1) Per ottenere la corrente di *drain* richiesta, la resistenza R_D deve assumere il valore:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} \approx 1.2\ k\Omega.$$

Assumendo che il transistor operi in saturazione[†], siccome in tale caso la corrente di *drain* vale $k_n \frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2$, in corrispondenza del valore specificato di I_D, per V_{GS} si trovano i valori:

$$V_{GS} = \pm\sqrt{\frac{I_D}{k_n \frac{W}{L}}} - V_{TH} = \begin{cases} 6.9\,V \\ 1.1\,V \end{cases}$$

di questi il secondo è da escludere in quanto inferiore alla tensione di soglia. La potenza P_D dissipata dall'intera rete vale:

$$P_D = R_D I_D^{\ 2} + V_{DS} I_D + \frac{V_{DD}^{\ 2}}{R_1 + R_2}$$

da tale relazione segue:

$$R_1 + R_2 = \frac{V_{DD}^{\ 2}}{P_D - R_D I_D^{\ 2} - V_{DS} I_D} \approx 8\ k\Omega.$$

Pertanto, siccome:

$$V_{GS} = V_{DD}\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

segue:

$$R_2 = \left(R_1 + R_2\right)\frac{V_{GS}}{V_{DD}} \approx 2.8\ k\Omega,$$
$$R_1 = \left(R_1 + R_2\right) - R_2 \approx 5.2\ k\Omega.$$

[†] Il transistor non opera in zona lineare poiché, ricavando V_{GS} dalla relazione $I_D = k_n \frac{W}{L}\left[2V_{DS}\left(V_{GS} - V_{TH}\right) - V_{DS}^{\ 2}\right]$ si trova un valore negativo e pertanto inferiore alla tensione di soglia.

2) Dalle caratteristiche, si evince che per ottenere la conduzione della giunzione *base-emettitore*, il valore minimo necessario per la tensione V_{BE}, in corrispondenza ad un valore di corrente di collettore di 10 *mA*, deve essere di 0.65 *V*; pertanto, annullando il generatore d'ingresso, dall'applicazione della *KVL* al circuito di emettitore segue:

$$R_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{I_E} \approx 4.4\ k\Omega.$$

Per una corrente di collettore di 1 *mA* il minimo valore del parametro $\beta\ (h_{FE})$ è 70, così la corrente di collettore vale:

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E \approx 0.99\ mA,$$

assumendo che la tensione V_{CE} sia di 5 *V* per ottenere un punto di funzionamento situato alla metà della retta di carico, in modo da consentire la massima escursione sia di I_C che di V_{CE}, dall'applicazione della *KVL* al circuito di uscita del transistor si trova:

$$R_C = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{CE} - R_E I_E}{I_C} \approx 608\ \Omega.$$

In corrispondenza della corrente di collettore di 1 *mA* i parametri ibridi del transistor

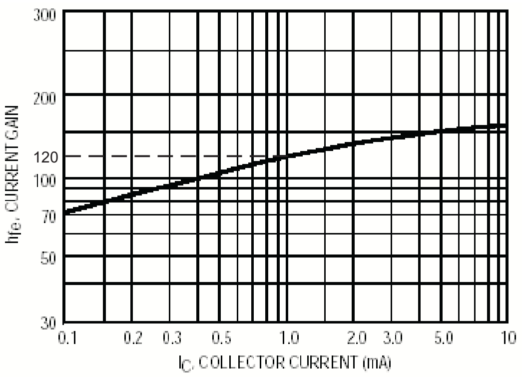


Figure 11. Current Gain

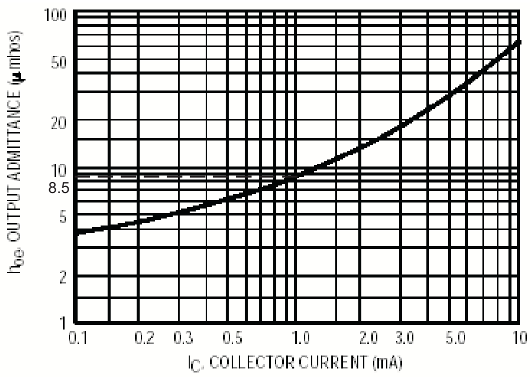


Figure 12. Output Admittance

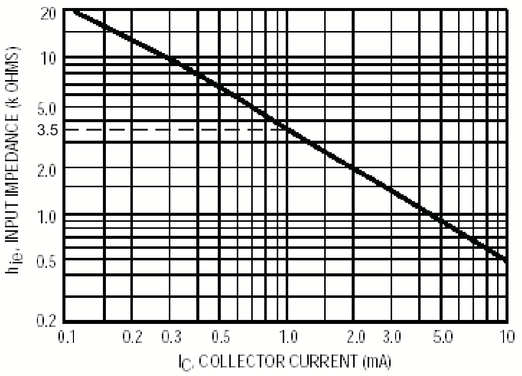


Figure 13. Input Impedance

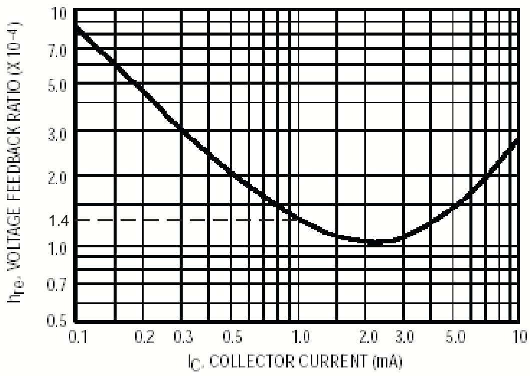


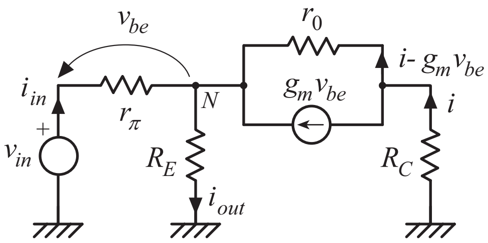
Figure 14. Voltage Feedback Ratio

sono (si veda la figura):

$$h_{fe} = 120 \qquad h_{oe} = 8.5 \times 10^{-6}\ \Omega^{-1}$$
$$h_{ie} = 3.5\,k\Omega \qquad h_{re} = 1.4 \times 10^{-4}$$

da tali quantità è possibile derivare i parametri del modello a π:

$$r_\pi = h_{ie} \approx 3.5\,k\Omega,$$
$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \approx 34.3\frac{mA}{V},$$
$$r_0 = \frac{1}{h_{oe}} \approx 117.6\,k\Omega,$$
$$r_\mu = \frac{h_{ie}}{h_{re}} \approx 25\,M\Omega.$$



Trascurando il parametro r_μ di valore molto superiore delle altre resistenze presenti nella rete, il circuito equivalente per l'amplificatore è quello mostrato in figura. Applicando la *KCL* al nodo *N* risulta:

$$i_{out} = i_{in} + i$$

e applicando la *KVL* alla maglia contenente le resistenze R_E, r_0 e R_C risulta:

$$R_E i_{out} + r_0\left(i - g_m v_{be}\right) + R_C i = 0,$$

osservando inoltre che $v_{be} = i_{in} r_\pi$ e sostituendo la prima equazione nella seconda, si ha:

$$\left[r_0\left(1 + g_m r_\pi\right) + R_C\right] i_{in} = \left(r_0 + R_E + R_C\right) i_{out},$$

da cui segue:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{r_0\left(1 + g_m r_\pi\right) + R_C}{r_0 + R_E + R_C} \approx 116.$$

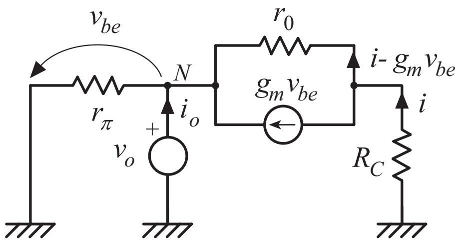
Poiché $r_0\left(1 + g_m r_\pi\right) \gg R_C$ e $r_0 \gg R_E + R_C$, tale quantità può essere approssimata come $1 + g_m r_\pi = 1 + h_{fe}$, il cui valore differisce da quello appena stabilito per meno del 5 %. Applicando la *KVL* al circuito di ingresso si ha:

$$v_{in} = r_\pi i_{in} + R_E i_{out} = i_{in}\left(r_\pi + R_E \frac{i_{out}}{i_{in}}\right) = i_{in}\left(r_\pi + R_E A_i\right),$$

da cui segue:

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = r_\pi + R_E A_i \approx 514\ k\Omega.$$

Facendo uso dell'espressione approssimata $A_i \approx 1 + h_{fe}$ si ottiene un risultato dissimile a meno del meno del 5 %. Per stabilire l'impedenza di uscita *vista* dal carico R_E togliamo tale resistenza, annulliamo il generatore d'ingresso ed applichiamo al posto della resistenza R_E un generatore v_o (si veda la figura). Applicando la *KCL* al nodo *N* risulta:



$$i_o = -\frac{v_{be}}{r_\pi} - i,$$

d'altra parte, siccome $v_o = -v_{be}$, sostituendo nella relazione precedente, si ha:

$$i_o = \frac{v_o}{r_\pi} - i.$$

Applicando la *KVL* alla maglia contenente le resistenze r_0 e R_C risulta:

$$v_o = -R_C i - r_0 \left(i - g_m v_{be}\right) = -i\left(R_C + r_0\right) - r_0 g_m v_o,$$

da cui segue:

$$i = -v_o \frac{1 + g_m r_0}{R_C + r_0}.$$

Sostituendo *i* dell'espressione precedente, si ottiene:

$$i_o = \frac{v_o}{r_\pi} + v_o \frac{1 + g_m r_0}{R_C + r_0} = v_o \left(\frac{1}{r_\pi} + \frac{1 + g_m r_0}{R_C + r_0} \right),$$

da cui segue:

$$R_0 = \frac{v_o}{i_o} = \frac{r_\pi R_C + r_\pi r_0}{r_0\left(1 + g_m r_\pi\right) + R_C + r_\pi} \approx 29\ \Omega.$$

Poiché $r_\pi r_0 \gg r_\pi R_C$ e $r_0\left(1 + g_m r_\pi\right) \gg R_C + r_\pi$, questa espressione può essere approssimata come $r_\pi / \left(1 + g_m r_\pi\right)$ e, considerando inoltre che $g_m r_\pi \gg 1$, l'impedenza d'uscita può approssimarsi con $1/g_m$, quantità che differisce da quanto appena valutato per meno del 0.4 %.