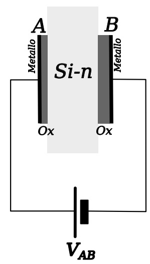
PROVA SCRITTA di DISPOSITIVI ELETTRONICI del 11 Gennaio 2023

ESERCIZIO 1

In figura è rappresentato un dispositivo composto da due condensatori MOS in serie. Il silicio è drogato $p = N_A = 5 \times 10^{15}$ cm^{-3}, $t_{oxA} = 30$ nm, $t_{oxB} = 50$ nm. Lo spessore del silicio è molto grande rispetto a quello degli ossidi, e la funzione di lavoro del metallo dei gates è uguale a quella del silicio.



1) Disegnare il diagramma della densità di carica (in direzione x perpendicolare alle armature) quanto la tensione V_{AB} è tale da portare il condensatore A alla soglia dell'inversione. [4]

2) Determinare il campo elettrico nell'ossido e la caduta di tensione nel condensatore B. [3]

2) Determinare la tensione V_{AB} necessaria per portare alla soglia dell'inversione il condensatore A. [3]

ESERCIZIO 2

Un transistore n-MOS polysilicon gate ha $N_A = 10^{16}$ cm^{-3}, $t_{ox} = 30$ nm, $W = 10$ μm, $L = 2$ μm, $\mu_n = 0.075$ m^2/Vs. È polarizzato con una tesione $V_{DS} = 5$ V.

1) Per $V_{GS} = 4$ V si determinino la corrente nel transistore ed i parametri del circuito equivalente per piccolo segnale ($\mathcal{E}_C \to \infty$). [3]

2) Si supponga che il campo elettrico critico sia pari a $\mathcal{E}_C = 2\times 10^5$ V/m. Determinare la V_{DS} di saturazione, la corrente nel transistore ed i parametri del circuito equivalente per piccolo segnale (incluse le capacità parassite).[4]

3) Determinare i tempi di transito relativamente al punto 1 ($\mathcal{E}_C \to \infty$) e al punto 2 ($\mathcal{E}_C = 2 \times 10^5$ V/m). [3]

ESERCIZIO 3

Un transistore bipolare n^+pn con $N_{Abase} = 10^{16}$ cm^{-3}, $N_{Dcollettore} = 10^{19}$ cm^{-3}, $\mu_n = 0.1$ m^2/Vs, $\tau_n = 10^{-6}$ s, S=1 mm^2, $W_{met} = 3$ μm, è polarizzato con $I_B = 20$ μA.

1) Determinare la V_{CE} minima per far lavorare il transistore in zona attiva diretta. Determinare β_f e le correnti ai terminali. [4]

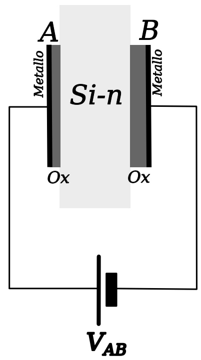
2) Determinare V_{CB} per avere $I_C = 20$ mA ($\beta_f = 1000$) (SUGGERIMENTO: determinare la lunghezza effettiva di base). [4]

3) Con riferimento al punto 2, determinare la V_{CE}. [2]

Trascurare le regioni di svuotamento solo nel caso in cui una giunzione sia polarizzata in diretta.

ESERCIZIO 1

In figura è rappresentato un dispositivo composto da due condensatori MOS in serie. Il silicio è drogato $p = N_A = 5 \times 10^{15}$ cm^{-3}, $t_{oxA} = 30$ nm, $t_{oxB} = 50$ nm. Lo spessore del silicio è molto grande rispetto a quello degli ossidi, e la funzione di lavoro del metallo dei gates è uguale a quella del silicio.



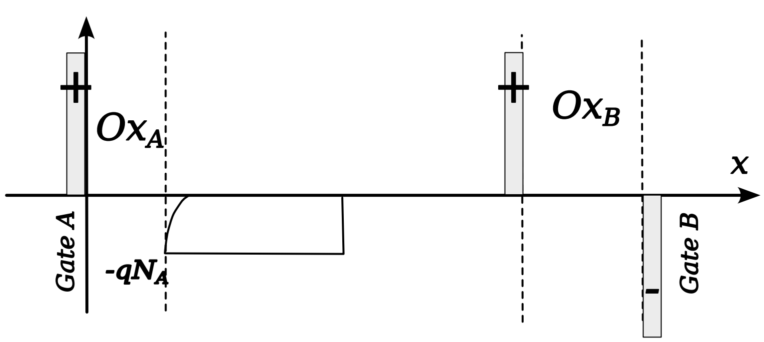
1) Disegnare il diagramma della densità di carica (in direzione x perpendicolare alle armature) quanto la tensione V_{AB} è tale da portare il condensatore A alla soglia dell'inversione. [4]

2) Determinare il campo elettrico nell'ossido e la caduta di tensione nel condensatore B. [3]

2) Determinare la tensione V_{AB} necessaria per portare alla soglia dell'inversione il condensatore A. [3]

SOLUZIONE 1

1) I condensatori sono in serie, e quindi hanno la stessa carica. Alla soglia dell'inversione di A, il condensatore B è in accumulazione. Infatti, per l'inversione di A la tensione V_{AB} deve essere maggiore di zero, quindi, quindi il silicio si trova a tensione maggiore del gate del condensatore B. Peraltro, le cariche mobili (lacune) vengono respinte dal gate A e si accumulano all'interfaccia ossido-silicio del condensatore B.
Il diagramma della densità di carica risulta dunque come segue:



2) La carica dei condensatori è determinata dalla carica della regione di svuotamento all'inversione (come usuale, trascuriamo gli elettroni accumulati all'interfaccia ossido-

silicio del condensatore A):

$$
\begin{aligned}
\psi_B &= \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} = 0.329 \ \ \text{V} \\
Q = qN_A W(2\psi_B) &= \sqrt{2\epsilon_s q N_A 2\psi_B} = 3.33 \times 10^{-4} \ \ \text{C/m}^2 \\
\mathcal{E}_{\wr\S} &= \frac{Q}{\epsilon_{ox}} = 9.65 \ \ \text{MV/m} \\
V_B &= V_{Box} = \mathcal{E}_{\wr\S} \sqcup_{\wr\S} = \frac{\mathcal{Q}}{\mathcal{C}_{\wr\S}} = \prime.\triangle\forall \ \ \text{V}
\end{aligned}
$$

Il condensatore B è in accumulazione di lacune, e si comporta in maniera simile ad un condensatore a facce piane e parallele.

3) Basta sommare alla tensione V_B la tensione di soglia di A:

$$
\begin{aligned}
C_{oxA} &= \frac{\epsilon_{ox}}{t_{oxA}} = 1.15 \times 10^{-3} \ \ \text{F/m}^2 \\
V_{TH\ A} &= \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A 2\psi_B}}{C_{oxA}} + 2\psi_B = 0.948 \ \ \text{V} \\
V_{AB\ inv} &= 1.43 \ \ \text{V}
\end{aligned}
$$

ESERCIZIO 2

Un transistore n-MOS polysilicon gate ha $N_A = 10^{16}$ cm^{-3}, $t_{ox} = 30$ nm, $W = 10$ μm, $L = 2$ μm, $\mu_n = 0.075$ m^2/Vs. È polarizzato con una tesione $V_{DS} = 5$ V.

1) Per $V_{GS} = 4$ V si determinino la corrente nel transistore ed i parametri del circuito equivalente per piccolo segnale ($\mathcal{E}_C \to \infty$). [3]

2) Si supponga che il campo elettrico critico sia pari a $\mathcal{E}_C = 2 \times 10^5$ V/m. Determinare la V_{DS} di saturazione, la corrente nel transistore ed i parametri del circuito equivalente per piccolo segnale (incluse le capacità parassite).[4]

3) Determinare i tempi di transito relativamente al punto 1 ($\mathcal{E}_C \to \infty$) e al punto 2 ($\mathcal{E}_C = 2 \times 10^5$ V/m). [3]

SOLUZIONE 2

1) Calcoliamo la V_{TH}:

$$
\begin{aligned}
\psi_B &= \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} = 0.347 \ \ \text{V} \\
\Phi_{MS} &= -\frac{E_g}{2q} - \psi_B = -0.89 \ \ \text{V} \\
C_{ox} &= \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = 1.15 \times 10^{-3} \ \ \text{F/m}^2 \\
V_{TH} &= \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A 2\psi_B}}{C_{ox}} + 2\psi_B + \Phi_{MS} = 0.22 \ \ \text{V}
\end{aligned}
$$

Poiché $V_{DS} = 5$ V $> V_{DS\ Sat} = V_{GS} - V_{TH} = 3.77$ V, il transistore è in saturazione. Calcoliamo la lunghezza effettiva del canale:

$$\begin{aligned} V_{DS} - V_{DS\ Sat} &= 5 - 3.77 = 1.23 \ \ \mathrm{V} \\ V_{0\ D\ Subst} &= 0.89 \ \ \mathrm{V} \\ W(V_{DS} - V_{DS\ Sat}) &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_A}\left(V_{DS} - V_{DS\ Sat} + V_0\right)} = 0.53 \ \ \mu\mathrm{m} \\ L_{eff} &= 2 - 0.53 = 1.47 \ \ \mu\mathrm{m} \end{aligned}$$

Calcoliamo adesso la corrente ed i parametri del circuito di piccolo segnale: g_m, C_{GS} e r_d. Per r_d calcoliamo la I_{DS} per $V_{DS\ Sat} = V_{GS} - V_{TH} = 3.77$ V.

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{\mu_n C_{ox}}{2}\frac{W}{L_{eff}}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2 = 4.17 \ \ \mathrm{mA} \\ g_m &= \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L_{eff}}\left(V_{GS} - V_{TH}\right) = 2.21 \times 10^{-3} \ \ \mathrm{A/V} \\ C_{GS} &= \frac{2}{3} C_{ox} W L_{eff} = 1.13 \times 10^{-14} \ \ \mathrm{F} \\ I_{DS}(V_{DS\ Sat}) &= \frac{\mu_n C_{ox}}{2}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2 = 3.06 \ \ \mathrm{mA} \\ r_d &= \frac{V_{DS} - V_{DS\ Sat}}{I_{DS} - I_{DS}(V_{DS\ Sat})} = 1108 \ \ \Omega \end{aligned}$$

2) Nel caso di $\mathcal{E}_C = 2 \times 10^5$ V/m è immediato verificare che per $V_{DS} = 4$ V si ha la saturazione di velocià, poiché $V_{DS\ Sat} = \mathcal{E}_C L = 0.4$ V. Il MOS va in saturazione di velocità quando è ancora in zona lineare. Rer cui:

$$\begin{aligned} V_{DS\ Sat} &= \mathcal{E}_C L = 0.4 \ \ \mathrm{V} \\ I_{DS} &= \mu_n \mathcal{E}_C C_{ox} W \left(V_{GS} - V_{TH}\right) = 0.65 \ \ \mathrm{mA} \\ g_m &= \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \mu_n \mathcal{E}_C C_{ox} W = 1.75 \times 10^{-4} \ \ \mathrm{A/V} \end{aligned}$$

Le capacità parassite del circuito per piccolo segnale C_{GS} e C_{GD} sono quelle di un MOS in zona lineare:

$$C_{GS} = C_{GD} = \frac{C_{ox}}{2} \tag{1}$$

3) Nel caso di strozzamento del canale (punto 1) il tempo di transito si calcola come usuale:

$$I_{DS} = \frac{Q_{canale}}{\tau_t}$$

$$
\begin{aligned}
Q_{canale} &= \frac{2}{3} C_{ox} \left(V_{GS} - V_{TH} \right) W L_{eff} \\
\tau_t &= \frac{I_{DS}}{\frac{2}{3} C_{ox} \left(V_{GS} - V_{TH} \right) W L_{eff}} = 10^{-11} \quad \text{s}
\end{aligned}
$$

Per il punto 2, ricordiamo che la saturazione dovuta alla velocità critica avviene quanto il MOS è in zona lineare, per cui:

$$
\begin{aligned}
I_{DS} &= \frac{Q_{canale}}{\tau_t} \\
Q_{canale} &= C_{ox} \left(V_{GS} - V_{TH} \right) W L = 8.67 \times 10^{-14} \quad \text{C} \\
\tau_t &= \frac{Q_{canale}}{I_{DS}} = 1.33 \times 10^{-10} \quad \text{s}
\end{aligned}
$$

ESERCIZIO 3

Un transistore bipolare n^+pn con $N_{Abase} = 10^{16}$ cm^{-3}, $N_{Dcollettore} = 10^{19}$ cm^{-3}, $\mu_n = 0.1$ m^2/Vs, $\tau_n = 10^{-6}$ s, S=1 mm^2, $W_{met} = 3$ μm, è polarizzato con $I_B = 20$ μA.

1) Determinare la V_{CE} minima per far lavorare il transistore in zona attiva diretta. Determinare β_f e le correnti ai terminali. [4]

2) Determinare V_{CB} per avere $I_C = 20$ mA ($\beta_f = 1000$) (SUGGERIMENTO: determinare la lunghezza effettiva di base). [4]

3) Con riferimento al punto 2, determinare la V_{CE}. [2]

Trascurare le regioni di svuotamento solo nel caso in cui una giunzione sia polarizzata in diretta.

SOLUZIONE 3

1) La V_{CE} minima della zona attiva diretta è quella per cui $V_{BC} = 0$. Infatti, la condizione $V_{BC} = 0$ è considerata la soglia della saturazione. Per $V_{CB} > 0$ ($V_{BC} < 0$) si ha la zona attiva diretta. Possiamo trascurare la regione di svuotamento BE polarizzata sicuramente in diretta, forzata dal generatore di corrente, ma non quella BC:

$$
\begin{aligned}
V_{0\ BC} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{AB} N_{DC}}{n_i^2} = 0.872 \quad \text{V} \\
W_{BC} &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q N_{AB}} V_{0\ BC}} = 0.338 \quad \mu\text{m} \\
W_{eff} &= W - W_{BC} = 2.66 \quad \mu\text{m}
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
Q &= I_B \tau_n = 2 \times 10^{-11} \ \ \mathrm{C} = qS \frac{n_i^2}{N_{AB}} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \frac{W_{eff}}{2} \\
V_{BE} &= V_T \ln \frac{Q}{qS \frac{n_i^2}{N_{AB}} \frac{W_{eff}}{2}} = 0.57 \ \ \mathrm{V} \\
\beta_f &= \frac{\tau_n}{\tau_t}
\end{aligned}
$$

Quindi $V_{CE\ minima} = V_{BE} = 0.57$ V.
Per il β_f avremo:

$$
\begin{aligned}
D_n &= \frac{kT}{q} \mu_n = 2.585 \times 10^{-3} \ \ \mathrm{m^2/s} \\
\tau_t &= \frac{W_{eff}^2}{2D_n} = 1.37 \ \ \mathrm{ns} \\
\beta_f &= \frac{\tau_n}{\tau_t} = 730
\end{aligned}
$$

Quindi $I_C = \beta_f I_B = 14.6$ mA e $I_E = 14.62$ mA.

2) Abbiamo:

$$
\begin{aligned}
\beta_f &= \frac{\tau_n}{\tau_t} \\
\tau_t &= \frac{W_{eff}^2}{2D_n} = \frac{\tau_n}{\beta_f} = 1 \ \ \mathrm{ns} \\
W_{eff} &= \sqrt{tau_t 2D_n} = 2.27 \ \ \mu\mathrm{m} \\
X_{BC} = W_{BC} &= W_{met} - W_{eff} = 0.73 \ \ \mu\mathrm{m} \\
W_{BC} &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_{AB}} \left(V_{0\ BC} + V_{CB}\right)} \\
V_{CB} &= \frac{W_{BC}^2}{\frac{2\epsilon_s}{qN_{AB}}} - V_{0_BC} = 3.2 \ \ \mathrm{V}
\end{aligned}
$$

3) Facciamo riferimento alla Q immagazzinata in base per il calcolo della V_{BE}:

$$
\begin{aligned}
Q &= I_B \tau_n = 2 \times 10^{-11} \ \ \mathrm{C} = qS \frac{n_i^2}{N_{AB}} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \frac{W_{eff}}{2} \\
V_{BE} &= V_T \ln \frac{Q}{qS \frac{n_i^2}{N_{AB}} \frac{W_{eff}}{2}} = 0.58 \ \ \mathrm{V}
\end{aligned}
$$

È lievemente differente da quella del punto 1, ma non proprio uguale. Avremo $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = 3.76$ V.