq6sw} \cdot C_{j6sw0}$$

$$= 0.745 \times 0.2 = 0.149 \text{ fF}/\mu\text{m}$$

Usando agora a equação 2.30

$$C_{DB} = A D C_{j6} + P D C_{j6sw}$$

$$= W \cdot L_0 \cdot C_{j6} + 2(W + L_0) C_{j6sw}$$

$$= (0.36 \times 0.45) 1.014 + 2(0.36 + 0.45) 0.149$$

$$C_{DB} = 0.406 \text{ fF}$$

$$2.15 - C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{L_{ox}} = \frac{3.9 \epsilon_0}{L_{ox}}$$

$$C_{ox} = \frac{3.9 \times 8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}}{3 \times 10^{-9} \times 10^{-2} \text{ cm}} =$$

$$= 11.51 \times 10^{-7} \text{ F/cm}^2 = 11.51 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$$

Usando a equação 2.36 e admitindo que o valor de $L = 2\lambda = 0.18 \mu\text{m}$ e o valor de L_d

$$C_g = C_{ox} \cdot W \cdot L_d = 11.51 \times 0.36 \times 0.18$$

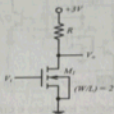
$$= 0.746 \text{ fF}$$

Questões de revisão

Para cada uma das questões seguintes são propostas quatro respostas distintas, sendo que apenas uma está correta. Determine qual.

- 3.1 No inversor da figura abaixo, suponha para M_1 os valores $V_{gs} = 0.6V$, $k_n' = 80\mu A/V^2$ e $\lambda = 0$. Para garantir que M_1 está linear quando $V_I = V_{DD}$, R deverá obedecer à condição:

- $R > 1.3K$.
- $R < 3.8K$.
- $R < 1.3K$.
- $R > 3.8K$.



- 3.2 Comparado com um inversor CMOS, o inversor da figura da Questão de revisão 3.1:

- Consome menos potência estática.
- É mais lento, especialmente na transição de $0 \rightarrow 1$.
- Apresenta igualmente níveis lógicos de saída de V_{DD} e $0V$.
- Requer uma área de silício menor, pois usa apenas um transistor.

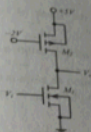
- 3.3 Num inversor CMOS, a potência de transição é tanto maior quanto:

- Menor a frequência.
- Menor o tempo de subida/descida da entrada.
- Menor a capacidade de carga.
- Maior a corrente de sublimiar.

- 3.4 Para estudar o comportamento transitório de um circuito digital, é habitual recorrer ao modelo de capacidade concentrada (*lumped*), considerando-se uma única capacidade de carga, que é determinada em função das capacidades intrínsecas do

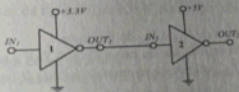
circuito. No caso do inversor da figura seguinte, essa capacidade concentrada, C_{eq} , é dada por:

- $2C_{gs1} + C_{db1} + C_{gs2} + C_{db2}$
- $2C_{gs1} + C_{db1} + C_{gs2} + C_{db2}$
- $2C_{gs1} + C_{db1} + C_{gs2} + C_{db2}$
- $2C_{gs1} + C_{db1} + C_{gs2} + C_{db2}$



- 3.5 O circuito da figura abaixo ilustra dois inversores CMOS complementares ligados entre si. Suponha $V_M = V_{DD}/2$ na VTC de cada um deles. Como os inversores são alimentados com tensões diferentes, é verdade que:

- O nível lógico 1 aplicado em IN_1 não será transmitido corretamente para OUT_1 .
- Com IN_1 ao nível lógico 0, o inversor 2 poderá exibir um consumo estático anormalmente elevado.
- As margens de ruído do inversor 1 serão fortemente diminuídas pela corrente DC, que tenderá a fluir entre OUT_1 e IN_2 .
- Os níveis lógicos na entrada do inversor 2 tendem a melhorar o desempenho deste.



- 6 Uma das diferenças/semelhanças entre um inversor DCVSL e um inversor pseudo-NMOS é que:

- O primeiro tem excursão de saída *rail-to-rail* e o segundo não tem.
- Cada um dos circuitos consome a mesma potência estática.

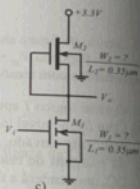
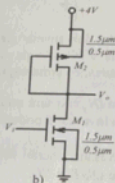
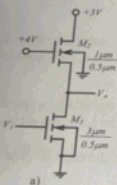
- c) O primeiro é *ratioless* e o segundo é *ratioed*.
 d) Cada um dos circuitos é implementado com dois transistores.

Exercícios

Em todos os problemas seguintes considere os transistores descritos pelo modelo quadric.

3.7. Atente no inversor NMOS da figura a) seguinte. Considere $k'_n = 120 \mu A/V^2$, $V_T = 0.7V$ e $\gamma = 0$:

- a) Calcule o valor médio da potência estática dissipada pelo circuito em condições normais de funcionamento.
 b) Considere $V_{OL} = 0.4V$. Supondo na entrada do circuito uma transição instantânea entre 0 e 3V, determine o valor de tp_{HL} do inversor para uma capacidade conectada na saída $C_L = 168fF$.



3.8 Considere o inversor NMOS com carga PMOS da figura b) anterior. Admita $k'_n = 2k'_p = 80 \mu A/V^2$ e $V_{Tn} = |V_{Tp}| = 1V$:

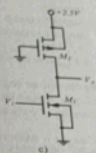
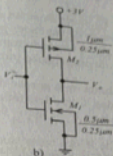
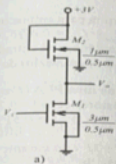
- a) Determine os valores de V_{OH} e V_{OL} do inversor.
 b) Considerando uma capacidade de carga $C_L = 0.5pF$ e transições instantâneas na entrada entre 0 e V_{DD} , calcule os tempos de subida (t_r) e descida (t_f) na saída.

3.9 Para o inversor NMOS com carga de depleção da figura c) anterior, considere $k'_n = 120 \mu A/V^2$, $V_{Tn} = |V_{Tdepl}| = 0.5V$ e $\gamma = 0$:

- a) Calcule o valor mínimo que W_2 deve ter de forma a garantir que tp_{LH} não exceda de 10ns quando o inversor é carregado com $C_L = 1pF$. Para simplificar, assuma $V_{OL} = 0V$ e considere uma transição $1 \rightarrow 0$ instantânea na entrada.

b) Apresente uma solução para o dimensionamento do circuito que obedeça ao valor mínimo previamente determinado para W_2 e que, além disso, cumpra as seguintes especificações: $V_{OL} < 20mV$ e potência estática média $P_{stat} < 1mW$.

3.10 Em ambos os transistores do inversor da figura a) seguinte, considere $k'_n = 120 \mu A/V^2$, $V_T = 0.7V$, $\gamma = 0.4V^{1/2}$ e $\Phi_p = 0.3V$. Calcule as tensões características V_{OH} e V_{OL} .



3.11 Atente novamente no inversor da figura a) do Exercício 3.10. Considere os mesmos parâmetros do Exercício 3.10, com exceção de γ , que agora deve ser considerado nulo:

- a) Calcule o valor médio da potência estática dissipada pelo circuito.
 b) Supondo $V_{OL} = 0.4V$ e $C_{OX} = 3.2fF/\mu m^2$, determine o valor de tp_{HL} do inversor para um *fan-out* de 35. Despreze o efeito das capacidades intrínsecas do inversor *driver* e considere na entrada deste uma transição instantânea entre 0 e V_{DD} .
 c) Redimensione W de M_2 , de maneira a permitir que o inversor, com a saída ao nível lógico 1, forneça uma corrente de $50 \mu A$, sem que V_{OH} seja inferior a 1.8V.

3.12 Considere o inversor da figura b) do Exercício 3.10. Admita $k'_n = 3k'_p = 120 \mu A/V^2$ e $V_{Tn} = |V_{Tp}| = 0.7V$.

- a) Calcule a margem de ruído NM_L .
 b) Redimensione os valores de W de M_1 e M_2 , de maneira a permitir que o inversor forneça/absorva uma corrente de $0.15mA$, sem que V_{OH} seja inferior a 2.9V e sem que V_{OL} seja superior a 0.1V, mantendo o valor original de K_R .

3.13 Considere novamente o inversor do Exercício 3.12 (figura b) do Exercício 3.10), agora carregado com uma capacidade de 1pF. Nestas condições, determine:

- a) Os tempos de propagação tp_{HL} e tp_{LH} .