

Appunti di ELETTRONICA - Capitolo 8

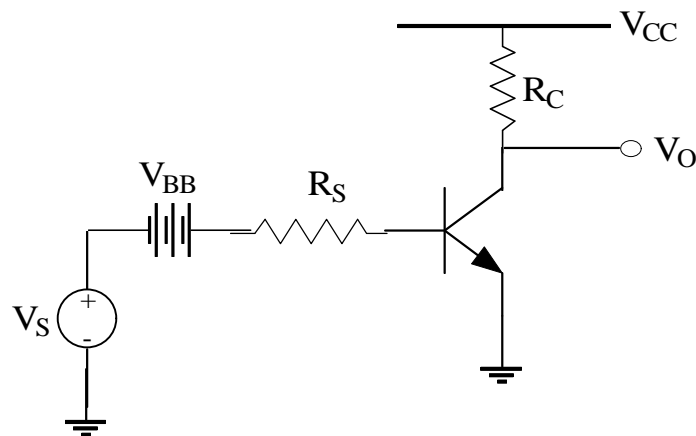
Stadi amplificatori elementari

Inseguitore di emettitore	2
Descrizione del circuito	2
Caratteristica di trasferimento in tensione.....	3
Analisi di piccolo segnale.....	5
<i>Guadagno di tensione</i>	6
<i>Resistenza di ingresso</i>	7
<i>Resistenza di uscita</i>	8
<i>Presenza di un resistore di carico</i>	10
Conclusioni sullo stadio a collettore comune.....	11
Stadio inseguitore di tensione con carico attivo	16
Stadio amplificatore a BJT a doppio carico	17
Inseguitore di tensione a drain comune	18
Descrizione del circuito	18
Caratteristica di trasferimento in tensione: inseguitore di tensione	18
Analisi di piccolo segnale.....	19
<i>Guadagno di tensione</i>	20
<i>Resistenza di ingresso e resistenza di uscita</i>	20
Inseguitore di corrente.....	22
Descrizione del circuito	22
Caratteristica di trasferimento in corrente e in tensione	22
Analisi per piccolo segnale.....	23
<i>Guadagno di corrente</i>	26
<i>Resistenza di ingresso</i>	26
<i>Resistenza di uscita</i>	27
<i>Guadagno di tensione</i>	27
<i>Conclusioni sullo stadio a base comune</i>	28
Inseguitore di corrente a gate comune.....	28
Riepilogo parametri degli stadi amplificatori a singolo transistor.....	29

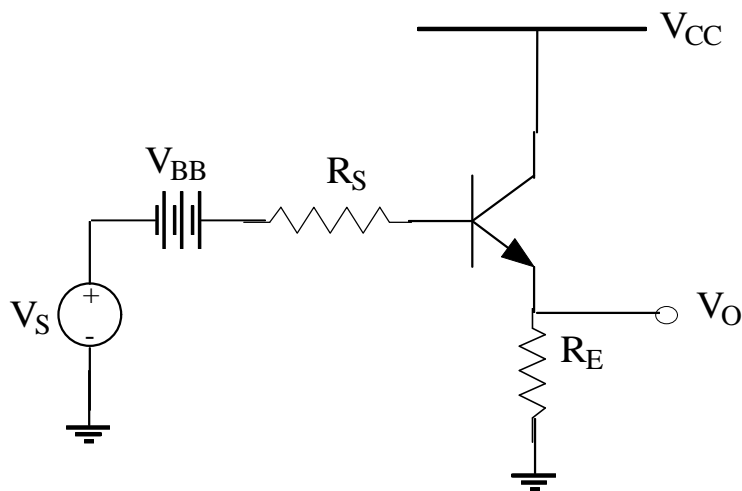
Inseguitore di emettitore

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Abbiamo in precedenza esaminato ogni aspetto dello stadio invertitore ad emettitore comune (senza e con degenerazione di emettitore): abbiamo in particolare visto che, prendendo l'uscita dello stadio direttamente sul collettore del BJT, otteniamo una tensione, eventualmente amplificata, invertita di fase rispetto a quella in ingresso (applicata sulla base).



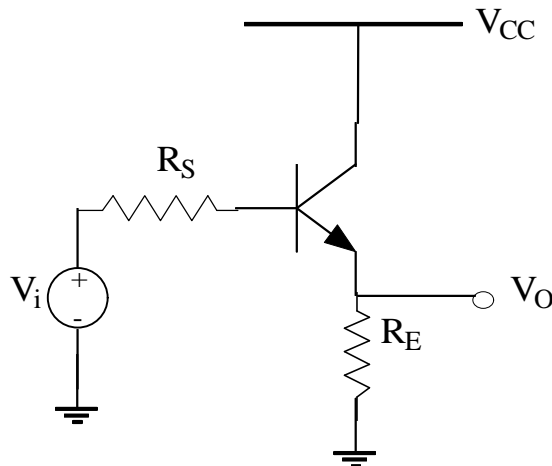
Un'altra possibile configurazione circuitale per il BJT è quella rappresentata nella figura seguente e prende il nome di **"configurazione a collettore comune"** (CC - Common Collector)



Facciamo osservare che la denominazione "collettore comune" è riferita, come per le altre due configurazioni possibili, al segnale, nel senso che il terminale di collettore risulta in comune alle porte di ingresso ed uscita del BJT dal punto di vista dell'applicazione del segnale. Infatti, quando consideriamo il circuito equivalente per piccolo segnale di questo stadio, poniamo il collettore a massa (in quanto V_{CC} viene passivato) e questo fa' sì, quindi, che il collettore sia in comune alle due porte. Naturalmente, l'uscita non viene prelevata più dal collettore, proprio perché, dal punto di vista del segnale, esso è a massa, bensì dall'emettitore, che quindi costituisce adesso il terminale di uscita.

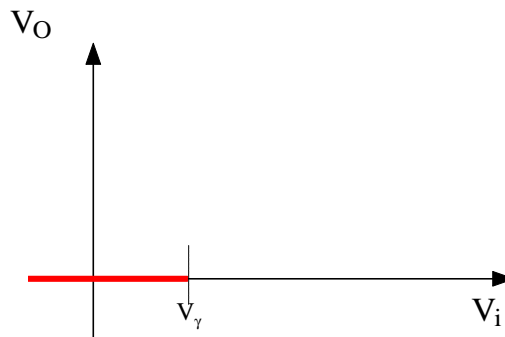
CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO IN TENSIONE

La prima cosa che ci interessa trovare per questo stadio è la “*caratteristica di trasferimento in tensione*”, ossia una relazione, valida per grandi segnali, che leghi l’ingresso V_i all’uscita V_O dello stadio:



Per prima cosa, è chiaro che il BJT rimane spento finché la tensione V_{BE} non supera il valore V_γ di accensione della giunzione base-emettitore: se il BJT è spento, la corrente di base è nulla, per cui non c’è caduta di tensione su R_S e quindi la tensione V_{BE} coincide con la tensione di ingresso V_i ; inoltre, sempre se il BJT è spento, la corrente di emettitore è anch’essa nulla, per cui non c’è caduta su R_E e quindi l’uscita è a sua volta nulla.

Possiamo dunque cominciare a tracciare la caratteristica di trasferimento in tensione nel modo seguente:



Adesso supponiamo che la V_i raggiunga il valore V_γ : si verifica l’accensione del BJT, per cui abbiamo correnti di base e di emettitore non più nulle; applicando la LKT alla maglia di ingresso, otteniamo

$$V_i = R_S I_B + V_{BE} + V_O$$

In questa relazione, dobbiamo esprimere i termini I_B e V_{BE} in funzione di V_i e/o V_O . E’ opportuno allora capire in quale zona di funzionamento si trovi il BJT: la tensione di collettore è costante sul valore V_{CC} ; la tensione di emettitore, invece, sta adesso crescendo rispetto al valore 0, in quanto sta crescendo la I_E ; si capisce quindi che la V_{CE} , che inizialmente (cioè con il BJT ancora spento) valeva V_{CC} , comincia adesso a diminuire, ma comunque mantiene per il momento in BJT in ZAD. Se il BJT è polarizzato in ZAD, nell’ipotesi che esso abbia un guadagno sufficientemente elevato, possiamo scrivere che $I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$. Ma sussiste anche la relazione $V_O = R_E I_E$, per cui risulta

$$I_B = \frac{V_O}{(\beta + 1)R_E}$$

Sostituendo nell'equazione di partenza, abbiamo dunque che

$$V_i = R_S \frac{V_O}{(\beta + 1)R_E} + V_{BE} + V_O$$

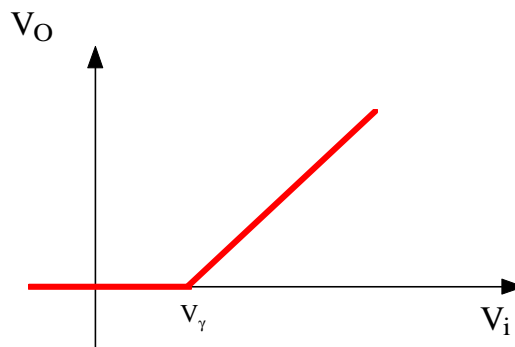
Adesso dovremmo trovare una espressione per la V_{BE} : facciamo allora la solita ipotesi di ritenere costante la V_{BE} , una volta che il BJT sia in ZAD, sul solito valore $V_\gamma=0.7V$; sulla base di questa ipotesi, possiamo concludere che il legame ingresso-uscita dello stadio è il seguente:

$$V_O \cong \frac{(\beta + 1)R_E}{R_S + (\beta + 1)R_E} (V_i - V_\gamma) = \frac{1}{\frac{R_S}{(\beta + 1)R_E} + 1} (V_i - V_\gamma)$$

Si osserva subito che si tratta di un legame lineare non invertente: infatti, il coefficiente di proporzionalità tra la tensione di ingresso V_i e quella di uscita V_O è

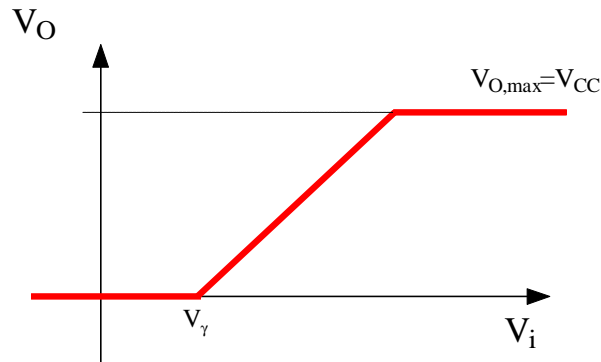
$$\frac{1}{\frac{R_S}{(\beta + 1)R_E} + 1}$$

Questo coefficiente è chiaramente minore di 1: tuttavia, tenendo conto che la resistenza serie del generatore di segnale è generalmente bassa (dell'ordine di poche centinaia di Ω) mentre R_E è generalmente alta, si osserva chiaramente che, quando β è particolarmente alto, quel coefficiente vale praticamente 1. Possiamo dunque andare a perfezionare la caratteristica di trasferimento:



Non è ancora finita, in quanto abbiamo detto prima che, man mano che la V_i aumenta, la V_{CE} diminuisce in quanto aumenta la I_E ; è chiaro, perciò, che si arriva ad un certo valore della V_i in corrispondenza del quale la V_{CE} giunge al valore $V_{CE,sat}$: a questo punto il transistor va in saturazione, per cui la tensione di uscita risulta adesso essere $V_O = V_{CC} - V_{CE,sat} \cong V_{CC}$.

Possiamo dunque completare la caratteristica di trasferimento nel modo seguente:



E' chiaro che noi siamo interessati esclusivamente al tratto inclinato di questa curva, ossia a quando il BJT è polarizzato in ZAD: la relazione da esaminare è dunque

$$V_O \cong \frac{(\beta + 1)R_E}{R_S + (\beta + 1)R_E} (V_i - V_\gamma)$$

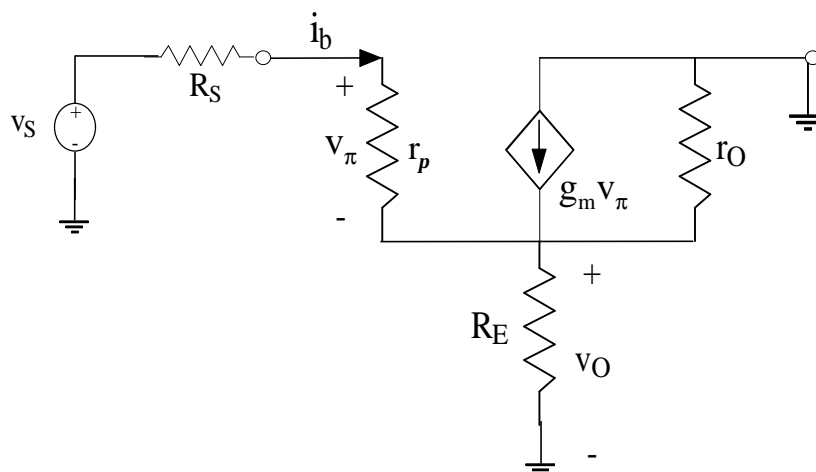
Abbiamo già osservato prima come questa relazione indichi che la tensione di uscita non risulti invertita di fase rispetto a quella in ingresso, il che costituisce una prima grande differenza con lo stadio ad emettitore comune. In secondo luogo, abbiamo anche osservato che il coefficiente di proporzionalità tra la tensione di ingresso e quella di uscita vale poco meno di 1, il che significa che *la tensione di uscita corrisponde a quella di ingresso, salvo una attenuazione generalmente molto piccola.*

Questo è il motivo per cui lo stadio a collettore comune prende il nome di “**inseguitore di tensione**” (in inglese *emitter follower*).

Per concludere, facciamo osservare che *la dinamica di uscita dello stadio coincide praticamente con V_{CC} , ossia è la massima possibile.* Questo fatto è di notevole importanza nella realizzazione degli amplificatori pluristadio che saranno descritti in seguito.

ANALISI DI PICCOLO SEGNALE

Il passo successivo della nostra analisi sullo stadio inseguitore di tensione consiste nella *analisi di piccolo segnale*, cioè nel calcolo del guadagno di tensione, della resistenza di ingresso e di quella di uscita. Per effettuare questa analisi, passiviamo le tensioni di alimentazione V_{CC} e V_{BB} e sostituiamo al BJT il suo circuito equivalente per piccolo segnale:



Guadagno di tensione

Calcoliamo per prima cosa il guadagno di tensione $A_V = v_O / v_S$.

La tensione di uscita v_O è quella determinata, ai capi di $r_O // R_E$, dalla corrente $g_m v_\pi + i_b$, per cui possiamo scrivere che

$$V_O = (R_E // r_O)(g_m v_\pi + i_b) = (g_m r_\pi + 1)i_b (R_E // r_O)$$

Dobbiamo determinare la corrente in ingresso i_b : applicando allora la LKT alla maglia che va da v_S ad R_E , abbiamo che

$$v_S = R_S i_b + r_\pi i_b + v_O \longrightarrow i_b = \frac{v_S - v_O}{R_S + r_\pi}$$

Sostituendo allora nell'espressione di v_O , abbiamo quanto segue:

$$v_O = (g_m r_\pi + 1)(R_E // r_O) \frac{v_S - v_O}{R_S + r_\pi} \longrightarrow v_O = \frac{(g_m r_\pi + 1)(R_E // r_O) \frac{v_S}{R_S + r_\pi}}{1 + \frac{(g_m r_\pi + 1)(R_E // r_O)}{R_S + r_\pi}} = \frac{(g_m r_\pi + 1)(R_E // r_O)}{R_S + r_\pi + (g_m r_\pi + 1)(R_E // r_O)} v_S$$

Ricordando infine che la resistenza di ingresso del BJT è $r_\pi = \beta / g_m$, possiamo concludere che il guadagno di tensione dello stadio è

$$A_V = \frac{v_O}{v_S} = \frac{(\beta + 1)(R_E // r_O)}{R_S + r_\pi + (\beta + 1)(R_E // r_O)}$$

Se, come spesso è lecito fare, riteniamo la r_O molto maggiore della R_E , questa formula si semplifica:

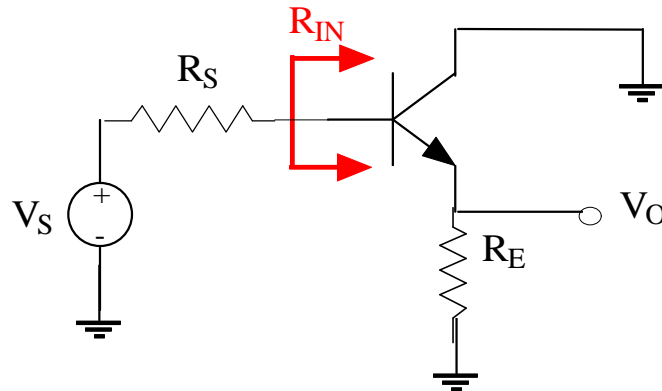
$$A_V \cong \frac{(\beta + 1)R_E}{R_S + r_\pi + (\beta + 1)R_E}$$

Questa formula si presta ad una serie di considerazioni:

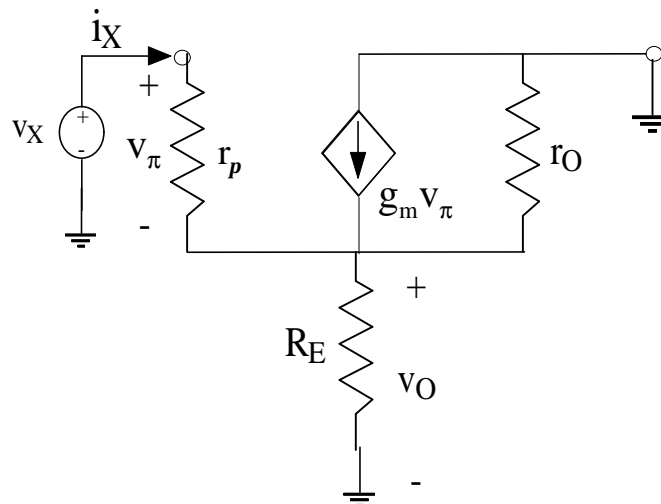
- in primo luogo, si osserva che *il guadagno dipende dalla resistenza serie del generatore di segnale, che deve essere più piccola possibile, e dalla resistenza di carico sull'emettitore, che deve invece essere più elevata possibile;*
- in secondo luogo, il guadagno ha valore massimo $A_{V,max} = 1$ e si approssima tanto meglio a questo valore quanto più vera è la condizione $R_E(\beta + 1) \gg (R_S + r_\pi)$, ossia, come detto al punto precedente, quanto minore è R_S e quanto maggiore è R_E ; effettivamente, questo è quello che si verifica nella maggior parte dei casi;
- infine, facciamo osservare che, nel caso in cui la *resistenza intrinseca di base* r_b del BJT dovesse avere un valore elevato, basterebbe inserirla in serie alla R_S , il che corrisponde a sommarla alla R_S nella espressione del guadagno.

Resistenza di ingresso

Ci interessiamo adesso alla resistenza di ingresso dello stadio, vista dal morsetto di base:



Per fare questo calcolo, non dobbiamo far altro che determinare il rapporto tra la tensione al terminale di base e la corrente allo stesso terminale. Dobbiamo cioè calcolare il rapporto V_X/I_X con riferimento al seguente circuito:



Il discorso non è molto diverso da quello seguito prima per il calcolo di A_V : basta ripetere, per il calcolo di v_X , gli stessi ragionamenti fatti in quel caso, eliminando però la presenza di R_S .

Applicando allora la LKT alla maglia che va da v_X ad R_E , abbiamo che

$$v_X = r_\pi i_X + v_O$$

La tensione di uscita v_O è quella determinata, ai capi di $r_o // R_E$, dalla corrente $g_m v_\pi + i_X$, per cui possiamo scrivere che

$$v_O = (R_E // r_o)(g_m v_\pi + i_X) = (g_m r_\pi + 1)i_X (R_E // r_o)$$

Sostituendo nell'espressione di V_X , otteniamo dunque che

$$v_X = r_\pi i_X + (g_m r_\pi + 1)i_X (R_E // r_o) = [r_\pi + (g_m r_\pi + 1)(R_E // r_o)]i_X$$

da cui quindi possiamo concludere che la resistenza di ingresso dello stadio, vista dal nodo di base, è

$$R_{IN} = \frac{V_X}{i_X} = r_{\pi} + (g_m r_{\pi} + 1)(R_E // r_o) = r_{\pi} + (\beta + 1)(R_E // r_o)$$

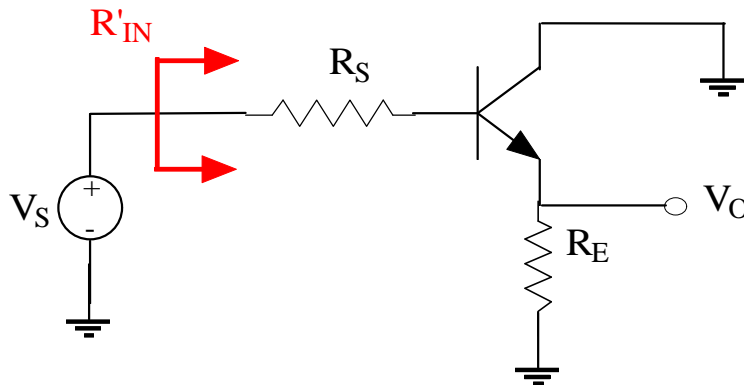
Se poi facciamo ancora una volta l'ipotesi che $r_o \gg R_E$, possiamo semplificare e scrivere che

$$R_{IN} = r_{\pi} + R_E(\beta + 1)$$

Questa formula indica chiaramente che *nello stadio a collettore comune, la resistenza di ingresso è aumentata, rispetto a quella r_{π} del BJT connesso ad emettitore comune, di un termine additivo $R_E(\beta + 1)$.*

Questo termine additivo dipende, oltre che dal guadagno β del BJT, anche dal valore della resistenza di carico R_E : quanto maggiore è R_E , tanto maggiore è R_{IN} .

Osserviamo, infine, che avremmo potuto anche calcolare la resistenza di ingresso vista, anziché dal terminale di base, direttamente dal generatore di segnale in ingresso:

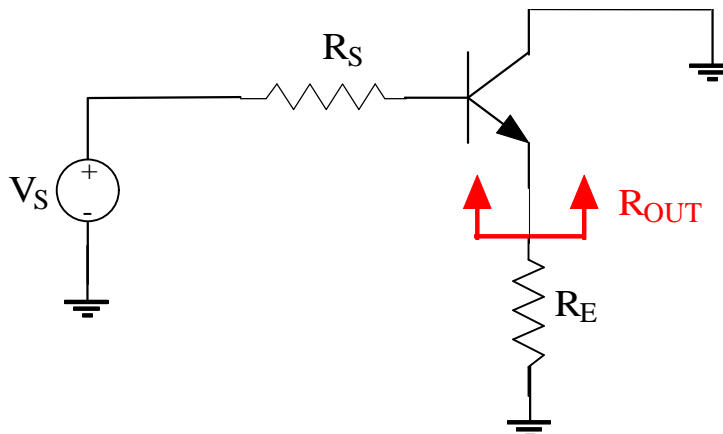


Il discorso è identico a prima, con l'aggiunta della resistenza serie R_S :

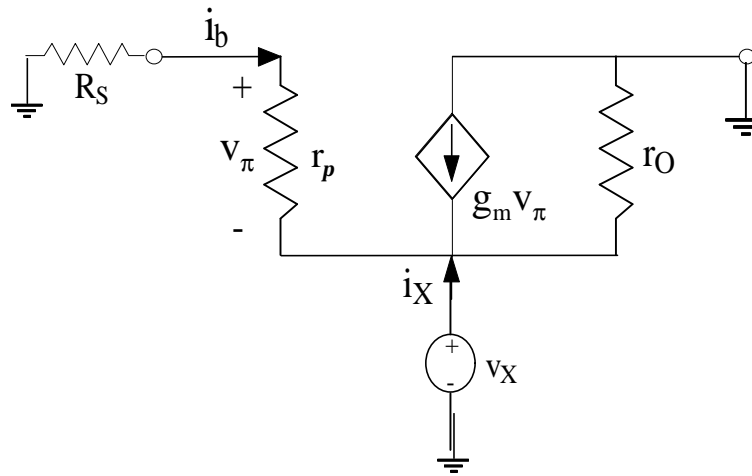
$$R'_{IN} = R_S + R_{IN} = R_S + r_{\pi} + R_E(\beta + 1)$$

Resistenza di uscita

Calcoliamo adesso la resistenza di uscita dello stadio, vista dal terminale di emettitore:



Non dobbiamo far altro che passivare l'ingresso v_s , sostituire al BJT il suo circuito equivalente per piccoli segnali e calcolare il rapporto tra la tensione al terminale di emettitore e la corrente allo stesso terminale. Dobbiamo cioè calcolare il rapporto v_X/i_X con riferimento al seguente circuito:



N.B. Per il calcolo di R_{OUT} , avremmo potuto anche inserire un generatore di corrente i_X e calcolare la corrispondente tensione v_X , ma in questo caso risulta conveniente il generatore di tensione.

Applicando la LKT alla maglia che va da R_S a v_X , osserviamo che

$$v_X = -(R_S + r_\pi)i_b$$

Applicando inoltre la LKC, abbiamo che

$$i_b + i_X + g_m v_\pi = \frac{v_X}{r_O}$$

Osservando inoltre che $i_b = \frac{-v_X}{R_S + r_\pi}$ e $v_\pi = \frac{-r_\pi v_X}{R_S + r_\pi}$, questa diventa

$$\frac{-v_X}{R_S + r_\pi} + i_X + g_m \frac{-r_\pi v_X}{R_S + r_\pi} = \frac{v_X}{r_O}$$

e possiamo perciò concludere che la resistenza di uscita dello stadio, vista dall'emettitore, è

$$R_{OUT} = \frac{v_X}{i_X} = \frac{1}{\frac{1 + g_m r_\pi}{R_S + r_\pi} - \frac{1}{r_O}} = \frac{1}{\frac{1 + \beta}{R_S + r_\pi} - \frac{1}{r_O}} = r_O // \frac{R_S + r_\pi}{1 + \beta}$$

Se facciamo ancora una volta l'ipotesi che r_O sia particolarmente elevata, possiamo semplificare e scrivere che

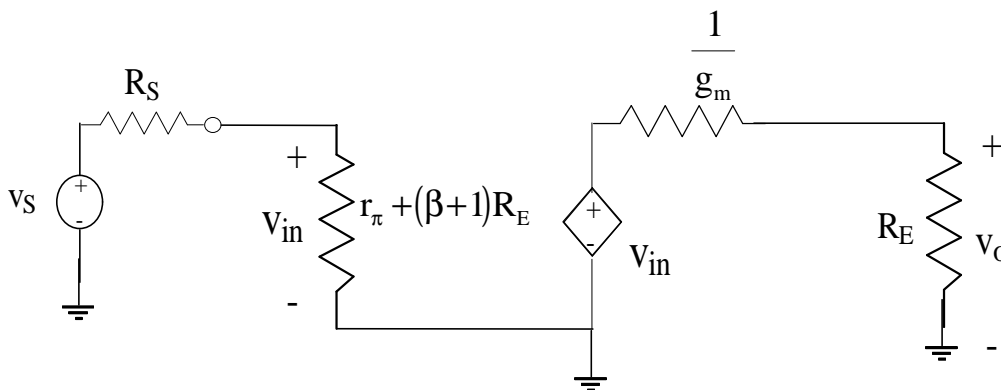
$$R_{OUT} = \frac{R_S + r_\pi}{1 + \beta}$$

Questa relazione, tenendo conto che $r_{\pi} = \beta/g_m$ e approssimando $\beta \cong \beta + 1$, si può anche scrivere nella forma

$$R_{OUT} \cong \frac{R_S}{1 + \beta} + \frac{1}{g_m}$$

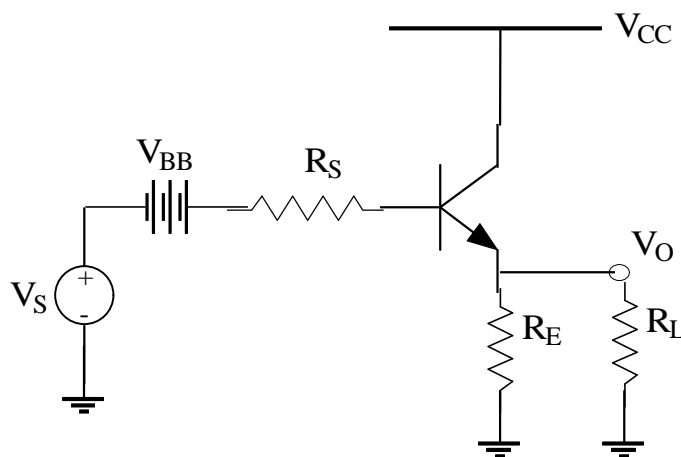
In base a questa formula, la resistenza di uscita vista dall'emettitore è pari alla somma di $1/g_m$ con la resistenza R_S in serie al terminale di base divisa per $(\beta + 1)$. Nel caso in cui β è particolarmente elevato e R_S è piccola, allora si può porre $R_{OUT} \cong \frac{1}{g_m}$ ed in effetti questa è l'espressione che considereremo nella maggior parte dei casi pratici.

In definitiva, usando il modello circuitale generale di un amplificatore di tensione, possiamo rappresentare l'inseguitore di tensione nel modo seguente:



Presenza di un resistore di carico

Così come abbiamo visto nello stadio invertitore, è possibile che ci sia un resistore di carico R_L sottoposto alla tensione V_O di uscita dello stadio:

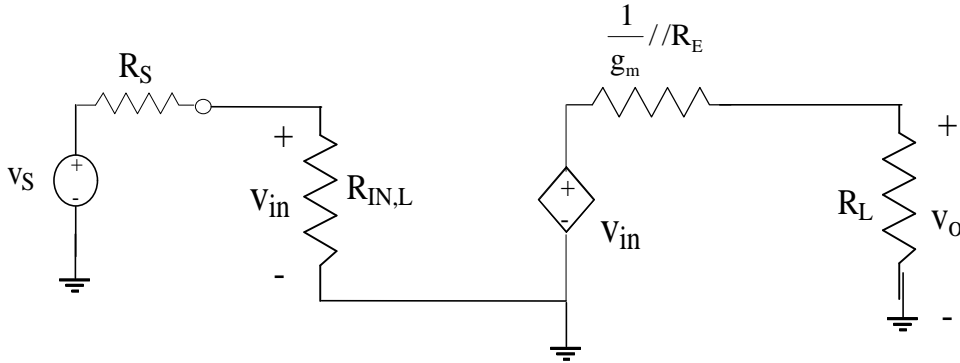


La presenza di R_L modifica la resistenza di ingresso, la resistenza di uscita ed il guadagno di tensione, in quanto R_L va a porsi in parallelo ad R_E : ciò significa che la resistenza di ingresso diventa

$$R_{IN,L} = r_{\pi} + (\beta + 1)(R_E // R_L), \text{ che il guadagno di tensione diventa } A_v = \frac{(\beta + 1)(R_E // R_L)}{R_S + r_{\pi} + (\beta + 1)(R_E // R_L)} \text{ e}$$

che la resistenza di uscita vista dal carico diventa $R_{OUT,L} \cong \frac{1}{g_m} // R_E$. Sostanzialmente, sia il guadagno di tensione sia la resistenza di uscita rimangono invariati (il primo ancora unitario e la seconda circa uguale a $1/g_m$).

Possiamo dunque schematizzare l'amplificatore (di tensione) nel modo seguente:

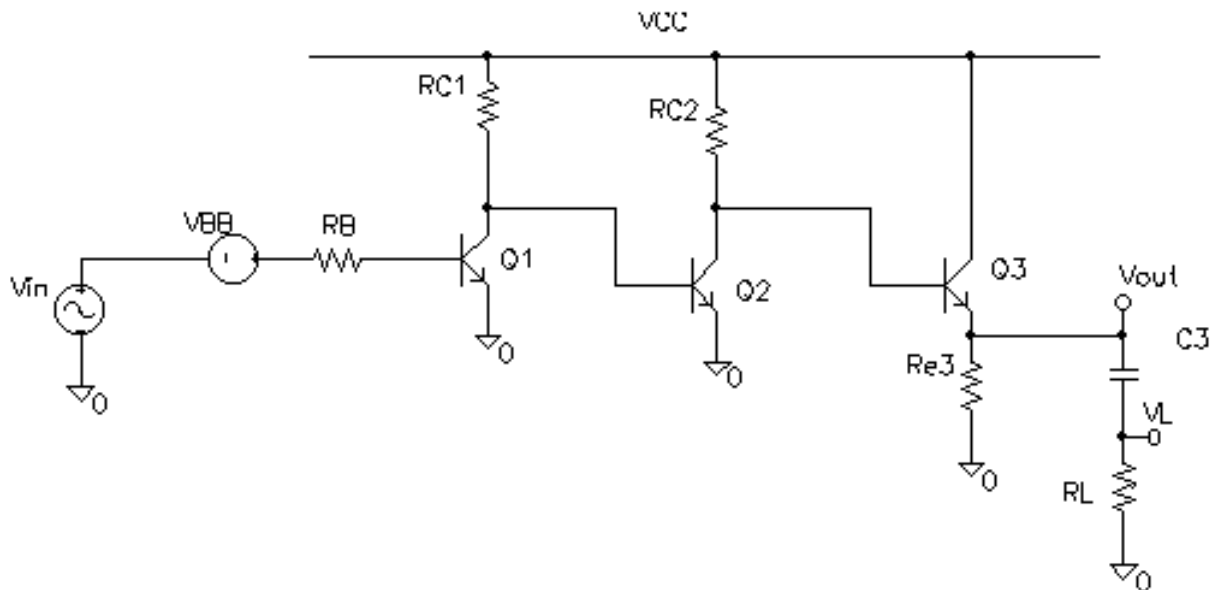


dove $R_{IN,L} = r_{\pi} + (\beta + 1)(R_E // R_L)$

CONCLUSIONI SULLO STADIO A COLLETTORE COMUNE

Riepilogando, possiamo affermare che lo stadio a collettore comune è caratterizzato da elevata resistenza di ingresso, bassa resistenza di uscita e guadagno di tensione prossimo ad uno. Queste caratteristiche lo rendono utile come **trasformatore di impedenza**, il quale evita che una sorgente di segnale venga caricata dalla bassa impedenza di ingresso di uno stadio successivo.

Una tipica configurazione circuitale per un amplificatore a più stadi può essere ad esempio quella seguente:



Cerchiamo di capire, con l'ausilio del modello per piccolo segnale, come si comporta questo circuito, costituito evidentemente da tre diversi stadi in cascata:

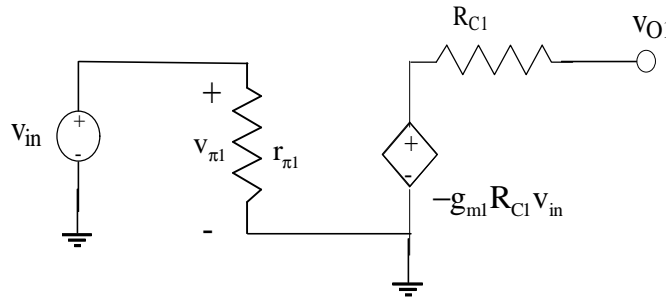
- il primo stadio è un **invertitore** (ingresso sulla base di Q1 ed uscita sul collettore di Q1 stesso), il quale inverte di fase il segnale v_{IN} e lo amplifica secondo un guadagno che sappiamo essere dato da

$$|A_{v1}| = \frac{1}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{R_B}{\beta_1}} \frac{1}{R_{C1} + r_{O1}}$$

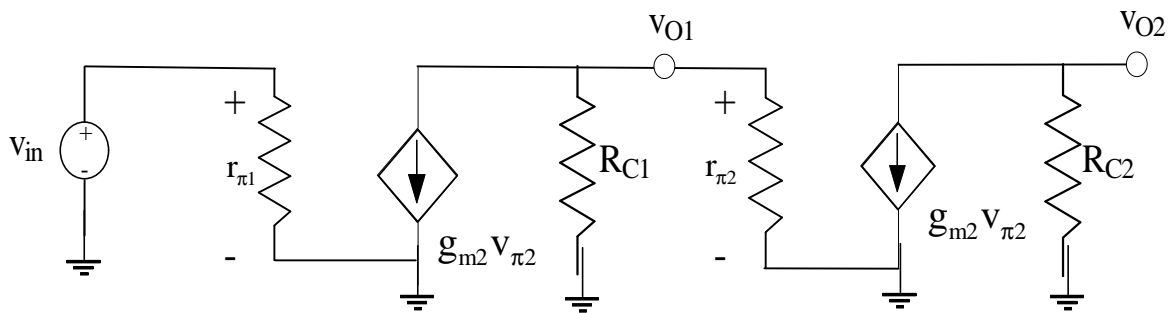
Facendo l'ipotesi che la resistenza serie R_B del segnale sia piccola e che, contemporaneamente, il β del primo transistor sia elevato e supponendo anche $R_{C1} \ll r_{O1}$, possiamo approssimare tale guadagno con

$$A_{v1} \cong -g_{m1} R_{C1}$$

Il primo stadio si può dunque modellare come un generatore di tensione, pilotato in tensione, di valore $v_{O1} = -g_{m1} R_{C1} v_{in}$ caratterizzato da una resistenza serie pari alla resistenza di uscita $R_{O1} = r_{O1} // R_{C1} \cong R_{C1}$:



- Il secondo stadio è un altro **invertitore**:

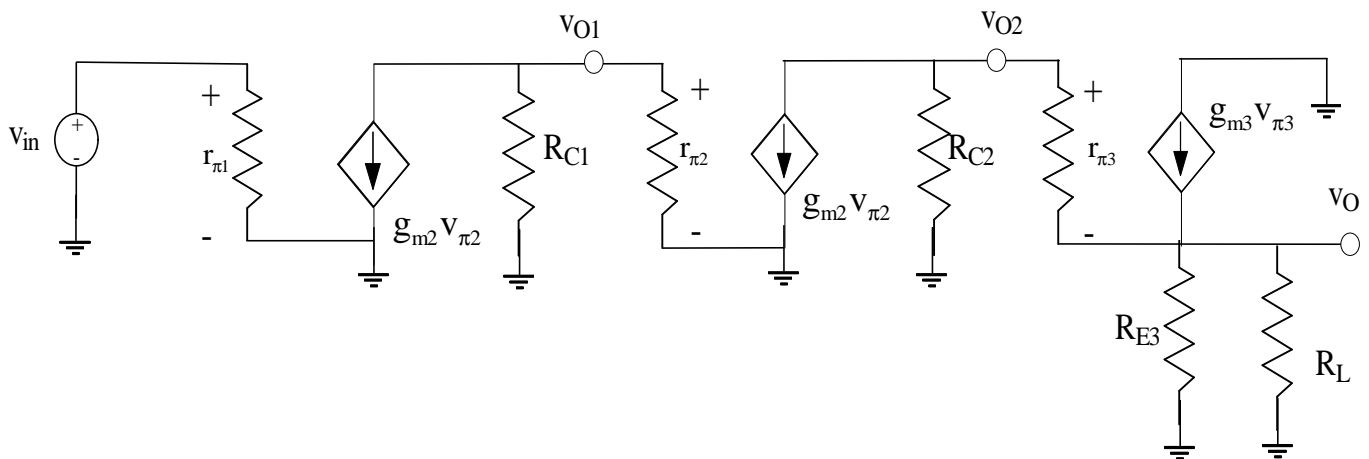


Il calcolo del guadagno di tale stadio si effettua con la stessa formula usata per il primo stadio, a patto però di tener conto che la $r_{\pi 2}$ va in parallelo alla R_{C1} : questo comporta che il carico del primo stadio non sia più solo R_{C1} , ma $R_{C1} // r_{\pi 2}$, per cui l'uscita del primo stadio è $v_{O1} = -g_{m1} (R_{C1} // r_{\pi 2}) v_{in}$ e quindi l'uscita del secondo diventa un segnale

$$v_{O2} = -g_{m2} R_{C2} v_{O1} = g_{m2} R_{C2} g_{m1} (R_{C1} // r_{\pi 2}) v_{IN}$$

con resistenza serie pari a quella di uscita del secondo stadio, ossia $R_{O2} = r_{O2} // R_{C2} \cong R_{C2}$;

- Questo segnale v_{O2} va infine in ingresso al terzo stadio, che è un **inseguitore di emettitore** con carico R_L :



Per semplicità, facciamo l'ipotesi che tale stadio abbia guadagno unitario, per cui possiamo subito affermare che l'uscita finale v_O è un segnale in fase con v_{in} e di ampiezza v_{O2} ; per quanto riguarda la sua resistenza serie, invece, sarà il parallelo tra R_L , R_{E3} e le resistenze nel circuito di base di Q_3 divise per $\beta+1$, ossia

$$R_{OUT} \cong \left(\frac{R_{C2}}{1+\beta_3} + \frac{1}{g_{m3}} \right) // R_{E3} // R_L$$

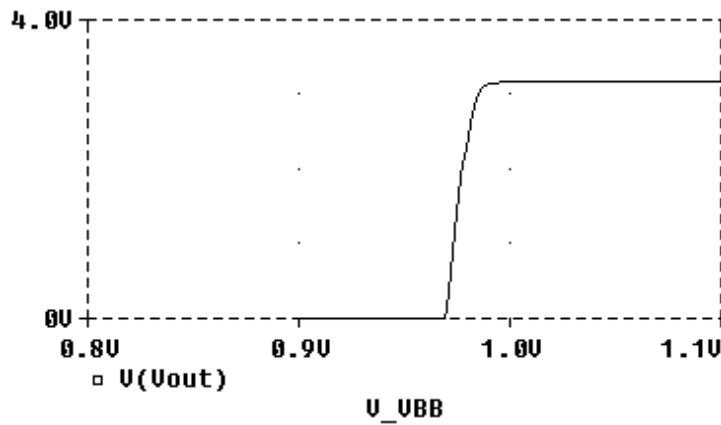
Le maggiori attenzioni, in uno schema di questo tipo, vanno rivolte all'accoppiamento tra il primo ed il secondo stadio: bisogna infatti considerare che si tratta di due emettitori comuni aventi un elevato guadagno ma una dinamica di ingresso ristretta. Bisogna allora fare in modo che l'uscita del primo stadio rientri nella dinamica di ingresso nel secondo; considerando che l'uscita del secondo stadio non viene poi amplificata dal terzo stadio, è opportuno fare in modo che il secondo stadio guadagni abbastanza, il che si ottiene a prezzo di una dinamica di ingresso stretta: di conseguenza, *la prima cosa da fare è dimensionare il primo stadio in modo che la sua uscita rientri nella dinamica di ingresso nel secondo stadio.*

Il terzo stadio non porta invece alcuna ulteriore amplificazione, ma, in compenso, ha una resistenza di uscita bassa, il che consente un ottimo accoppiamento con il carico R_L .

Come ultima osservazione, facciamo presente che lo schema circuitale appena descritto trae sicuramente giovamento dall'inserimento di una resistenza di emettitore per il primo stadio, in modo che tale stadio sia rappresentato da uno stadio a degenerazione di emettitore: sappiamo, infatti, che la presenza della R_{E1} abbassa il guadagno del dispositivo, allarga la dinamica di ingresso e aumenta la resistenza di ingresso, che passa da $r_{\pi1}$ a $R_{IN1} \cong r_{\pi1} + (\beta + 1)R_{E1}$. Non cambierebbe, invece, granché la resistenza di uscita, che passa da $R_{C1} // r_{o1} \cong R_{C1}$ ad $R_{C1} // (r_{o1}(1 + g_m R_{E1})) \cong R_{C1}$.

Simulazioni al calcolatore - Simulando al calcolatore il funzionamento del circuito appena illustrato (trascuriamo i dettagli sulla polarizzazione), si sono ottenuti i seguenti risultati.

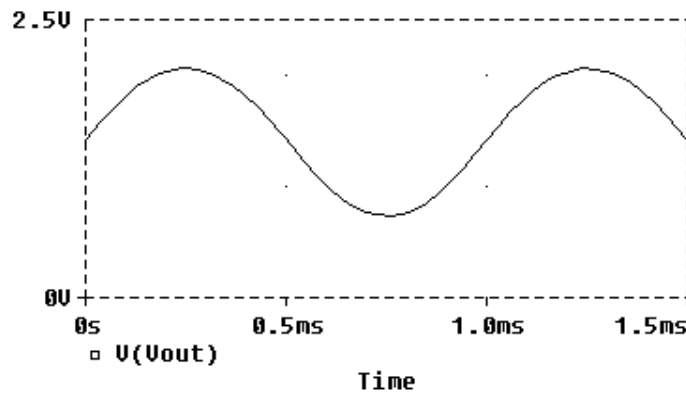
In primo luogo, dopo un opportuno dimensionamento delle resistenze di polarizzazione, si è studiata la caratteristica di trasferimento in tensione dell'intero circuito, in modo da individuare, una volta fissata la V_{CC} , il valore migliore per la tensione continua V_{BB} in ingresso alla base di Q_1 :



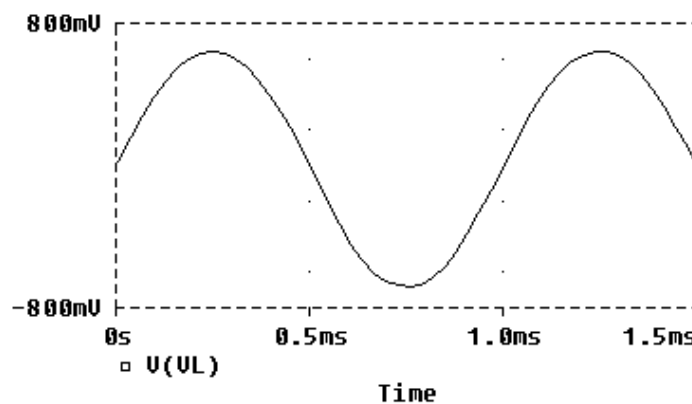
La caratteristica ottenuta ha evidenziato l'elevato guadagno ottenibile dallo stadio, ma, soprattutto, ha consentito di individuare il valore di V_{BB} necessario per porre il punto di lavoro al centro della regione lineare di funzionamento del circuito, in modo da ottenere la massima dinamica di ingresso e ovviamente la massima dinamica di uscita.

Impostato allora questo valore di V_{BB} , si è applicato in ingresso al circuito un segnale sinusoidale v_{in} avente le seguenti caratteristiche: valore medio 0V - ampiezza 3mV - frequenza 1 kHz.

La simulazione ha fornito il seguente andamento per la tensione di uscita V_{OUT} :

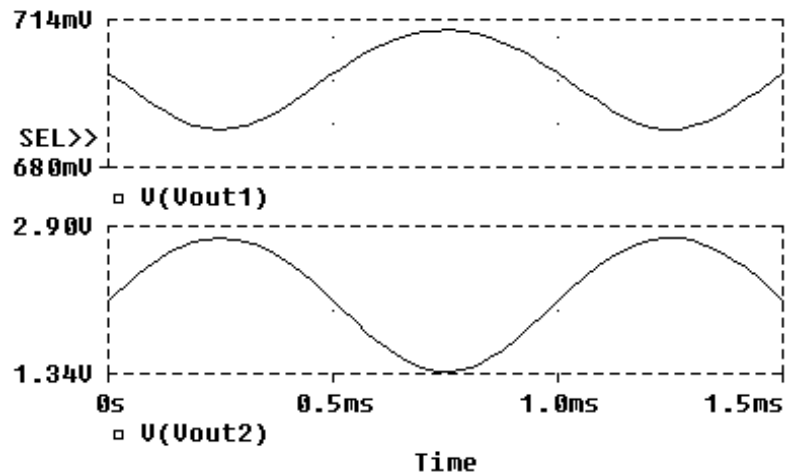


Questo andamento comprende, ovviamente, anche la componente continua della tensione di uscita. Tale componente, con riferimento al circuito disegnato in precedenza (che è proprio il circuito oggetto della simulazione), viene filtrata dalla capacità $C_3=1kF$, per cui la tensione di uscita di segnale (applicata ai capi del carico R_L) risulta avere il seguente andamento:



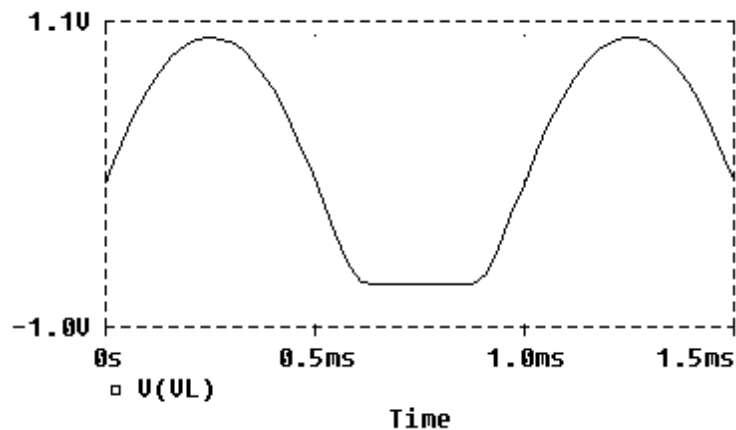
Si osserva chiaramente che l'ampiezza dell'oscillazione è notevolmente aumentata rispetto a v_{IN} : essa risulta essere infatti di 640.182mV, il che corrisponde ad un guadagno (non invertente) di circa $640/3=216$.

Lo stadio che guadagna di più è il secondo, come evidenziato nella figura seguente, dove sono riportati gli andamenti delle tensioni di uscita del primo e del secondo stadio:



Anche se questi due andamenti contengono anch'essi la componente continua della tensione, essa si manifesta semplicemente in un valor medio diverso da 0, ma l'ampiezza delle due sinusoidi evidenzia chiaramente il guadagno maggiore del secondo stadio: in uscita dal primo stadio, l'ampiezza è circa 10mV (a fronte di un ingresso di 3mV), mentre in uscita dal secondo essa passa a circa 656mV. L'ampiezza della tensione di uscita è invece di circa 640mV, a conferma del fatto che lo stadio inseguitore finale ha un guadagno leggermente inferiore rispetto ad 1.

Segnaliamo infine che il valore di 3mV scelto per l'ampiezza del segnale v_{in} in ingresso non è casuale, ma è risultato essere il valore massimo applicabile, ossia il valore oltre il quale il circuito genera distorsione sul segnale in uscita. Per esempio, utilizzando un segnale in ingresso di ampiezza 5mV, l'uscita risulta avere l'andamento seguente:

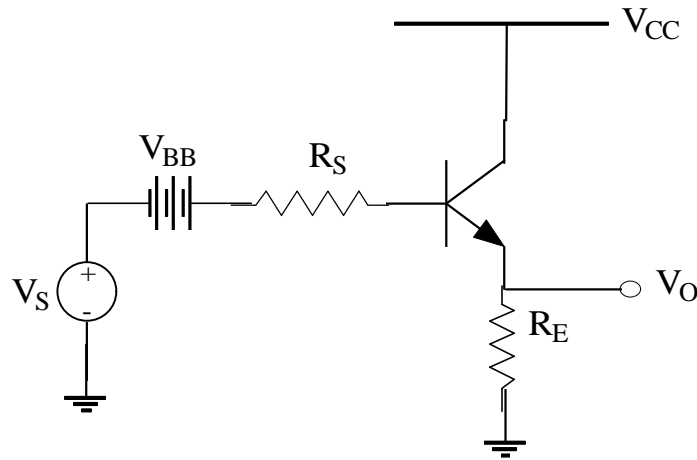


In particolare, si verifica che il taglio è prodotto da Q3 (inseguitore di tensione), a causa del fatto che i valori inferiori della V_{BE} sono tali da spegnere la giunzione base-emettitore.

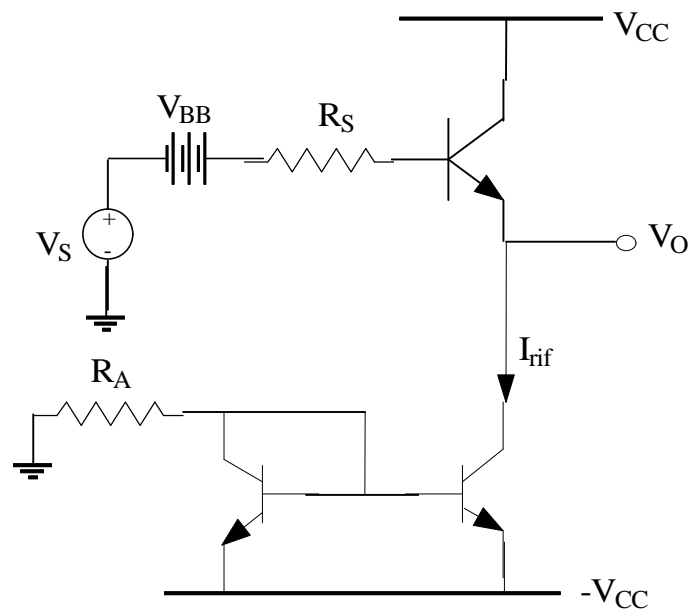
Il valore limite 3mV si ottiene direttamente dalla caratteristica di trasferimento riportata prima, la quale indica una escursione massima del punto di lavoro, rispetto alla posizione in assenza di segnale, di appunto 3mV prima che lo stadio cessi di funzionare nella propria regione lineare.

STADIO INSEGUITORE DI TENSIONE CON CARICO ATTIVO

Nei paragrafi precedenti, abbiamo considerato lo stadio a collettore comune (o inseguitore di emettitore) sempre con carico passivo, rappresentato dalla resistenza R_E sull'emettitore:



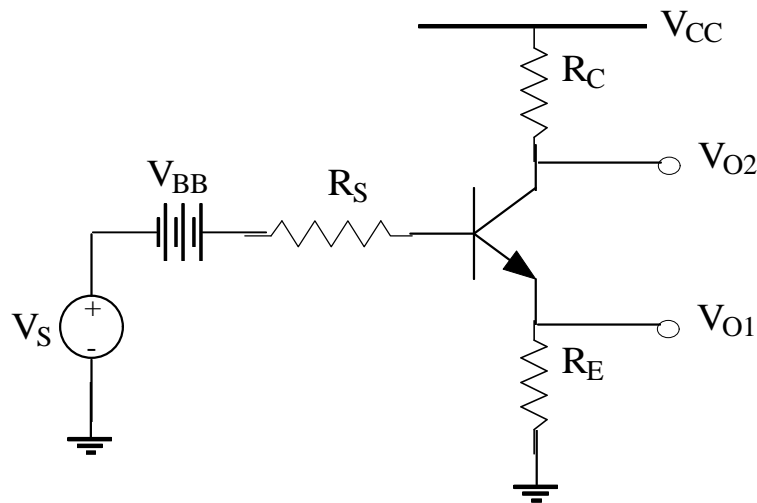
Al posto di tale carico passivo, ce ne potrebbe essere anche uno attivo, ad esempio costituito da uno specchio npn di corrente:



Da notare solo una minima differenza nello specchio appena disegnato rispetto a quello esaminato in precedenza: anziché porre a massa l'emettitore dei due BJT e porre la R_A tra il collettore di uno di essi e la tensione di alimentazione V_{CC} , si è preferito porre R_A con un estremo a massa e porre gli emettitori dei due BJT alla tensione negativa $-V_{CC}$. Non cambia ovviamente nulla, in quanto quello che conta sono le differenze di tensione tra l'alimentazione e la massa.

STADIO AMPLIFICATORE A BJT A DOPPIO CARICO

Consideriamo la seguente configurazione circuitale:



E' evidente, dalle considerazioni fatte fino ad ora, che possiamo ottenere una diversa elaborazione del segnale in ingresso v_S a seconda che preleviamo l'uscita dal collettore o dall'emettitore:

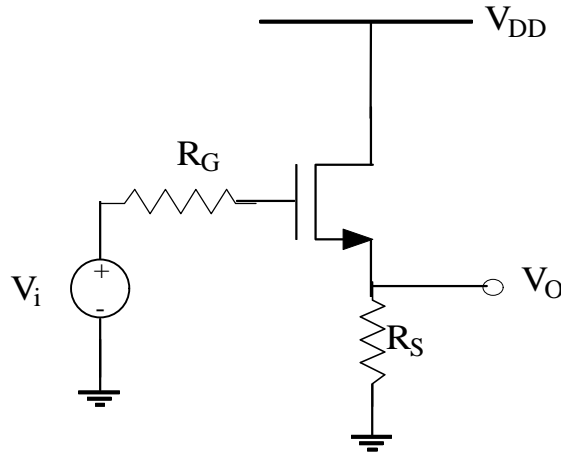
- prendendo l'uscita dal collettore, abbiamo uno stadio invertitore con degenerazione di emettitore: V_{O2} è un segnale invertito di fase rispetto a V_S , eventualmente amplificato rispetto a V_S e con resistenza serie (alta) pari alla resistenza $R_O \cong R_C // (r_o(1 + g_m R_E))$ di uscita dello stadio;
- prendendo invece l'uscita dall'emettitore, abbiamo uno stadio inseguitore di tensione: V_{O1} è un segnale di fase con v_S , non amplificato e con resistenza serie (bassa) pari alla resistenza

$$R_{OUT} \cong R_E // \frac{R_S + r_\pi}{\beta + 1} \text{ di uscita dello stadio.}$$

Inseguitore di tensione a drain comune

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La configurazione circuitale, impiegante MOSFET, corrispondente allo stadio a collettore comune è quella indicata nella figura seguente:



Si tratta della “**configurazione a drain comune**”: l’uscita viene prelevata sul source del transistor, mentre l’ingresso è applicato al gate.

CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO IN TENSIONE: INSEGUITORE DI TENSIONE

Cominciamo dal determinare la “*caratteristica di trasferimento in tensione*”.

In primo luogo, considerando che la corrente di gate di un MOSFET è sempre nulla, deduciamo che la tensione di gate V_G coincide sempre con la tensione di ingresso V_i . Allora, fin quando tale tensione non supera il valore V_T della tensione di soglia, il MOSFET rimane spento, non c’è corrente di source (pari a quella di drain cambiata di segno in base alla LKC), non c’è caduta di tensione su R_S e quindi la tensione di uscita è a sua volta nulla.

Non appena la V_i raggiunge il valore di soglia V_T , il MOSFET si accende, per cui abbiamo una corrente di source non più nulla: applicando semplicemente la relazione di lato per R_S , otteniamo

$$V_O = R_S I_S = R_S I_D$$

Dobbiamo esprimere I_D in funzione di V_i . Per farlo, dobbiamo prima capire in quale zona di funzionamento si trovi il MOSFET: la tensione di drain è costante sul valore V_{CC} ; la tensione di source, invece, sta adesso crescendo rispetto al valore 0, in quanto sta crescendo la I_S ; si capisce quindi che la V_{DS} , che inizialmente (cioè con il MOSFET ancora spento) valeva V_{CC} , comincia adesso a diminuire, ma comunque mantiene per il momento il MOSFET in zona di saturazione: in tale zona di funzionamento, sappiamo che

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = k(V_i - V_O - V_T)^2$$

(dove abbiamo trascurato l’effetto della modulazione della lunghezza di canale) per cui, sostituendo nell’espressione di V_O , abbiamo che

$$V_O = R_S k(V_i - V_O - V_T)^2$$

Da questa equazione non è possibile tirar fuori una espressione della V_O in funzione della V_i . Possiamo procedere solo in modo approssimato: infatti, trovando la radice di entrambi i membri, abbiamo che

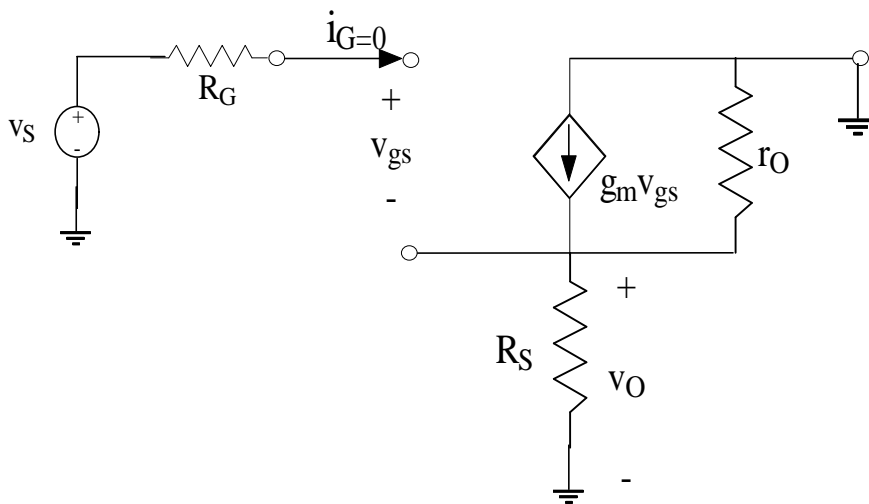
$$V_O = V_i - \sqrt{\frac{V_O}{R_S k}} - V_T$$

Da questa relazione, se $R_S k \gg V_O$, possiamo dire approssimativamente che $V_O \cong V_i - V_T$.

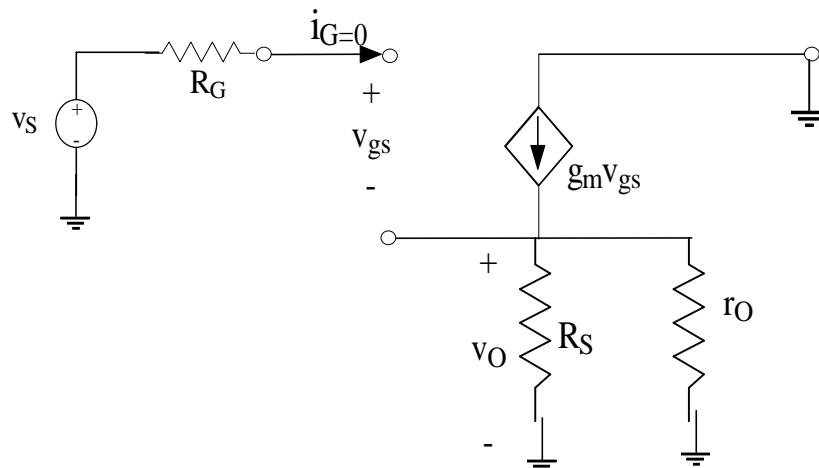
Naturalmente, se V_{DS} scende a causa dell'aumento di I_S , mentre V_G rimane costante, si arriva al punto in cui il dispositivo passa dalla saturazione alla zona lineare: la tensione V_{DS} decresce adesso a zero, il che significa che $V_S = V_D = V_{DD}$.

ANALISI DI PICCOLO SEGNALE

Il passo successivo consiste nella analisi di piccolo segnale. Per effettuare questa analisi, passiviamo le tensioni di alimentazione e sostituiamo al MOSFET il suo circuito equivalente per piccolo segnale:



Si osserva subito che le due resistenze r_o ed R_S ed il generatore pilotato sono tra loro in parallelo, in quanto hanno un estremo a massa e l'altro alla tensione di source, per cui il circuito può essere ridisegnato nel modo seguente:



Guadagno di tensione

Calcoliamo per prima cosa il guadagno di tensione $A_V = v_O / v_S$.

La tensione di uscita v_O è quella determinata, ai capi di $r_O // R_S$, dalla corrente $g_m v_{gs}$:

$$v_O = g_m v_{gs} (R_S // r_O)$$

Applicando la LKT osserviamo inoltre che $v_S = v_{gs} + v_O$, da cui ricaviamo dunque che

$$v_O = \frac{g_m (R_S // r_O)}{1 + g_m (R_S // r_O)} v_S = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m (R_S // r_O)}} v_S$$

Possiamo perciò concludere che il guadagno di tensione vale

$$A_V = \frac{v_O}{v_S} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m (R_S // r_O)}}$$

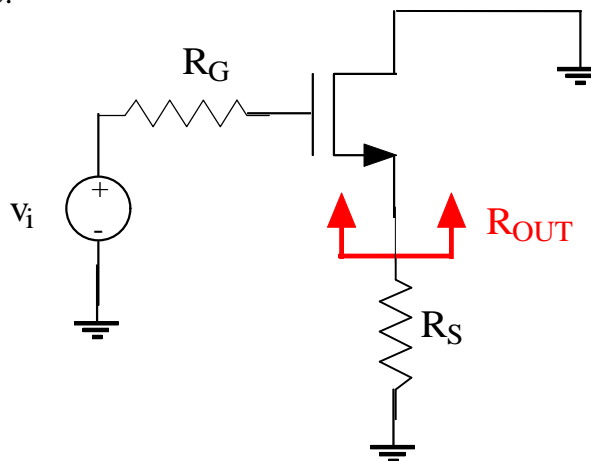
Nell'ipotesi che $r_O \gg R_S$, possiamo approssimare questa espressione con

$$A_V \cong \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

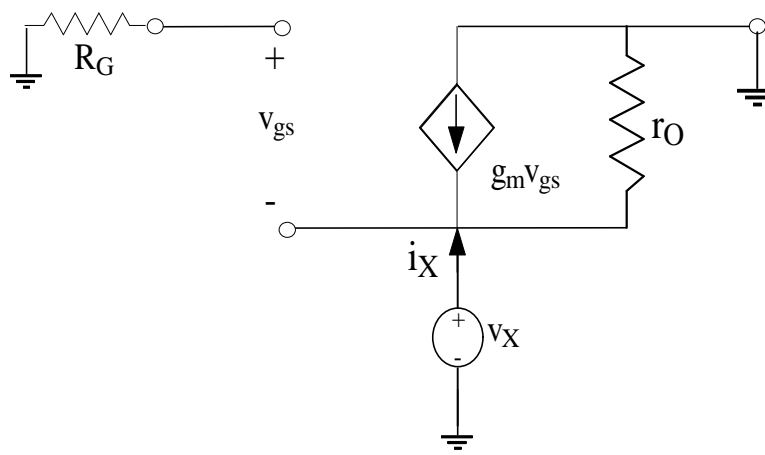
Resistenza di ingresso e resistenza di uscita

Come per tutti i FET, il fatto che il gate del transistor sia isolato fa' sì che la resistenza di ingresso dello stadio sia ∞ .

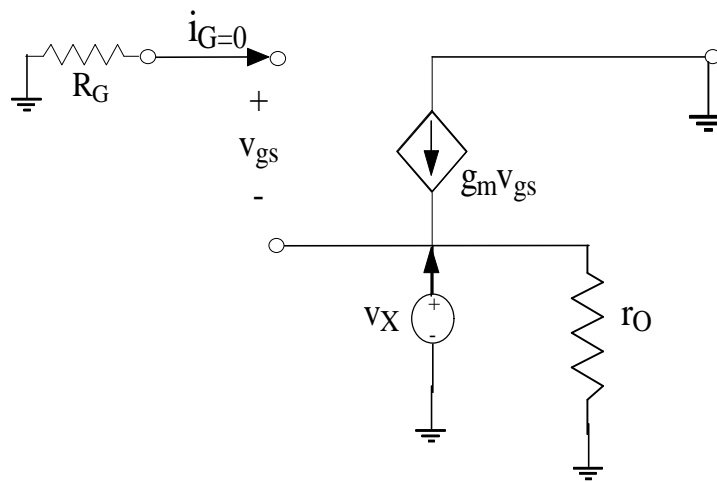
Per quanto riguarda, invece, la resistenza di uscita, calcoliamo quella vista da R_S , ossia quella vista dal terminale di source:



Non dobbiamo far altro che passivare l'ingresso v_i e calcolare il rapporto tra la tensione al terminale di source e la corrente allo stesso terminale. Dobbiamo cioè calcolare il rapporto v_X / i_X con riferimento al seguente circuito:



Operiamo ancora una volta lo spostamento della r_O al fine di evidenziare meglio le caratteristiche topologiche del circuito:



Applicando la LKC al nodo di source, abbiamo che

$$i_X + g_m v_{gs} = \frac{v_X}{r_O}$$

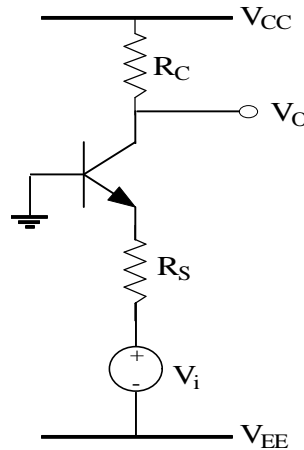
La tensione v_{gs} ha la polarità positiva a massa, mentre quella negativa è a v_X , per cui $v_{gs} = -v_X$: possiamo perciò concludere che

$$i_X - g_m v_X = \frac{v_X}{r_O} \longrightarrow \boxed{R_{OUT} = \frac{v_X}{i_X} = r_O // \frac{1}{g_m} \cong \frac{1}{g_m}}$$

Inseguitore di corrente

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo "stadio inseguitore di corrente" (CB: *Common Base*) con carico resistivo è indicato nella figura seguente:



In questa configurazione, dunque, il segnale di ingresso (rappresentato da V_i , che include sia la polarizzazione sia il segnale da elaborare) è applicato all'emettitore del BJT, mentre l'uscita viene ancora una volta prelevata sul collettore (come nello stadio ad emettitore comune). La base è vincolata a massa o direttamente in continua oppure dinamicamente.

Nonostante la configurazione a base comune non sia usata così frequentemente come quella ad emettitore comune o quella a collettore comune, essa possiede ugualmente delle proprietà che la rendono utile in determinate circostanze.

CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO IN CORRENTE E IN TENSIONE

Nello studio degli altri stadi abbiamo cominciato la nostra analisi individuando la caratteristica di trasferimento in tensione.

In questo caso, si tratta di un aspetto poco rilevante, per cui ci limitiamo a dire quanto segue: considerando solo il caso in cui il BJT funziona in ZAD, sappiamo bene che esiste tra la corrente di collettore e quella di emettitore una relazione del tipo

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E \xrightarrow{\beta \text{ grande}} \boxed{I_C \cong I_E}$$

Quindi, per β sufficientemente grande, la corrente di collettore risulta praticamente identica a quella di emettitore, per cui potremmo semplicemente dire che la corrente di collettore insegue quella di emettitore (da cui il nome di **inseguitore di corrente** spesso attribuito a questo stadio).

In termini di tensioni di uscita e di ingresso, abbiamo quanto segue: in primo luogo, applicando la LKT alla maglia di uscita, osserviamo subito che l'uscita è

$$V_O = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC} - R_C \frac{\beta}{\beta+1} I_E$$

D'altra parte, applicando la LKT alla maglia di ingresso otteniamo che

$$V_i + R_S I_E + V_{BE} + V_{EE} = 0 \longrightarrow I_E = -\frac{V_{EE} + V_i + V_{BE}}{R_S} = \frac{V_{CC} - V_i - V_{BE}}{R_S}$$

dove abbiamo supposto $V_{EE} = -V_{CC}$.

Sostituendo dunque nell'espressione di V_O , abbiamo quanto segue:

$$V_O = V_{CC} - R_C \frac{\beta}{\beta+1} \frac{V_{CC} - V_i - V_{BE}}{R_S} = \left(1 - \frac{R_C}{R_S} \frac{\beta}{\beta+1}\right) V_{CC} + \frac{R_C}{R_S} \frac{\beta}{\beta+1} (V_i + V_{BE})$$

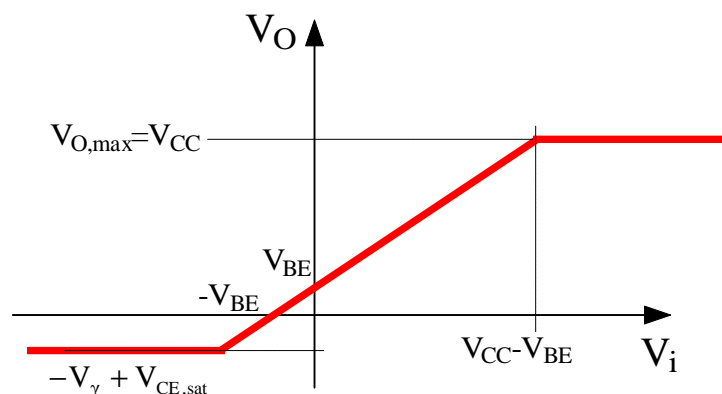
Se il BJT lavora in ZAD, possiamo approssimativamente porre $V_{BE} = V_\gamma = 0.7V$; inoltre, assumiamo, per comodità, che risulti $\frac{R_C}{R_S} \frac{\beta}{\beta+1} \cong 1$ (il che accade quando β è elevato e $R_C = R_S$). Sotto queste ipotesi, possiamo concludere che la relazione ingresso-uscita, con il BJT in ZAD, è

$$\boxed{V_O = V_i + V_{BE}}$$

In termini di elaborazione del segnale in ingresso, l'uscita riproduce, in modo più o meno approssimato, l'ingresso.

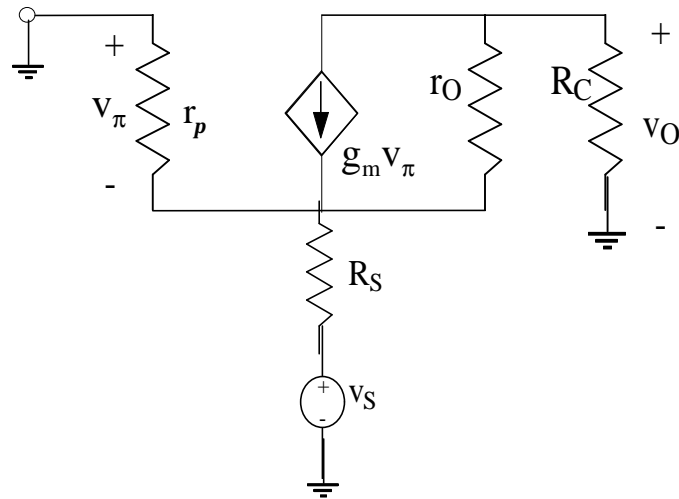
E' opportuno ricordare ancora una volta che, nel polarizzare il dispositivo, bisogna evitare di portare il BJT dalla zona attiva diretta alla zona di saturazione: infatti, aumentando la corrente di emettitore, si aumenta la I_C (più o meno della stessa quantità), il che significa che aumenta la caduta di tensione $R_C I_C$ e quindi che diminuisce la tensione V_{CE} ; di conseguenza, bisogna fare in modo che la V_{CE} non scenda fino al valore $V_{CE,sat}$, oltre il quale il BJT satura.

In conclusione, la caratteristica di trasferimento è fatta approssimativamente nel modo seguente:



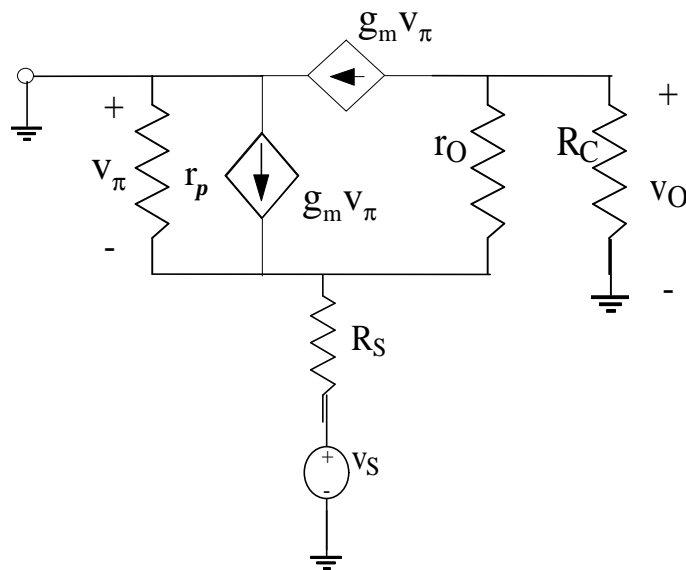
ANALISI PER PICCOLO SEGNALE

Per effettuare l'analisi di piccolo segnale, dobbiamo prima passivare le tensioni continue di polarizzazione, in modo da lasciare solo la tensione di segnale, e poi dobbiamo sostituire al BJT il suo circuito equivalente per piccoli segnali:

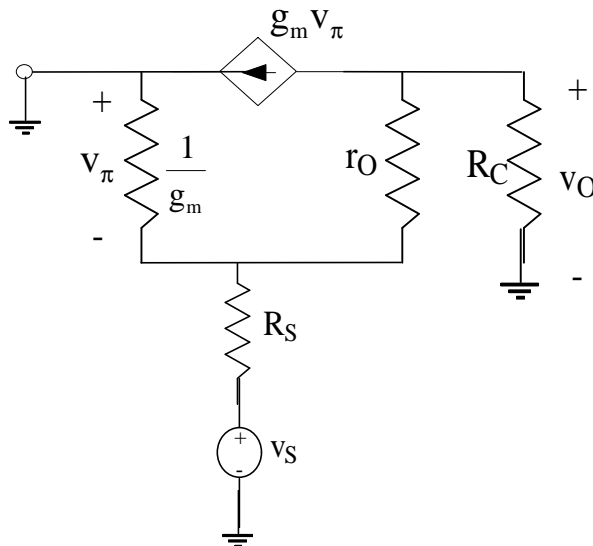


La scomodità di quest'ultimo circuito sta nel fatto che il generatore pilotato si trova tra i terminali di ingresso (emettitore) e di uscita (collettore). Allora, per comodità di analisi, dobbiamo disporre diversamente alcuni elementi, senza ovviamente modificare le proprietà dei singoli nodi e delle singole maglie.

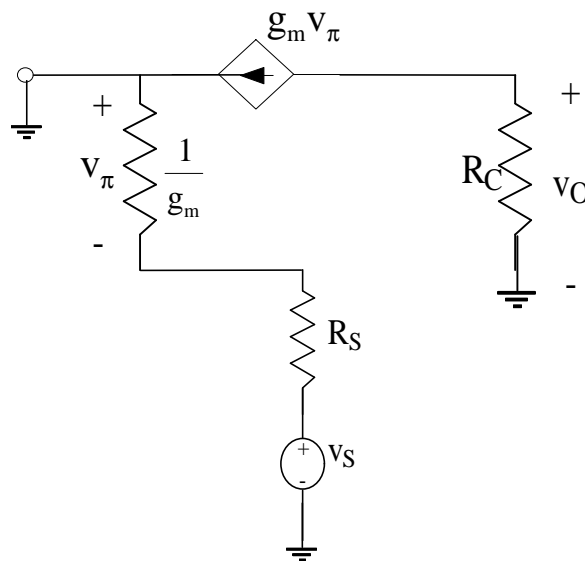
La prima operazione riguarda il generatore pilotato: esso rappresenta la corrente di segnale che fluisce dal collettore all'emettitore, per cui può essere sostituito da una coppia di altri due generatori, aventi lo stesso valore, uno connesso tra collettore e base e l'altro tra base ed emettitore:



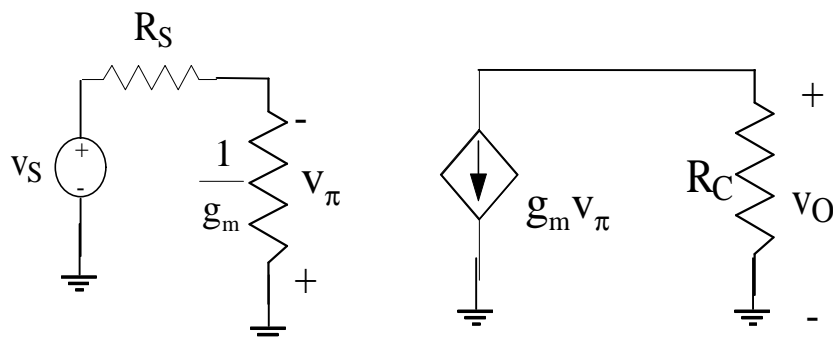
Adesso, il generatore situato tra base ed emettitore è pilotato dalla stessa tensione ai suoi capi, per cui equivale semplicemente ad una resistenza di valore $r_m = 1/g_m$; questa resistenza va in parallelo alla r_π : nel parallelo, prevale senz'altro $1/g_m$:



Questo circuito equivalente è detto **modello a T** ed ha (ovviamente) proprietà terminali esattamente equivalenti a quelle del modello a π ibrido; tuttavia, come vedremo tra un attimo, esso è più comodo da usare nei calcoli sulla configurazione a base comune. In particolare, questa convenienza si nota in quei casi in cui la resistenza di uscita r_O del BJT può essere trascurata:

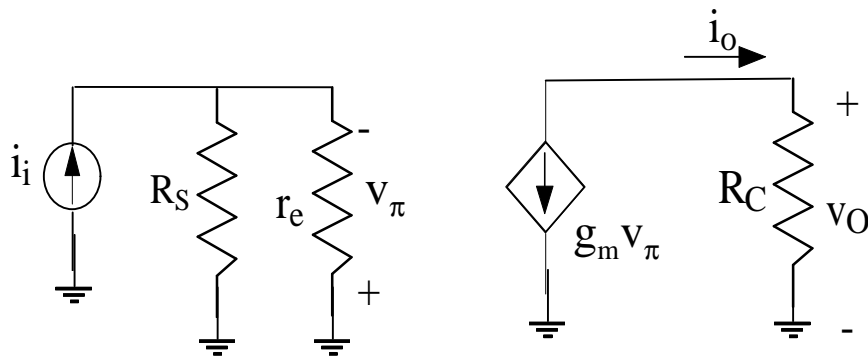


Nel seguito faremo l'ipotesi che, effettivamente, risulti $r_O \gg R_C$, per cui eliminiamo la r_O in modo da ottenere quel circuito. Esso può anche essere ridisegnato in altro modo, al fine di evidenziare la porta di ingresso e quella di uscita:



Guadagno di corrente

La prima cosa che ci interessa calcolare è il guadagno di corrente $A_I = i_o / i_i$. Per calcolare questo guadagno, conviene sostituire, nel circuito ottenuto poco fa, il complesso v_S - R_S con il suo equivalente secondo Norton:



La corrente di uscita vale evidentemente

$$i_o = -g_m v_\pi = -g_m \left(-i_i \left(\frac{1}{g_m} // R_S \right) \right) = g_m i_i \frac{R_S}{1 + g_m R_S}$$

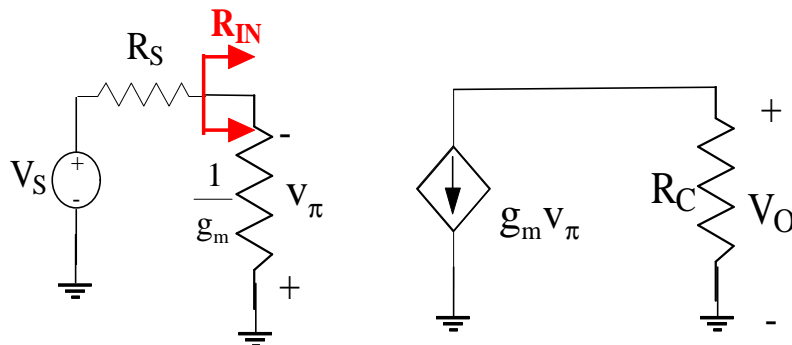
da cui concludiamo che il **guadagno di corrente** dello stadio a base comune è

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{R_S}{1 + g_m R_S}$$

Ovviamente, se la resistenza serie R_S è abbastanza grande, possiamo anche trascurare il termine $1/R_S$ e concludere che $A_I \cong 1$, a conferma di quanto detto in precedenza circa il fatto che la corrente di uscita (collettore) segue quella di ingresso (emettitore).

Resistenza di ingresso

Calcoliamo adesso la resistenza di ingresso vista da R_S :

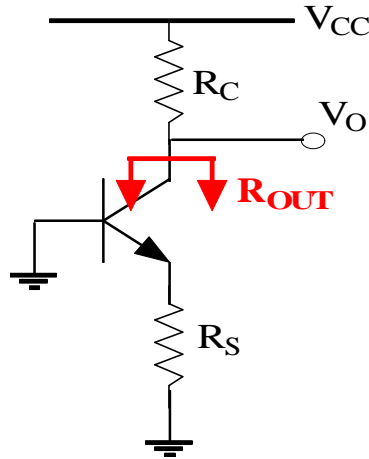


E' evidente che $R_{IN} = \frac{1}{g_m}$.

La **resistenza di ingresso** è $1/g_m$ ed ha quindi un valore molto basso (pari alla resistenza di uscita dello stadio a collettore comune). Naturalmente, ricordiamo che questo risultato deriva dal fatto di aver inizialmente approssimato con $1/g_m$ il parallelo tra questa resistenza e $r_\pi = \beta/g_m$.

Resistenza di uscita

Calcoliamo ora la resistenza di uscita vista da R_C :



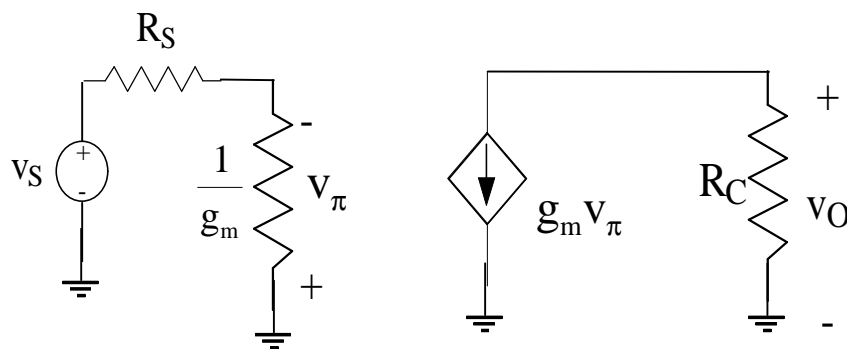
E' facile accorgersi che si tratta della resistenza di uscita dello specchio di Widlar precedentemente esaminato, per cui si tratta di ripetere semplicemente gli stessi calcoli:

$$R_O = r_o(1 + g_m(r_\pi // R_S)) + (r_\pi // R_S) \cong r_o(1 + g_m(r_\pi // R_S))$$

Si tratta dunque di una **resistenza di uscita** molto elevata (parecchio superiore a quella r_o del solo BJT).

Guadagno di tensione

Mentre prima abbiamo calcolato il guadagno di corrente dello stadio a base comune, calcoliamo adesso il guadagno di tensione $A_v = v_o / v_s$:



(dove abbiamo ancora una volta trascurato la r_o).

La tensione di uscita è quella ai capi di R_C ed è dovuta alla corrente $-g_m v_\pi$: considerando che la v_π è la partizione, cambiata di segno, della V_S sulla resistenza $1/g_m$, abbiamo che

$$V_O = -R_C g_m v_\pi = -R_C g_m \left(-\frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_S} v_S \right) = R_C g_m \frac{1}{1 + g_m R_S} v_S$$

Da qui concludiamo che il **guadagno di tensione** dello stadio a base comune è

$$A_V = \frac{v_O}{v_S} = \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_S}$$

Conclusioni sullo stadio a base comune

Riepilogando, abbiamo trovato che lo stadio a base comune presenta delle buone caratteristiche come amplificatore di corrente: esso, infatti, ha guadagno sostanzialmente unitario, ma presenta ottimi valori della resistenza di ingresso (bassa) e di quella di uscita (alta).

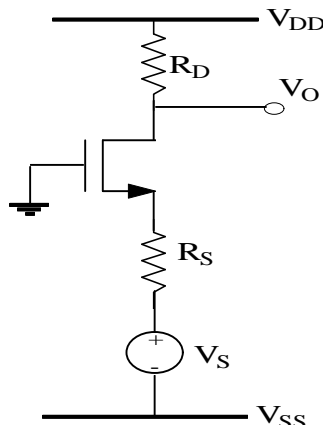
E' interessante fare un confronto con le analoghe prestazioni ottenute a suo tempo per lo stadio ad emettitore comune:

$$\text{emettitore comune} \left\{ \begin{array}{l} A_I = -\frac{\beta r_O}{r_O + R_C} \\ R_{IN} = r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \\ R_{OUT} = r_O \end{array} \right.$$

Si osservano, dunque, tre differenze tra lo stadio a base comune e quello ad emettitore comune: resistenza di ingresso minore di un fattore β , resistenza di uscita molto maggiore, guadagno di corrente minore.

INSEGUITORE DI CORRENTE A GATE COMUNE

Diamo ora dei rapidissimi cenni dello **stadio a gate comune**, che è l'analogo a FET del base comune. La configurazione circuitale di questo nuovo stadio è indicata nella figura seguente (nel quale si fa riferimento ad uno stadio a MOSFET):



L'ingresso è applicato al source del MOSFET, mentre l'uscita è prelevata dal drain. Il gate è posto a massa.

Riepilogo parametri degli stadi amplificatori a singolo transistor

Nella seguente tabella riportiamo i valori dei principali parametri calcolati per gli stadi amplificatori a singolo stadio:

	Guadagno di tensione	Guadagno di corrente	Resistenza di ingresso	Resistenza di uscita
Emettitore comune	$-\frac{1}{\frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta}} \frac{1}{R_c + \frac{1}{r_o}}$	$-\frac{\beta}{1 + \frac{R_c}{r_o}}$	r_π	r
Source	$-\frac{g_m}{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_D}}$		∞	r_o
Collettore comune	$\frac{1}{1 + \frac{(R_s + r_\pi)}{R_E(\beta + 1)}}$	$\beta + 1$	$r_\pi + R_E(\beta + 1)$	$\frac{1}{g_m}$
Drain comune	$\frac{R_s r_o}{R_s + r_o} g_m$		∞	$r_o // \frac{1}{g_m}$
Base comune	$\frac{g_m R_c}{1 + g_m R_s}$	$\frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$	$\frac{1}{g_m}$	$r_o (1 + g_m (r_\pi // R_s))$
Gate comune				

Autore: **SANDRO PETRIZZELLI**
 e-mail: sandry@iol.it
 sito personale: <http://users.iol.it/sandry>
 succursale: <http://digilander.iol.it/sandry1>