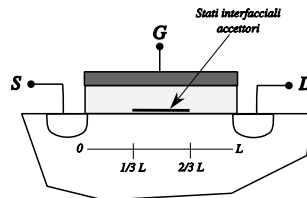


PROVA SCRITTA di DISPOSITIVI ELETTRONICI del 25 giugno 2025

ESERCIZIO 1 Un transistor bipolare n^+pn ($N_{AB} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $N_{DC} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $S = 1 \text{ mm}^2$, $\mu_n = 0.09 \text{ m}^2/\text{Vs}$, $\mu_p = 0.04 \text{ m}^2/\text{Vs}$, $\tau_n = \tau_p = 10^{-6} \text{ s}$, $W_{met} = 3 \text{ }\mu\text{m}$) è polarizzato in maniera tale da avere $I_B = 5 \text{ }\mu\text{A}$, $I_C = 5 \text{ mA}$, entrambe entranti. Il campo elettrico di break-down avalanche è risultato pari a 60 MV/m . Si possono trascurare le regioni di svuotamento delle giunzioni polarizzate in diretta.

- 1) Determinare il β_f e le tensioni ai terminali. [4]
- 2) Determinare il fenomeno per cui avviene il break-down, nonché la V_{BC} massima applicabile. [3]
- 3) Progettare l'ampiezza di base affinché il break-down avvenga per avalanche, e il β_f minimo che si può ottenere in questa configurazione. [3]

ESERCIZIO 2 Un transistor n -MOS polysilicon gate con $W = L = 6 \text{ }\mu\text{m}$, è fabbricato su un substrato $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $t_{ox} = 20 \text{ nm}$. La mobilità degli elettroni nel canale risulta $\mu_n = 0.08 \text{ m}^2/\text{Vs}$. Tra $1/3$ e $2/3$ del canale (vedi figura), ci sono degli stati accettori nell'ossido, molto vicini alla superficie ossido-silicio (praticamente interfacciali), che possono essere caricati con elettroni applicando V_{GS} abbastanza grandi (più grandi della tensione massima usuale). La massima tensione applicabile è quella di polarizzazione del circuito, pari a 5 V .



- 1) Gli stati interfacciali sono vuoti. Il transistor viene polarizzato con una piccola $V_{DS} = 0.1 \text{ V}$ e con $V_{GS} = 5 \text{ V}$. Si disegni il circuito equivalente per piccolo segnale. Si calcoli inoltre la variazione di resistenza di canale per V_{GS} che varia da 2 a 5 V . [3]
- 2) Gli stati interfacciali vengono caricati con elettroni, con una concentrazione pari a $3 \times 10^{12} \text{ elettroni/cm}^2$ (concentrazione per unità di superficie). Determinare l'andamento della carica nel canale e la resistenza di canale per $V_{GS} = 5 \text{ V}$, nonché il range di tensioni per cui si ha conduzione nel canale. [5]
- 3) Determinare la concentrazione di carica interfacciale per cui il transistor non conduce per tutto il range possibile di tensioni applicabili ($V_{GS \text{ max}} = 5 \text{ V}$). [2]

ESERCIZIO 3 Una giunzione p^+n ($N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $\mu_p = 400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $\tau_p = 10^{-6} \text{ s}$, $S = 1 \text{ mm}^2$, lunghezza di base $W = 20 \text{ }\mu\text{m}$) è polarizzata con $V = 0.55 \text{ V}$.

- 1) Determinare il profilo dell'eccesso di portatori minoritari e la corrente del diodo, usando l'equazione di drift-diffusion. [3]
- 2) Determinare la frazione di corrente dovuta alla ricombinazione dei portatori minoritari sul contatto e quella dovuta alla ricombinazione nella base. [4]
- 3) Verificare con il modello a controllo di carica quanto ottenuto nel punto 2. [3]

ESERCIZIO 1

Un transistor bipolare n^+pn ($N_{AB} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $N_{DC} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $S = 1 \text{ mm}^2$, $\mu_n = 0.09 \text{ m}^2/\text{Vs}$, $\mu_p = 0.04 \text{ m}^2/\text{Vs}$, $\tau_n = \tau_p = 10^{-6} \text{ s}$, $W_{met} = 3 \text{ }\mu\text{m}$) è polarizzato in maniera tale da avere $I_B = 5 \text{ }\mu\text{A}$, $I_C = 5 \text{ mA}$, entrambe entranti. Il campo elettrico di break-down avalanche è risultato pari a 60 MV/m . Si possono trascurare le regioni di svuotamento delle giunzioni polarizzate in diretta.

- 1) Determinare il β_f e le tensioni ai terminali. [4]
- 2) Determinare il fenomeno per cui avviene il break-down, nonché la V_{BC} massima applicabile. [3]
- 3) Progettare l'ampiezza di base affinché il break-down avvenga per avalanche, e il β_f minimo che si può ottenere in questa configurazione. [3]

SOLUZIONE 1

1) Il β_f permette di determinare il tempo di transito e quindi l'ampiezza della regione quasi-neutra della base:

$$\begin{aligned}\beta_f &= \frac{I_C}{I_B} = 1000 \\ \beta_f &= \frac{\tau_n}{\tau_t} \\ \tau_t &= \frac{\tau_n}{\beta_f} = 10^{-9} = \frac{W^2}{2D_n} \\ D_n &= V_T \mu_n = 2.326 \times 10^{-3} \\ W &= \sqrt{2D_n \tau_t} = 2.15 \text{ }\mu\text{m}\end{aligned}$$

Da questo, e dalla carica in base $Q = \tau_n I_B$, è possibile calcolare la tensione di base. Dall'ampiezza della regione di svuotamento base-collettore è possibile determinare la tensione di collettore.

$$\begin{aligned}Q &= \tau_n I_B = q S \delta n(0) \frac{W}{2} \\ \delta n(0) &= \frac{2Q}{W q S} = \frac{2\tau_n I_B}{W q S} = 2.9 \times 10^{19} \text{ m}^{-3} \\ \delta n(0) &= \frac{n_i^2}{N_D} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\ V_{BE} &= V_T \ln \frac{N_D \delta n(0)}{n_i^2} = 0.54 \text{ V} \\ V_{0BC} &= V_T \ln \frac{N_{AB} N_{DC}}{n_i^2} = 0.693 \text{ V} \\ x_{BC} &= W_{met} - W = 0.88 \text{ }\mu\text{m} \\ W_{BC} &= 2x_{BC} = 1.76 \text{ }\mu\text{m} \\ W_{BC} &= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_{AB}} + \frac{1}{N_{DC}} \right) (V_{0BC} + V_{CB})}\end{aligned}$$

$$V_{CB} = \frac{W^2 q N_D}{4\epsilon_s} - V_{0BC} = 11.08 \text{ V}$$

2) Calcoliamo la tensione V_{CB} per ottenere il completo svuotamento dei $3 \mu\text{m}$ della base. Verifichiamo il campo elettrico massimo per questa tensione, da confrontare con il campo elettrico di break-down avalanche:

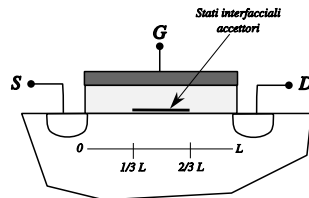
$$\begin{aligned} x_{BC} &= W_{met} = 3 \mu\text{m} \\ W_{BC} &= 6 \mu\text{m} \\ V_{CB} &= \frac{W^2 q N_D}{4\epsilon_s} - V_{0BC} = 137 \text{ V} \\ \mathcal{E}_{\max} &= \frac{q N_D}{\epsilon_s} x_{BC} = 45.61 \text{ MV/m} \end{aligned}$$

Quindi la base viene completamente svuotata (break-down per pass-through) per una tensione V_{CB} inferiore a quella necessaria a raggiungere il campo elettrico di break-down.

3) Avremo:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{\max} &= \mathcal{E}_{\text{BreakDown}} \\ x_{BC} &= \frac{\epsilon_s}{q N_D} \mathcal{E}_{\text{BreakDown}} = 3.94 \mu\text{m} \\ W_{met} &= 3.94 \mu\text{m} \\ \beta_{f \min} &= \frac{\tau_n}{\frac{W^2}{2D_n}} \simeq 300 \end{aligned}$$

ESERCIZIO 2 Un transistor n -MOS polysilicon gate con $W = L = 6 \mu\text{m}$, è fabbricato su un substrato $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $t_{ox} = 20 \text{ nm}$. La mobilità degli elettroni nel canale risulta $\mu_n = 0.08 \text{ m}^2/\text{Vs}$. Tra $1/3$ e $2/3$ del canale (vedi figura), ci sono degli stati accettori nell'ossido, molto vicini alla superficie ossido-silicio (praticamente interfacciali), che possono essere caricati con elettroni applicando V_{GS} abbastanza grandi (più grandi della tensione massima usuale). La massima tensione applicabile è quella di polarizzazione del circuito, pari a 5 V .



1) Gli stati interfacciali sono vuoti. Il transistor viene polarizzato con una piccola $V_{DS} = 0.1 \text{ V}$ e con $V_{GS} = 5 \text{ V}$. Si disegni il circuito equivalente per piccolo segnale. Si calcoli inoltre la variazione di resistenza di canale per V_{GS} che varia da 2 a 5 V . [3]

2) Gli stati interfacciali vengono caricati con elettroni, con una concentrazione pari a $3 \times 10^{12} \text{ elettroni/cm}^2$ (concentrazione per unità di superficie). Determinare l'andamento della carica

nel canale e la resistenza di canale per $V_{GS} = 5$ V, nonché il range di tensioni per cui si ha conduzione nel canale. [5]

3) Determinare la concentrazione di carica interfacciale per cui il transistor non conduce per tutto il range possibile di tensioni applicabili ($V_{GS\ max} = 5$ V). [2]

SOLUZIONE 2

1) Calcoliamo la tensione di soglia:

$$\begin{aligned}\psi_B &= \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} = 0.347 \text{ V} \\ \Phi_{MS} &= -\frac{E_G}{2q} + \psi_B = 0.887 \\ C_{ox} &= \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = 1.726 \times 10^{-3} \text{ F/m}^2 \\ V_{TH} &= \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A 2\psi_B}}{C_{ox}} + 2\psi_B + \Phi_{MS} = 0.087 \text{ V}\end{aligned}$$

Dalla corrente I_{DS} possiamo calcolare il g_m e le capacità differenziali, che sono gli elementi del circuito equivalente per le variazioni. La resistenza r_d è diversa da ∞ , ed è proprio la resistenza del canale che è in regime lineare:

$$\begin{aligned}I_{DS} &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} = 68 \text{ } \mu\text{A} \\ g_m &= \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} = 1.38 \times 10^{-5} \text{ A/V} \\ C_{GS} &= C_{GD} = \frac{C_{ox}}{2} W L = 31 \text{ pF} \\ R_{can} &= r_d = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} = 1474 \text{ } \Omega\end{aligned}$$

La resistenza di canale varia come:

$$\begin{aligned}R_{can}(V_{GS} = 2 \text{ V}) &= \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} = 3786 \text{ } \Omega \\ R_{can}(V_{GS} = 5 \text{ V}) &= 1474 \text{ } \Omega\end{aligned}$$

2) Aggiungendo la carica all'interfaccia (negativa!) la tensione di soglia cambia tra $y = L/3 = 2 \text{ } \mu\text{m}$ e $y = 2/3 L = 4 \text{ } \mu\text{m}$ (ricordare di portare la concentrazione superficiale da $1/\text{cm}^2$ a $1/\text{m}^2$):

$$\begin{aligned}V_{TH2} &= \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A 2\psi_B}}{C_{ox}} + 2\psi_B + \Phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} = 0.087 - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \\ Q_{ox} &= -q3 \times 10^{16} = -4.086 \times 10^{-3} \text{ C/m}^2 \\ V_{TH} &= 0.087 + 2.78 = 2.87 \text{ V}\end{aligned}$$

Quindi avremo che nei 2 μm centrali la V_{TH} è superiore (inferiore comunque alla V_{GS}) e quindi la carica mobile Q_n è minore (Q_n negativa):

$$\begin{aligned} Q_n(0 < y < L/3) &= C_{ox}(V_{GS} - V_{TH1}) = 8.48 \times 10^{-3} \text{ C/m}^2 \\ Q_n(L/3 < y < 2/3L) &= C_{ox}(V_{GS} - V_{TH2}) = 3.68 \times 10^{-3} \text{ C/m}^2 \\ Q_n(2/3L < y < L) &= C_{ox}(V_{GS} - V_{TH2}) = 8.48 \times 10^{-3} \text{ C/m}^2 \end{aligned}$$

Avremo quindi che il canale si può vedere come tre resistori in serie:

$$\begin{aligned} R_{can}(0 < y < L/3) &= \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{(L/3)} (V_{GS} - V_{TH1})} = 491 \text{ } \Omega \\ R_{can}(L/3 < y < 2/3L) &= \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{(L/3)} (V_{GS} - V_{TH2})} = 1133 \text{ } \Omega \\ R_{can}(2/3L < y < L) &= 491 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

Quindi la resistenza totale di canale è la somma delle 3, $R_{can \text{ tot}} = 2115 \text{ } \Omega$. La tensione V_{GS} deve essere superiore alla V_{TH2} , altrimenti il canale non si forma nella zona centrale ed il transistor non conduce. Quindi il range di tensione è $V_{TH2} < V_{GS} < V_{CC} = 5 \text{ V}$.

3) Basta che $V_{TH2} \geq V_{CC} = 5 \text{ V}$:

$$\begin{aligned} V_{TH2} &= 0.087 - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} = 5 \text{ V} \\ \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} &= 0.087 - 5 = -4.91 \text{ V} \\ Q_{ox} &= -8.47 \times 10^{-3} \text{ C/m}^2 \end{aligned}$$

che corrisponde ad una concentrazione di elettroni pari a $\frac{Q_{ox}}{q} = 5.3 \times 10^{16} \text{ m}^{-2}$.

ESERCIZIO 3 Una giunzione p^+n ($N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $\mu_p = 400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $\tau_p = 10^{-6} \text{ s}$, $S = 1 \text{ mm}^2$, lunghezza di base $W = 20 \text{ } \mu\text{m}$) è polarizzata con $V = 0.55 \text{ V}$.

1) Determinare il profilo dell'eccesso di portatori minoritari e la corrente del diodo, usando l'equazione di drift-diffusion.[3]

2) Determinare la frazione di corrente dovuta alla ricombinazione dei portatori minoritari sul contatto e quella dovuta alla ricombinazione nella base.[4]

3) Verificare con il modello a controllo di carica quanto ottenuto nel punto 2. [3]

SOLUZIONE 3

1) Basta impostare l'equazione di continuità e risolverla con le giuste condizioni al contorno:

$$\begin{aligned} \delta p(x) &= Ae^{\frac{x}{L_p}} + Be^{-\frac{x}{L_p}} \\ D_p &= V_T \mu_p = 1.034 \times 10^{-3} \\ L_p &= \sqrt{D_p \tau_p} = 32.15 \text{ } \mu\text{m} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\delta p(0) &= \frac{n_i^2}{N_D} e^{\frac{V}{V_T}} = 3.91 \times 10^{19} \text{ m}^{-3} \\
\delta p(20 \text{ } \mu\text{m}) &= 0 \\
A &= -1.59 \times 10^{19} \text{ m}^{-3} \\
B &= 5.50 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}
\end{aligned}$$

La corrente del diodo risulta:

$$\begin{aligned}
I &= -qSD_p \frac{\partial \delta p(x)}{\partial x} \Big|_{x=0} \\
I &= -qS \frac{D_p}{L_p} (A - B) = 0.36 \text{ mA}
\end{aligned}$$

2) La frazione di corrente dovuta ai portatori minoritari che arrivano sul contatto senza ricombinarsi nel silicio (si ricombinano sul contatto) è data da:

$$\begin{aligned}
I &= -qSD_p \frac{\partial \delta p(x)}{\partial x} \Big|_{x=W} \\
I &= -qS \frac{D_p}{L_p} \left(Ae^{\frac{W}{L_p}} - Be^{-\frac{W}{L_p}} \right) = 0.36 \text{ mA} \\
I &= -qS \frac{D_p}{L_p} \left(-2.96 \times 10^{19} - 2.95 \times 10^{19} \right) = 0.30 \text{ mA}
\end{aligned}$$

Quindi la corrente che si ricombina nel silicio è data dalla differenza delle 2, $I_{ric} = 60 \text{ } \mu\text{A}$.

3) Bisogna calcolare l'integrale del profilo, da cui si ottiene la carica immagazzinata (moltiplicando per qS). La carica immagazzinata diviso τ_p deve risultare la frazione di corrente dovuta alla ricombinazione:

$$\begin{aligned}
Q &= qS \int_0^W Ae^{\frac{x}{L_p}} + Be^{-\frac{x}{L_p}} dx \\
Q &= qSL_p \left[A \left(e^{\frac{W}{L_p}} - 1 \right) + B \left(e^{-\frac{W}{L_p}} - 1 \right) \right] \\
Q &= qSL_p \left(-1.37 \times 10^{19} + 2.95 \times 10^{19} \right) = 8.15 \times 10^{-11} \text{ C}
\end{aligned}$$

Quindi la corrente di ricombinazione risulta $Q/\tau_p = 81 \text{ } \mu\text{A}$. Questa è molto simile a quella calcolata nel punto 2, la differenza è dovuta sicuramente alle approssimazioni numeriche legate ai molti esponenziali.