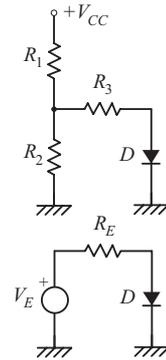


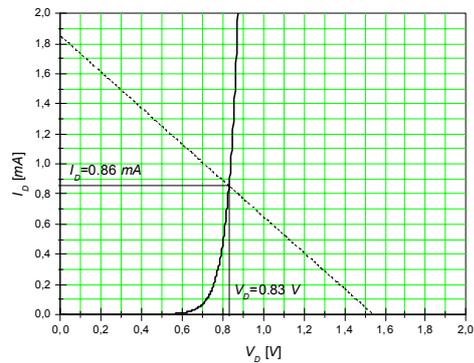
1) Per stabilire il punto di funzionamento del diodo consideriamo i condensatori dei circuiti aperti, allora il circuito si modifica come in figura. Applicando il teorema di Thevenin al circuito situato a monte del diodo si ottiene lo schema di figura, dove:

$$R_E = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \approx 834 \Omega,$$

$$V_E = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx 1.54 V.$$



La retta di carico ha, pertanto, intersezione con l'asse verticale del grafico della caratteristica del diodo pari a V_E/R_E , ovvero $1.84 mA$ e intersezione con l'asse orizzontale pari a V_E , ovvero $1.54 V$. Facendo l'intersezione grafica tra tale retta e la caratteristica del diodo si ottiene il punto di lavoro:

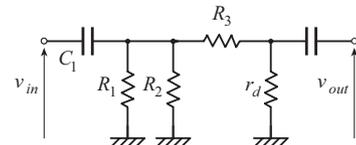


$$V_{D0} \approx 830 mV,$$

$$I_{D0} \approx 860 \mu A.$$

La resistenza differenziale del diodo vale pertanto:

$$r_d = \frac{\eta V_T}{I_{D0}} \approx 60.4 \Omega,$$



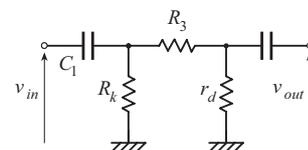
in cui il coefficiente η è stato posto pari a 2 essendo il diodo al silicio; il circuito può essere schematizzato per l'analisi del piccolo segnale come mostrato in figura. Indicando con R_k il parallelo tra le resistenze R_1 e R_2 :

$$R_k = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \approx 784 \Omega,$$

il circuito si modifica come mostrato in figura. La funzione di trasferimento $F(s)$ pari a v_{out}/v_{in} vale quindi:

$$F(s) = K \frac{s}{1 + s\tau},$$

dove:



$$K = \frac{R_k C_1 r_d}{R_3 + R_k + r_d} \approx 530 \text{ ns},$$

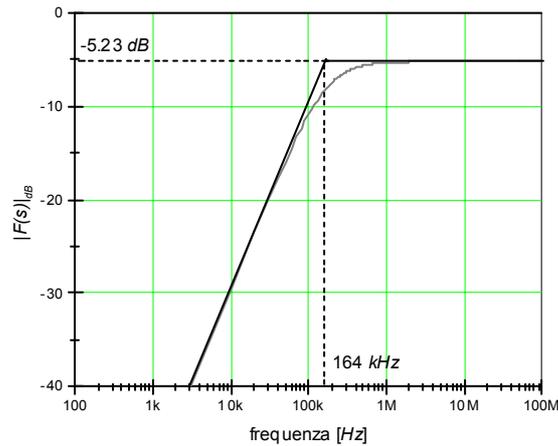
$$\tau = \frac{C_1 R_k (R_3 + r_d)}{R_3 + R_k + r_d} \approx 968 \text{ ns}.$$

Il guadagno di tale rete per $\omega \gg 1/\tau$ vale:

$$20 \log \left(\frac{K}{\tau} \right) \approx -5.23 \text{ dB},$$

e la frequenza di taglio è:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau} \approx 164 \text{ kHz}.$$



2) Assumendo che il BJT sia in zona lineare, con V_{BE} pari a 0.7 V , applicando la *KVL* al circuito di figura, si ha:

$$V_{CC} = V_{BE} + I_B R_F + (I_B + I_C) R_C = V_{BE} + \frac{I_C}{\beta} R_F + \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) I_C R_C,$$

da cui segue:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_F}{\beta} + R_C \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)} \approx 970 \text{ } \mu\text{A}.$$

e inoltre:

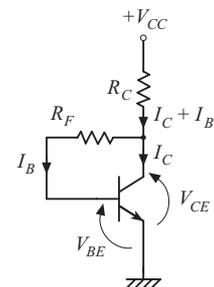
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \approx 6.5 \text{ } \mu\text{A}.$$

Infine, applicando la *KVL* al circuito di uscita, risulta:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C (I_C + I_B) \approx 1.4 \text{ V};$$

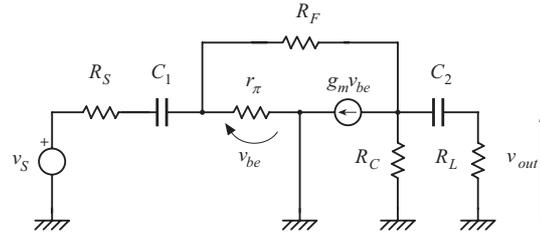
siccome $V_{CE} > 0.7 \text{ V}$, il BJT opera realmente in zona lineare. In corrispondenza di questo punto di funzionamento, i parametri del modello a π valgono:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \approx 37.3 \frac{\text{mA}}{\text{V}},$$



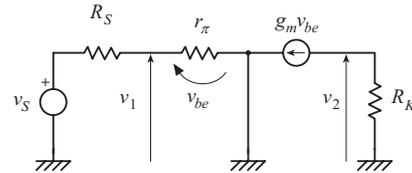
$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} \approx 4.0 \text{ k}\Omega.$$

In figura è mostrato il circuito equivalente per il piccolo segnale; per stabilire il guadagno v_{out}/v_S a centro banda sostituiamo i condensatori con dei cortocircuiti ed applichiamo il teorema di Miller alla resistenza R_F . Allo scopo, con riferimento al circuito di figura, posto:



$$R_K = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \approx 1.4 \text{ k}\Omega,$$

stimiamo il guadagno v_2/v_1 in assenza della resistenza R_F ; poiché:

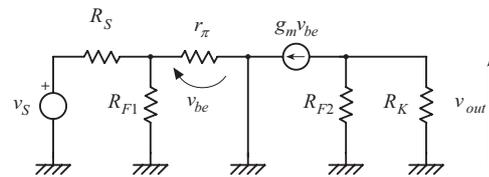


$$v_2 = -g_m v_1 R_K,$$

tale rapporto vale:

$$\frac{v_2}{v_1} = -g_m R_K \approx -53.3$$

così le resistenze determinate dall'applicazione del teorema di Miller (si veda la figura), valgono:



$$R_{F1} = \frac{R_F}{1 - \frac{v_2}{v_1}} \approx 1.8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{F2} = \frac{R_F}{1 - \frac{v_1}{v_2}} \approx 98.1 \text{ k}\Omega.$$

Nel circuito così modificato risulta:

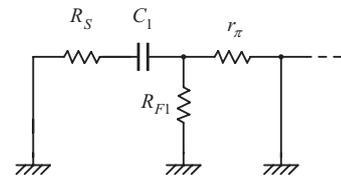
$$v_{out} = -g_m v_{be} \frac{R_{F2} R_K}{R_{F2} + R_K},$$

$$v_{be} = v_S \frac{\frac{R_{F1} r_{\pi}}{R_{F1} + r_{\pi}}}{R_S + \frac{R_{F1} r_{\pi}}{R_{F1} + r_{\pi}}},$$

per cui, il guadagno v_{out}/v_S vale:

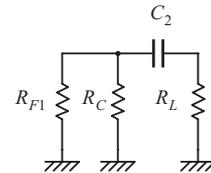
$$\frac{v_{out}}{v_S} = -g_m \frac{R_{F2} R_K}{R_{F2} + R_K} \frac{\frac{R_{F1} r_\pi}{R_{F1} + r_\pi}}{R_S + \frac{R_{F1} r_\pi}{R_{F1} + r_\pi}} \approx -10.6$$

A questo punto è possibile aumentare la precisione di tale determinazione valutando nuovamente il guadagno v_2/v_1 facendo riferimento al circuito modificato, con la presenza delle resistenze R_{F1} e R_{F2} . La nuova espressione del guadagno v_2/v_1 è $-g_m (R_K \parallel R_{F2}) \approx -52.5$, usando tale valore per calcolare nuovamente le resistenze R_{F1} e R_{F2} e stabilendo nuovamente il guadagno v_{out}/v_S si ottiene un valore di -10.7; ulteriori iterazioni non modificano tale valore entro la prima cifra decimale. Con riferimento al circuito di figura, il condensatore C_1 “vede” la serie tra R_S e il parallelo $r_\pi \parallel R_{F1}$, per cui la costante di tempo associata a tale capacità vale:



$$\tau_1 = C_1 \left(R_S + \frac{r_\pi R_{F1}}{r_\pi + R_{F1}} \right) \approx 0.5 \text{ ms},$$

che corrisponde ad una frequenza di 289 Hz. Con riferimento al circuito di figura, il condensatore C_2 “vede” la serie tra le resistenze R_L e il parallelo tra R_{F2} e R_C , così la relativa costante di tempo è:



$$\tau_2 = C_2 \left(\frac{R_{F2} R_C}{R_{F2} + R_C} + R_L \right) \approx 99.6 \text{ ms},$$

che corrisponde ad una frequenza di taglio di 1.6 Hz. Pertanto la frequenza di taglio inferiore vale:

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right) \approx 255.2 \text{ Hz}.$$