Traccia soluzione

Esercizio A

- 1) Essendo l'amplificatore operazionale ideale la tensione errore è pari a 0 V. Ciò implica che Cc e Rc non entrino nel calcolo del guadagno. Il circuito si comporta come un buffer e quindi $G_{id}=1$.
- 2) Vos segue lo stesso andamento del segnale Vin, quindi $V_{out}=V_{os}=2mV$. Per quanto riguarda le correnti di bias $V_{out}=I_b R_1 - I_b R_2 = 0$ V essendo le resistenze R1 ed R2 uguali.
- 3) Per calcolare il Gloop è necessario valutare la differenza di potenziale fra i morsetti d'ingresso dell'amplificatore operazionale e poi moltiplicarlo per $A(s)=A(0)/(1+s\tau_0)$. Si ottiene un
$$Gloop(s) = \frac{-A_0}{(1+s\tau_0)} \frac{Rc}{R1+R2+Rc} \frac{1}{1+sCc(Rc//R1+R2)}$$
 in cui il polo dell'amplificatore operazionale si trova alla frequenza $f_{p0}=1$ Hz mentre il secondo polo (alla frequenza $f_{p1}=500kHz$) si trova ad oltre una decade dalla frequenza di taglio $f_T = 10kHz$. Se ne deduce che il circuito è stabile e con un margine di fase di circa 90° .
- 4) Essendo il $Gloop \geq 1$ solo fino alla frequenza f_T il guadagno reale seguirà quello ideale solo fino a tale frequenza per poi seguire l'andamento del Gloop.
- 5) Zb essendo valutata su un nodo dell'anello sarà uguale alla resistenza ad anello aperto $Z_{bop}=R2/(R1+Rc)=750 \Omega$ divisa per il $(1-Gloop(0))$, in cui $Gloop(0)$ è pari a quello calcolato al punto 3. Ne risulta una $Zb = \frac{Z_{bop}}{(1-Gloop(0))} = 0,075 \Omega$. Per quanto riguarda Za invece in questo caso la reazione aumenterà la resistenza ad anello aperto $Z_{aop}=Rc+R2=3 k\Omega$ per il fattore il $(1-Gloop(0))$ in cui però $Gloop(0) = -A_0 \frac{Rc}{R2+Rc} = -13333$. Ne risulta una $Za = Z_{aop} (1 - Gloop(0)) \approx 40 M\Omega$.
- 6) Essendo nuovamente l'amplificatore operazionale ideale ancora una volta Cc e Rc non entrano nel calcolo di $V_{out}(t)$. Si ha nuovamente una configurazione a buffer per cui $V_{out}(t)=V+(t) = 1V(1-e^{-\frac{t}{\tau}})$, in cui $\tau=R1C1=1\mu s$. Ne risulta che per non avere distorsione lo SR debba essere maggiore di $1V/1\mu s$.

Esercizio B

- 1) La tensione in ingresso all'ADC è $V_{ADC} = V_{bias2} + (V_{bias2} - V_{bias1}) \cdot R/R_{FC} = 4V - 1V \cdot R/R_0 \cdot (1 + \gamma \cdot P_O)$. In assenza di potenza ottica il fotoconduttore ha la resistenza massima, $R_0=100k\Omega$, a cui corrisponde una tensione V_{ADC} pari a 3.5V. Aumentando la potenza ottica la tensione V_{ADC} diminuisce raggiungendo 0V in corrispondenza di $P_O = (4 \cdot R_0/R - 1) / \gamma = 700mW$. Un LSB dell'ADC vale $5V/2^{16} = 76.3\mu V$ a cui corrisponde una variazione di potenza ottica di $1LSB/[1V \cdot R/R_0 \cdot \gamma] = 15.3\mu W$ (alternativamente si giunge allo stesso risultato considerando che il range di potenza ottica misurabile corrisponde all'intervallo 0-3.5V dell'ADC, quindi: $700mW/2^{16} \cdot 3.5V/5V$)
- 2) La tensione di offset è riportata in ingresso all'ADC amplificata di $1+R/R_{FC} = 1+R/R_0 \cdot (1+\gamma \cdot P_O)$. Il suo effetto è quindi lineare con la potenza ottica e varia da $0.5mV \cdot (1+0.5) = 0.75mV = 10LSB$ a $0.5mV \cdot (1+0.5 \cdot (1+0.01 \cdot 700)) = 2.5mV = 33LSB$.
- 3) Conta solo la resistenza serie del generatore V_{bias1} poiché nell'altro generatore non circola corrente. Il caso pessimo si ha per la massima potenza ottica ($R_{FC,min} = 12.5k\Omega$) a cui corrisponde un errore di $V_{ADC, reale} - V_{ADC, ideale} = (V_{bias2} - V_{bias1}) \cdot [R/(R_{FC,min} + 10 \Omega) - R/R_{FC,min}] = 0.32 mV = 4.2LSB$
- 4) Il guadagno finito dell'operazionale modifica la tensione in uscita all'A.O. di un fattore $-G_{loop}/(1-G_{loop})$ portando ad un errore crescente con la tensione di uscita. Il caso pessimo si ha perciò nel caso di potenza ottica nulla ($R_{FC,max}=R_0$, $V_{ADC,max}=3.5V$) con un errore $\varepsilon = 3.5V / (1-G_{loop})$. Osservando che il guadagno d'anello è $-A_0 \cdot R_0/(R_0+R)$ e imponendo $\varepsilon < 0.5LSB$ si trova $A_0 > 3.5V/0.5LSB \cdot (R+R_0)/R = 2.75 \cdot 10^5$.
- 5) Il tempo di conversione dell'ADC a contatore rampa aumenta all'aumentare dell'ampiezza dell'ingresso. La massima durata della conversione si ha perciò per 3.5V e vale $T_{conv,max} = 3.5V/LSB / f_{CK} = 3.5/5 \cdot 2^{16}/f_{CK} = 2.29ms$. La massima frequenza di campionamento è quindi $f_s = 1/T_{conv,max} = 436$ Samples/s

- 6) L'aumento lineare del segnale ottico comporta una tensione dell'ADC decrescente con il tempo con una pendenza di $(V_{bias2} - V_{bias1}) \cdot R/R_0 \cdot \gamma \cdot 50mW/s = -250mV/s$: $V_{ADC}(t) = V_{ADC}(0) - 250mV/s \cdot t$, dove $V_{ADC}(0)$ è la tensione all'inizio della conversione. La tensione effettivamente convertita dell'ADC corrisponde a quella presente in ingresso al termine della conversione. La differenza massima tra il segnale convertito e quello presente all'inizio della conversione si ha in corrispondenza del tempo di conversione massimo calcolato nel punto precedente: $\varepsilon \approx V_{ADC}(0) - V_{ADC}(T_{conv,max}) = 0.573mV = 7.5LSB$. Un calcolo più preciso si avrebbe tenendo in considerazione che la riduzione della tensione in ingresso all'ADC riduce anche il tempo di conversione rispetto al valore calcolato nel punto 5. Il piccolo errore trovato rende però trascurabile questo effetto.

Esercizio C

- 1) Assumendo M1 saturo la soglia di commutazione e imponendo l'uguaglianza delle correnti di saturazione di M1 (con $V_{SG}=3.3V$) e del parallelo di M2 e M3 (con $V_{GS}=V_{TH}$) si ha:

$$k_p(3.3 - |V_{Tp}|)^2 = 2k_n(V_{TH} - V_{Tn})^2$$

da cui si ricava $V_{TH} = 1.032V$ che conferma l'ipotesi di saturazione di M1.

- 2) Prima della transizione i transistori M2 e M3 sono in zona ohmica perché molto più conduttivi di M1. La tensione V_{out} ha un valore di circa $I_{p,sat} \cdot R_{eq} = 22mV$, dove $I_{p,sat} = k_p(3.3 - |V_{Tp}|)^2 = 220.5\mu A$ è la corrente di saturazione del pMOS e $R_{eq} = 1/[4k_n(3.3V - V_{Tn})] = 100\Omega$ e la resistenza equivalente di M2 e M3 in regione ohmica. Il basso valore di V_{out} mantiene spento il diodo D.

Appena dopo la transizione i transistori M2 e M3 si spengono e la corrente di M1 carica linearmente il condensatore con una pendenza di $I_{p,sat}/C = 22V/\mu s$ partendo da 22mV. A $t = (0.7V - 22mV) / 22V/\mu s = 307ns$ si raggiunge la tensione di 0.7V che accende il diodo bloccando la V_{OUT} a 0.7V e mantenendo M1 in zona satura.

- 3) Quando C e D sono sconnessi l'unica potenza dissipata (trascurando le capacità intrinseche dei MOS) è quella causata dal continuo passaggio di corrente in M1 e M2 | M3 quando M2 e M3 sono accesi. Questo avviene per metà del tempo portando a una potenza dissipata di $P_{d,NOCE D} = 0.5 \cdot 3.3V \cdot k_p(3.3 - |V_{Tp}|)^2 = 0.36mW$.

Connettendo il condensatore e il diodo il transistor M1 è sempre saturo causando una dissipazione complessiva del circuito pari a $P_{d,conCE D} = 3.3V \cdot k_p(3.3 - |V_{Tp}|)^2 = 0.73mW$.