

Componenti tripolari ideali e loro applicazioni fondamentali.

Dal VCCS ai trans-resistori ideali.

Per tutti i generatori dipendenti si può considerare il caso in cui le due porte abbiano un (solo) terminale comune e quindi il doppio bipolo sia ottenuto con un componente a 3 terminali, ma per il generatore di corrente controllato in tensione questa osservazione è particolarmente utile e interessante perché conduce al nucleo essenziale dei modelli dei transistor. Tale nome deriva infatti dalla contrazione di *transfer resistor*, cioè "resistore di trasferimento" o **trans-resistore** che è la denominazione attribuita (per analogia con la già notata relazione fra il VCCS e il resistore a controllo di tensione) ai componenti a 3 terminali che si ottengono dal VCCS con le seguenti precisazioni:

- in un generatore ideale di corrente, la corrente impressa può, in generale, percorrere il componente sia nel verso che va dal potenziale elettrico più alto a quello più basso, sia in senso opposto. Nel primo caso si ha assorbimento di potenza, nel secondo si ha erogazione e quindi il componente è attivo. I trans-resistori sono modelli di componenti passivi e quindi si intende che il potenziale del terminale in cui la corrente è entrante sia maggiore del potenziale del terminale da cui la corrente esce;
- il terzo terminale sarà detto "di controllo" perché esso è uno dei due fra i quali è presente la tensione di controllo, ma qual'è l'altro? Esistono, evidentemente due tipi di trans-resistore, a seconda che della porta di controllo faccia parte il terminale da cui esce la corrente controllata oppure quello in cui tale corrente entra. Con il simbolo normalmente utilizzato per i generatori di corrente non si distinguono i due casi; per i transistori il problema è stato tradizionalmente risolto con simboli che consentono di posizionare la freccia che indica la corrente dipendente in prossimità del terminale in questione, come si vede nella figura 1.

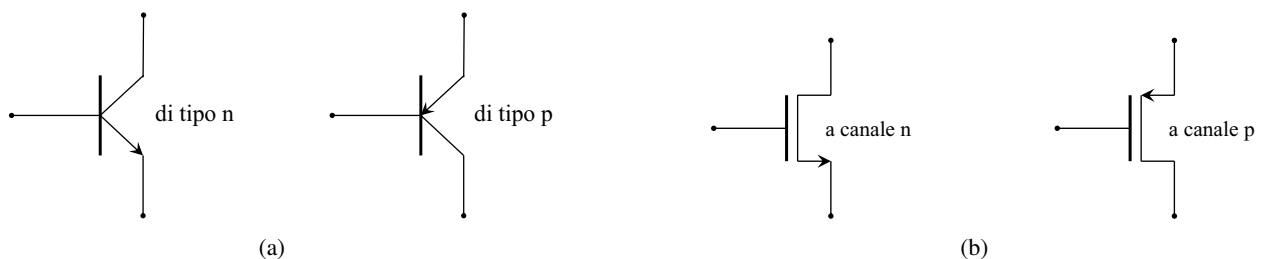


Fig. 1 - Simboli per transistori (a) bipolari a giunzioni (BJT-n e BJT-p) e (b) a effetto di campo MOS (MOST-n e MOST-p).

Ispirandoci a tali simboli, al fine di introdurre le proprietà che non dipendono dalle caratteristiche proprie di ciascun transistor, useremo allora i simboli della figura 2 e talora, per brevità, l'acronimo TR per indicare i trans-resistori (che potrebbero anche essere chiamati "transistori ideali"). Inoltre, come primo approccio ai modelli dei transistori, considereremo anche due casi particolari di trans-resistori e cioè il "BJT ideale" che è un TR con la funzione $V_x \rightarrow I_y = F(V_x)$ esponenziale come quella del diodo a giunzione:

$$I_y = F(V_x) = I_S(e^{V_x/V_T} - 1) \quad (1)$$

e il "MOST ideale" che è un TR con la funzione $V_x \rightarrow I_y = F(V_x)$ di tipo quadratico così fatta:

$$I_y = \begin{cases} 0 & \text{per } V_x \leq V_t \\ \frac{\beta}{2}(V_x - V_t)^2 & \text{per } V_x \geq V_t \end{cases} \quad (2)$$

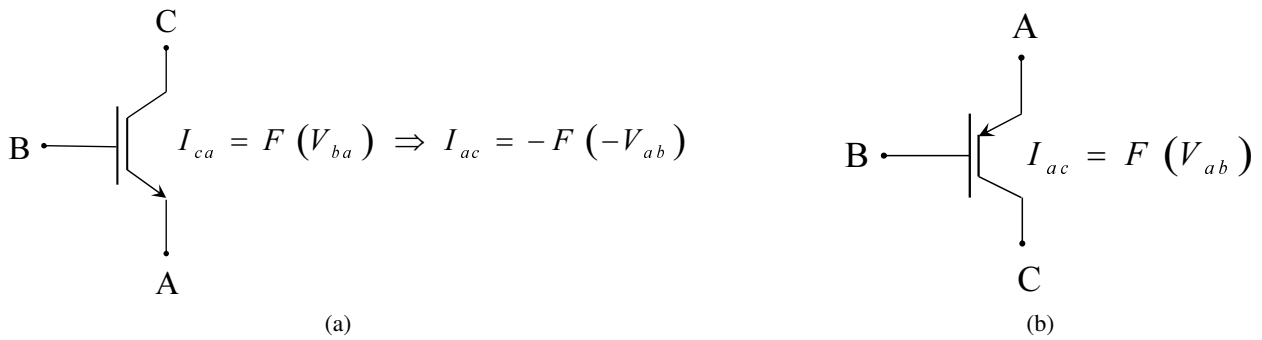


Fig. 2 - Simboli per trans-resistori ideali: a) TR-n, b) TR-p. La funzione $F(\cdot)$ si suppone derivabile con derivata non negativa.

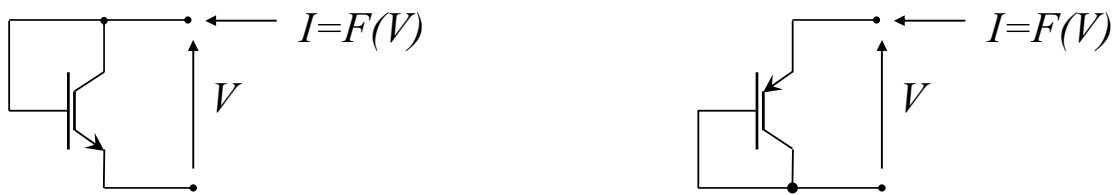


Fig. 3 - Connessioni a diodo (a bipolo, a resistore).

Connessioni notevoli di trans-resistori.

Connessione a diodo.

È stata così chiamata perché se viene applicata a un transistor a giunzioni dà luogo a un resistore con la stessa relazione costitutiva di un diodo a giunzione. Si tratta semplicemente della connessione a bipolo già menzionata a proposito del VCCS: ne risulta un resistore a controllo di tensione (ma anche a controllo di corrente se la funzione $F(\cdot)$ è invertibile) con la stessa relazione $V \rightarrow I$ del trans-resistore (Fig. 3). Se $g_m = F'(V_{OP})$ è la transconduttanza del trans-resistore, la resistenza differenziale del bipolo è ovviamente $r = 1/g_m$.

Specchi di corrente.

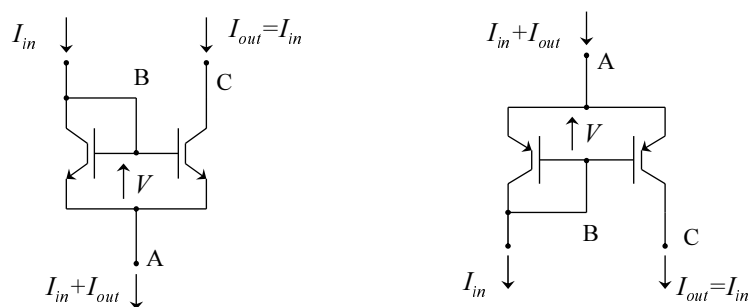


Fig. 4 - Specchi di corrente: a sinistra di tipo "pozzo", a destra di tipo "sorgente".

Sono componenti tripolari ottenuti connettendo opportunamente due o più transistori; le strutture più semplici sono indicate nella figura 4. Nell'ipotesi che i due trans-resistori siano uguali, dalle relazioni $I_{in} = F(V)$ e $I_{out} = F(V)$ si deduce $I_{out} = I_{in}$ ma è importante anche il caso in cui i TR non siano uguali ma simili nel senso che si abbia $I_{out} = bF(V) = bI_{in}$ essendo $b > 0$ il "guadagno di corrente" dello specchio. Si noti bene che la porta di controllo è ai capi del TR connesso a diodo, al quale un opportuno circuito esterno può imporre la corrente I_{in} , mentre I_{out} non dipende dalla tensione V_{ca} . La funzione di uno specchio di corrente è dunque di imporre in un ramo del circuito una

corrente proporzionale a quella del ramo in cui è inserito il TR connesso a diodo: se in luogo di questo ci fosse un cortocircuito, lo specchio coinciderebbe con il CCCS ideale; lo si può quindi considerare un CCCS non ideale. La figura 5 presenta dei simboli più sintetici.

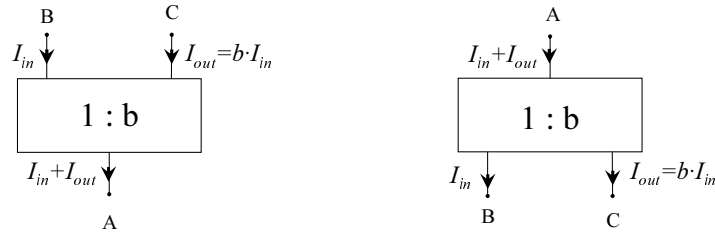


Fig. 5 - Simboli sintetici per specchi di corrente: a sinistra di tipo "pozzo", a destra di tipo "sorgente".

Coppia differenziale.

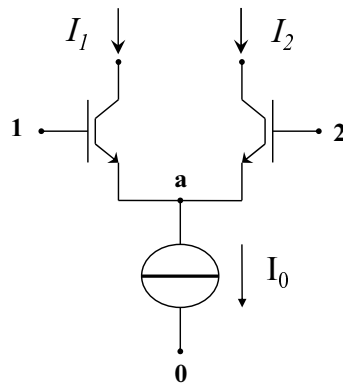


Fig. 6 - Coppia differenziale.

Il componente a 5 terminali di figura 6 è un generatore di due correnti (I_1 e I_2) controllate da due tensioni ($V_{1,0}$ e $V_{2,0}$, indicate nel seguito con V_1 e V_2 perché il terminale 0 è normalmente assunto come riferimento). I due trans-resistori sono supposti identici e descritti dalle relazioni

$$I_1 = F(V_1 - V_a) \geq 0, \quad I_2 = F(V_2 - V_a) \geq 0 \quad (3)$$

nelle quali si intende che la funzione $F(\cdot)$ sia derivabile con derivata prima non negativa. In luogo di V_1 e V_2 si possono usare come variabili indipendenti le componenti di modo comune e di modo differenziale

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}, \quad V_d = V_1 - V_2 = (V_1 - V_a) - (V_2 - V_a) \quad (4)$$

cioè applicare la trasformazione di variabili

$$V_1 = V_c + V_d/2; \quad V_2 = V_c - V_d/2. \quad (5)$$

Senza pregiudizio di generalità si può inoltre assumere per la funzione $V_a = V_a(V_c, V_d)$ l'espressione

$$V_a = V_a(V_c, V_d) = V_c - F_a(V_c, V_d) \quad (6)$$

ottenendo di conseguenza

$$I_1 = F[V_d/2 + F_a(V_c, V_d)], \quad I_2 = F[-V_d/2 + F_a(V_c, V_d)]. \quad (7)$$

La connessione impone poi che sia

$$I_1 + I_2 = I_0 \quad \forall F(\cdot), V_c, V_d, \quad (8)$$

cioè

$$F[V_d/2 + F_a(V_c, V_d)] + F[-V_d/2 + F_a(V_c, V_d)] = I_0 \quad \forall F(\cdot), V_c, V_d. \quad (9)$$

Derivando i due membri di questa uguaglianza rispetto a V_c si ottiene:

$$\left(F'[V_d/2 + F_a(V_c, V_d)] + F'[-V_d/2 + F_a(V_c, V_d)] \right) \left(\frac{\partial F_a(V_c, V_d)}{\partial V_c} \right) = 0 \quad \forall F(\cdot), V_c, V_d. \quad (10)$$

Deve dunque essere

$$\frac{\partial F_a(V_c, V_d)}{\partial V_c} = 0 \quad (11)$$

cioè la funzione $F_a(\cdot)$ non dipende da V_c : $F_a(V_c, V_d) = F_a(V_d)$; il primo membro della (9) è dunque funzione solo di V_d ma, dovendo anche essere costante, non cambia se si cambia V_d in $-V_d$ e ciò risulta possibile solo se $F_a(V_d)$ è una funzione pari: $F_a(V_d) = F_a(-V_d)$.

Si consideri poi la corrente differenziale $I_d = I_1 - I_2$: da quanto visto sopra risulta

$$I_d = F[V_d/2 + F_a(V_d)] - F[-V_d/2 + F_a(V_d)] = I_d(V_d), \quad (12)$$

e quindi anche

$$I_1 = \frac{I_1 + I_2}{2} + \frac{I_1 - I_2}{2} = \frac{I_0}{2} + \frac{I_d(V_d)}{2} = I_1(V_d) \quad (13a)$$

$$I_2 = \frac{I_1 + I_2}{2} - \frac{I_1 - I_2}{2} = \frac{I_0}{2} - \frac{I_d(V_d)}{2} = I_2(V_d) \quad (13b)$$

Queste ultime relazioni giustificano il nome di *coppia differenziale* dato al sottocircuito di figura 6: la particolare connessione di due transistori e un generatore di corrente, infatti, vincola le uscite I_1 , I_2 e I_d a essere funzioni soltanto della tensione di ingresso differenziale V_d e non della tensione di ingresso di modo comune V_c . Si osservi anche che

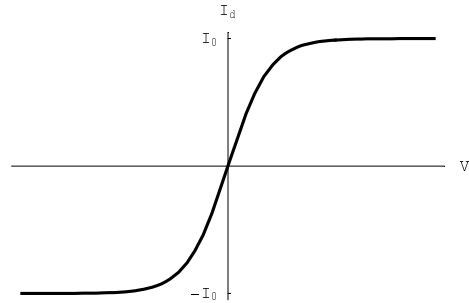


Fig. 7 - Caratteristica $I_d(V_d)$ di una coppia differenziale.

la (8) implica $0 \leq I_1 \leq I_0$, $0 \leq I_2 \leq I_0$ e quindi $-I_0 \leq I_d \leq I_0$, pertanto le tre correnti considerate sono rappresentate da funzioni monotone limitate (dette anche *sigmoidali*) di V_d e inoltre si riconosce facilmente dalla (12) che I_d è una funzione dispari di V_d , cosicché si può asserire che il suo grafico (caratteristica ingresso-uscita della coppia differenziale) è del tipo indicato nella figura 7. Per l'elaborazione di piccoli segnali ha ovviamente interesse la *transconduttanza differenziale*

$$g_{md} = \left[\frac{dI_d}{dV_d} \right]_{op} \quad (14)$$

che è massima in $V_d = 0$ (cioè $V_1 = V_2$) ove la caratteristica ingresso-uscita ha un flesso. Il punto di riposo determinato da $V_{1op} = V_{2op}$ è dunque quello normalmente utilizzato per la coppia differenziale e in esso risulta

$$V_{dop} = 0, \quad V_{cop} = V_{1op} = V_{2op}, \quad I_{dop} = 0, \quad I_{1op} = I_{2op} = \frac{I_0}{2}. \quad (15)$$

Sono pertanto uguali le transconduttanze dei due transistor

$$g_m = F'(V_{1op} - V_{aop}) = F'(V_{2op} - V_{aop}) \quad (16)$$

e quindi, linearizzando la $I_d = I_1 - I_2$ si ha

$$i_d = g_m(v_1 - v_a) - g_m(v_2 - v_a) = g_m v_d, \quad (17)$$

da cui si deduce

$$g_{md} = g_m \quad (18)$$

mentre dalle (13a), (13b) si vede che

$$\left[\frac{dI_1}{dV_d} \right]_{op} = \left[\frac{dI_2}{dV_d} \right]_{op} = \frac{g_{md}}{2} = \frac{g_m}{2} \quad (19)$$

Casi particolari.

Se i TR sono BJT ideali la (12) diventa

$$I_d = I_s e^{\frac{V_d/2 + F_a(V_d)}{V_T}} - I_s e^{\frac{-V_d/2 + F_a(V_d)}{V_T}} = 2I_s e^{F_a(V_d)} \sinh\left(\frac{V_d}{2V_T}\right) \quad (20)$$

mentre dalla (9) si ha:

$$I_0 = I_s e^{\frac{V_d/2 + F_a(V_d)}{V_T}} + I_s e^{\frac{-V_d/2 + F_a(V_d)}{V_T}} = 2I_s e^{F_a(V_d)} \cosh\left(\frac{V_d}{2V_T}\right) \quad (21)$$

perciò

$$I_d = I_0 \tanh\left(\frac{V_d}{2V_T}\right) \quad (22)$$

$$g_{md} = \frac{I_0}{2V_T} \quad (23)$$

$$V_a = V_c - V_T \ln\left(\frac{I_0}{2I_s}\right) + V_T \ln \cosh\left(\frac{V_d}{2V_T}\right) \quad (24)$$

Se invece i TR sono MOST ideali la (12) diventa

$$I_d = \frac{\beta_n}{2} \left[\frac{V_d}{2} + F_a(V_d) - V_{tn} \right]^2 - \frac{\beta_n}{2} \left[-\frac{V_d}{2} + F_a(V_d) - V_{tn} \right]^2 = \beta_n V_d [F_a(V_d) - V_{tn}] \quad (25)$$

mentre dalla (9) si ha:

$$\frac{\beta_n}{2} \left[\frac{V_d}{2} + F_a(V_d) - V_{tn} \right]^2 + \frac{\beta_n}{2} \left[-\frac{V_d}{2} + F_a(V_d) - V_{tn} \right]^2 = I_0 \quad (26)$$

dalla quale si ricava facilmente $[F_a(V_d) - V_{tn}]^2 = \frac{4I_0}{\beta_n} - V_d^2$ e quindi

$$I_d = \beta_n V_d \sqrt{\frac{4I_0}{\beta_n} - V_d^2} \quad (27)$$

$$g_{md} = 2\sqrt{\beta_n I_0} \quad (28)$$

$$V_a = V_c - V_{tn} - \sqrt{\frac{4I_0}{\beta_n} - V_d^2} \quad (29)$$

Stadio differenziale a transconduttanza.

Si ottiene connettendo una coppia differenziale con uno specchio di corrente come in figura 8: l'uso dello specchio per riflettere la corrente I_1 consente di utilizzare la KCL del nodo **u** per ottenere la corrente differenziale nel ramo di uscita dello stadio. Il risultato è un VCCS con due tensioni di controllo e con la corrente controllata che dipende solo dalla loro differenza, cioè un VCCS differenziale. Il principio di funzionamento è essenzialmente lo stesso dei circuiti più complessi ed evoluti chiamati anche OTA (*Operational Transconductance Amplifier*). La transconduttanza cui fanno riferimento questi nomi è ovviamente la (18).

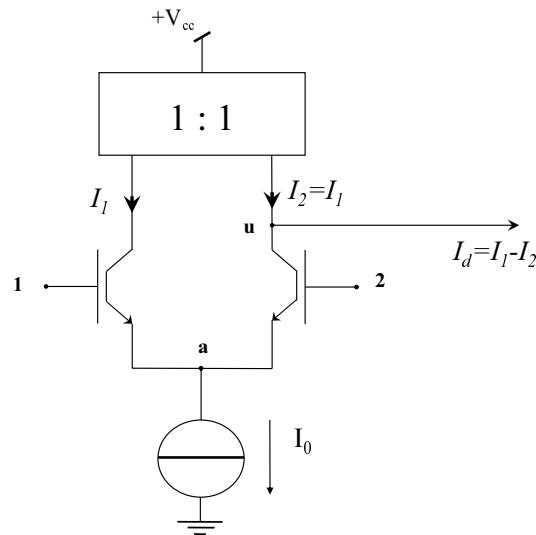


Fig. 8 - Stadio amplificatore differenziale a transconduttanza.

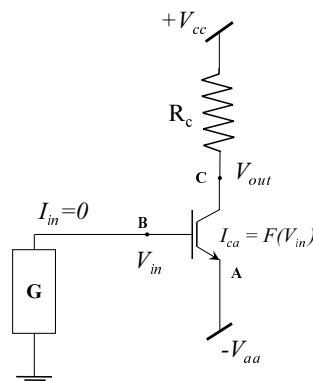
Stadio differenziale a carichi resistivi.**Stadi amplificatori fondamentali con transistori perfetti.****Stadio con A comune.**

Fig. 9 - Stadio amplificatore "con A comune" e carico resistivo.

Il circuito di figura 9, che si suppone per ora privo di effetti reattivi e nel quale il bipolo **G** contiene il generatore del segnale da elaborare, è sicuramente un amplificatore perché la potenza di ingresso è sempre nulla in quanto è nulla la corrente, mentre non è in generale nulla la potenza di uscita sul carico R_c .

I terminali della porta di ingresso sono i nodi B e 0, i terminali della porta di uscita sono C e 0: il terminale comune alle due porte è connesso ad A tramite un bipolo e perciò si usa dire che si tratta di uno stadio (che fa uso di un trans-resistore nella connessione) **con A comune**.

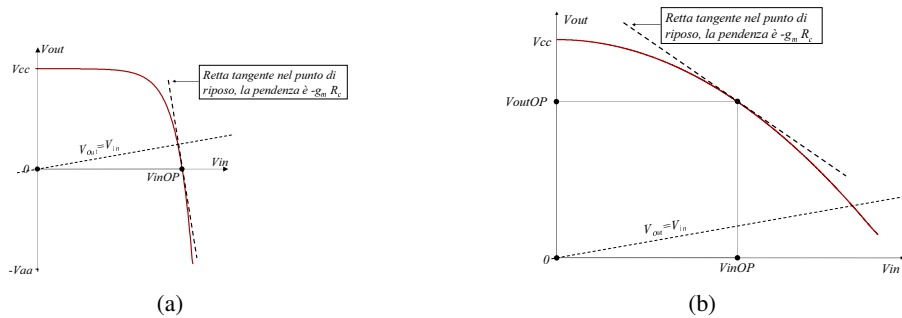


Fig. 10 - Caratteristica $V_{in} \rightarrow V_{out}$ di uno stadio amplificatore elementare realizzato con TR nella connessione con A comune: a) di tipo BJT, b) di tipo MOS.

Analisi non lineare.

Il circuito di figura 9 rappresenta graficamente il sistema di equazioni che si ottiene associando il sistema costitutivo di \mathbf{G} , quello del trans-resistore ($I_{in} = 0$, $I_{ca} = F(V_{ba})$) e la relazione costitutiva del bipolo di alimentazione/carico $V_{cc} - R_c \cdot I_{ca} - V_{out} = 0$; pertanto V_{in} si calcola ponendo $I_{in} = 0$ nelle equazioni di \mathbf{G} , $V_{ba} = V_{in} + V_{aa}$, $I_{ca} = F(V_{ba})$ e infine

$$V_{out} = V_{cc} - R_c \cdot I_{ca} = V_{cc} - R_c \cdot F(V_{in} + V_{aa}) \quad (30)$$

Nella figura 10 sono riportati esempi di grafici della relazione $V_{out}(V_{in})$, detti "transcaratteristiche", per un TR di tipo BJT e uno di tipo MOST. Gli stadi amplificatori che hanno, come in questi casi, transcaratteristica con pendenza negativa sono detti **stadi invertenti** o **invertitori** perché, in assenza di effetti reattivi, le variazioni dell'uscita hanno segno opposto alle variazioni dell'ingresso.

Il valore di riposo del generatore di segnale incluso in \mathbf{G} determina ovviamente i valori di riposo delle altre grandezze (V_{inOP} , I_{caOP} , V_{outOP} , ...). Si ricordi che l'insieme di tutti i valori di riposo viene detto **punto di riposo**.

Analisi per piccoli segnali.

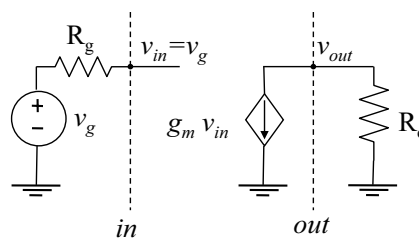


Fig. 11 - Circuito equivalente per piccoli segnali dello stadio di figura 9.

La relazione fra le piccole variazioni delle tensioni di ingresso e di uscita si può ricavare direttamente linearizzando la (30) nell'intorno del punto di riposo: $v_{out} = -g_m R_c v_{in}$, essendo $g_m = F'(V_{baOP})$ la transconduttanza del TR; pertanto il guadagno di tensione di questo stadio amplificatore è

$$A_{vA} = -g_m R_c \quad (31)$$

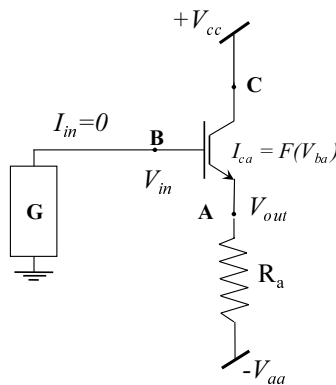
Tuttavia, può essere istruttivo tener presente il circuito equivalente per piccoli segnali anche se è semplicissimo (Fig. 11). Si ricordi che il bipolo equivalente per piccoli segnali di \mathbf{G} , essendo un bipolo lineare, ammette la rappresentazione di Thévenin usata nella figura oppure quella, duale, di Norton.

Osservazioni e complementi.

- Il modulo del guadagno di tensione può essere maggiore, e anche molto maggiore, dell'unità.
- Se il circuito include componenti reattivi, le relazioni considerate nella precedente analisi non lineare sono comunque applicabili all'analisi del circuito a riposo; l'analisi per piccoli segnali riguarda un circuito dinamico ma lineare e si sa che può essere effettuata con l'uso di opportune trasformate: basta sostituire a ciascuna resistenza del circuito equivalente di figura 11 la corrispondente impedenza; in particolare si otterrà

$$A_{vA}(s) = -g_m Z_c(s) \quad (32)$$

- L'impedenza di ingresso è l'impedenza del bipolo autonomo situato a valle della porta indicata con *in* in figura 11: si tratta evidentemente di un ramo aperto e quindi $Z_{inA} = \infty$.
- L'impedenza di uscita è definita come l'impedenza del bipolo reso autonomo ponendo $v_g = 0$ e situato a monte della porta di uscita; se tale porta è quella indicata con *out* in figura 11, risulta pure $Z_{outA} = \infty$ perché $v_{in} = v_g = 0$ da cui $g_m v_{in} = 0$ e un generatore di corrente con corrente impressa nulla è un ramo aperto. Se invece la resistenza di uscita che interessa fosse quella relativa a una porta immediatamente a valle dell'impedenza di carico, sarebbe ovviamente uguale a quest'ultima.

Stadio con C comune.**Fig. 12** - Stadio amplificatore "con C comune" e carico resistivo.

I terminali della porta di ingresso sono i nodi B e 0, i terminali della porta di uscita sono A e 0: il terminale comune alle due porte è connesso a C tramite un bipolo e perciò si usa dire che il circuito di figura 12 è uno stadio (che fa uso di un trans-resistore nella connessione) **con C comune**.

Analisi non lineare.

Tralasciando alcune ossevizioni del tutto simili a quelle relative allo stadio con A comune, si noti che

$$I_{ca} = F(V_{ba}) \quad (33a)$$

$$V_{out} = -V_{aa} + R_a I_{ca} \quad (33b)$$

$$V_{in} = V_{out} + V_{ba} \quad (33c)$$

le quali definiscono in modo implicito la relazione $V_{out}(V_{in})$. Quando la funzione $F(\cdot)$ è invertibile si può comunque tracciare facilmente la transcaratteristica risolvendo le (33) rispetto a V_{in} invece che rispetto a V_{out} , ma se si vuole calcolare il valore di V_{out} che corrisponde a un prefissato valore di V_{in} (per esempio V_{inOP}), può darsi che dalle (33)

non sia esplicitabile V_{out} ; si ricorre allora a una risoluzione numerica determinando il punto fisso x_{fix} di una opportuna mappa iterativa unidimensionale $x_{k+1} = f(x_k)$ con x e $f(\cdot)$ scelte in modo che sia $|f'(x_{fix})| < 1$, altrimenti le iterazioni non convergono nemmeno partendo da un valore comunque prossimo a x_{fix} .

Per esempio, se il TR è un MOST ideale dalle (33) si ricava

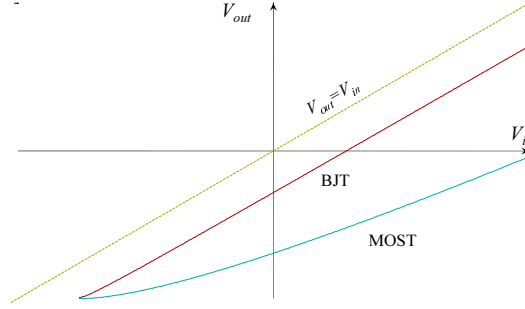


Fig. 13 - Esempi di transcaratteristiche $V_{in} \rightarrow V_{out}$ di uno stadio con C comune: si tratta evidentemente di uno stadio **non invertente**.

$$\frac{\beta}{2}(V_{ba} - V_t)^2 = \frac{V_{in} - V_{ba} + V_{aa}}{R_a} \quad (V_{ba} \geq V_t) \quad (34)$$

che forniscono:

$$V_{ba} = V_t + \frac{\sqrt{1 + 2\beta R_a (V_{in} - V_t + V_{aa})} - 1}{\beta R_a} \quad (V_{in} \geq -V_{aa} + V_t) \quad (35a)$$

e quindi

$$V_{out} = V_{in} - V_t - \frac{\sqrt{1 + 2\beta R_a (V_{in} - V_t + V_{aa})} - 1}{\beta R_a} \quad (V_{in} \geq -V_{aa} + V_t) \quad (35b)$$

Se invece il TR è un BJT ideale la (33a) diventa

$$I_{ca} = I_S \left(e^{\frac{V_{ba}}{V_T}} - 1 \right) = I_S \left(e^{\frac{V_{in} - V_{out}}{V_T}} - 1 \right) \quad (36)$$

e non risulta possibile esplicitare V_{out} dalle (33); se ne può però trarre la mappa

$$V_{out}(k+1) = V_{in} - V_T \ln \left(1 + \frac{V_{out}(k) + V_{aa}}{R_a I_S} \right) \quad (37a)$$

oppure la mappa

$$I_{ca}(k+1) = \frac{V_{in} + V_{aa}}{R_a} - \frac{V_T}{R_a} \ln \left(1 + \frac{I_{ca}(k)}{I_S} \right) \quad (37b)$$

i cui punti fissi sono i valori cercati di V_{out} e di I_{ca} (per esempio V_{outOP} e I_{caOP} se $V_{in} = V_{inOP}$). In alternativa alla (37b) si può anche usare la coppia

$$V_{ba}(k+1) = V_T \ln \left(1 + \frac{I_{ca}(k)}{I_S} \right) \quad (38a)$$

$$I_{ca}(k+1) = \frac{V_{in} + V_{aa} - V_{ba}(k)}{R_a} \quad (38b)$$

che si presta alla rappresentazione grafica della figura 14.

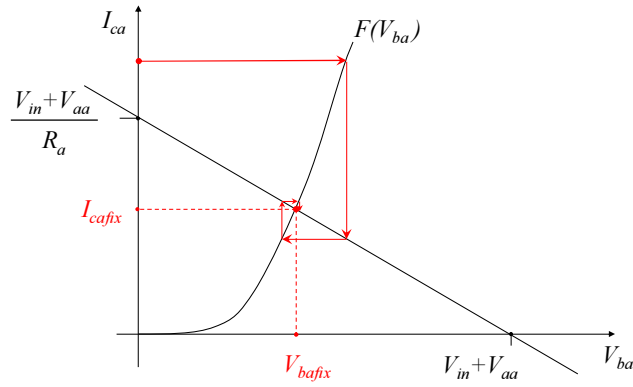


Fig. 14 - Rappresentazione grafica delle (38).

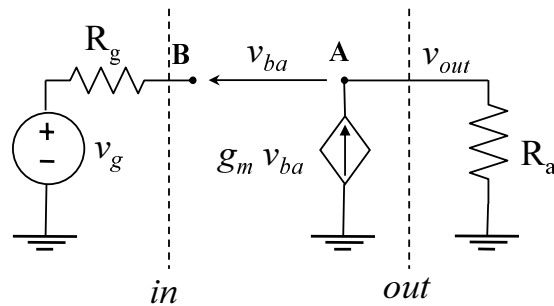


Fig. 15 - Circuito equivalente per piccoli segnali dello stadio di figura 12.

Analisi per piccoli segnali.

Linearizzando le (33) nell'intorno del punto di riposo si ottengono le relazioni lineari rappresentate dal circuito equivalente di figura 15, dal quale si ricava il guadagno di tensione

$$A_{vC} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m R_a}{1 + g_m R_a} \tag{39}$$

che è evidentemente sempre compreso fra 0 e 1.

Osservazioni e complementi.

Sono del tutto simili a quelli relativi allo stadio con A comune tranne il calcolo dell'impedenza di uscita alla porta out; questa è, per definizione, l'impedenza del bipolo autonomo rappresentato nella figura 16 dalla quale si ricava

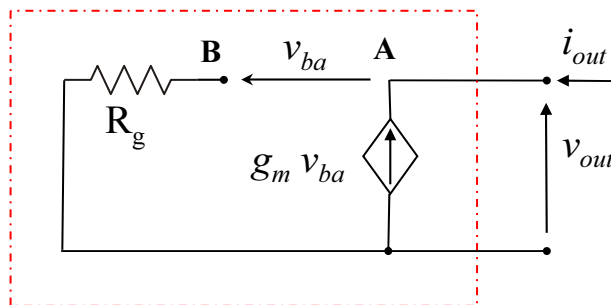


Fig. 16 - Impedenza di uscita dello stadio con C comune.

$v_{ba} = -v_{out}$, $i_{out} = -g_m v_{ba} = g_m v_{out}$ e quindi

$$Z_{outC} = \frac{1}{g_m} \quad (40)$$

Stadio con B comune.

Si chiama così perché l'ingresso è in A e l'uscita in C.

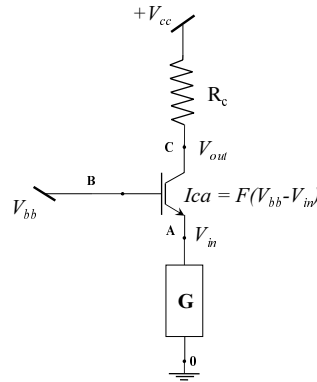


Fig. 17 - Stadio amplificatore "con B comune" e carico resistivo.

Analisi non lineare.

Per determinare V_{in} occorre risolvere il sistema di equazioni che si ottiene associando $I_{ca} = F(V_{bb} - V_{in})$ al sistema costitutivo di **G**; l'equazione della transcaratteristica $V_{in} \rightarrow V_{out}$ è esplicita:

$$V_{out} = V_{cc} - R_c F(V_{bb} - V_{in}) \quad (41)$$

Analisi per piccoli segnali.

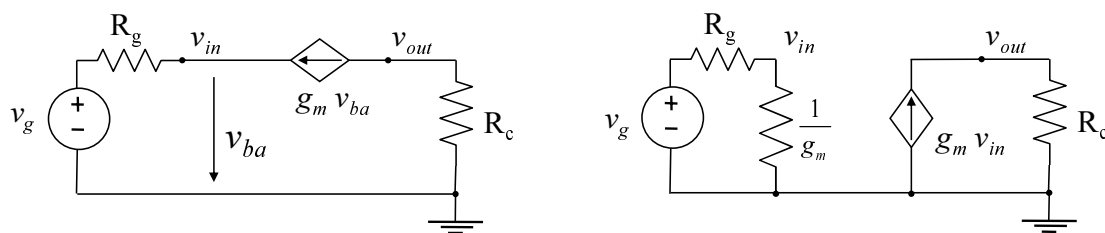


Fig. 18 - Circuiti equivalenti per piccoli segnali di uno stadio con B comune.

La figura **18** contiene due possibili rappresentazioni grafiche delle equazioni linearizzate; si ricava facilmente:

$$A_{vB} = g_m R_c \quad (42a)$$

$$Z_{inB} = \frac{1}{g_m} \quad (42b)$$

$$Z_{outB} = \infty \quad (42c)$$

Si tratta evidentemente di uno stadio **non invertente**.

	A comune	C comune	B comune
Guadagno di tensione	$-g_m R_c$	$\frac{g_m R_a}{1+g_m R_a}$	$g_m R_c$
Impedenza di ingresso	∞	∞	$\frac{1}{g_m}$
Impedenza di uscita	∞	$\frac{1}{g_m}$	∞

Aggiornato al 17 febbraio 2005