8. Analisi delle principali configurazioni circuitali a BJT e FET

8.1 Concetti generali

Esamineremo nel seguito i principali montaggi che si utilizzano per i circuiti a transistori, che differiscono tra loro sostanzialmente per la scelta dell'elettrodo che risulta a comune tra l'ingresso e l'uscita. Per il BJT si parla quindi di configurazione a emettitore comune (CE), collettore comune (CC) e base comune (CB), mentre il FET può essere utilizzato a source comune (CS), drain comune (CD) e gate comune (CG).

Per ciascuna configurazione determineremo i quattro parametri caratterizzanti, rappresentati dal guadagno di corrente A_i, che è pari al rapporto tra la corrente di uscita e quella di ingresso

$$A_i = \frac{i_o}{i_i},$$

il guadagno di tensione A_v, corrispondente al rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso

$$A_v = \frac{v_o}{v_s},$$

la resistenza di ingresso R_i, che è uguale al rapporto tra la tensione e la corrente in ingresso

$$R_i = \frac{v_s}{i_i},$$

e la resistenza di uscita, corrispondente al rapporto tra la tensione posta in uscita tramite un generatore di prova e la corrente di uscita, per tensione di ingresso nulla

$$R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_s=0}.$$

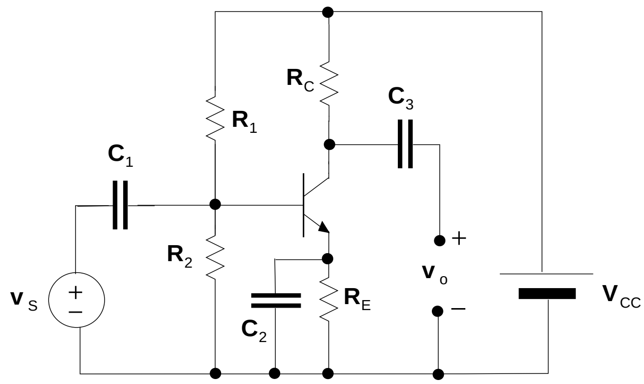
L'analisi di ciascuno stadio sarà condotta supponendo di aver già individuato il punto di lavoro e di conoscere quindi il valore di tutti i parametri del circuito equivalente per le variazioni del transistore. In particolare, per i BJT considereremo nulli sia h_{re} sia h_{oe}, allo scopo di semplificare i calcoli. Nella maggior parte delle situazioni che si incontrano nella pratica h_{re} è effettivamente trascurabile, ma h_{oe} può non esserlo e deve essere preso in considerazione per ottenere risultati accurati.

In questa prima analisi supporremo di operare a "media frequenza", vale a dire in una condizione per cui tutti gli eventuali condensatori presenti possono essere considerati corto circuiti dal punto di vista del funzionamento dinamico del circuito (mentre vengono chiaramente considerati dei circuiti aperti per quanto riguarda la determinazione del punto di riposo). Se sono presenti delle induttanze, queste saranno considerate corto circuiti nell'analisi in continua e circuiti aperti nell'analisi per le variazioni.

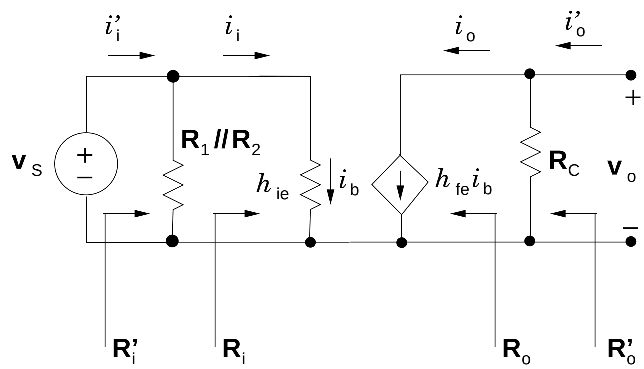
8.2 Stadio amplificatore a emettitore comune senza resistenza di emettitore

In pratica uno stadio senza resistenza di emettitore non si incontra mai, a causa dei già discussi problemi che si verificano in assenza di tale resistenza, ma il suo comportamento è identico a quello di uno stadio, molto comune, in cui la resistenza di emettitore è presente, ma è cortocircuitata, dal punto di vista delle variazioni, da un condensatore posto in parallelo alla stessa.

Di seguito viene riportato uno schema "tipico" di un amplificatore CE con resistenza di emettitore cortocircuitata per le variazioni. Notiamo che anche all'uscita è stato posto un condensatore, allo scopo di disaccoppiare, dal punto di vista della componente di polarizzazione continua, l'eventuale carico connesso in uscita.



Possiamo ora tracciare il circuito dinamico, nel quale i condensatori sono stati sostituiti da corto circuiti, così come il generatore di tensione continua V_{CC}. In tale situazione le resistenze che formano il partitore di ingresso vengono a trovarsi tra loro in parallelo.



A seconda della convenzione scelta per definire le correnti di ingresso e di uscita, possiamo considerare come tali i_i e i_o oppure i'_i e i'_o, e conseguentemente definire come resistenze di ingresso e di uscita R_i e R_o oppure R'_i e R'_o, rispettivamente. Per quanto riguarda il guadagno di corrente di solito ci si riferisce al rapporto i_o/i_i:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{h_{fe} i_b}{i_b} = h_{fe}.$$

Anche il guadagno di tensione può essere calcolato facilmente, osservando che $v_o = -h_{fe} i_b R_C$:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-h_{fe} i_b R_c}{h_{ie} i_b} = -\frac{h_{fe} R_L}{h_{ie}}.$$

Per quanto riguarda la resistenza di ingresso otteniamo

$$R_i = \frac{v_s}{i_i} = h_{ie},$$

oppure

$$R'_i = R_1 // R_2 // R_i = R_1 // R_2 // h_{ie},$$

nel caso in cui si voglia considerare la resistenza vista a monte del partitore di base. La resistenza di uscita è data da

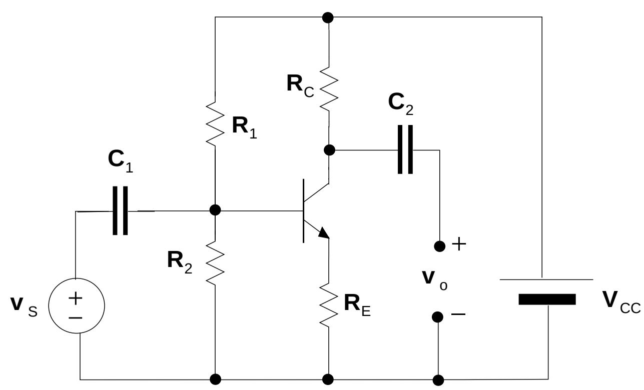
$$R_i = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_s=0} = \infty,$$

dato che dall'uscita si vede soltanto un generatore di corrente controllato, la cui grandezza di controllo non dipende dalla tensione applicata sull'uscita stessa e risulta nulla per $v_s = 0$. Se vogliamo prendere in considerazione la resistenza vista a valle della R_C, otteniamo

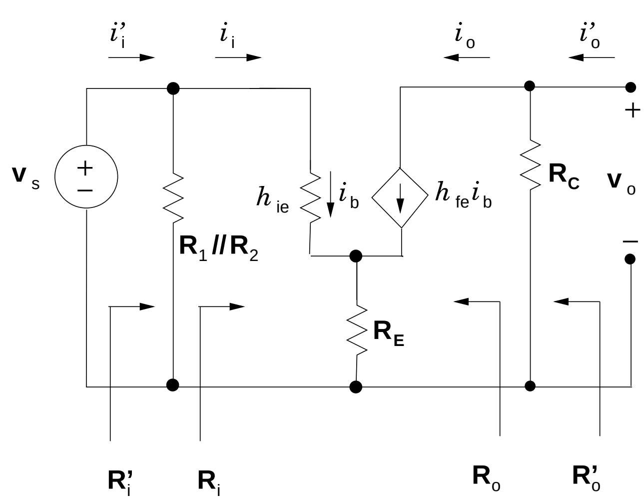
$$R'_o = R_o // R_C = R_C.$$

8.3 Stadio amplificatore a emettitore comune con resistenza di emettitore

Esaminiamo ora come variano i risultati precedentemente ottenuti nel caso in cui venga aggiunta una resistenza in serie all'emettitore del BJT. I calcoli sono leggermente più complessi perché la resistenza di emettitore introduce un accoppiamento tra la maglia di ingresso e quella di uscita.



Rappresentiamo il circuito dinamico e cerchiamo di individuare un approccio che consenta di trovare i guadagni di tensione e di corrente, oltre alle resistenze di ingresso e di uscita, senza bisogno di ricorrere alla trattazione per nodi o per maglie e alla risoluzione di un sistema lineare.



La tensione v_s può essere espressa in funzione della i_b osservando che essa risulta pari alla somma della caduta di tensione sulla resistenza h_{ie}, attraversata da i_b, più quella sulla R_E, attraversata da una corrente $(h_{fe}+1)i_b$:

$$v_s = h_{ie}i_b + (h_{fe}+1)i_b R_E.$$

Da questa espressione, dividendo per i_b, si ricava subito il valore di R_i:

$$R_i = h_{ie} + (h_{fe}+1)R_E.$$

Questo è un risultato molto importante: la resistenza vista sulla base di un transistore BJT è pari alla somma di h_{ie} e della resistenza totale che si trova in serie all'emettitore, moltiplicata per $h_{fe}+1$. Tale risultato sarà di comune utilizzo nella analisi dei circuiti a transistori. La resistenza R_i' che si vede a monte del partitore di base sarà

$$R_i' = R_1//R_2//[h_{ie} + (h_{fe}+1)R_E].$$

La tensione di uscita v_o risulta $v_o = -h_{fe}i_b R_C$ come nel caso precedentemente esaminato, quindi il guadagno di tensione può essere facilmente determinato

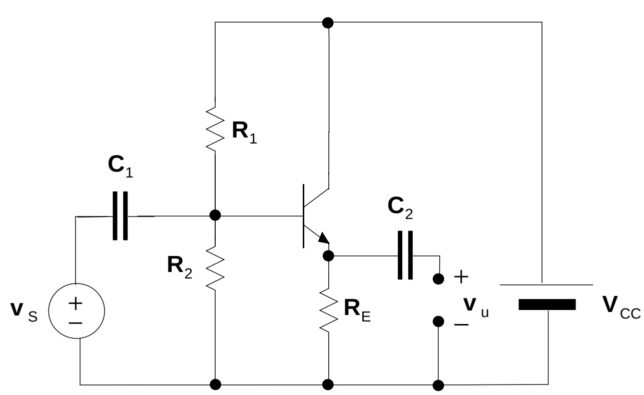
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-h_{fe}R_C}{h_{ie} + (h_{fe}+1)R_E}.$$

Notiamo che il guadagno di tensione risulta ridotto rispetto al caso dell'amplificatore a emettitore comune senza resistenza di emettitore, perché in questo caso il denominatore è aumentato della quantità $(h_{fe}+1)R_E$. Tale quantità risulta spesso molto maggiore di h_{ie}, essendo $h_{fe} \gg 1$ e R_E frequentemente dello stesso ordine di grandezza di h_{ie}. In tal caso il guadagno di tensione può essere approssimato come $A_v \simeq -R_C/R_E$. In molti casi la riduzione di guadagno dovuta alla presenza di R_E non è accettabile, per cui si ricorre al condensatore di "bypass" in parallelo alla R_E, che abbiamo visto nel precedente paragrafo.

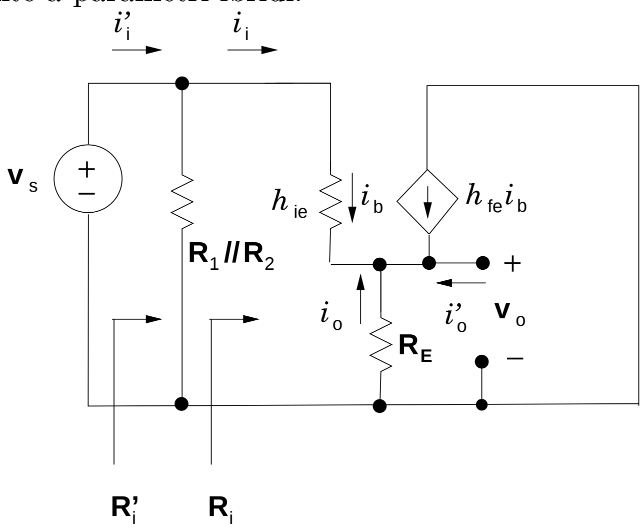
Il guadagno di corrente è lo stesso determinato per la configurazione precedente, essendo anche in questo caso pari al rapporto tra la corrente di collettore e quella di base: $A_i = h_{fe}$. La resistenza di uscita R_o è anche questa volta infinita, per i motivi visti nel paragrafo precedente e la R_o' risulta pari alla R_C.

8.4 Stadio amplificatore a collettore comune

Nello stadio a collettore comune, il collettore è l'elettrodo a comune tra ingresso e uscita, il segnale di ingresso viene inviato alla base e quello di uscita viene prelevato dall'emettitore. Vediamone innanzitutto lo schema.



Il circuito equivalente per le variazioni è ottenuto secondo le solite regole, cortocircuitando generatori di tensione continua e condensatori e sostituendo il transistore con il suo equivalente a parametri ibridi.



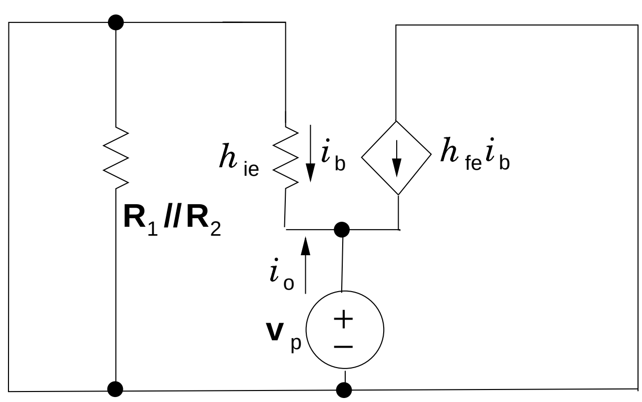
La relazione che sussiste tra la tensione di ingresso v_s e la corrente di ingresso $i_i = i_b$ è esattamente la stessa del circuito trattato nel paragrafo precedente: $v_s = [h_{ie} + (h_{fe}+1)R_E]$, quindi

$$R_i = h_{ie} + (h_{fe}+1)R_E$$

e, per quanto riguarda la resistenza vista a monte del partitore di base,

$$R_i' = R_1//R_2//R_i.$$

Per quanto riguarda invece la resistenza di uscita R_o, questa risulta data dal rapporto tra la tensione v_o e la corrente i_o entrante nell'emettitore. Calcoliamo il valore di questa resistenza ponendo un generatore di tensione di prova v_p sull'uscita e calcolando la i_o risultante (abbiamo tolto la resistenza R_E, dato che stiamo calcolando R_o e non R_o').



La corrente erogata dal generatore V_p risulta pari a $-(h_{fe}+1)i_b$, mentre i_b si ottiene facilmente notando che ai capi di h_{ie} è presente una tensione $-v_p$:

$$i_b = -\frac{v_p}{h_{ie}},$$

quindi

$$R_o = \frac{v_p}{i_o} = \frac{v_p}{\frac{v_p}{h_{ie}}(h_{fe}+1)} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}.$$

Quindi la resistenza vista sull'emettitore di un transistore BJT risulta pari alla resistenza che si trova sul ramo di base (questa volta semplicemente h_{ie}, ma in generale tutto ciò che si trova in serie sul ramo di base) divisa per $h_{fe}+1$. Anche questo è un risultato importante e di uso generale nell'analisi dei circuiti a transistori. La resistenza di uscita R'_o vista dalla porta di uscita risulta pari al parallelo di R_o e di R_E:

$$R'_o = R_E // \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}.$$

Quindi la resistenza di uscita di uno stadio CC è in genere molto bassa: nel parallelo prevale di solito $h_{ie}/(h_{fe}+1)$, che è di qualche decina di ohm contro le centinaia di ohm che rappresentano un valore comune per R_E.

Il guadagno di corrente risulta semplicemente pari al rapporto tra la corrente di emettitore e quella di base, quindi abbiamo:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = -(h_{fe}+1).$$

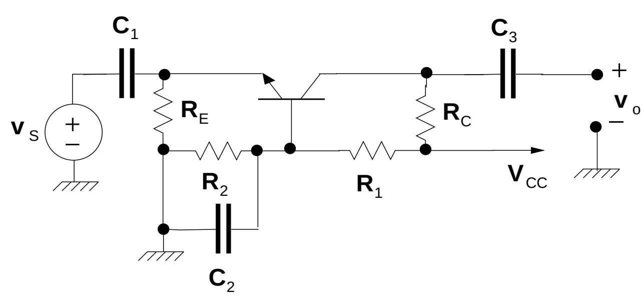
Determiniamo infine il guadagno di tensione: la tensione di uscita è data da $v_o = (h_{fe}+1)i_b R_E$, quindi

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{(h_{fe}+1)i_b R_E}{[h_{ie}+(h_{fe}+1)R_E]i_b} = \frac{(h_{fe}+1)R_E}{h_{ie}+(h_{fe}+1)R_E}.$$

Osserviamo che il guadagno di tensione è minore dell'unità, poiché il denominatore è sempre maggiore del numeratore. Osserviamo inoltre che se $(h_{fe}+1)R_E \gg h_{ie}$, $A_v \simeq 1$. Il guadagno è dunque circa pari all'unità e con segno positivo. Pertanto la tensione di uscita sull'emettitore "insegue" quella sulla base. È questo il motivo per cui lo stadio CC è spesso indicato come "inseguitore di emettitore" o "emitter follower".

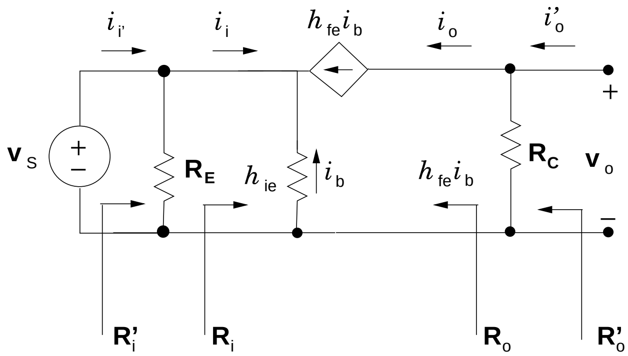
8.5 Stadio amplificatore a base comune

Nello stadio a base comune, la base si trova a comune tra ingresso e uscita, ma non viene collegata direttamente a massa, per evitare di complicare il circuito di polarizzazione. Dal punto di vista dinamico essa è comunque connessa a massa tramite un condensatore di "bypass", indicato come C_2 nello schema.



In questo caso il segnale di ingresso viene applicato all'emettitore e il segnale di uscita viene prelevato sul collettore. Esaminando il circuito equivalente per le variazioni, riportato di seguito, valutiamo la resistenza di ingresso R_i vista a valle di R_E. Poiché $i_i = -(h_{fe}+1)i_b$ e $i_b = -v_s/h_{ie}$,

$$R_i = \frac{v_s}{i_i} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}.$$



Quindi la resistenza di ingresso di uno stadio a base comune risulta particolarmente bassa. Il guadagno di corrente, definito come rapporto di i_o e i_i, risulta

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{h_{fe}i_b}{-(h_{fe}+1)i_b} = \frac{-h_{fe}}{h_{fe}+1}.$$

Se, come di solito avviene, $h_{fe} \gg 1$, $A_i \simeq -1$. Per quanto riguarda il guadagno di tensione avremo

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-h_{fe}R_C i_b}{-i_b h_{ie}} = h_{fe}\frac{R_C}{h_{ie}}.$$

Il guadagno di tensione risulta quindi positivo e potenzialmente molto maggiore dell'unità (se R_C è dello stesso ordine di grandezza di h_{ie} o maggiore). La resistenza di uscita si valuta analogamente al caso del CE, con R_o, valutata senza considerare R_C, infinita e $R'_o = R_C$.

8.6 Riepilogo configurazioni a BJT

Possiamo dunque concludere che la configurazione a emettitore comune è l'unica che può fornire allo stesso tempo un guadagno di tensione e un guadagno di corrente molto maggiori dell'unità. Essa è anche caratterizzata da un guadagno di tensione di segno negativo; si dice quindi che lo stadio CE è uno stadio invertente. La resistenza di ingresso dello stadio CE può variare in un intervallo molto ampio, a seconda della presenza o meno della resistenza di emettitore.

Lo stadio a collettore comune presenta una resistenza di ingresso analoga a quella del CE con resistenza di emettitore, mentre la resistenza di uscita è molto bassa e il guadagno di tensione è circa unitario (comunque mai maggiore dell'unità). Si utilizzerà tale configurazione quando si dispone di una sorgente che non è in grado di fornire molta corrente e si vuole pilotare un carico che assorbe invece una corrente significativa.

Lo stadio a base comune presenta una resistenza di ingresso molto bassa e un guadagno di tensione potenzialmente elevato, ma il guadagno di corrente è circa unitario.

Riassumiamo i risultati ottenuti in una tabella riepilogativa, ricordando che essi sono validi nell'ipotesi semplificativa di $h_{re} = h_{oe} = 0$. In caso contrario, alcune delle espressioni ricavate sarebbero state significativamente più complicate.

	CE	CE con R_E	CC	CB
A_i	h_{fe}	h_{fe}	$-(1+h_{fe})$	$\frac{-h_{fe}}{1+h_{fe}}$
A_v	$-\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}$	$-\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}+R_E(h_{fe}+1)}$	$\frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+R_E(h_{fe}+1)}$	$h_{fe}\frac{R_C}{h_{ie}}$
R_i	h_{ie}	$h_{ie}+R_E(h_{fe}+1)$	$h_{ie}+R_E(h_{fe}+1)$	$\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$
R_o	∞	∞	$\frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}$	∞

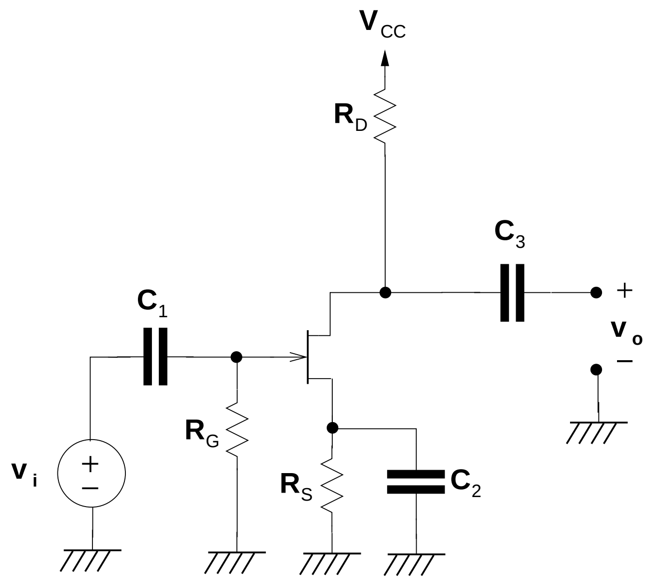
8.7 Comportamento dei transistori PNP

Tutti gli esempi che abbiamo visto fino a questo punto sono stati per amplificatori utilzzanti transistori NPN. È facile convincersi che nel caso siano presenti dei transistori PNP il circuito equivalente per le variazioni rimane del tutto invariato, mentre invece le polarità delle tensioni di polarizzazione devono essere rovesciate nel circuito per il funzionamento in continua.

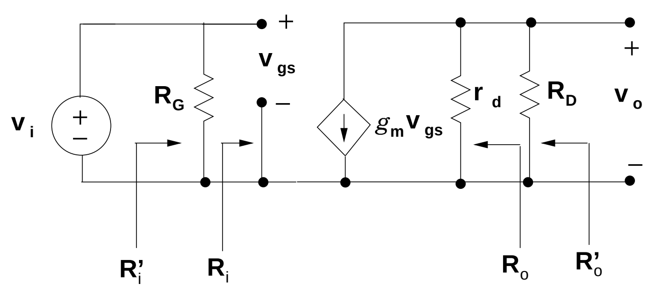
Vediamo un semplice ragionamento che può essere utile per convincersi della completa equivalenza dal punto di vista delle variazioni tra transistori PNP e transistori NPN. Tra parentesi riporteremo le quantità relative a un transistore PNP, mentre le altre sono relative a un transistore NPN. Consideriamo le correnti totali i_B e i_C entranti nel collettore e nella base per ambedue i tipi di transistore. Avremo $i_B > 0$ ($i_B < 0$), $i_C > 0$, ($i_C < 0$). Consideriamo in ambedue i casi una variazione Δv_{BE} di v_{BE} positiva, corrispondente a un segnale positivo in ingresso. Avremo allora $\Delta v_{BE} > 0$ ($\Delta v_{BE} > 0$) e $\Delta i_B > 0$, $\Delta |i_B| > 0$ ($\Delta i_B > 0$, $\Delta |i_B| < 0$), poiché, in conseguenza della variazione positiva di v_{BE} applicata, nel caso NPN la giunzione base-emettitore risulta polarizzata in diretta da una tensione di modulo maggiore, mentre nel caso PNP tale tensione risulta, in modulo, minore. La variazione di i_B indicata ha come conseguenza la seguente variazione di i_C: $\Delta |i_C| > 0$ ($\Delta |i_C| < 0$), la quale, essendo $i_C > 0$ ($i_C < 0$) implica $\Delta i_C > 0$ ($\Delta i_C > 0$). Quindi per una variazione positiva della v_{BE} e, conseguentemente, della i_B si ha in tutti e due i casi una variazione positiva della i_C. Ne consegue che il circuito per le variazioni è lo stesso (in particolare ha gli stessi versi delle correnti e delle tensioni) per transistori PNP e NPN.

8.8 Stadio amplificatore a source comune

Anche i transistori a effetto di campo possono essere utilizzati in tre diverse configurazioni: source comune (CS), drain comune (CD) e gate comune (CG). Prenderemo in esame soltanto le prime due poiché sono le più comunemente utilizzate. Iniziamo dalla configurazione a source comune:



Questa volta abbiamo indicato il generatore di segnale in ingresso con v_i, allo scopo di evitare possibili confusioni con la tensione di source, anch'essa convenzionalmente indicata con v_s. La resistenza di source, necessaria per l'autopolarizzazione del FET è presente, ma dal punto di vista dinamico scompare, cortocircuitata dal condensatore C_2.



Poiché il source è a massa, $v_s = 0$ e quindi la tensione v_{gs} coincide con la v_g, che è a sua volta pari alla v_i. Calcoliamo il valore della tensione di uscita v_o:

$$v_o = -g_m v_g r_d // R_D = -g_m v_i r_d // R_D,$$

quindi

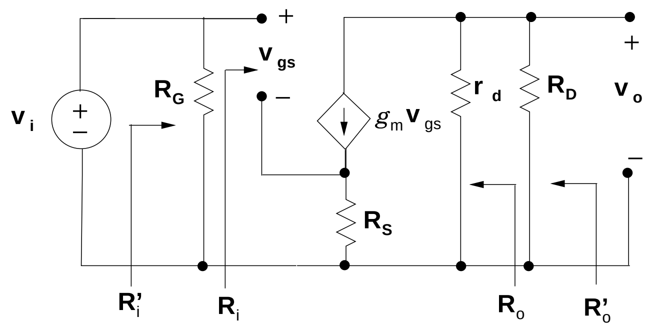
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m r_d // R_D.$$

Non ha significato parlare del guadagno di corrente, dato che questo sarebbe comunque infinito, essendo nulla la corrente di ingresso.

La resistenza di ingresso R_i risulta dunque anch'essa infinita, mentre $R_i' = R_i // R_G = R_G$. Per quanto riguarda la resistenza di uscita, essa risulta $R_o' = r_d$, $R_o = r_d // R_D$.

8.9 Stadio amplificatore a source comune con resistenza di source

Consideriamo ora il caso in cui non si ponga un condensatore in parallelo alla R_S, la quale compare quindi anche nel circuito per le variazioni. Lo schema complessivo è lo stesso già visto nel paragrafo precedente, con l'unica variazione che il condensatore C_2 in parallelo alla R_S è rimosso. Possiamo dunque tracciare il circuito per le variazioni, nel quale consideriamo r_d infinita allo scopo di semplificare i calcoli.



In questo caso non si verifica più l'uguaglianza tra v_g e v_{gs}, quindi dovremo ricavare l'espressione che lega queste due quantità. Possiamo scrivere v_s in funzione di v_{gs}:

$$v_s = g_m v_{gs} R_S.$$

Poiché $v_{gs} = v_g - v_s$, possiamo ricavare v_{gs}

$$\begin{aligned} v_{gs} &= v_g - g_m v_{gs} R_S \\ v_{gs}(1 + g_m R_S) &= v_g \\ v_{gs} &= \frac{v_g}{1 + g_m R_S}. \end{aligned}$$

Abbiamo così ottenuto una relazione che lega v_g a v_{gs} e possiamo dunque calcolare v_o in funzione di v_g:

$$v_o = -g_m v_{gs} R_D = -\frac{g_m v_g}{1 + g_m R_S} R_D = -\frac{g_m v_i}{1 + g_m R_S} R_D.$$

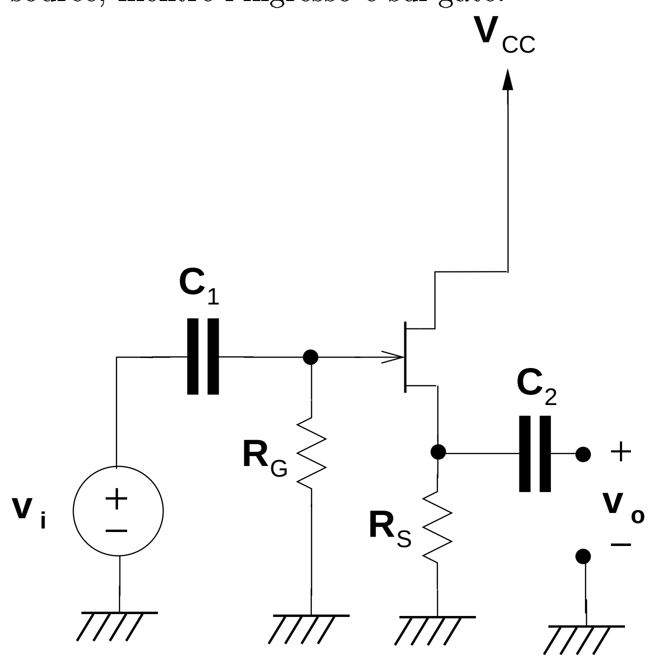
Quindi

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}.$$

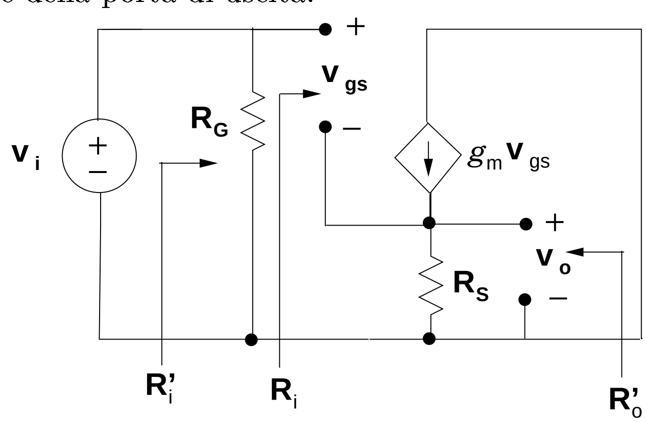
Per quanto riguarda le resistenze di ingresso e di uscita abbiamo gli stessi valori trovati nel paragrafo precedente, con l'unica variante che questa volta, essendo stata considerata r_d infinita, anche R_o è infinita, mentre $R'_o = R_D$. Inoltre R_i è infinita e $R'_i = R_G$.

8.10 Stadio amplificatore a drain comune

Lo schema dello stadio a drain comune è riportato di seguito: in questo caso l'uscita viene prelevata sul source, mentre l'ingresso è sul gate.



Il circuito per le variazioni risulta invece lo stesso già visto nel paragrafo precedente, con l'unica variante della porta di uscita.



Valutiamo la tensione di uscita $v_o = v_s$. Abbiamo precedentemente determinato che $v_s = g_m v_{gs} R_S$ e che $v_{gs} = v_g/(1 + g_m R_S)$. Combinando queste due relazioni otteniamo

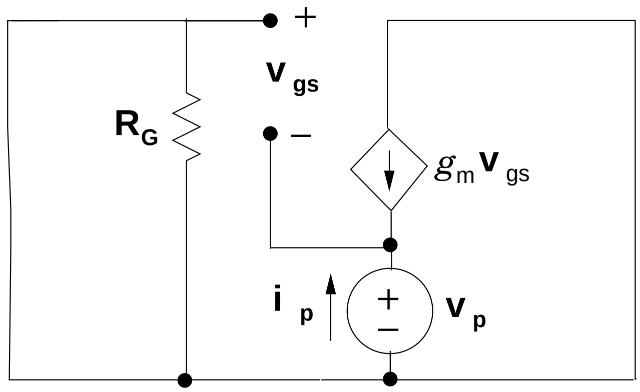
$$v_s = \frac{g_m v_g R_S}{1 + g_m R_S}$$

e quindi che

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}.$$

Notiamo che A_v risulta positivo e minore dell'unità. Inoltre, se (come di solito avviene) $g_m R_S \gg 1$, $A_v \simeq 1$. Abbiamo quindi un comportamento simile a quello dell'inseguitore di emettitore e si parla infatti di inseguitore di source (source follower).

La resistenza di ingresso è la stessa delle configurazioni viste precedentemente: R_i risulta infinita e R_i' è pari a R_G. Valutiamo ora la resistenza di uscita: a questo



scopo consideriamo un generatore di prova v_p posto sull'uscita, come nel circuito dinamico che segue (la resistenza è stata tolta e sarà poi inclusa nel risultato finale). Poiché $v_g = 0$ (essendo il generatore v_i cortocircuitato nella misura della resistenza di uscita), $v_{gs} = -v_s = -v_p$. Inoltre la corrente erogata da v_p risulta

$$i_p = -g_m v_{gs} = g_m v_p.$$

Pertanto

$$R_o = \frac{v_p}{i_p} = \frac{v_p}{g_m v_p} = \frac{1}{g_m}.$$

Questo è un risultato importante, da ricordare perché torna utile nello studio della maggior parte dei circuiti contenenti transistori a effetto di campo. Si noti come in questo caso la resistenza vista su un generatore comandato sia del tutto diversa da quella che si vede sull'altro terminale dello stesso generatore (sul drain si sarebbe vista una resistenza infinita): la differenza è dovuta al fatto che nel caso presente la tensione applicata agisce sulla grandezza di controllo del generatore. Vista dalla porta di uscita, includendo R_S, la resistenza di uscita R'_o risulta $R'_o = (1/g_m)//R_S$.

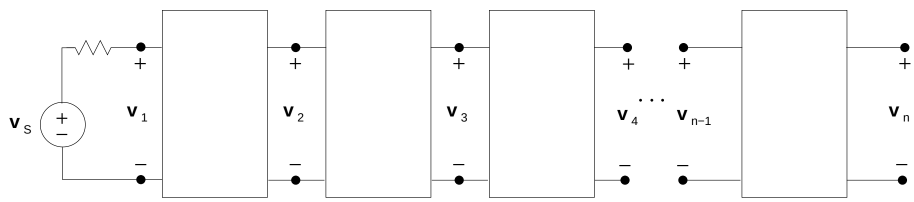
8.11 Riepilogo configurazioni a FET

Abbiamo preso in considerazione le due principali configurazioni a FET, quella a source comune e quella a drain comune, notando le profonde analogie esistenti con le configurazioni a emettitore comune e a collettore comune dei BJT. Come nel caso dei BJT, la configurazione a source comune consente di ottenere un significativo guadagno di tensione e determina un'inversione di fase del segnale; la configurazione a source comune fornisce invece un guadagno di tensione positivo e circa unitario, ma offre una ridotta resistenza di uscita. In tutti i casi non abbiamo preso in considerazione il guadagno di corrente, perché questo, nell'ipotesi fatta di corrente nulla di gate, risulterebbe infinito. Possiamo riassumere i risultati ottenuti in una tabella:

	CS	CS con R_S	CD
A_v	$-g_m R_D$	$\frac{-g_m R_D}{1+g_m R_S}$	$\frac{g_m R_S}{1+g_m R_S}$
R_o	∞	∞	$\frac{1}{g_m}$

8.12 Amplificatori multistadio

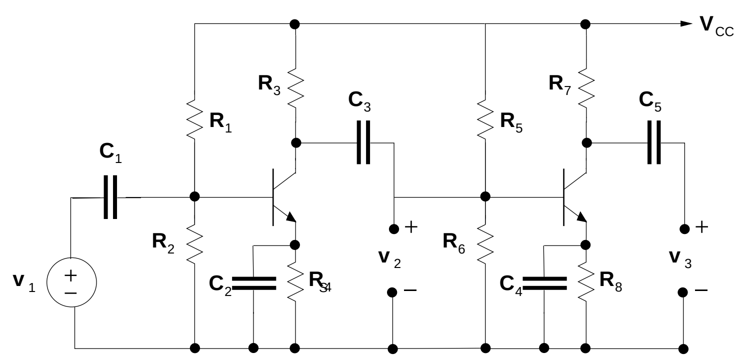
Nel caso in cui si vogliano ottenere guadagni superiori a quelli realizzabili con un singolo transistore, si ricorre ad amplificatori costituiti da più stadî in cascata, che possono essere rappresentati come una catena di quadripoli, il cui guadagno di tensione risulta pari al prodotto dei guadagni di tensione dei varî stadî, calcolati però considerando connesso in uscita a ciascuno stadio un carico corrispondente alla resistenza di ingresso dello stadio successivo.



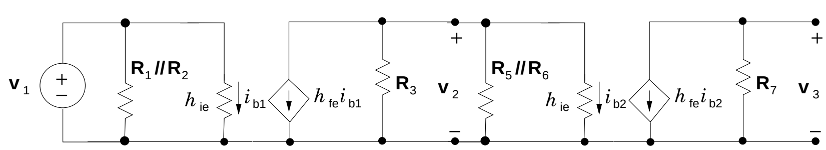
$$A_v = \frac{v_n}{v_1} = \frac{v_n}{v_{n-1}} \frac{v_{n-1}}{v_{n-2}} \cdots \frac{v_4}{v_3} \frac{v_3}{v_2} \frac{v_2}{v_1} = A_{v_{n-1}} A_{v_{n-2}} \cdots A_{v_3} A_{v_2} A_{v_1}.$$

È importante sottolineare il fatto che i guadagni che compaiono nel prodotto non sono quelli calcolati per i singoli stadî isolati, ma devono tenere conto dell'interazione tra gli stadî stessi.

Vediamo un esempio al riguardo, considerando un circuito formato dalla cascata di due stadî a emettitore comune.



Per analizzare il guadagno ricorriamo alla rappresentazione sotto la forma del circuito equivalente per le variazioni, sostituendo i transistori con i loro circuiti equivalenti a parametri ibridi.



Notiamo subito che in questo caso il guadagno del primo stadio ($A_1 = v_2/v_1$) non è più dato semplicemente da $-h_{fe}R_3/h_{ie}$, ma va tenuta in considerazione anche la resistenza vista all'ingresso del secondo stadio, che risulta $R_5//R_6//h_{ie}$. Pertanto

$$A_1 = -\frac{h_{fe}R_3//R_5//R_6//h_{ie}}{h_{ie}}.$$

Tale guadagno risulta dunque significativamente inferiore rispetto a quello del singolo stadio isolato.

Da questa semplice analisi possiamo dedurre una regola di utilità generale: il guadagno di tensione di due stadî in cascata è uguale al prodotto dei guadagni di tensione dei singoli stadî, calcolati con gli stadî stessi isolati, solo se la resistenza di ingresso dello stadio a valle è infinita o quella di uscita dello stadio a monte è nulla. Infatti in ambedue questi casi lo stadio a valle non "carica" quello a monte.

Anche il guadagno di corrente non è in generale pari al prodotto dei guadagni di corrente dei singoli stadî calcolati isolatamente, perché la corrente di ingresso di uno stadio non è uguale a quella di uscita dello stadio precedente, a causa delle partizioni che avvengono tra le varie resistenze.

Una relazione importante, che utilizzeremo nel seguito, è quella che ci fornisce il guadagno di tensione di uno stadio in funzione del suo guadagno di corrente. Possiamo scrivere il guadagno di tensione A_v nella forma (usiamo i moduli per evitare di preoccuparci della scelta dei versi delle correnti di ingresso e di uscita)

$$|A_v| = |A_i|\frac{R'_L}{R_i},$$

dove R'_L è la resistenza effettivamente vista in uscita, pari, per esempio nel caso dello stadio a emettitore comune, alla resistenza di collettore con in parallelo la resistenza di ingresso dello stadio successivo, e R_i è la resistenza di ingresso.

Consideriamo ora il problema della scelta della configurazione circuitale da adottare per i varî stadî. Se vogliamo ottenere un guadagno di tensione maggiore dell'unità, è evidente che non possiamo utilizzare più stadî a collettore comune connessi in cascata, dato che il guadagno di ciascuno di essi è minore dell'unità. Anche gli stadî a base comune non si prestano bene al collegamento in cascata, visto che il guadagno di tensione risultante è al più pari a quello del solo ultimo stadio, come possiamo facilmente dimostrare nel caso di stadî CB uguali tra loro. Infatti la resistenza complessiva vista in uscita R'_L è il risultato del parallelo tra la resistenza di collettore e quella complessiva di ingresso dello stadio successivo, che è minore (se è presente un partitore di polarizzazione, per esempio) o uguale della R_i dello stadio considerato. Quindi $R'_L < R_i$ e, ricordando che per lo stadio CB $|A_i| < 1$, possiamo concludere che $|A_v| = |A_i|R'_L/R_i < 1$. Quindi ponendo in cascata più stadî a base comune si ottiene un guadagno inferiore all'unità.

Rimangono quindi solo gli stadî a emettitore comune, i quali possono essere combinati per ottenere un guadagno più grande di quello di un singolo stadio poiché sia il loro guadagno di tensione sia quello di corrente possono essere molto maggiori dell'unità. Stadî a base comune o a collettore comune possono essere utilizzati all'ingresso o all'uscita di una catena multistadio nel caso sia necessario ottenere particolari valori per le resistenze di ingresso e di uscita.

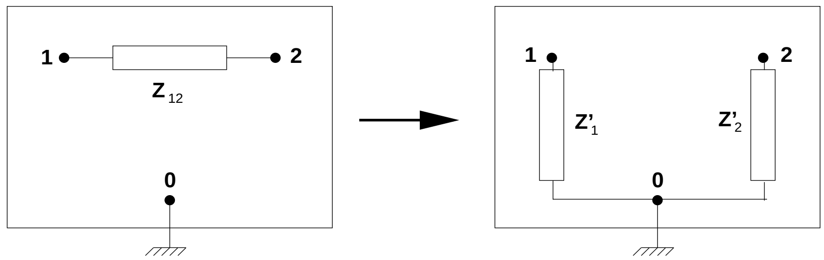
Quanto detto vale anche per gli amplificatori a FET, per i quali si possono realizzare amplificatori multistadio basati sulla configurazione a source comune.

8.13 Teorema di Miller

Nello studio degli amplificatori a transistori può tornare utile in alcuni casi (soprattutto nell'analisi, che vedremo più avanti, del comportamento in alta frequenza) l'applicazione del teorema di Miller, che ci consente di sostituire un'impedenza connessa tra due nodi con due impedenze connesse tra tali nodi e la massa.

Consideriamo una generica rete elettrica, nella quale identifichiamo tre nodi: i nodi 1 e 2, tra i quali è connessa un'impedenza Z_{12} e un nodo di riferimento, indicato con 0. Se conosciamo il rapporto k tra le tensioni V_1 e V_2 misurate, rispettivamente, tra i nodi 1 e 2 rispetto al nodo 0, possiamo definire una rete elettrica equivalente, nella quale l'impedenza Z_{12} è stata rimossa e sono state invece inserite due impedenze Z_1' e Z_2', rispettivamente tra il nodo 1 e il nodo 0 e tra il nodo 2 e il nodo 0, il cui valore è dato da

$$Z_1' = \frac{Z_{12}}{1-k}$$
$$Z_2' = \frac{Z_{12}k}{k-1}.$$



Questo teorema va usato con attenzione, notando che l'equivalenza tra le due reti è legata alla conoscenza del rapporto k, che deve essere valutabile sulla rete originaria. In particolare, come vedremo nel seguito, il teorema di Miller risulterà utile quando potremo supporre che k sia sostanzialmente indipendente dalla frequenza nella gamma di frequenze di nostro interesse, e pari al valore k_0 a bassa frequenza.