PROVA SCRITTA di DISPOSITIVI ELETTRONICI del 16 Gennaio 2019

ESERCIZIO 1

Un transistore bipolare n^+pn ($N_{Abase} = 10^{16}$ cm^{-3}, $N_{Dcollettore} = 2 \times 10^{16}$ cm^{-3}, $\tau_n = 10^{-6}$ s, $\mu_n = 0.1$ m^2/Vs, S=1 mm^2) è polarizzato con $I_B = 20$ μA, $V_{CE} = 5$ V. È stata misurata $V_{BE} = 0.6$ V.

1) Determinare le tensioni e le correnti ai terminali, nonché la lunghezza metallurgica della base. [3]

2) La tensione V_{CE} viene portata a 10 V. Facendo le dovute approssimazioni per la valutazione della V_{CB} (da verificare alla fine dei calcoli) determinare le tensioni e le correnti ai terminali. [4]

3) Determinare la resistenza differenziale di uscita, cioè la pendenza della caratteristica I_C/V_{CE} con I_B costante. Suggerire inoltre quale parametro del transistore modificare per poterla diminuire. [3]

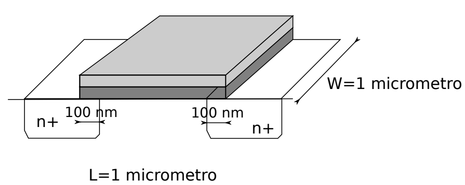
ESERCIZIO 2 Un processo polysilicon gate è stato caratterizzato misurando alcuni condensatori n-MOS (drogaggio del substrato $N_A = 10^{16}$ cm^{-3}). Dalla curva CV è stata misurata $C_{max} = 1.73 \times 10^{-3}$ F/m^2, e C_{min} è stata ottenuta per $V = 1$ V.

1) Determinare la carica nell'ossido, nonché il valore di C_{min}.[2]

Il processo consente di fabbricare transistori n-MOS, come quello in figura ($L = W = 1$ μm, μ_n nel canale 0.08 m^2/Vs). Come si vede, il processo di drogaggio non è ottimizzato, ed è presente una sottodiffusione $n+$ che si estende 100 nm sotto il Gate. Questa sottodiffusione indroduce delle capacità parassite non volute. Un transistore viene polarizzato con $V_{GS} = 3$ V.

2) Per $V_{DS} = 3$ V determinare C_{GS}, C_{GD} e gli altri parametri differenziali g_m ed r_d del circuito equivalente per piccolo segnale. [4]

3) Per $V_{DS} = 0.1$ V determinare le capacità differenziali C_{GS} e C_{GD}, nonché la resistenza differenziale.[4]

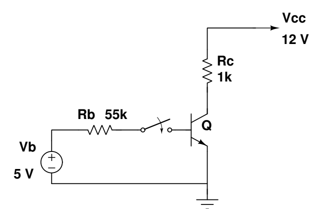


ESERCIZIO 3 Nel circuito in figura, il transistore bipolare è un n^+pn^+, con $N_A = 10^{16}$ cm^{-3}, $\tau_n = 10^{-6}$ s, $\mu_n = 0.09$ m^2/Vs, $S = 1$ mm^2.

1) Progettare il transistore (determinare il β_f e la lunghezza metallurgica della base) in maniera tale che, a tasto chiuso, il transistore sia in saturazione. [4]

2) A tasto aperto, determinare la tensione V_{BE} e la corrente I_C, dimostrando che è molto piccola rispetto alla I_C che si ha a tasto chiuso (fare le approssimazioni opportune). [3]

3) Determinare il tempo di accensione t_{on} e di spengimento t_{sd}. SUGGERIMENTO: considerare la I_B costante e pari a quella di regime.[3]



ESERCIZIO 1

Un transistore bipolare n^+pn ($N_{Abase} = 10^{16}$ cm^{-3}, $N_{Dcollettore} = 2 \times 10^{16}$ cm^{-3}, $\tau_n = 10^{-6}$ s, $\mu_n = 0.1$ m^2/Vs, S=1 mm^2) è polarizzato con $I_B = 20$ μA, $V_{CE} = 5$ V. È stata misurata $V_{BE} = 0.6$ V.

1) Determinare le tensioni e le correnti ai terminali, nonché la lunghezza metallurgica della base. [3]

2) La tensione V_{CE} viene portata a 10 V. Facendo le dovute approssimazioni per la valutazione della V_{CB} (da verificare alla fine dei calcoli) determinare le tensioni e le correnti ai terminali. [4]

3) Determinare la resistenza differenziale di uscita, cioè la pendenza della caratteristica I_C/V_{CE} con I_B costante. Suggerire inoltre quale parametro del transistore modificare per poterla diminuire. [3]

SOLUZIONE 1

1) Facendo riferimento al modello a controllo di carica, è possibile ricavare la $W_{effettiva}$ (W):

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{Q_B}{\tau_n} \\ I_B &= \frac{\frac{qSn_i^2}{N_{AB}} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} W}{2\tau_n} \\ W &= \frac{2\tau_n I_B}{\frac{qSn_i^2}{N_{AB}} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}} = 0.92 \quad \mu\text{m} \end{aligned}$$

Da questo possiamo ricavare I_C:

$$\begin{aligned} \beta_f &= \frac{\tau_n}{\tau_t} \\ \tau_t &= \frac{W^2}{2D_n} \\ D_n &= V_T \mu_n = 2.585 \times 10^{-3} \\ \tau_t &= 1.97 \times 10^{-9} \quad \text{s} \\ \beta_f &= 6078 \\ I_C &= \beta_f I_B = 121 \quad \text{mA} \end{aligned}$$

La lunghezza metallurgica della base può essere ricavata dalla $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 4.4$ V:

$$
\begin{aligned}
V_{0BC} &= V_T \ln \frac{N_{AB} N_{DC}}{n_i^2} = 0.71 \quad \mathrm{V} \\
W_{BC} &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q}\left(\frac{1}{N_{AB}} + \frac{1}{N_{DC}}\right)(V_0 + V_{CB})} = 1 \quad \mu\mathrm{m} \\
x_{nB} &= W_{BC} \frac{N_{DC}}{N_{AB} + N_{DC}} = 0.67 \quad \mu\mathrm{m} \\
W_{metallurgica} &= W_{eff} + x_{nB} = 1.6 \quad \mu\mathrm{m}
\end{aligned}
$$

2) La lunghezza effettiva di base diminuisce per l'aumento di V_{CE}, che provoca un aumento di V_{CB}. Essendo I_B costante, quindi Q_B si mantiene, la tensione V_{BE} deve aumentare. Quindi, non possiamo calcolare la V_{BC} per determinare la nuova lunghezza effettiva di base. Tuttavia, possiamo supporre che V_{BE} non sia troppo diversa da quella che si ha con $V_{CE} = 5$ V; peraltro la concentrazione di portatori varia esponenzialmente con la tensione (quindi la tensione varia di poco) e per di più la W varia con la radice quadrata della tensione. Possiamo quindi assumere, per il calcolo della V_{CB}: $V_{BE}(5) \simeq V_{BE}(10)$, e $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 10 - 0.6 = 9.4$ V. Avremo dunque:

$$
\begin{aligned}
W_{BC} &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q}\left(\frac{1}{N_{AB}} + \frac{1}{N_{DC}}\right)(V_0 + V_{CB})} = 1.45 \quad \mu\mathrm{m} \\
x_{nB} &= W_{BC} \frac{N_{DC}}{N_{AB} + N_{DC}} = 0.97 \quad \mu\mathrm{m} \\
W_{effettiva} &= W_{met} - x_{nB} = 0.62 \quad \mu\mathrm{m}
\end{aligned}
$$

Possiamo calcolare adesso V_{BE} tramite il modello a controllo di carica:

$$
\begin{aligned}
I_B &= \frac{\frac{qSn_i^2}{N_{AB}} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} W}{2\tau_n} \\
e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} &= \frac{2\tau_n I_B}{\frac{qSn_i^2}{N_{AB}} W} \\
V_{BE} &= V_T \ln \frac{2\tau I_B}{qS \frac{n_i^2}{N_{AB}} W} = 0.61 \quad \mathrm{V}
\end{aligned}
$$

Quindi l'approssimazione usata per il calcolo della V_{CB} è molto buona. A questo punto non rimane che calcolare I_C, determinando il nuovo β_f:

$$\begin{aligned}
\beta_f &= \frac{\tau_n}{\tau_t} \\
\tau_t &= \frac{W^2}{2D_n} \\
\tau_t &= 1.62 \times 10^{-9} \quad \text{s} \\
\beta_f &= 13449 \\
I_C &= \beta_f I_B = 269 \quad \text{mA}
\end{aligned}$$

3) la resistenza differenziale è pari a:

$$r_d = \frac{V_{CE2} - V_{CE2}}{I_{C2} - I_{C1}} = 34 \quad \Omega \tag{1}$$

La resistenza differenziale è minore se il collettore viene drogato di meno, in maniera tale che la regione di svuotamento si estenda principalmente nel collettore.

ESERCIZIO 2

Un processo polysilicon gate è stato caratterizzato misurando alcuni condensatori n-MOS (drogaggio del substrato $N_A = 10^{16}$ cm^{-3}). Dalla curva CV è stata misurata $C_{max} = 1.73 \times 10^{-3}$ F/m^2, e C_{min} è stata ottenuta per $V = 1$ V.

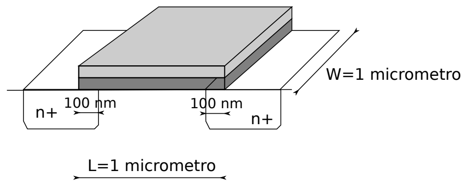
1) Determinare la carica nell'ossido, nonché il valore di C_{min}.[2]

Il processo consente di fabbricare transistori n-MOS, come quello in figura ($L = W = 1$ μm, μ_n nel canale 0.08 m^2/Vs). Come si vede, il processo di drogaggio non è ottimizzato, ed è presente una sottodiffusione $n+$ che si estende 100 nm sotto il Gate. Questa sottodiffusione indroduce delle capacità parassite non volute. Un transistore viene polarizzato con $V_{GS} = 3$ V.

2) Per $V_{DS} = 3$ V determinare C_{GS}, C_{GD} e gli altri parametri differenziali g_m ed r_d del circuito equivalente per piccolo segnale. [4]

3) Per $V_{DS} = 0.1$ V determinare le capacità differenziali C_{GS} e C_{GD}, nonché la resistenza differenziale.[4]

SOLUZIONE 2



1)La tensione di soglia vale $V_{TH} = 1$ V, mentre dal valore di $C_{max} = 1.73 \times 10^{-3}$ F/m^2 possiamo ricavare lo spessore dell'ossido:

$$\begin{aligned} C_{ox} &= \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \\ t_{ox} &= \frac{\epsilon_{ox}}{C_{ox}} = 20 \ \ \text{nm} \end{aligned}$$

Calcoliamo adesso la tensione di soglia ideale, senza carica nell'ossido:

$$\begin{aligned} \psi_B &= \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} = 0.347 \\ \Phi_{MS} &= -\left(\frac{E_g}{2q} + \psi_B \right) = -0.9 \ \ \text{V} \\ V_{THid} &= \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A 2\psi_b}}{C_{ox}} + 2\psi_B + \Phi_{MS} = 0.07 \ \ \text{V} \end{aligned}$$

Quindi:

$$\begin{aligned} V_{TH} &= V_{THid} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} = 1 \ \ \text{V} \\ C_{ox} &= \frac{Q_{ox}}{V_{THid} - V_{TH}} = -1.6 \times 10^{-3} \ \ \text{C/m}^2 \end{aligned}$$

Il minimo valore della capacità si ottiene facilmente:

$$\begin{aligned} C_{min} &= \frac{C_{Si} C_{ox}}{C_{Si} + C_{ox}} \\ C_{Si} &= \frac{\epsilon_{Si}}{W(2\psi_B)} \\ W(2\psi_B) &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q N_A 2\psi_B}} = 0.302 \ \ \mu\text{m} \\ C_{Si} &= 3.49 \times 10^{-4} \ \ \text{F/m}^2 \\ C_{min} &= 2.9 \times 10^{-4} \ \ \text{F/m}^2 \end{aligned}$$

2) A causa della sottodiffusione, il canale non è $L = 1\ \mu$m, ma $L = 0.8$ μm. Oltre a questo, la sottodiffusione aumenta la C_{GS} e ls C_{GD}. Senza sottodiffusione, la C_{GS} è quella dovuta al canale in saturazione ($V_{DS} = V_{GS} > V_{GS} - V_{TH}$, pari a $2/3 C_{ox} W L$, dove $L = 0.8\ \mu$m. A questa si aggiunge la capacità dovuta alla sottodiffusione, che si può calcolare come quella di un condensatore a facce piane e parallele:

$$\begin{aligned}
C_{GScanale} &= \frac{2}{3} C_{ox} W L = 9.23 \times 10^{-16} \quad \text{F} \\
C_{sottodiff} &= \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} W \times 0.1\ \mu\text{m} = 1.73 \times 10^{-16} \quad \text{F}
\end{aligned}$$

Le due capacità sono in parallelo, quindi la capacità totale è la somma delle due: $C_{GS} = 1.1 \times 10^{-15}$ F. Per quanto riguarda la C_{GD} l'unica capacità da considerare è quella della sottodiffuzione: $C_{GD} = 1.73 \times 10^{-16}$ F.
Calcoliamo adesso il g_m e la r_d. Per quanto riguarda il g_m, il transistore è in saturazione:

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = 1.75 \times 10^{-4} \tag{2}$$

Per quanto riguarda la resistenza differenziale, dobbiamo calcolare la lunghezza effettiva del canale per $V_{DS} = 3$ V:

$$\begin{aligned}
V_{0Dcan} &= \mid \Phi_{MS} \mid = 0.9 \quad \text{V} \\
W_{Dstrozz}(V_{DS} - V_{DSSat}) &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q N_A} (V_{0Dcan} + V_{DS} - V_{DSSat})} = 0.5 \quad \mu\text{m} \\
L_{eff} &= 0.8 - 0.5 = 0.3 \quad \mu\text{m}
\end{aligned}$$

Calcoliamo la I_{DS} per $V_{DS} = V_{DSSat} = 2$ V e per $V_{DS} = 3$ V, e da questa otteniamo r_d come spiegato nella dispensa:

$$\begin{aligned}
I_{DS}(V_{DSSat}) &= \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 = 3.5 \times 10^{-4} \quad \text{A} \\
I_{DS}(V_{DS} = 3) &= 9.3 \times 10^{-4} \quad \text{A} \\
r_d &= \frac{V_{DS} - V_{DSSat}}{I_{DS}(V_{DS} = 3) - I_{DS}(V_{DSSat})} = 1724 \quad \Omega
\end{aligned}$$

3) Per $V_{DS} = 0.1$ V siamo in regime lineare. Quindi, se non ci fosse la sottodiffusione avremo: $C_{GS} = C_{GD} = \frac{C_{ox}}{2} W L = 1.4 \times 10^{-15}$ F. Con la sottodiffusione, alle due capacità si somma semplicemente la capacità dovuta alla

sottodiffusione, calcolata nel punto precedente. La resistenza differenziale è semplicemente la resistenza di canale:

$$\frac{1}{r_d} = \frac{1}{R_{can}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = 3.5 \times 10^{-4}$$
$$r_d = 2857 \quad \Omega$$

ESERCIZIO 3

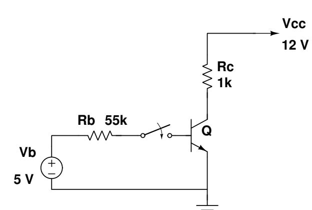
ESERCIZIO 3

Nel circuito in figura, il transistore bipolare è un n^+pn^+, con $N_A = 10^{16}$ cm^{-3}, $\tau_n = 10^{-6}$ s, $\mu_n = 0.09$ m^2/Vs, $S = 1$ mm^2.

1) Progettare il transistore (determinare il β_f e la lunghezza metallurgica della base) in maniera tale che, a tasto chiuso, il transistore sia in saturazione. [4]

2) A tasto aperto, determinare la tensione V_{BE} e la corrente I_C, dimostrando che è molto piccola rispetto alla I_C che si ha a tasto chiuso (fare le approssimazioni opportune). [3]

3) Determinare il tempo di accensione t_{on} e di spengimento t_{sd}. SUGGERIMENTO: considerare la I_B costante e pari a quella di regime.[3]



SOLUZIONE 3

1) A tasto chiuso la corrente di base risulta pari a:

$$V_B = R_B I_B + V_\gamma$$
$$I_B = \frac{V_B - V_\gamma}{R_B} = 78 \quad \mu\text{A}$$

In saturazione $I_C \simeq \frac{V_{CC}}{R_C} = 12$ mA. In polarizzazione attiva diretta, per ottenere questa $I_C = 12$ mA con $I_B = 78$ μA basterebbe un $\beta_f = 12/0.078 = 153$. Per forzare la saturazione, il β_f deve essere molto più grande; questo equivale a dire che per avere una $I_{Csat} = 12$ mA bisogna usare una corrente di base almeno doppia rispetto alle condizioni in zona attiva diretta. Quindi dovremo dimensionare la lunghezza di base in maniera tale da avere un $\beta_f = 2I_C/I_B = 306$:

$$\begin{aligned}
\beta_f &= \frac{\tau_n}{\tau_t} = \frac{\tau_n}{\frac{W^2}{2D_n}} \\
W &= \sqrt{\frac{2\tau_n D_n}{\beta_f}} \\
D_n &= V_T\mu_n = 2.33 \times 10^{-3} \quad \mathrm{m}^2/\mathrm{s} \\
W &= 3.9 \quad \mu\mathrm{m}
\end{aligned}$$

2) Dalle dispense, possiamo calcolare subito che $\delta n(0) = n_0 = \frac{n_i^2}{N_D}$, $n(0) = 2n_0$, $V_{BE} = V_T \ln 2 = 0.018$ V. A tasto aperto avremo che la la corrente I_C è piccola, quindi $V_{CB} \simeq V_{CE} = 12$ V trascurando la caduta sulla R_C. Avremo dunque:

$$\begin{aligned}
I_C &= qSD_n\frac{2n_0}{W_{eff}} \\
W_{eff} &= W - x_{pBC} \\
V_{0BC} &= V_T \ln\frac{N_{AB}N_{DC}}{n_i^2} = 0.87 \quad \mathrm{V} \\
x_{pBC} &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_{AB}}}\,(V_0 + V_{BC}) = 1.3 \quad \mu\mathrm{A}
\end{aligned}$$

Quindi:

$$\begin{aligned}
W_{eff} &= 3.9 - 1.3 = 2.6 \quad \mu\mathrm{m} \\
I_C &= 3.2 \quad \mathrm{pA}
\end{aligned}$$

Quindi avremo $I_C << I_{CSat}$, ed inoltre la caduta su R_C è pari a 3.2 nV, assolutamente trascurabile.

3) Dalle dispense abbiamo:

$$
\begin{aligned}
t_{on} &= \tau_n \ln \frac{1}{1-\frac{I_{CSat}}{\beta_f I_B}} = 0.7 \quad \mu\text{s} \\
t_{sd} &= \tau_n \ln \frac{\beta_f I_B}{I_{CSat}} = 0.7 \quad \mu\text{s}
\end{aligned}
$$