

CAPÍTULO 1

RESOLUÇÕES DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Exercício 1.1

R: Ver texto (página 9).

Exercício 1.2

R: Ver texto (página 10).

Exercício 1.3

R: a) Mobilidade de electrões e lacunas: $\mu_e = \frac{v_e}{E}$, $\mu_h = \frac{v_h}{E}$

$$\vec{F} = e\vec{E} + e(\vec{v}_e \times \vec{B})$$

- A grandeza da força para os electrões é $F_e = eE_x + ev_e B_y$

- A grandeza da força para as lacunas é $F_h = eE_x + ev_h B_y$

b) Condutividade eléctrica: $\sigma = \sigma_e + \sigma_h = ne\mu_e + pe\mu_h$, como não há corrente $\sigma=0$, vem $n/p = \mu_h/\mu_e = 1/2$.

Exercício 1.4

R: a) Ver equação (1.1).

b) Ver texto (página 5).

Exercício 1.5

R: a) Ver texto. Não, porque pode ter impurezas em que a concentração de dadores é igual à concentração de aceitadores.

b) A altas temperaturas, uma grande concentração dos electrões na banda de valência tendem a saltar para a banda de condução, logo a concentração de impurezas é desprezável face à passagem de grande quantidade de electrões para a banda de condução ficando uma grande concentração de lacunas na banda de valência, logo $n=p$.

c) Ver texto (página 8).

Exercício 1.6

R: Pela lei de Ohm $\vec{J} = \sigma \vec{E}$, logo $J = ne\mu_e E + pe\mu_h E$ sabendo que $\sigma_e = ne\mu_e$ e $\sigma_h = pe\mu_h$. Como $\mu_e = 2\mu_h$ e $p = 4n$ vem $J = 3ne\mu_e E$.

Exercício 1.7

- R:** a) Ver texto (página 10).
b) Ver texto (página 10).

Exercício 1.8

R: $\sigma = \sigma_e + \sigma_h = ne\mu_e + pe\mu_h$

- a) Como $\mu = \mu_e = \mu_h$, então a condutividade é mínima quando as concentrações de n e p são baixas.
b) Como $\sigma_i \rho_i = \sigma_{dop} \rho_{dop}$, onde:

- σ_i é a condutividade no estado intrínseco;
- ρ_i é a resistividade no estado intrínseco;
- σ_{dop} é a condutividade no estado dopado;
- ρ_{dop} é a resistividade no estado dopado.

Vem $\sigma_i = en_i(\mu_e + \mu_h)$, pois $n=p=n_i$.

$\mu_{dop} = ne\mu_e + pe\mu_h = 4 \times 10^{23} e\mu_e + n_i e\mu$, pois P (fósforo) é dador, $p=n_i$ e n_i a 300 K é calculado pela equação (1.1).

Exercício 1.9

R: Para altas temperaturas, n_i e σ crescem e estamos na região intrínseca. Na região entre 40 e 300 K estamos na região extrínseca. Abaixo de 40 K, os electrões estão “congelados”.

Exercício 1.10

R: Ver texto (página 2).

Exercício 1.11

R: O alumínio (Al) é uma impureza aceitadora.

Para $T=300$ K e $n=0$ vem $R_H=1/(pe)$, com $p=10^{18}$.

Para $T=1000$ K estamos na região intrínseca (ver exercício 1.5), logo $R_H=(p \cdot \mu_h^2 - n \cdot \mu_e^2) / [e(n \cdot \mu_e + p \cdot \mu_h)^2]$ e $n=p=n_i$, onde n_i obtém-se da equação (1.1).

CAPÍTULO 2

RESOLUÇÕES DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Exercício 2.1

R: Para $\lambda > 1 \mu\text{m}$ o silício é transparente (Figura 2.4), mas para valores inferiores é possível fabricarem-se fotodíodos com a construção simples de junções pn. À medida que λ diminui dentro da região visível (começando na faixa correspondente ao vermelho, passando pelo amarelo e terminando no verde - Figura 2.3), também o coeficiente de absorção diminui. Significa isto que a profundidade de penetração dos fótons correspondentes também diminui. Para ser eficaz, a detecção de fótons correspondentes a maiores comprimentos de onda deve ser feita através de junções pn mais profundas. Usando três junções pn com profundidades diferentes é possível discriminar o tipo de cor. A junção mais profunda vai servir para detectar o vermelho, a menos profunda o azul e a intermédia o verde.

Exercício 2.2

R: Ver texto (página 19). Membranas de SiN apresentam stress residual em tensão. Membranas de SiO₂ apresentam stress compressivo.

Exercício 2.3

R: Ver texto (página 25).

Exercício 2.4

R: Evitar a presença de outros gases na câmara de deposição e a oxidação.

Exercício 2.5

R: Ver texto (página 17).

Exercício 2.6

R: São as forças a que está sujeito um material em repouso, o qual pode ser compressivo ou em tensão. O recozimento (*annealing*) dos filmes finos ajuda a diminuir o stress residual.

Exercício 2.7

R: Na oxidação térmica basta apenas introduzir oxigénio e aumentar a temperatura no interior de um forno, resultando na formação e no crescimento progressivo de uma camada de SiO₂ sobre o silício. Filmes finos de SiO₂ obtidos por deposição envolvem a tecnologia LPCVD onde há reacções químicas e a utilização de gases específicos.

Exercício 2.8

R: Menor espessura e menor stress por exemplo numa membrana em tensão. Ver texto (páginas 19-20).

Exercício 2.9

R: Aplicações no infravermelho, visível e ultravioleta respectivamente.

Exercício 2.10

R: Ver texto (páginas 22, 24 e 25).

CAPÍTULO 3

RESOLUÇÕES DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Exercício 3.1

R: Ver texto (Figura 3.20b).

Exercício 3.2

R: a) Ver texto (página 39).
b) Apenas em tecnologia CMOS.

Exercício 3.3

R: Definir regiões dopadas (com sinal contrário) como base para o n-MOSFET e p-MOSFET. A desvantagem é o uso de mais uma máscara para a p-well.

Exercício 3.4

R: a) Para a mesma área, consegue-se integrar um maior número de transístores e diminuir a potência de consumo pois a V_{th} é menor para comprimento de canais menores.
b) A resolução óptica do processo litográfico (comprimentos de onda muito pequenos para definição das máscaras) e a tensão V_{th} está a atingir valores mínimos para a passagem de um electrão da *source* para o *drain*. A partir de um valor limite o processo é probabilístico.

Exercício 3.5

R: Ver texto (páginas 30-31).

Exercício 3.6

R: a) $Z = X \oplus Y = \overline{X}Y + X\overline{Y}$.
b) Desenhar dois inversores lógicos e obter as ligações eléctricas $A_1 = \overline{X}$ e $A_2 = \overline{Y}$.
Desenhar duas portas AND e obter as ligações eléctricas $B_1 = A_1Y$ e $B_2 = XA_2$.
Desenhar uma porta OR e obter a ligação eléctrica $Z = B_1 + B_2$.

Exercício 3.7

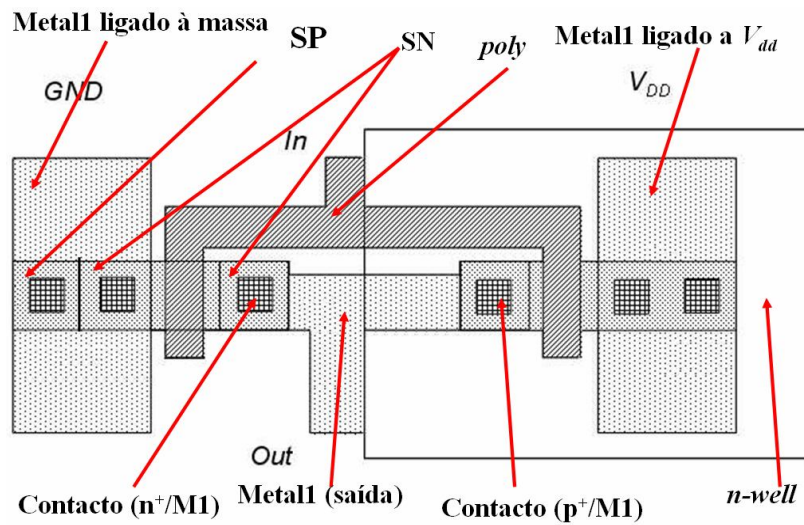
R: Para definir as zonas de dopagem.

Exercício 3.8

R: Ver texto (página 45).

Exercício 3.9

R:



Exercício 3.10

R: Ver texto (página 42-43).

Exercício 3.11

- R: a) $R = N_{\square} R_{sheet}$, com $N_{\square} = 100 \mu\text{m} / 10 \mu\text{m} = 10$. Logo $R_{sheet} = 25 \text{ k}\Omega$.
b) $R = N_{\square} R_{sheet}$, com $N_{\square} = 100 \mu\text{m} / 20 \mu\text{m} = 5$. Obtém-se metade do valor inicial.
c) $R = N_{\square} R_{sheet}$, com $N_{\square} = 200 \mu\text{m} / 10 \mu\text{m} = 20$. Obtém-se o dobro do valor inicial.

Exercício 3.12

- R: a) $C = \epsilon A / d = 4 \times 10^{-9} / (36\pi) \cdot (100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}) / (1.645 \mu\text{m}) \approx 215 \text{ fF}$,
b) $C = \epsilon A / d = 4 \times 10^{-9} / (36\pi) \cdot (100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}) / (1.645 \mu\text{m}) \approx 354 \text{ fF}$,

CAPÍTULO 4

RESOLUÇÕES DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Exercício 4.1

R: Ver texto (página 68).

Exercício 4.2

R: Ver texto (página 68).

Exercício 4.3

R: a) Ver texto (páginas 69-70).
b) Ver texto (página 68).

Exercício 4.4

R: Ver texto (página 76).

Exercício 4.5

R: É possível, mas exige maior tempo na deposição e a colocação do substrato e alvo a diferentes distâncias para obter uma deposição conformal. Ver texto (página 81).

Exercício 4.6

A evaporação por *hot-wire* (ou resistiva) é simples, pois o aquecimento é feito através da passagem de uma corrente eléctrica por um barco de evaporação que segura o material a evaporar. De entre outras vantagens, a evaporação por *e-beam* (feixe de electrões) permite ultrapassar um grande inconveniente da evaporação resistiva: o de projectar impurezas e outros contaminantes presentes no filamento e assegurar com maior resolução a espessura do filme a depositar.

Exercício 4.7

R: A micromaquinagem superficial é a técnica que permite fabricar estruturas de menores dimensões.

Exercício 4.8

R: Ver texto (página 71).

Exercício 4.9

R: Sim, mas obriga a um elevado número de máscaras com várias CQSA.

Exercício 4.10

R: Por CVD, pois um dos gases presentes é o SiH_4 .

CAPÍTULO 5

RESOLUÇÕES DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Exercício 5.1

R: a) Para os n-MOSFETs:

$$\begin{aligned} - \frac{W_1/L_1}{W_2/L_2} &= \frac{I_2}{I_1} = 10 \rightarrow (W_2/L_2) = 10 \times (W_1/L_1) \\ - (W_3/L_3) &= 12.5 \times (W_1/L_1) \end{aligned}$$

Para os p-MOSFETs:

Assumindo que:

- os transístores M_1 e M_4 possuem o mesmo tamanho
- $I_4 = I_1 = 100 \mu\text{A}$
- $V_{ds4} = V_{ds1} = V_{gs1}$

Para um bom funcionamento do circuito, tanto M_4 como M_7 devem operar em saturação, ou seja:

$$\begin{aligned} - I_4 &= \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W_1}{L_1}\right) (V_{gs1} - V_{thn})^2 \quad (*) \\ - I_4 &= \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \left(\frac{W_7}{L_7}\right) (V_{sg7} + V_{thp})^2 \end{aligned}$$

O tamanho de M_7 é tal que:

$$- \left(\frac{W_7}{L_7}\right) = \frac{2I_4}{\mu_p C_{ox}} (V_{dd} - V_{ds4} + V_{thp})^2 = \frac{2I_4}{\mu_p C_{ox}} (V_{dd} - V_{gs1} + V_{thp})^2 \quad (**)$$

Combinando a equação (*) anterior:

$$- V_{gs1} = V_{ds4} = \sqrt{\frac{2I_4}{\mu_n C_{ox}} \left(\frac{W_1}{L_1}\right)} + V_{thn}$$

Com a equação (**), resulta finalmente no tamanho de M_7 :

$$- \left(\frac{W_7}{L_7}\right) = \frac{2I_4}{\mu_p C_{ox}} \left(V_{dd} - \sqrt{\frac{2I_4}{\mu_n C_{ox}} \left(\frac{W_1}{L_1}\right)} + V_{thp} - V_{thn}\right)^2$$

O tamanho dos restantes p-MOSFETs são:

$$- (W_5/L_5) = \frac{I_5}{I_4} \times (W_7/L_7) = 5 \times (W_7/L_7)$$

$$- (W_6 / L_6) = \frac{I_6}{I_4} \times (W_7 / L_7) = 7.5 \times (W_7 / L_7)$$

- b) - $(W_2 / L_2) = 3 \times (W_1 / L_1)$
 - $(W_3 / L_3) = 10 \times (W_1 / L_1)$

Exercício 5.2

R: a) $R \cdot I_{ds} = V_{dd}/2 \rightarrow I_{ds} = V_{dd}/(2R)$

$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{thn})^2 = \frac{V_{dd}}{2R}$$

$$V_{bias} = \sqrt{\frac{V_{dd}}{\mu_n C_{ox} R (W/L)}} + V_{thn} \approx 1.21 \text{ V}$$

b) $g_m = \mu_n C_{ox} (W/L) (V_{gs} - V_{thn})$, $V_{gs} = V_{bias} = 1.21 \text{ V}$
 $g_m \approx 573 \text{ mS}$

- c) Supondo que C_b é muito elevado de modo a não atenuar $x(t)$

$$V_{gs} = V_{bias} + x(t) \text{ varia no tempo}$$

O caso mais desfavorável em termos de operação é quando V_{gs} se torna inferior a V_{thn} , fazendo com que o transistor deixe de operar na região de saturação. Assim, deve-se garantir que:

$$- \min(V_{gs}) = V_{bias} + \min[x(t)] > V_{thn}$$

$$\text{Portanto } V_{bias} > V_{thn} - 0.01 = 0.78 \text{ V}$$

Exercício 5.3

R: a) $A_v = -g_{m1} \cdot R_{d(eq)}$

$$- g_{m1} = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W_1}{L_1}\right) (V_{bias1} - V_{thn0}) = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W_1}{L_1}\right) I_{ds1}}$$

$$- R_{d(eq)} = \frac{V_{ds2}}{I_{ds2}} = \left[\mu_p C_{ox} \left(\frac{W_2}{L_2}\right) (V_{sg2} + V_{thp0}) \right]^{-1}$$

$$\text{mas } V_{sg2} = V_{dd} - V_{bias2} \text{ e } V_{gs1} = V_{bias1}$$

$$\text{Se por hipótese admitir-se que } R_{d(eq)} = 10 \text{ K}\Omega$$

$$\rightarrow g_{m1} = 2.10 \text{ mS}$$

$$\rightarrow V_{bias1} = 0.89 \text{ V}$$

$$\rightarrow I_{ds1} = 0.20 \text{ mA}$$

$$R_{d(eq)} = \left[\mu_p C_{ox} \left(\frac{W_2}{L_2}\right) (V_{dd} - V_{bias2} + V_{thp0}) \right]^{-1} = 10 \text{ K}\Omega \rightarrow V_{bias2} = 1.45 \text{ V}$$

b) $g_{m1} = \mu_n C_{ox} \left(\frac{70}{2}\right) (V_{bias1} - V_{thn0}) = 1.05 \text{ mS}$

$$A_v = -g_{m1} \cdot R_{d(eq)} = -10.5$$

Exercício 5.4

$$\mathbf{R: a)} \quad R_{bias} = \frac{1}{I_{ref}} \times \left[V_{dd} - V_{thn0} - \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\mu_n C_{ox} (W_3/L_3)}} \right] = 38.75 \text{ K}\Omega$$

$$\text{b) } I_{ds}=100 \mu\text{A} \rightarrow (W_1/L_1)=(W_2/L_2)=100/4 \times 40/5=100/5 \text{ } [\mu\text{m}/\mu\text{m}]$$

c) Como $V_{sb} \neq 0$, é necessário considerar o efeito de corpo que afecta M_1 .

Para um bom funcionamento do circuito, M_1 e M_2 tem de operar em saturação.

Para isso: $V_{ds2} > V_{gs2} - V_{thn2}$ (como o efeito de corpo não afecta M_2 , então $V_{thn2} = V_{thn0}$) e $V_{ds1} > V_{gs1} - V_{thn1}$ (o efeito de corpo afecta M_1 , logo $V_{thn1} \neq V_{thn0}$),

Assumindo que $V_{ds3} = V_{ds2} = V_{gs3} = 2.5 - 38.75 \times 10^3 \times 40 \times 10^{-6} = 0.95 \text{ V}$ ($V_{ds3} > V_{gs3} - V_{thn0} = 0.25 \text{ V}$) e M_2 mantém-se em saturação).

$$V_{sb1} = V_{ds2} = 0.95 \text{ V} \rightarrow V_{thn(1)} = V_{thn0} + [(|2\Phi_F| + V_{sb})^{-1/2} - |2\Phi_F|^{-1/2}] \approx 0.89 \text{ V}$$

$$I_{ds1} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W_1}{L_1} \right) (V_{bias1} - V_{ds2} - V_{thn(1)})^2 = 100 \mu\text{A} \rightarrow V_{bias1} = 2.09 \text{ V}$$

M_1 opera em saturação porque $V_{ds1} = 2.5 - 0.95 = 1.55$ é maior que $V_{gs1} - V_{thn(1)} = 0.25 \text{ V}$

$$\text{d) } A_v = g_{m1} (1/g_{mb1} // r_{o1} // r_{o2}) / [1 + g_{m1} (1/g_{mb1} // r_{o1} // r_{o2})]$$

$r_{o1} = r_{o2} = \infty$ pois ignora-se λ ($\lambda = 0$)

Assim $A_v = g_{m1} / (g_{m1} + g_{mb1})$

$$g_{m1} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \left(\frac{W_1}{L_1} \right) I_{ds1}} = 0.18 \text{ mS}$$

$$g_{mb1} = \frac{\gamma g_{m1}}{2\sqrt{|2\Phi_F| + V_{sb1}}} = 43.4 \mu\text{S}$$

$A_v = 0.81$ (< 1 como era esperado).

$$\text{e) } R_{out} = 1 / (g_{m1} + g_{mb1}) = 4.48 \text{ K}\Omega$$

Exercício 5.5

R: a) Deve garantir-se que qualquer que seja a tensão instantânea no terminal do *drain* $V_d = 0.3 + 0.05 \cos(2\pi ft)$, o transistor não saia de saturação. Além disso $V_{sb} \neq V_s$, não se podendo desprezar o efeito de corpo.

Para $V_{d1} = 0.35 \text{ V} \rightarrow V_{thn1} = 0.78 \text{ V} \rightarrow$ para continuar saturado, $V_{bias1} > 1.01 \text{ V}$

Para $V_{d2} = 0.25 \text{ V} \rightarrow V_{thn2} = 0.76 \text{ V} \rightarrow$ para continuar saturado, $V_{bias2} > 1.13 \text{ V}$

Logo para não sair de saturação deve $V_{bias} > \max(V_{bias1}, V_{bias2}) = 1.13 \text{ V}$.

$$\text{b) } A_v = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W_1}{L_1} \right) (V_{bias} - V_d - V_{thn}) \left(1 + \frac{g_{mb}}{g_m} \right)$$

$V_{bias} = 1.40 \text{ V}$ e supondo $V_d = 0.3 \text{ V}$ (só com componente DC) $\rightarrow V_{thn} = 0.77 \text{ V}$

$\rightarrow I_{ds} = 61 \mu\text{A} \rightarrow g_m = 0.37 \text{ mS}$, $g_{mb} = 76 \mu\text{S} \rightarrow A_v = 0.04$

$$\text{c) } R_{in} = 1 / (g_m + 1/g_{mb}) = 2.24 \text{ K}\Omega$$

CAPÍTULO 6

RESOLUÇÕES DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Exercício 6.1

R: Ver texto (página 112).

Exercício 6.2

R: Ver texto (páginas 129 a 131).

Exercício 6.3

R: Ver texto (página 112).

Exercício 6.4

R: Ver texto (página 114).

Exercício 6.5

R: Ver texto (página 116).

Exercício 6.6

R: Escolher o par L [H] e C [F], de modo a $f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

Para $f=4$ MHz, pode escolher-se $L=5$ μ H e $C=316$ pF

Seguir o procedimento apresentado nas páginas 124 e 125 do texto.

Exercício 6.7

R: a) Uma PLL necessita dos cinco componentes seguintes:

- (1) divisor de frequência: $N=5200/12.5=416$ (é a razão entre a frequência de saída da PLL e a frequência do oscilador de referência – note-se que 5.2 GHz= 5200 MHz);
- (2) comparador de frequência/fase: trata-se de um circuito digital como o ilustrado na Figura 6.19 e por essa razão não necessita de um projecto específico;
- (3) oscilador controlado por tensão: $K_{VCO}=680$ MHz/V (um outro valor qualquer pode ser utilizado desde que o VCO consiga oscilar à frequência que se deseja gerar; a razão da escolha deste valor é por já ter sido implementado um VCO destes e o valor constar no texto);
- (4) bomba de carga: $K_{VCO}=175$ mA.rad/(2π) (idem);
- (5) filtro de malha: suaviza a variação do sinal à entrada do VCO; o projecto dos constituintes do filtro de malha é o foco da próxima alínea.

b) Aconselha-se a leitura da secção 6.4.5.5 do texto.

A largura de banda da PLL constitui uma outra especificação, mas a sua importância não é tão crítica como a da margem de fase, pois só tem efeito na velocidade de convergência da PLL. Assim, um projecto possível do filtro de malha implica a definição deste valor:

- $f_p=1.2$ MHz

No texto pode observar-se o procedimento para a obtenção dos componentes do filtro:

- $\tau_1=61.85 \times 10^{-9}$ s: ver equação (6.33)
- $\tau_3=70.46 \times 10^{-9}$ s: ver equação (6.34)
- $f_c=537.84$ KHz: ver equação (6.36)
- $\tau_2=661.84 \times 10^{-9}$ s: ver equação (6.35)
- $C_1=1.92$ nF: ver equação (6.37)
- $C_2=18.58$ nF: ver equação (6.38)
- $R_2=35.62$ Ω : ver equação (6.39)
- $C_3=190$ pF ($<C_1/10$): ver equação (6.40)
- $R_3=370.83$ Ω : ver equação (6.40)

Alternativamente, aplicando o factor de proporcionalidade $1/1000 \times (11/1.92)$, obtêm-se um conjunto de componentes mais fáceis de adquirir comercialmente:

- $C_1=11$ pF (diminuiu)
- $C_2=10.64$ pF (diminuiu)
- $R_2=6.22$ K Ω (aumentou)
- $C_3=10$ pF $<C_1/10$ (diminuiu)
- $R_3=7.05$ K Ω (aumentou)

Exercício 6.8

R: a) Em primeiro lugar importa saber se com 3.3 V de alimentação é possível fornecer directamente 1 W a uma antena com resistência de entrada igual a 50 Ω .

Da equação (6.55) sabe-se que $P_{RF}=\max[v_{out}(t)]^2/(2R_L)$ e da Figura 6.32(d) sabe-se também que $\max[v_{out}(t)]=V_{dd}$, logo a maior potência que é possível entregar directamente a esta carga é $P_{RF}=109$ mW.

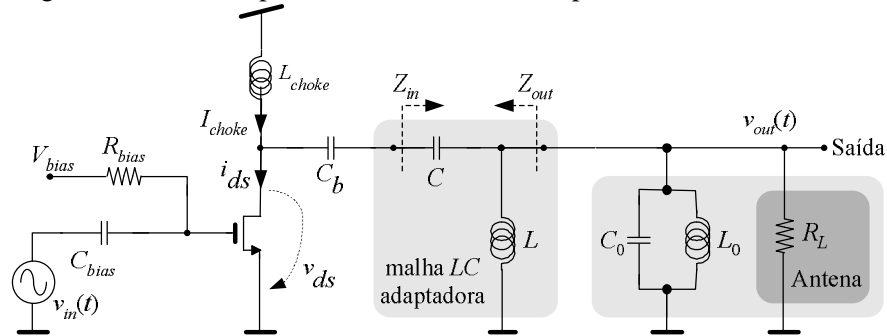
Para o amplificador poder fornecer uma potência de 1 W, a máxima resistência de carga deve ser tal que $R_L = V_{dd}^2 / (2P_{RF}) = 5.44$ Ω , ou seja muito menor que os 50 Ω .

À partida parece que não é possível realizar-se um amplificador em classe A para as especificações apresentadas. Contudo e graças à introdução de uma malha LC constituída por dois ramos (com uma indutância L num dos ramos e uma capacidade C no outro ramo) é possível cumprir com as especificações (fornecer 1 W a uma antena de 50 Ω) ao mesmo tempo que o amplificador “ve” uma impedância de carga puramente real e inferior ou igual 5.44 Ω . Se R_{out} [Ω] for a resistência de entrada da antena e R_{in} [Ω] for a resistência “observada” pelo amplificador, então para a frequência f_0 [Hz] consegue-se demonstrar que os elementos da malha LC são tais que:

$$- C = \frac{1}{2\pi f_0 R_{in}} \times \sqrt{\frac{R_{in}}{R_{out}}}$$

$$- L = R_{in} R_{out} C$$

A figura seguinte ilustra o amplificador de classe A completo:



Tendo em conta a máxima resistência anterior de 5.44Ω e assumindo justamente que $R_L=R_{in}=5.44 \Omega$, então $L=2.6 \text{ nH}$ e $C=9.7 \text{ pF}$.

Seleccionando C_0 e L_0 de forma que $f_0 = (2\pi\sqrt{L_0 C_0})^{-1}$, então uma possibilidade é usar $L_0=1.624 \text{ nH}$ para combinar-se com a indutância da malha adaptadora de forma a resultar na indutância equivalente $L_{eq}=2.6 \times 1.624 / (2.6 + 1.624) = 1 \text{ nH}$. Por outro lado $C_0=25 \text{ pF}$ mantém-se inalterada. Como a capacidade de bloqueio DC, C_b , é muito elevada para não atenuar o sinal de RF, a combinação desta com a capacidade da malha de adaptação resulta em $C_{eq}=C \times C_b / (C + C_b) \approx C$, significando que possui dupla função (ajudar na adaptação e no bloqueio DC).

Sabe-se que a corrente I_{choke} é igual à máxima corrente de pico RF ($I_{choke}=A_{RF}$ – Figura 6.32b) e vale $I_{choke}=V_{dd}/5.44 \approx 0.60 \text{ A}$. Da mesma figura percebe-se que o n-MOSFET tem de aguentar uma corrente que é o dobro desse valor, ou seja 1.20 A . Além disso (Figura 6.32c), a tensão entre os terminais do *drain* e da *source* atinge o dobro da tensão de alimentação, o que significa que o n-MOSFET deve ser capaz de dissipar uma potência de pico igual a $1.20 \times 2 \times 3.3 = 7.92 \text{ W}$. Uma boa regra é desenhar-se um n-MOSFET com o menor comprimento permitido pela tecnologia, $L=L_{min}$, e para a largura W seleccionada, desenhar-se um transistor *multi-finger* para haver uma maior distribuição das correntes por vários canais.

O sistema de polarização deve ser tal que $I_{chooke} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L_{min}} \right) (V_{bias} - V_{thn})^2$, com

C_{bias} o mais elevada possível para evitar atenuar o sinal a amplificar, $v_{in}(t)$, e R_{bias} também o mais elevada possível para evitar que haja fugas de $v_{in}(t)$ para a massa. Um bom exemplo é considerar $C_{bias}=1 \text{ nF}$ e $R_{bias}=5 \text{ K}\Omega$.

Quanto à indutância de *choke*, sabe-se que esta comporta-se como uma fonte de corrente assim, o módulo da sua reactância deve ser muito maior que a resistência

de carga “vista” pelo amplificador. Um bom exemplo é considerar $X_{choke} > 10R_L = 54.4 \Omega$, resultando em $L_{choke} > 54.4 / (2\pi 10^9) = 8.66 \text{ nF}$.

Finalmente, a eficiência é (equação 6.56) $\eta = \frac{0.62 \times 5.44}{2 \times 3.3} \approx 49.4\% (\leq 50\%)$.

b) Amplificador em classe C

A estrutura e os componentes de um amplificador de classe C são os mesmos da alínea anterior. A diferença reside no ângulo de condução que é inferior a 180° .

Supondo que se pretende dissipar de forma segura 10% da potência a fornecer à carga (10% de 1 W), então a eficiência é $\eta = 1/1.1 = 91\%$. Da equação (6.66), obtém-se o ângulo de condução $\alpha = 111.6^\circ$ (obtido numericamente). A amplitude da máxima corrente RF na carga (na carga de 5.44Ω “observada” a partir do terminal do *drain*) obtém-se da equação (6.65) e vale $A_{RF} = 3.74 \text{ A}$. Da equação (6.61) obtém-se a corrente média no n-MOSFET: $\bar{I}_{ds} = 0.33 \text{ A}$. Finalmente, obtém-se a partir da equação (6.60) a corrente DC: $I_{DC} = 2.10 \text{ mA}$. A tensão de polarização, V_{bias} , é negativa e é tal que quando $V_{gs} = V_{bias} + \max[x(t)]$, a corrente máxima será

$$I_{ds(\max)} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L_{\min}} \right) (V_{bias} + \max[x(t)] - V_{thn})^2 = 3.74 - 2.10 = 1.64 \text{ A}.$$

A maior eficiência deste amplificador deve-se ao n-MOSFET estar a maior parte do tempo em corte. Isto consegue-se graças a V_{bias} que garante $V_{gs} < V_{thn}$ nesses intervalos.

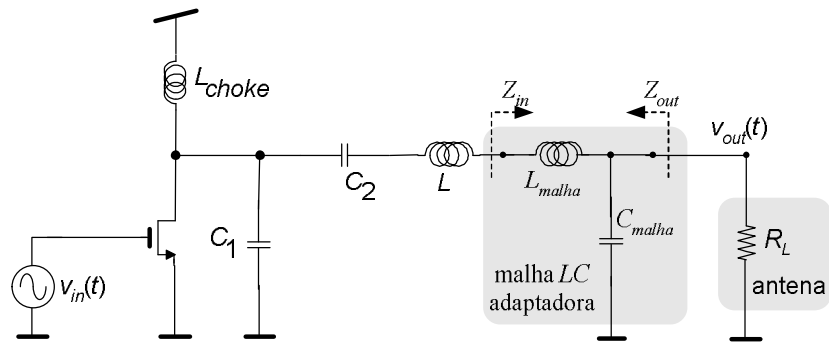
Amplificador em classe E

A estrutura e os componentes de um amplificador de classe E podem ser observados na Figura 6.36 do texto.

Assumindo que o n-MOSFET é ideal ($V_{ds,ON} = 0 \text{ V}$ quando em condução), da equação (6.71) com $P_{RF} = 1 \text{ W}$ retira-se a resistência de carga $R_L = 6.31 \Omega$. Uma vez mais é necessário usar uma malha de adaptação por ser diferente dos 50Ω especificados, ou seja: $C_{malha} = 8.9 \text{ pF}$ e $L_{malha} = 2.8 \text{ nH}$.

Usando $R_L = 6.31 \Omega$ na equação (6.69), escolhendo um factor de qualidade elevado ($Q = 20$) e aplicando-o na equação (6.70), obtém-se as capacidades da malha de carga do amplificador em classe E: $C_1 = 4.63 \text{ pF}$, $C_2 = 1.36 \text{ pF}$. A indutância será $L = QR_L/w = 20 \text{ nH}$.

A figura seguinte ilustra o amplificador em classe E completo:



Na malha de adaptação a indutância e a capacidade podem trocar de posição (o único efeito é a malha de adaptação deixar de ser passa-alto para passar a ser passa-baixo). Neste caso fica-se somente com $L+L_{malha}=22.8$ nH na malha de carga e a capacidade 8.9 pF em paralelo com a antena.

Relativamente à indutância de *choke*, uma vez mais $X_{choke} > 10R_L = 63.1 \Omega$, resultando em $L_{choke} > 63.1 / (2\pi \cdot 10^9) = 10$ nF.

CAPÍTULO 7

RESOLUÇÕES DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Exercício 7.1

R: Possibilidade de integração completa de antena+transmissor/receptor no mesmo chip, diminuição de perdas, baixo consumo e boa adaptação de impedâncias entre componentes. Ver texto (página 173).

Exercício 7.2

R: Ver texto (páginas 173-174).

Exercício 7.3

R: Ver texto (página 176).

Exercício 7.4

R: Ver texto (página 176).

Exercício 7.5

R: Ver texto (páginas 177-178).

Exercício 7.6

R: Ver texto (páginas 178-179).

Exercício 7.7

R: Ver texto (páginas 181-182).

Exercício 7.8

R: Ver texto (página 183).

Exercício 7.9

R: Ver texto (página 185).

Exercício 7.10

R: Ver texto (página 187).

Exercício 7.11

R: Ver texto (página 188).

Exercício 7.12

R: Ver texto (página 190).

Exercício 7.13

R: Ver texto (página 189).

Exercício 7.14

R: Ver texto (página 193 e capítulo 4 sobre a micromaquinagem no silício para o processo de fabrico).