

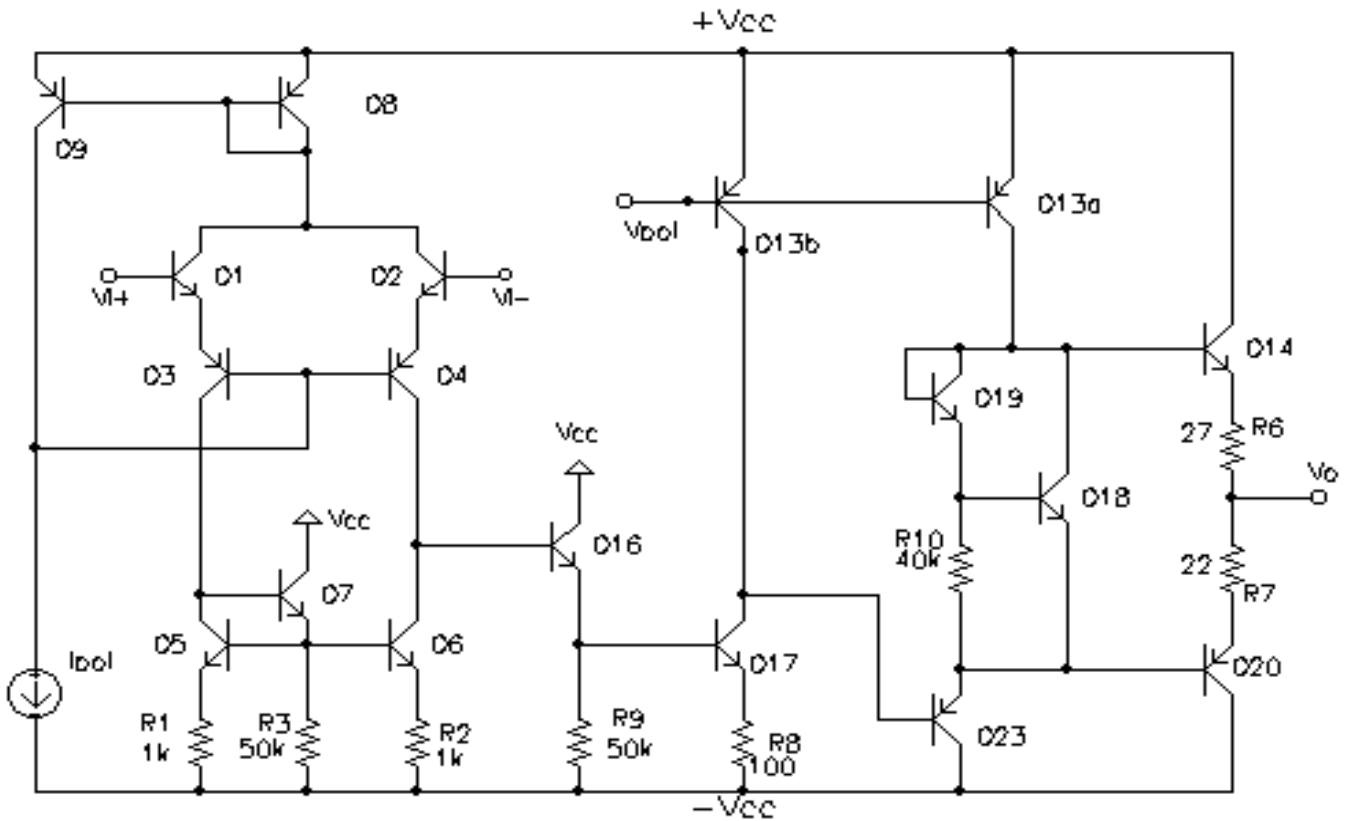
Appunti di ELETTRONICA - Capitolo 11

Amplificatore operazionale $\mu\text{A}-741$

Schema semplificato del $\mu\text{A}-741$	2
Stadio di ingresso del $\mu\text{A}-741$	4
Introduzione.....	4
Determinazione del punto di lavoro	5
Analisi per piccoli segnali.....	7
<i>Transconduttanza</i>	8
<i>Resistenza di ingresso</i>	10
<i>Resistenza di uscita</i>	11
Stadio di guadagno del $\mu\text{A}-741$	14
Introduzione.....	14
Determinazione del punto operativo.....	15
Analisi per piccoli segnali.....	17
<i>Resistenza di ingresso</i>	18
<i>Guadagno di tensione</i>	19
<i>Resistenza di uscita</i>	20
Stadio di uscita del $\mu\text{A}-741$	22
Introduzione.....	22
Push-Pull in classe AB.....	23
<i>Polarizzazione mediante moltiplicatore di V_{BE}</i>	24
<i>Protezione dai sovraccarichi</i>	25

SCHEMA SEMPLIFICATO DEL $\mu\text{A-741}$

Uno schema circuitale semplificato ma comunque accurato dell'amplificatore operazionale $\mu\text{A-741}$ è il seguente:



Descriviamo velocemente gli stadi (tre) che costituiscono questo circuito:

- i *transistori di ingresso* Q1 e Q2 (alle cui basi sono applicati i segnali V_{i+} e V_{i-}) sono degli inseguitori di emettitore, i quali garantiscono una elevata resistenza di ingresso ed una bassa corrente di ingresso; essi pilotano gli emettitori di uno **stadio differenziale** (che rappresenta lo *stadio di ingresso* vero e proprio dell'amplificatore) costituito dai transistori pnp Q3 e Q4 accoppiati di base; questo stadio differenziale è polarizzato da uno specchio di corrente pnp (di cui il transistor Q8 rappresenta il ramo a bassa impedenza e Q9 quello ad alta impedenza) ed ha come carico uno specchio npn semplice (costituito da Q5 e Q6) con ramo di cancellazione della corrente (Q7); è opportuno osservare che la tensione delle basi di Q3 e Q4 è fissata da una retroazione negativa, il cui compito sarà descritto più avanti;
- l'uscita (singola) dello stadio differenziale è prelevata sul collettore di Q6 e va a pilotare uno *stadio di guadagno* costituito da una **connessione Darlington npn** (Q16 e Q17), caratterizzata da alta impedenza di ingresso e da alto guadagno: Q16 si comporta da inseguitore di emettitore (ossia, essenzialmente, come trasformatore di impedenza da alta a bassa) e serve a ridurre l'effetto di carico del transistor Q17 sull'uscita dello stadio differenziale con carico attivo; Q17 è invece un invertitore con degenerazione, avente, a sua volta, un carico attivo (costituito da Q13b, che rappresenta il primo ramo di uscita di uno specchio pnp)

- l'uscita dello stadio di guadagno pilota un altro inseguitore di emettitore (rappresentato da Q23), che si comporta ancora una volta come trasformatore del livello di impedenza (da alta a bassa), in modo che il successivo **stadio di uscita in classe AB** (costituito da Q14 e Q20) eviti di caricare direttamente l'uscita dello stadio di guadagno (provocando così una diminuzione del guadagno); questo stadio di uscita è polarizzato dal secondo ramo di uscita (rappresentato da Q13a) di uno specchio pnp ed utilizza un moltiplicatore di V_{BE} per portare i transistor di uscita Q14 e Q20 alla soglia di accensione in assenza di segnale; esso utilizza anche le resistenze R6 ed R7 per garantire una maggiore stabilità termica e due transistor (non disegnati nello schema) che sfruttano tali resistenze per proteggere Q14 e Q20 da eventuali sovraccarichi.

Come detto all'inizio, lo schema appena descritto non è completo in quanto manca di alcune parti: tra queste, val la pena citare la porzione di circuito utilizzata per fissare la tensione V_{pol} della base di Q13b e Q13a (vedremo qualche dettaglio in più, a questo proposito, quando studieremo lo stadio di guadagno).

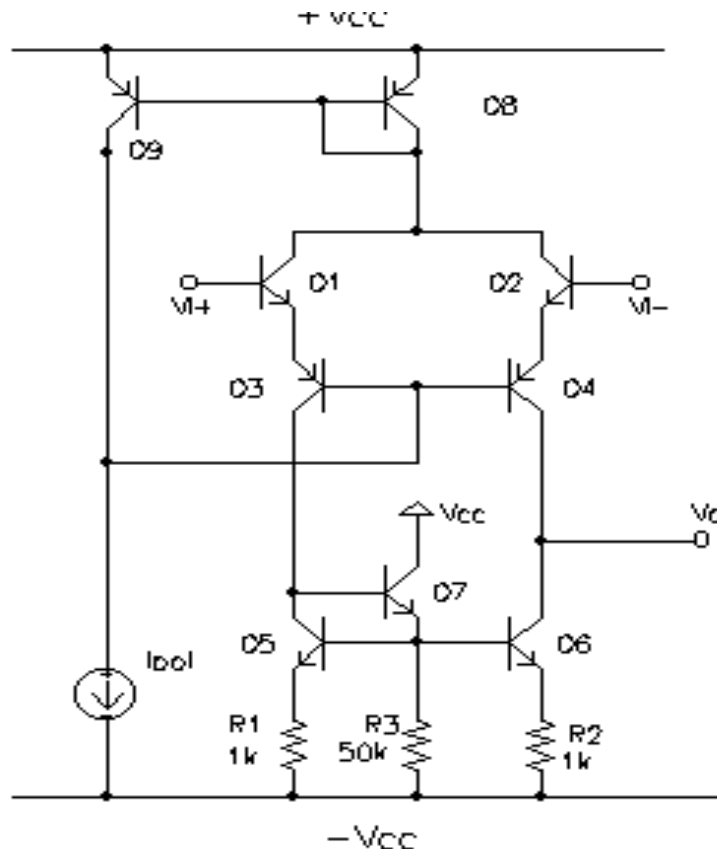
Possiamo infine fornire qualche importante valore numerico (che riprenderemo in seguito) circa le prestazioni dello stadio:

- in primo luogo, lo stadio differenziale di ingresso è polarizzato da una corrente (proveniente da Q8) pari a **$19\mu A$** ; tale corrente, a causa della simmetria del circuito e, soprattutto, della presenza dello specchio costituito da Q5 e Q6, si ripartisce tra i due rami dello stadio, di modo che Q1 e Q2 siano attraversati da una corrente leggermente inferiore a **$10\mu A$** ; questo valore di corrente è tale che la transconduttanza dello stadio differenziale risulti **$G_{m1} \cong 0.2(mA/V)$** ; il guadagno di tensione A_{V1} dello stadio differenziale è rappresentato approssimativamente dal prodotto di G_{m1} per il parallelo tra la resistenza di uscita R_{O1} dello stadio (cioè la resistenza vista guardando dentro il collettore di Q6) e la resistenza di ingresso R_{i2} dello stadio di guadagno: dato che risulta **$R_{O1} = 6.8M\Omega$** e **$R_{i2} = 3.5M\Omega$** , il guadagno dello stadio differenziale risulta essere **$A_{V1} \cong -440$** ;
- lo stadio di guadagno, avente a sua volta un carico attivo, presenta un guadagno leggermente più alto (sempre invertente): il rapporto tra la tensione di uscita di tale stadio e la tensione di ingresso al differenziale risulta essere infatti **$A_V = A_{V1} A_{V2} \cong 108dB$** .

Stadio di ingresso del $\mu A-741$

INTRODUZIONE

Riportiamo nella figura seguente lo schema semplificato dello stadio di ingresso dell'amplificatore operazionale $\mu A-741$:



La tensione di ingresso dell'amplificatore $\mu A-741$ è applicata tra la base di Q1 e la base di Q2: questi due *transistori di ingresso* si comportano come degli *inseguitori di emettitore*: infatti, l'uscita di ciascuno di essi è prelevata dall'emettitore e il collettore presenta un carico molto basso (pari ad $1/g_{m8}$, visto che Q8 è il ramo di riferimento di uno specchio di corrente). Lo scopo di utilizzare questi due inseguitori è nel fatto che essi garantiscono una elevata resistenza di ingresso ed una bassa corrente di ingresso.

I due inseguitori pilotano gli emettitori di uno **stadio differenziale** (che rappresenta lo *stadio di ingresso* vero e proprio dell'amplificatore) costituito dai transistori pnp Q3 e Q4 accoppiati di base.

La polarizzazione di questo stadio differenziale è fornita da uno specchio di corrente pnp utilizzato, però, in modo leggermente diverso da quanto si è visto fino ad esso: infatti, la corrente di polarizzazione per lo stadio differenziale è fornita dal ramo di riferimento dello specchio (Q8), che è un ramo a bassa impedenza. Il motivo di questa scelta è duplice: in primo luogo, il fatto che Q8 (connesso a diodo) rappresenti una bassa impedenza serve affinché Q1 e Q2 si comportino da inseguitori di tensione; in secondo luogo, come si dirà tra un attimo, la connessione fatta in questo modo serve a garantire una retroazione negativa avente come scopo quello di fissare il punto di lavoro del differenziale.

Il carico dello stadio differenziale è rappresentato da specchio npn semplice (costituito da Q5 e Q6) con ramo di cancellazione della corrente (rappresentato da Q7).

Si osserva inoltre la presenza di un generatore di corrente I_{pol} , di valore $19\mu A$: finché dobbiamo studiare lo stadio di ingresso dell'amplificatore, non ci interessa sapere come è realizzato questo generatore di corrente, mentre vedremo che è necessario conoscerne i dettagli di realizzazione quando vorremo studiare lo stadio di guadagno.

DETERMINAZIONE DEL PUNTO DI LAVORO

Il nostro primo obiettivo è quello di determinare il punto di lavoro del circuito. Per fare questa analisi, trascuriamo le correnti di base: si tratta di una approssimazione lecita in quanto i transistor impiegati hanno valori del guadagno $\beta_n=250$ e $\beta_p=100$, il che significa che il contributo delle correnti di base è di fatto trascurabile.

È importante fare una osservazione preliminare: l'analisi in continua di un amplificatore operazionale presenta qualche problema in più rispetto ai circuiti da noi esaminati in precedenza e questo a causa del valore molto elevato del guadagno di tensione di tali amplificatori. Se dovessimo iniziare l'analisi in continua supponendo che i due terminali di ingresso siano a massa e cercassimo quindi di prevedere la corrispondente tensione di uscita, troveremmo che una piccola variazione nel β o nella resistenza di uscita dei transistor provocherebbe forti cambiamenti nella tensione prevista: per esempio, i calcoli e/o le simulazioni circuitali mostrano che, di solito, lo stadio di uscita non è in zona attiva, ma satura verso l'una o l'altra tensione di alimentazione. Tutto ciò costituisce un problema di tipo pratico: per un guadagno di tensione pari, ad esempio, a 10^5 , è sufficiente una tensione di offset di ingresso di appena $0.1mV$ per portare in saturazione l'uscita quando la tensione di ingresso è ancora nulla.

Sulla base di ciò, l'analisi in continua dell'amplificatore operazionale deve necessariamente partire dall'ipotesi che il circuito sia chiuso entro un anello di reazione, il quale fa sì che l'uscita si porti ad un valore di tensione assegnato (per lo stadio di uscita, si tratta solitamente del valore $0V$).

Detto questo, cominciamo con l'analisi in continua dello stadio differenziale di ingresso: in questo caso, l'anello di reazione negativa ha lo scopo di garantire che nei due rami dello stadio

differenziale fluisca costantemente una corrente pari a $\frac{I_{pol}}{2} = 9.5\mu A$. Possiamo accorgerci di questo

sia in modo intuitivo sia in modo più rigoroso. Cominciamo dalla giustificazione intuitiva: supponiamo di avviare, in un certo istante, l'alimentazione del circuito, per cui il generatore I_{pol} eroga la propria corrente; questa corrente si deve ripartire tra il collettore di Q9 e le basi di Q3 e Q4, dato che Q9 è ancora spento; succede che le correnti di base di Q3 e Q4 prendono ad aumentare e quindi lo stesso accade alle correnti di emettitore dei due transistor; queste correnti coincidono con quelle di emettitore di Q1 e Q2 e quindi, approssimativamente, con quelle di collettore degli stessi transistor; di conseguenza, la somma delle correnti di Q1 e Q2 si ritrova tutta nell'emettitore di Q8; Q8 è il ramo di riferimento di uno specchio di corrente, per cui la stessa corrente si ritrova anche sul ramo di uscita, cioè in Q9. A questo punto, la corrente erogata dal generatore non raggiunge più le basi di Q3 e Q4 (se non in minima parte), ma fluisce essenzialmente in Q9, per cui si raggiunge una condizione di regime tale che

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = I_{C5} = I_{C6} = \frac{I_{pol}}{2} = 9.5\mu A$$

$$I_{C9} = I_{C8} = I_{pol} = 19\mu A$$

Questa, dunque, la giustificazione intuitiva. Vediamo quella più rigorosa, effettuata considerando anche le correnti di base.

Sia I_{C8} la corrente di collettore di Q8: in base alle note proprietà di uno specchio semplice a BJT, possiamo scrivere che

$$I_{C8} = I_{C9} \left(1 + \frac{2}{\beta_p} \right)$$

Questa corrente si ripartisce equamente tra Q1 e Q2, per cui

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{C8}}{2} = \frac{I_{C9}}{2} \left(1 + \frac{2}{\beta_p} \right)$$

Le correnti di emettitore di Q1 e Q2 coincidono con quelle di emettitore di Q3 e Q4, per cui

$$I_{E3} = I_{E4} = \frac{I_{C8}}{2} = \frac{I_{C9}}{2} \left(1 + \frac{2}{\beta_p} \right)$$

A questo punto, la somma delle correnti di base di Q3 e Q4 e della corrente di IC9 è pari proprio alla corrente di polarizzazione I_{pol} :

$$I_{pol} = I_{B3} + I_{B4} + I_{C9} = \frac{I_{E3}}{\beta_p + 1} + \frac{I_{E4}}{\beta_p + 1} + I_{C9} = \frac{I_{C9}}{(\beta_p + 1)} \left(1 + \frac{2}{\beta_p} \right) + I_{C9} = I_{C9} \left(1 + \frac{2}{\beta_p + 1} \right)$$

Da questa relazione ci ricaviamo I_{C9} :

$$I_{C9} = \frac{I_{pol}}{1 + \frac{2}{\beta_p + 1}} = \frac{(\beta_p + 1) I_{pol}}{\beta_p + 2 \left(1 + \frac{1}{\beta_p} \right)}$$

Andando a sostituire nell'espressione di I_{C8} , abbiamo dunque che

$$I_{C8} = I_{C9} \left(1 + \frac{2}{\beta_p} \right) = \frac{(\beta_p + 1)}{\beta_p + 2 \left(1 + \frac{1}{\beta_p} \right)} \left(1 + \frac{2}{\beta_p} \right) I_{pol} \xrightarrow{\beta_p \text{ grande}} I_{C8} \cong I_{pol} \longrightarrow I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{pol}}{2} = 9.5 \mu A$$

Quindi, se il β dei transistor pnp è sufficientemente elevato, i transistori di ingresso hanno entrambi una corrente di collettore di $9.5 \mu A$ e lo stesso vale anche per i transistori Q3, Q4, Q5 e Q6.

L'anello di reazione della polarizzazione costituito da Q8 e Q9 stabilizza perciò la corrente di polarizzazione in ognuno dei dispositivi di ingresso ad un valore pari alla metà circa della corrente I_{pol} .

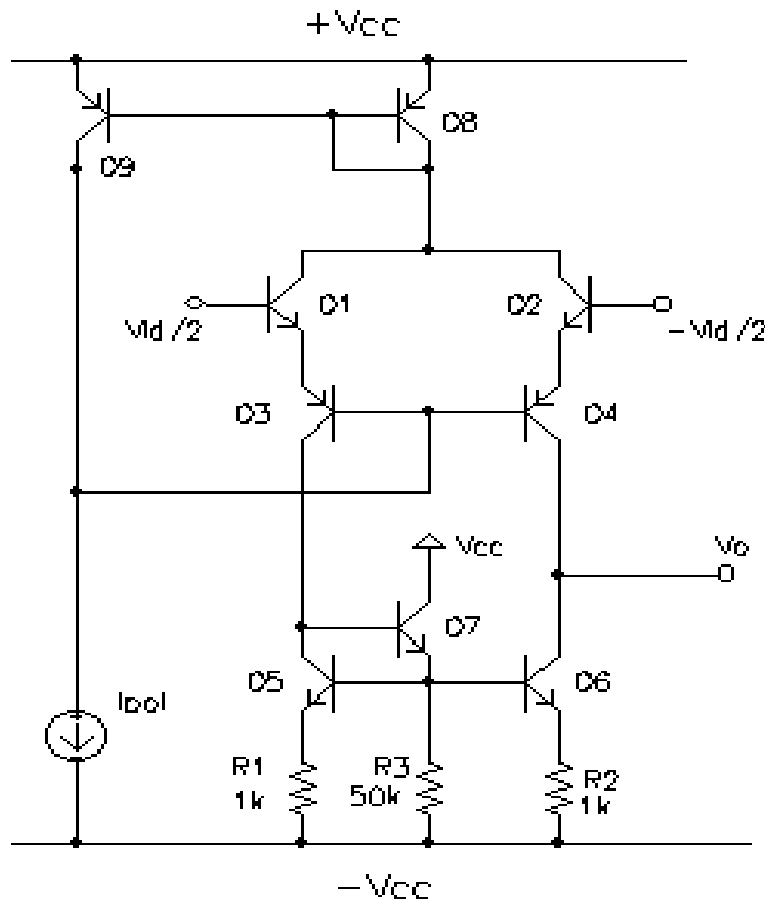
Per concludere con l'analisi del punto di lavoro, resta da determinare la corrente di collettore nel transistor $Q7$ usato per la cancellazione della corrente nello specchio npn: possiamo evidentemente scrivere che

$$I_{C7} = I_{E7} - I_{B7} \cong I_{E7} = I_{B5} + I_{B6} + I_{R3} \cong I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{V_{BE5} + V_{R1}}{R_3} = \frac{V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_{S5}} + R_1 I_{C5}}{R_3} \cong 11 \mu A$$

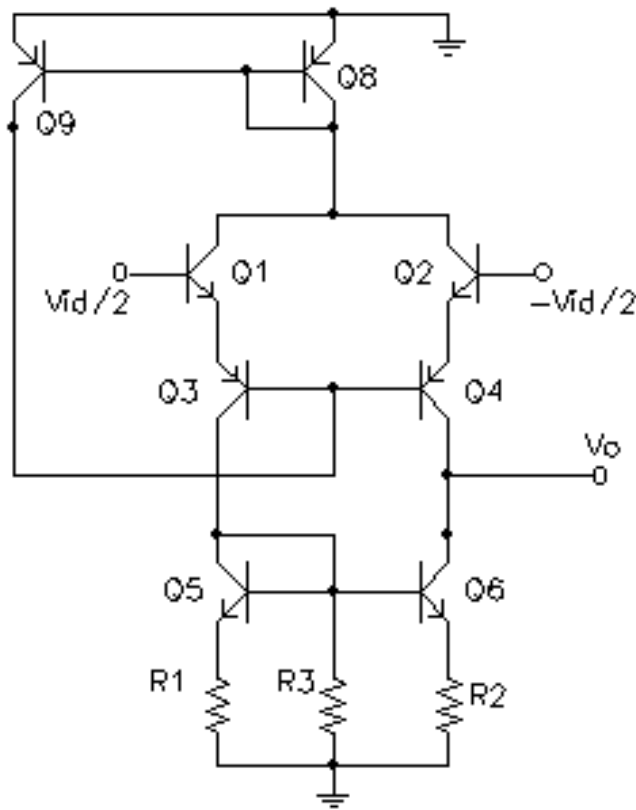
dove si è considerata una corrente inversa di saturazione $I_S = 10^{-14} A$.

ANALISI PER PICCOLI SEGNALI

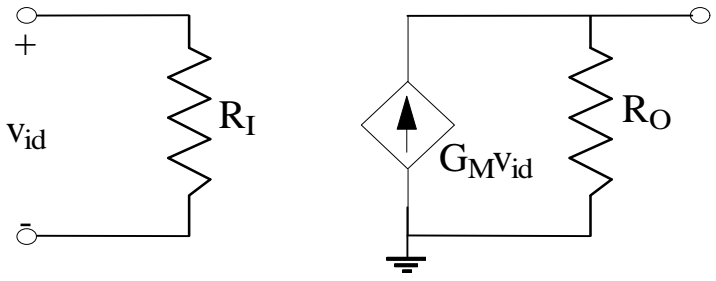
Il nostro secondo obiettivo è quello di determinare le caratteristiche per piccoli segnali dello stadio di ingresso del $\mu A-741$. Essendo questo circuito progettato espressamente per fornire elevate prestazioni nei confronti del modo differenziale ed elevata insensibilità nei confronti del modo comune, facciamo la nostra analisi solo rispetto al modo differenziale:



Dato che siamo interessati all'analisi per piccoli segnali, cortocircuitiamo le alimentazioni e stacciamo il generatore I_{pol} ; per comodità, sostituiamo inoltre $Q7$ con un semplice ramo di cortocircuito:



I parametri che ci interessano sono la resistenza di ingresso R_i di modo differenziale, la resistenza di uscita R_o e la transconduttanza G_M , con i quali potremo infatti modellare il circuito nel modo seguente:

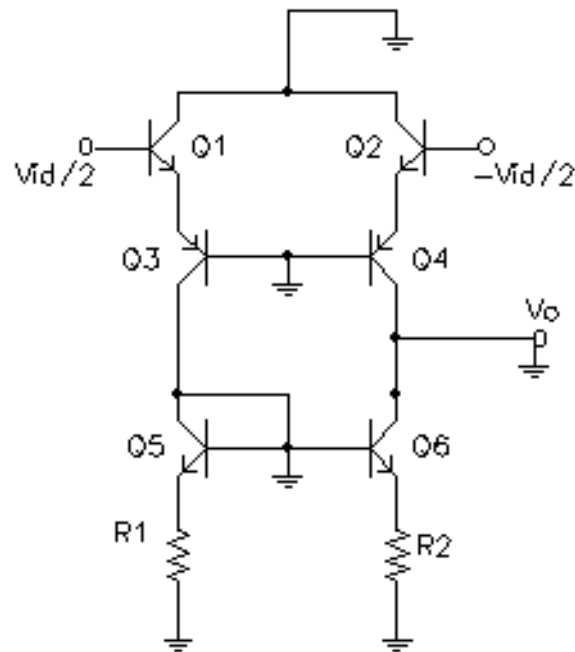


Transconduttanza

Cominciamo dal calcolo della transconduttanza G_M : è evidente, dal modello appena indicato, che, se cortocircuitiamo l'uscita (cioè escludiamo la resistenza R_o) e valutiamo la corrente che fluisce nel cortocircuito, tale corrente è proprio $G_M V_{id}$, per cui ci basterà poi dividere per v_{id} per conoscere G_M .

Da una semplice analisi delle correnti¹ si osserva che $i_{out} = -i_{c4} - i_{c6}$; se riteniamo, in prima approssimazione, che il differenziale sia perfettamente simmetrico, sappiamo che i punti situati sul suo asse di simmetria sono a massa:

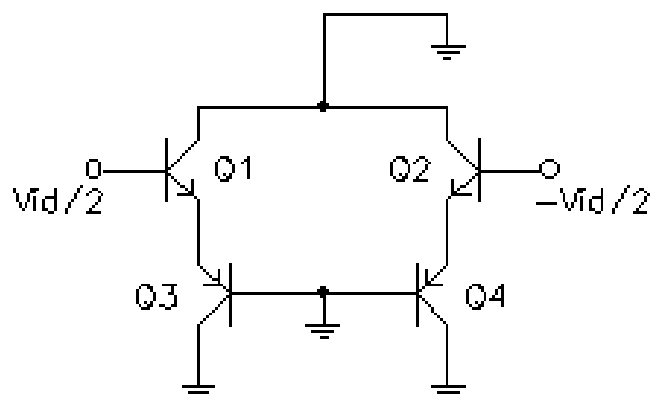
¹ Dato che stiamo considerando tutte correnti di segnale, assumiamo di prendere le correnti di collettore tutte entranti, sia per i transistor npn sia per quelli pnp.



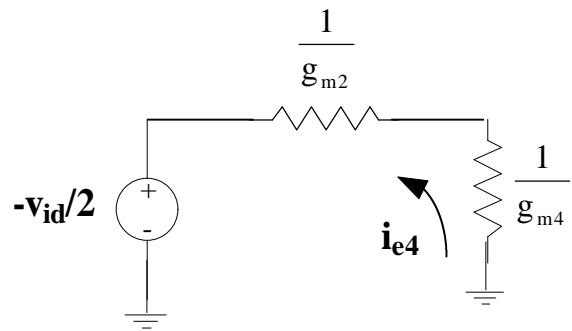
E' a massa, per ipotesi, anche l'uscita; questo comporta che nelle resistenze di uscita di Q4 e Q6 non scorra corrente di segnale e quindi che il carico attivo produca semplicemente una i_{c6} uguale e contraria alla corrente i_{c3} : quindi $i_{out} = -i_{c4} - i_{c3}$; a questo punto, a causa della simmetria del circuito e dell'ingresso di modo puramente differenziale, notiamo che $i_{c3} = i_{c4}$ e quindi concludiamo che

$$i_{out} = -2i_{c4}$$

Dobbiamo dunque calcolare la corrente i_{c4} . Per fare questo calcolo, ci basta concentrarci sulla seguente porzione di circuito:



Ne facciamo allora l'equivalente per piccoli segnali, concentrandoci, per esempio, sul semicircuito di destra. In particolare, è conveniente considerare, per tale semicircuito, l'equivalente di Thevenin sull'emettitore di Q2, che risulta essere il seguente:



L'analisi di questo circuito è immediata: la corrente di emettitore di Q4, approssimativamente coincidente con quella di collettore, è

$$i_{e4} \cong i_{c4} = \frac{-\left(-\frac{v_{id}}{2}\right)}{\frac{1}{g_{m2}} + \frac{1}{g_{m4}}}$$

Dato che Q4 e Q2 sono attraversati dalla stessa corrente di collettore, sono uguali le transconduttanze, per cui scriviamo che

$$i_{c4} = \frac{\frac{v_{id}}{2}}{2 \frac{1}{g_{m2}}} = \frac{g_{m2} v_{id}}{4}$$

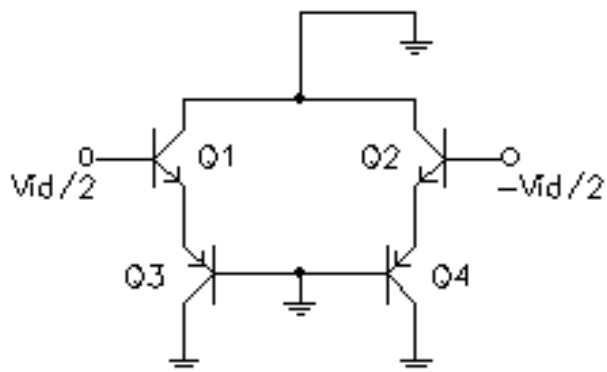
Ricordando adesso che $i_{out} = -2i_{c4}$, scriviamo che $i_{out} = -\frac{g_{m2} v_{id}}{2}$

Infine, dato che $i_{out} = G_M v_{id}$, possiamo concludere che

$$G_M = \frac{i_{out}}{v_{id}} = -\frac{g_{m2}}{2} = -\frac{g_m}{2} = -0.19 \frac{mA}{V}$$

Resistenza di ingresso

Passiamo adesso al calcolo della resistenza di ingresso di modo differenziale, ossia della resistenza vista tra le basi di Q1 e Q2. Per dedurre il valore di questa resistenza, ci basta considerare lo stesso circuito usato per il calcolo della G_M :



E' evidente che da ciascuna delle basi verso massa si vede la somma di due resistenze r_{π} , di cui però una per un transistor npn (Q1 o Q2) e l'altra per un transistor pnp (Q3 o Q4); essendo diversi i valori di β , le due r_{π} non sono uguali, per cui scriviamo che

$$R_i = 2(r_{\pi,\text{nnp}} + r_{\pi,\text{pnp}}) = 2 \left(\frac{\beta_{\text{nnp}}}{g_{m,\text{nnp}}} + \frac{\beta_{\text{pnp}}}{g_{m,\text{pnp}}} \right)$$

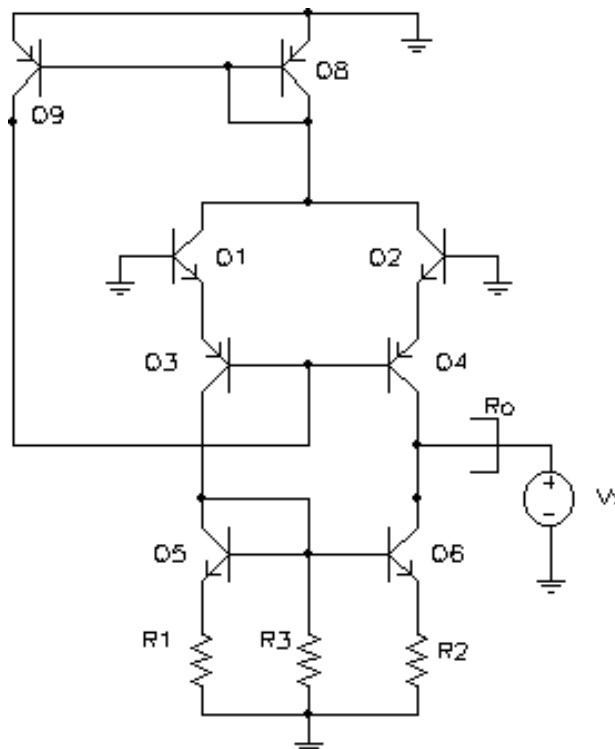
Sostituendo i valori numerici e considerando $\beta_{\text{nnp}}=250$ e $\beta_{\text{pnp}}=100$, si trova

$$R_i \cong 1.8\text{M}\Omega$$

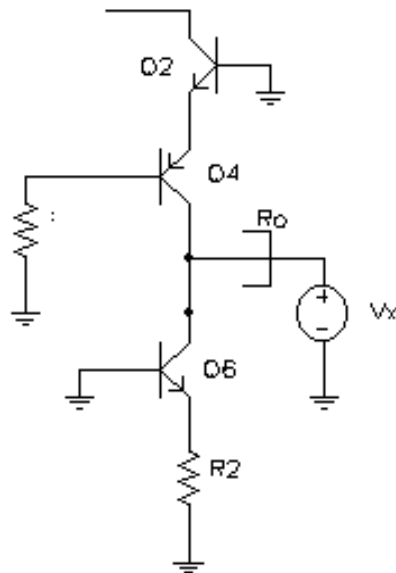
Facciamo osservare che l'ipotesi di ritenere a massa le basi di Q3 e Q4 è comunque una approssimazione, in quanto si trascura il fatto che quando v_{id} cambia, anche la tensione di uscita cambia e produce una reazione sull'ingresso attraverso la resistenza di uscita Q4.

Resistenza di uscita

Infine, dobbiamo calcolare la resistenza di uscita di modo differenziale. Per fare questo calcolo, dobbiamo porre a zero la tensione di ingresso e calcolare la resistenza vista guardando entro l'uscita dello stadio:

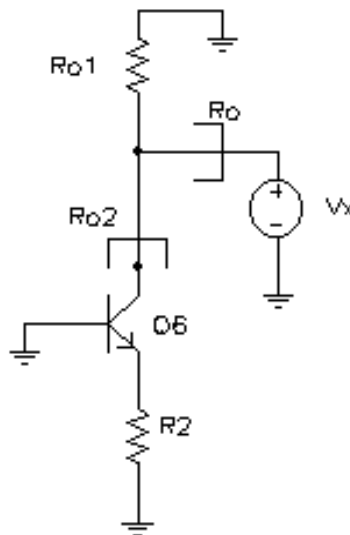


Possiamo fare qualche semplificazione prima ancora di utilizzare il modello incrementale dei singoli transistor: in primo luogo, è sicuramente lecito, in base alla già citata simmetria, porre a massa le basi di Q5 e Q6 (il che ci consente di escludere Q5 e le resistenze R_1 ed R_3); in secondo luogo, guardando dentro la base di Q3 verso massa, si osservano semplicemente $r_{\pi 3}$ ed $r_{\pi 1}$ in serie; infine, non interessa, ai fini dei calcoli che intendiamo effettuare, il carico (comunque piccolo) sul collettore di Q2. Possiamo dunque ridisegnare il circuito nel modo seguente:



Possiamo ragionare direttamente su questo circuito: la resistenza vista guardando dentro l'emettitore di Q2 non è altro che la resistenza di ingresso di uno stadio base comune, ossia $1/g_{m2}$; per quanto riguarda, invece, la resistenza R_{O1} vista dentro il collettore di Q4, possiamo trascurare la serie $r_{\pi3}+r_{\pi1}$ (tra la base di Q4 e massa), per cui si tratta della resistenza di uscita di uno stadio invertitore con degenerazione $1/g_{m2}$, che quindi vale

$$R_{O1} = r_{O4} \left(1 + g_{m4} \frac{1}{g_{m2}} \right) = 2r_{O4}$$



Assumendo una tensione di Early di 50V, si trova $R_{O1} = 2 \cdot 5.3M\Omega = 10.6M\Omega$.

Sottolineiamo ancora una volta il fatto che abbiamo trascurato la resistenza $r_{\pi1}+r_{\pi3}$ posta sulla base di Q4.

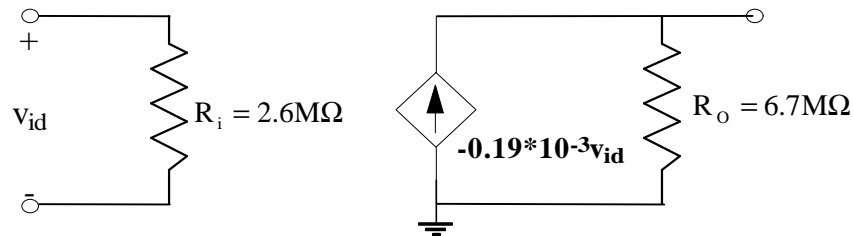
Vediamo adesso la resistenza R_{O2} vista dal terminale di uscita guardando verso il basso: usando la stessa formula usata per il calcolo della R_{O1} , abbiamo che

$$R_{O2} = r_{O6} (1 + g_{m6} (R_2 // r_{\pi6})) \cong r_{O6} (1 + g_{m6} R_2) = 18.2M\Omega$$

A questo punto, possiamo concludere che

$$R_o = R_{o1} // R_{o2} = 6.7M\Omega$$

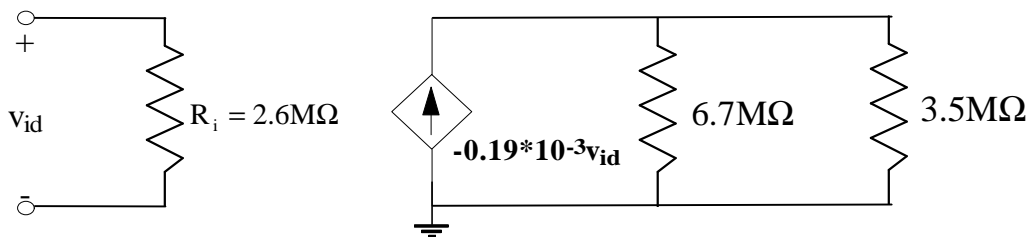
Abbiamo dunque completato il modello in transconduttanza dello stadio di ingresso del $\mu A-741$:



Note la transconduttanza e la resistenza di uscita, possiamo anche calcolare il guadagno di tensione:

$$A_{v0} = G_M R_o = 1270$$

Il pedice “0” indica che si tratta ovviamente del guadagno a vuoto del circuito, ossia in assenza di carico; al contrario, in presenza di un carico, tale guadagno evidentemente diminuisce, dato l’alto valore della resistenza di uscita. Nel caso specifico, il carico è rappresentato dalla resistenza di ingresso dello stadio di guadagno del $\mu A-741$:



Come si vedrà più avanti, resistenza di ingresso dello stadio di guadagno del $\mu A-741$ vale $3.5M\Omega$, per cui il guadagno di tensione effettivo è

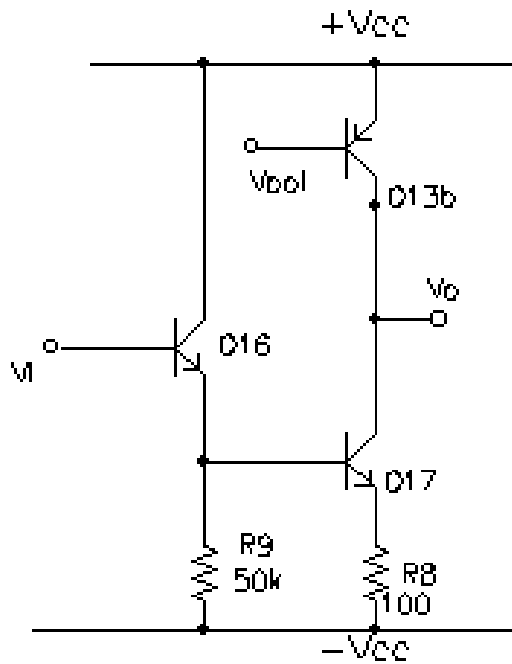
$$A_v = -G_M (R_o // 3.5M\Omega) = 436.8$$

cioè un valore circa 3 volta più piccolo del valore a vuoto.

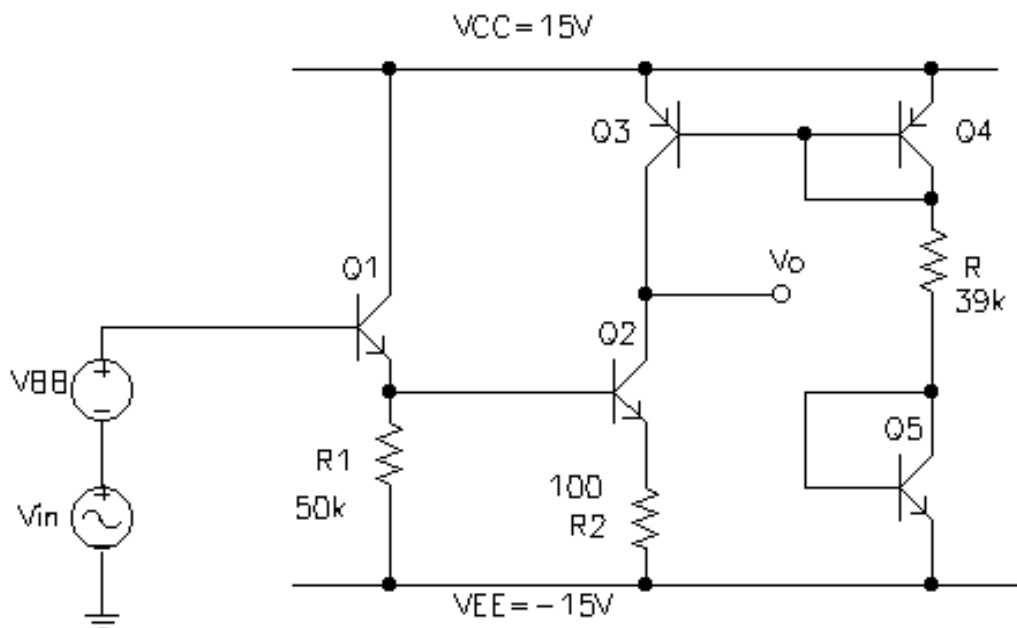
Stadio di guadagno del $\mu\text{A-741}$

INTRODUZIONE

Continuiamo la nostra analisi dell'amplificatore operazionale $\mu\text{A-741}$ studiando le principali caratteristiche del suo stadio di guadagno. Tale stadio è riportato nella figura seguente:



Al fine di studiare le proprietà di questo stadio, è necessario vedere in che modo viene fissata la tensione indicata con V_{pol}. E' sufficiente, allora, rifarsi al seguente schema di principio:



Cerchiamo di capire le caratteristiche di questo circuito:

- il segnale v_{in} (che rappresenta l'uscita di segnale dello stadio differenziale di ingresso) è applicato in ingresso alla base di Q1 (che nello schema precedente era Q16), che si comporta come uno stadio inseguitore di tensione;
- l'uscita di questo inseguitore fa da ingresso per uno stadio invertitore a degenerazione di emettitore (indicato con Q2 e corrispondente a Q17 dello schema precedente), in modo da realizzare una classica **connessione Darlington**;
- il carico di questo stadio invertitore è rappresentato da uno specchio pnp (si tratta dei transistori Q3 e Q4, dove Q3 era stato indicato con Q13b nello schema precedente, mentre Q4 fa parte di una porzione del $\mu A-741$ che non è stata disegnata per semplicità in nessuno schema).

L'uscita dell'invertitore (con carico attivo) rappresenta l'uscita dell'intero stadio.

Vogliamo calcolare il guadagno di tensione per piccoli segnali e la resistenza di ingresso dello stadio. I dati a nostra disposizione, oltre ai valori delle resistenze e delle alimentazioni, sono i seguenti:

$$\beta=200 - I_S=10^{-14}A - A_{Q3}=0.75A_{Q4} - V_{An}=-125V - V_{Ap}=50V$$

DETERMINAZIONE DEL PUNTO OPERATIVO

Dovendo ricorrere all'analisi per piccolo segnale, dobbiamo prima determinare il punto operativo del circuito. Facciamo intanto l'ipotesi che tutti i transistor impiegati funzionino in zona attiva diretta. Dobbiamo capire da dove partire, visto che potremmo cominciare dallo specchio di corrente oppure dalla maglia di ingresso dello stadio, data la presenza della batteria V_{BB} . In realtà, il problema di questa scelta non si pone, in quanto la batteria V_{BB} (che nel $\mu A-741$ è assente) è stata da noi inserita solo al fine di poter svolgere l'esercizio, ma non va considerata nei conti della polarizzazione. Vedremo tra un attimo il compito di questa batteria, ma, per il momento, iniziamo la nostra analisi a partire dallo specchio di corrente.

Osservando il ramo di riferimento di tale specchio (costituito da Q4 e Q5, connessi entrambi a diodo, e da R), possiamo applicare la LKT per ottenere che

$$V_{CC} = V_{EB4} + RI_{rif} + V_{BE5} + V_{EE}$$

Ponendo $V_{BE5}=V_{EB4}=0.7V$, questa relazione ci consente di calcolare la corrente di riferimento:

$$I_{rif} = \frac{V_{CC} - V_{EB4} - V_{BE5} - V_{EE}}{R} = 0.7mA$$

Questa corrente verrebbe riprodotta abbastanza fedelmente in uscita dallo specchio, visto che i transistor hanno tutti guadagno β abbastanza alto e quindi le correnti di base di Q3 e Q4 hanno scarsa influenza. Tuttavia, la traccia ci dice che l'area A_{Q3} della giunzione base-emettitore di Q3 è 0.75 volte quella di Q4: ciò comporta, essendo uguali tutti gli altri parametri dei 2 transistor, che il rapporto 0.75 sussisterà anche tra le rispettive correnti di collettore, per cui

$$I_{C3} = 0.75I_{rif} = 0.55mA$$

A questo punto la corrente I_{C3} coincide con quella di collettore di Q2 e, in prima approssimazione, anche con quella di emettitore dello stesso transistor: possiamo dunque scrivere che

$$I_{E2} \cong I_{C2} = 0.55\text{mA}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = 2.75\mu\text{A}$$

La conoscenza di I_{C2} ci consente di calcolare V_{BE2} :

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} = 0.643\text{V}$$

La conoscenza di questa tensione ci consente di applicare la LKT al fine di calcolare la corrente nella resistenza R_1 e quindi la corrente di emettitore di Q1 (pari a quella di collettore di Q1)

$$V_{BE2} + R_2 I_{E2} = V_{RE1} = R_1 I_{R1} \longrightarrow I_{R1} = \frac{V_{BE2} + R_2 I_{E2}}{R_1} = 14\mu\text{A} \longrightarrow I_{C1} \cong I_{E1} = I_{R1} + I_{B2} = 16.75\mu\text{A}$$

Da qui scriviamo anche che

$$V_{BB} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} + V_{R1} = 0.53\text{V} + 0.7\text{V} \cong 1.23\text{V}$$

Abbiamo adesso tutte le informazioni sul punto di lavoro, per cui non resta che verificare che i transistor Q1, Q2 e Q3 siano effettivamente in zona attiva diretta (non abbiamo problemi, invece, su Q4 e Q5, i quali, essendo connessi a diodo, sono sicuramente in zona attiva diretta se sono accesi): per quanto riguarda Q1, poiché la tensione di emettitore vale $V_{E1} = V_{R1} = R_1 I_{R1} = 0.7\text{V}$, risulta $V_{CE1} = V_{CC} - V_{E1} = 14.3\text{V} > V_{CE,sat}$, per cui il transistor è in zona attiva diretta; per quanto riguarda Q2 e Q3 la situazione è più delicata: infatti, il valore della tensione V_O (pari a V_{C3} e V_{C2}) è determinato dall'intersezione delle caratteristiche di uscita di Q3 e da quelle di uscita della configurazione Darlington; queste caratteristiche sono tutte a pendenza molto bassa, per cui anche piccole variazioni di corrente possono corrispondere a grosse variazioni di V_{CE} , tali da portare l'uno o l'altro transistor in saturazione. Ciò vuol dire, in altre parole, che lo stadio ha un guadagno molto alto.

La batteria V_{BB} posta sulla maglia di ingresso dello stadio non esiste nella realtà, ma rappresenta il feedback presente nel circuito, che si occupa di assicurare la presenza di 1.23V in continua sulla base di Q1.

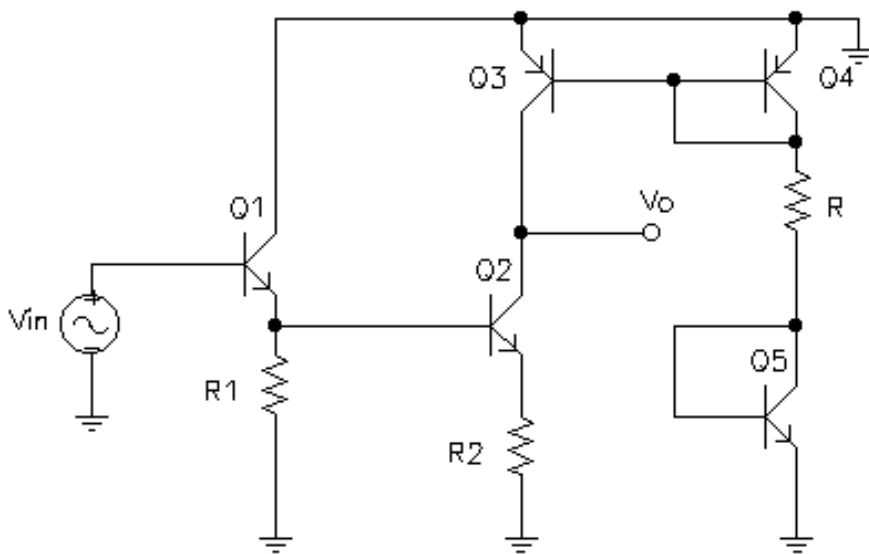
Appurato questo, con i dati sul punto di lavoro siamo in grado di calcolare i parametri incrementali dei transistor Q1, Q2 e Q3:

$$I_{C1} = 16.75\mu\text{A} \longrightarrow \left\{ \begin{array}{l} g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T} = 0.66(\text{mA} / \text{V}) \\ r_{\pi1} = \frac{\beta}{g_{m1}} = 303(\text{k}\Omega) \\ r_{O1} = \frac{|V_{A1}|}{I_{C1}} = 7.6\text{M}\Omega \end{array} \right. \qquad I_{C2} = 550\mu\text{A} \longrightarrow \left\{ \begin{array}{l} g_{m2} = 22(\text{mA} / \text{V}) \\ r_{\pi2} = 9(\text{k}\Omega) \\ r_{O2} = 22.7(\text{k}\Omega) \end{array} \right.$$

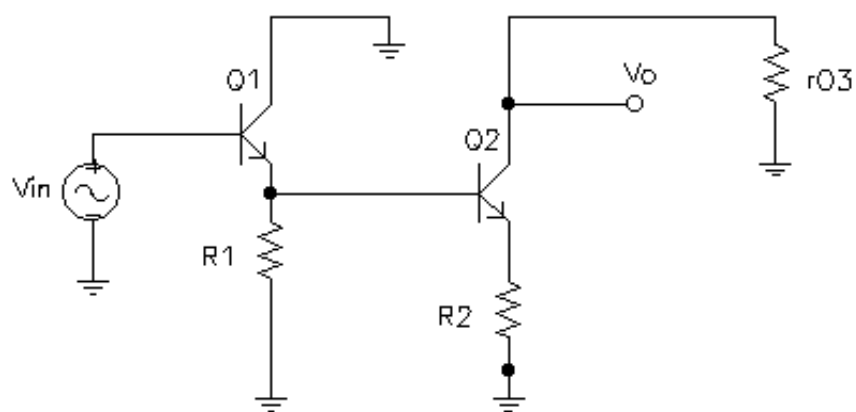
$$I_{C3} = 550\mu\text{A} \rightarrow \begin{cases} g_{m3} = g_{m2} = 22(\text{mA} / \text{V}) \\ r_{\pi3} = r_{\pi2} = 9(\text{k}\Omega) \\ r_{O3} = \frac{|V_{A3}|}{I_{C3}} = 91(\text{k}\Omega) \end{cases}$$

ANALISI PER PICCOLI SEGNALI

Adesso dobbiamo passare al circuito equivalente per piccoli segnali. Cortocircuitiamo, perciò, per prima cosa le alimentazioni:

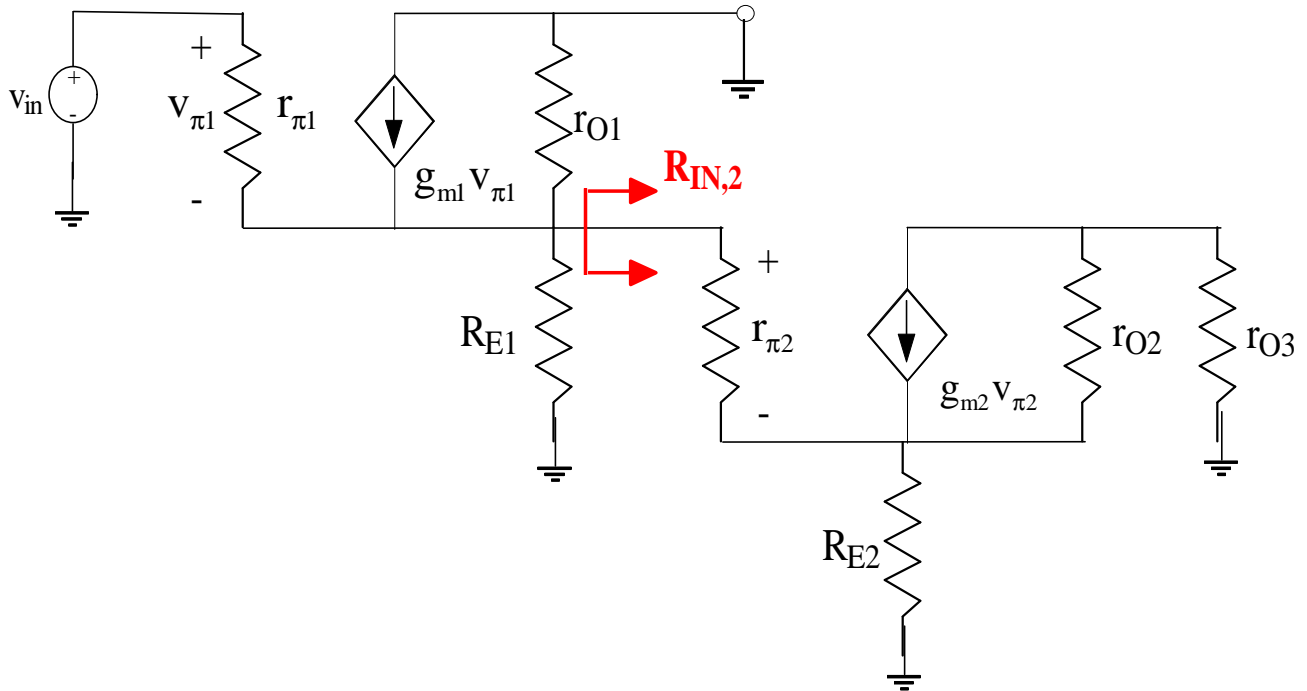


Possiamo inoltre sostituire tutto lo specchio di corrente con la sua resistenza di uscita, che sappiamo essere quella di Q_3 :



Resistenza di ingresso

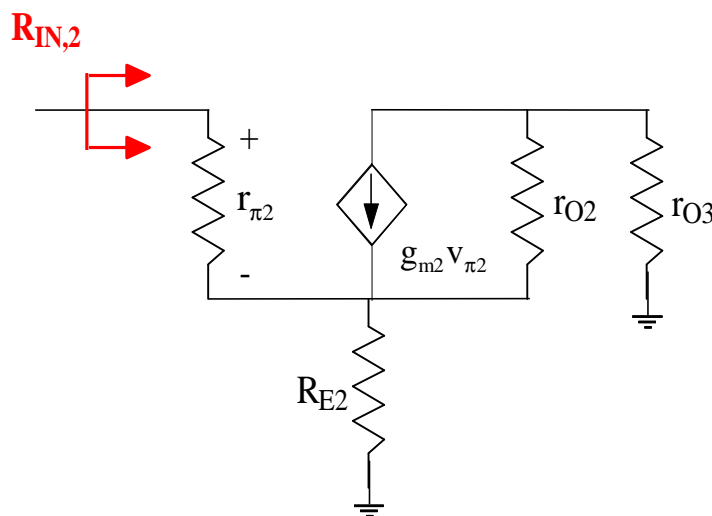
Disegniamo il circuito equivalente per piccoli segnali, sostituendo a Q1 e Q2 i rispettivi modelli a π -ibrido:



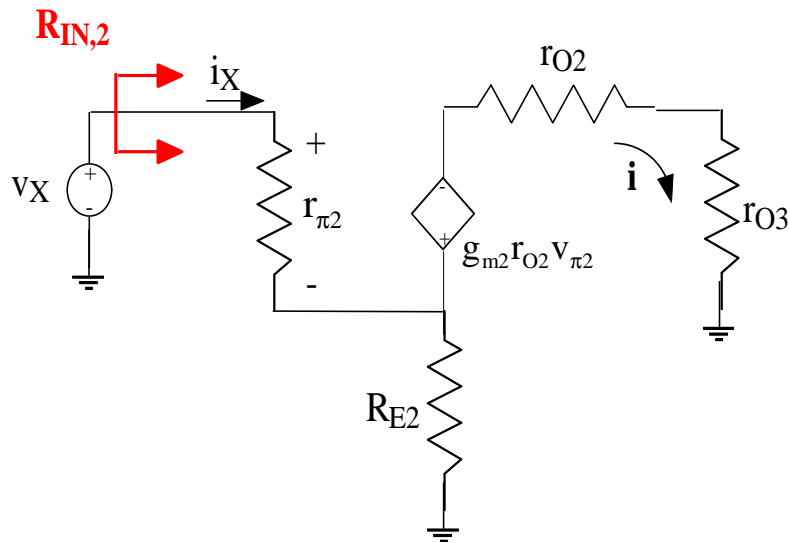
In questo circuito si osserva immediatamente che la resistenza di ingresso vista dal segnale è quella di uno stadio a degenerazione di emettitore, dove la degenerazione $R_{E,TOT}$ è rappresentata da tutto ciò che si vede guardando dall'emettitore di Q1 verso il basso:

$$R_{IN} = r_{\pi 1} + (\beta + 1)(r_{O1} // R_{E,TOT}) = r_{\pi 1} + (\beta + 1)(r_{O1} // R_{E1} // R_{IN,2})$$

Osservando che r_{O1} vale $7.6M\Omega$, possiamo sicuramente approssimarla con un circuito aperto, per cui possiamo scrivere $R_{IN} \cong r_{\pi 1} + (\beta + 1)(R_{E1} // R_{IN,2})$, in modo tale che il nostro problema diventi quello di calcolare la $R_{IN,2}$:



Per effettuare questo calcolo, conviene sostituire il parallelo tra il generatore pilotato e la r_{O2} con il suo equivalente di Thevenin²:



Da notare la polarità (che scaturisce dall'equivalente di Thevenin) del generatore pilotato di tensione, che ha il morsetto positivo sull'emettitore del transistor.

In questo circuito, il calcolo della resistenza è abbastanza immediato:

$$R_{i2} = \frac{v_X}{i_X} = r_{\pi 2} + R_{E2} \left(1 + \frac{\beta r_{O2}}{r_{O2} + r_{O3}} \right) = 23,4 \text{ k}\Omega$$

Possiamo allora concludere che

$$R_{IN} \cong r_{\pi 1} + (\beta + 1)(R_{E1} // R_{IN,2}) = 3,5 \text{ M}\Omega$$

Guadagno di tensione

Passiamo adesso al calcolo del guadagno di tensione, che è ottenibile come prodotto del guadagno dell'inseguitore e di quello dell'invertitore:

- il guadagno dell'inseguitore va valutato con la classica formula $A_{V, \text{inseguit}} = \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E}$ dove, però, la resistenza da considerare è la $R_{E, \text{TOT}}$ prima calcolata: quindi

$$A_{V1} = \frac{v_{i2}}{v_i} = \frac{g_{m1} R_{E, \text{TOT}}}{1 + g_{m1} R_{E, \text{TOT}}} = 0,9$$

² Notiamo che sarebbe un errore trascurare la resistenza r_{O2} , dato che essa è dello stesso ordine di grandezza di r_{O3} , ossia la resistenza posta sul collettore del transistor.

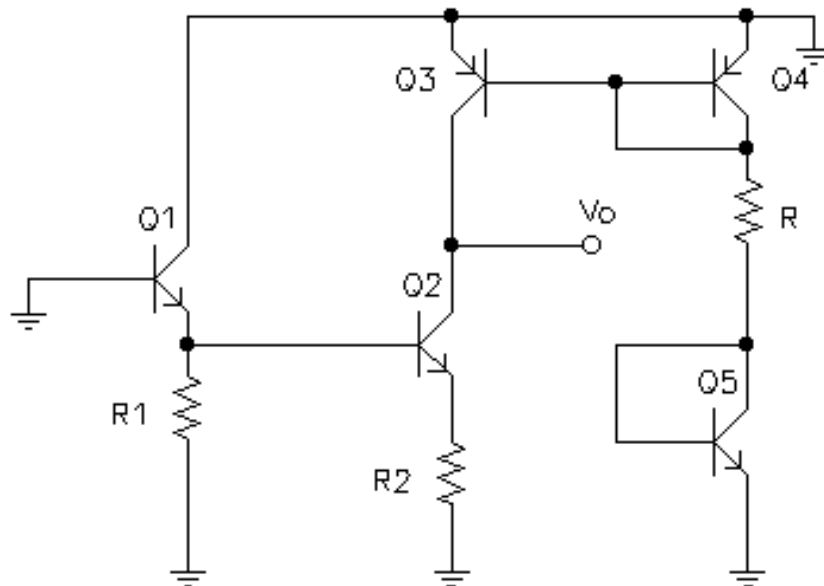
- il guadagno dell'invertitore, invece, può essere valutato sfruttando i risultati trovati prima per il calcolo della R_{i2} : in particolare, abbiamo che

$$A_{V2} = \frac{v_o}{v_{i2}} = \frac{r_{O3} i_x}{v_{i2}} = \frac{-r_{O3} \frac{\beta r_{O2}}{r_{O2} + r_{O3}} i_x}{v_{i2}} = \frac{-r_{O3} \frac{\beta r_{O2}}{r_{O2} + r_{O3}} R_{IN,2} v_{i2}}{v_{i2}} = -r_{O3} \frac{\beta r_{O2}}{r_{O2} + r_{O3}} \frac{1}{R_{IN,2}} = -555$$

A questo punto, il guadagno dello stadio vale $A_{V,TOT} = A_{V1} A_{V2} = -500$.

Resistenza di uscita

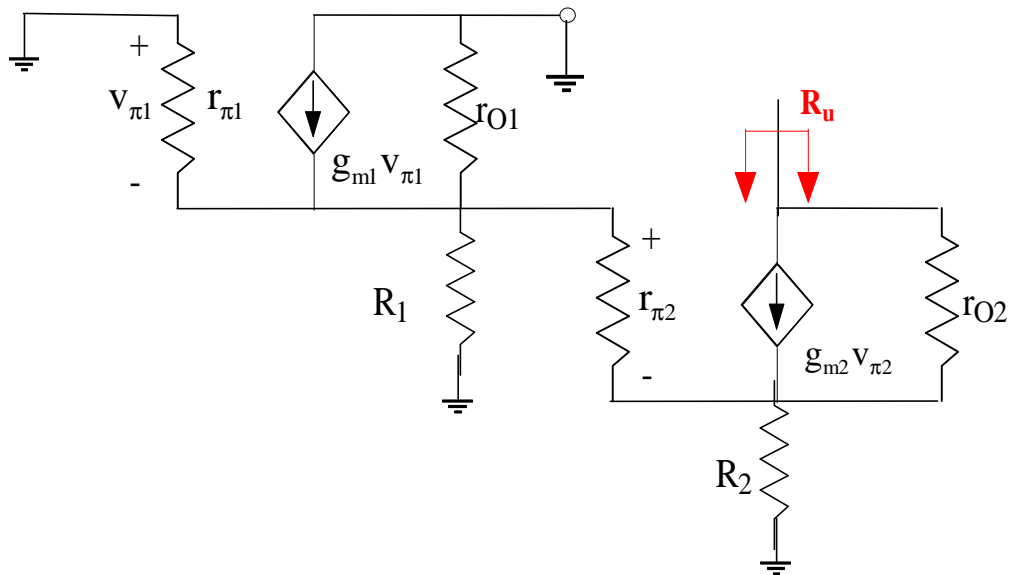
Consideriamo nuovamente il circuito su cui effettuare l'analisi incrementale (nel quale passiviamo l'ingresso dato che intendiamo calcolare R_O):



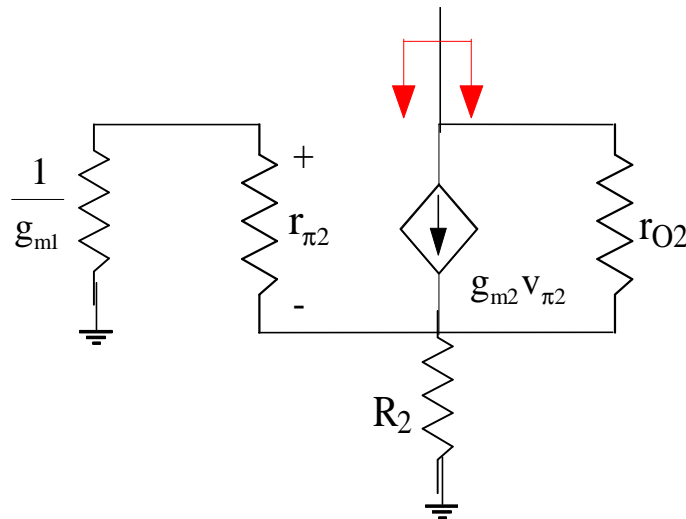
La resistenza di uscita non è altro che il parallelo tra la resistenza vista guardando dentro il collettore di Q3 e quella vista guardando il collettore di Q2.

Guardando nel collettore di Q3, si vede la resistenza di uscita dello specchio, che vale r_{O3} .

Guardando invece nel collettore di Q2, si vede la resistenza di uscita R_u di uno stadio a degenerazione (R_2) avente nel circuito di base la $r_{\pi 2}$ e la resistenza R_1 in parallelo a $1/g_{m1}$ (dato che Q1 ha i terminali di base e di collettore entrambi a massa, quindi in corto):



Essendo $R_1=50\text{k}\Omega$, la trascuriamo rispetto a $1/g_{m1}$:



Dato che $R_2=100\Omega$, possiamo sicuramente ritenerla prevalente nel parallelo con $r_{\pi 2} + \frac{1}{g_{m1}}$; per far questo, però, dobbiamo prima trovare una espressione per $v_{\pi 2}$:

$$v_{\pi 2} = -r_{\pi 2} \frac{R_2 i_x}{R_2 + r_{\pi 2} + \frac{1}{g_{m1}}} \cong -\frac{R_2 i_x}{1 + \frac{1}{g_{m1} r_{\pi 2}}}$$

Possiamo allora scrivere che

$$R_U = \frac{V_X}{i_x} = \frac{V_{rO2} + V_{R2}}{i_x} = \frac{r_{O2}(i_x - g_{m2}v_{\pi 2}) + R_2 i_x}{i_x} = r_{O2} \left(1 + \frac{g_{m2} R_2}{1 + \frac{1}{g_{m1} r_{\pi 2}}} \right) + R_2 \cong 2.88 r_{O2} = 65.5\text{k}\Omega$$

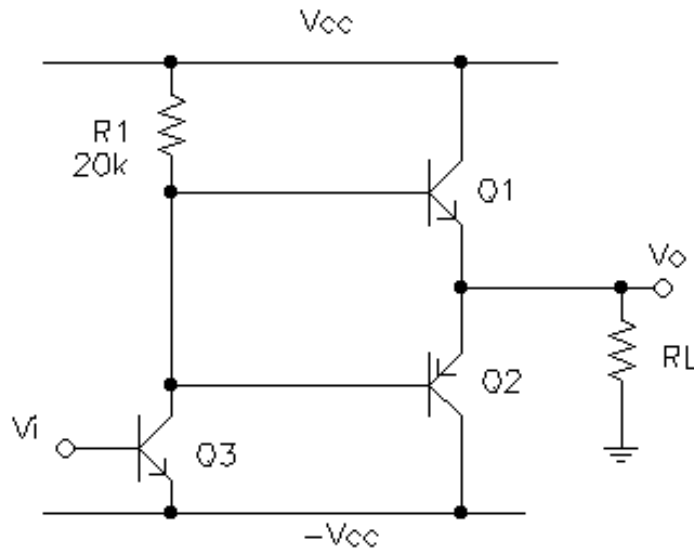
Concludiamo a questo punto che

$$R_o = r_{o3} // R_U = 38k\Omega$$

Stadio di uscita del $\mu A-741$

INTRODUZIONE

L'amplificatore operazionale $\mu A-741$ utilizza uno stadio di uscita tra i più classici. Per capire il funzionamento di tale stadio, potremmo partire da uno schema elettrico semplificato del tipo seguente:



Si tratta del classico stadio push-pull in classe B.

La tensione di ingresso V_i è applicata alla base di Q3, il quale si comporta da invertitore (a patto di funzionare in zona attiva diretta), in modo tale che alle basi di Q1 e Q2 giunga V_i invertita di fase. Vedremo che i valori limite (superiore ed inferiore) della tensione di uscita sono determinati proprio dal funzionamento di Q3 (detto **stadio pilota**).

Le condizioni di riposo di questo circuito sono tali che Q1 e Q2 sono spenti (o interdetti): in questa situazione, dato che $I_L=0$, si ha che $V_o=0$.

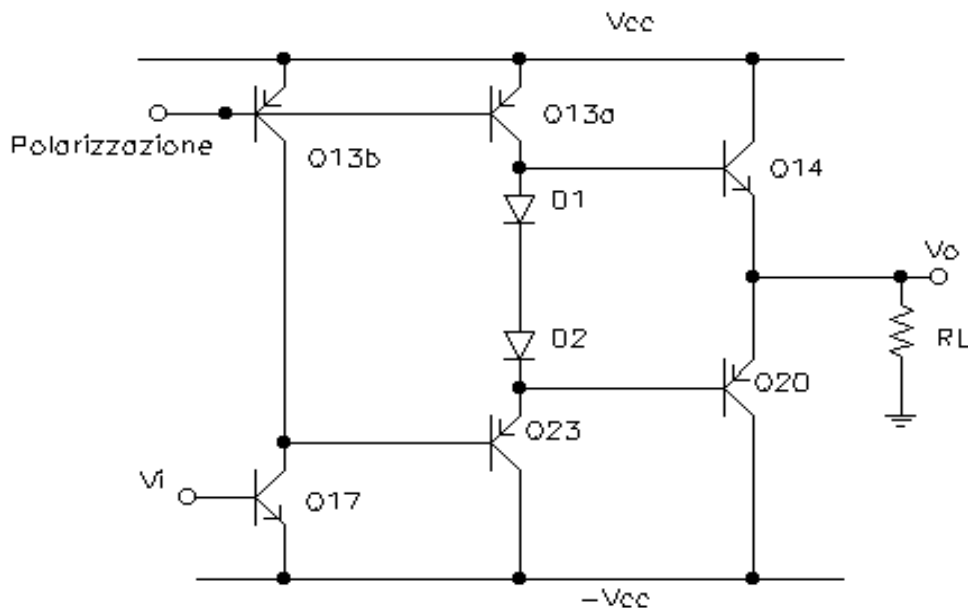
Una simulazione P-Spice del circuito in condizioni di riposo ha fornito i seguenti dati circa il punto di lavoro dei transistor di uscita:

NAME	Q_Q1	Q_Q2
IB	-1.51E-12	-2.57E-11
IC	1.10E-11	-1.15E-11
VBE	-1.35E-01	-1.35E-01
VBC	-1.01E+01	9.86E+00
VCE	1.00E+01	-1.00E+01

.....

PUSH-PULL IN CLASSE AB

Volendo riportare, in modo meno schematico, lo stadio di uscita dell'amplificatore operazionale $\mu A-741$, possiamo far riferimento allo schema seguente:

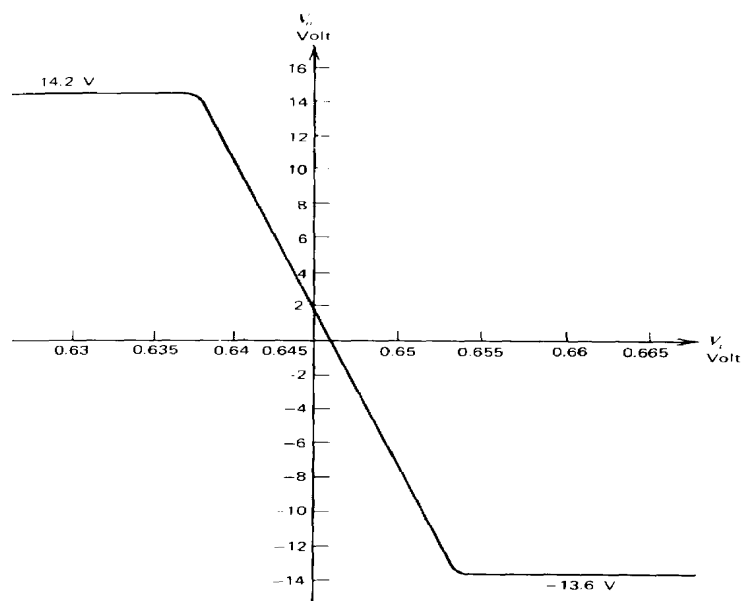


Siamo questa volta passati allo stadio di uscita **push-pull in classe AB**.

I transistor di uscita (Q14 e Q20) sono polarizzati a una corrente di collettore di circa **0.17 mA** dai diodi D1 e D2: il valore di questa corrente di polarizzazione dipende dal rapporto tra l'area effettiva dei diodi e quella dei dispositivi di uscita (D1 e D2 sono in realtà dei transistor connessi a diodo).

Lo stadio di uscita è pilotato dal transistor laterale pnp Q23. Questo transistor è nella configurazione ad inseguitore di tensione ed è a sua volta pilotato dallo stadio ad emettitore comune Q17, polarizzato (ad una corrente di circa 0.68mA) dal generatore di corrente Q13b⁽³⁾.

I diodi D1 e D2 hanno essenzialmente la funzione di eliminare la distorsione di crossover, come si può verificare dalla caratteristica statica ingresso-uscita in tensione della figura seguente (Spice):



³ E' bene sottolineare che Q17 non fa parte dello stadio di uscita, ma rappresenta il transistore di uscita dello stadio Darlington di guadagno dell'amplificatore operazionale.

La linearità dello stadio è ulteriormente migliorata dal fatto che i dispositivi di uscita sono comandati da una sorgente a bassa impedenza costituita dall'inseguitore di emettitore Q23. Di conseguenza, eventuali differenze di β tra Q14 (npn) e Q20 (pnp) non hanno alcun effetto significativo sulla caratteristica di trasferimento, in quanto il guadagno per piccoli segnali risulta approssimativamente pari ad 1 per ogni valore di β , sia che conduca Q14 sia che conduca Q20.

Vediamo come determinare i limiti della dinamica di uscita.

Consideriamo inizialmente un segnale V_i crescente rispetto a quello nel punto di riposo (nel quale si ha $V_O=0$): data l'inversione tra la base e il collettore di Q17, la tensione sulla base di Q23 scende, scende anche la tensione sulla base di Q20 (dato che Q23 è un inseguitore) e scende la tensione di uscita (dato che anche Q20 è un inseguitore). Q20 raccoglie dunque corrente da R_L (visto che, in questa fase, Q14 è spento). Man mano che V_i sale, la V_{CE} di Q17 scende fino a portare il transistor in saturazione: quando questo accade, viene raggiunto il limite della escursione negativa della tensione di uscita, dato che

$$V_{O,\min} = -V_{CC} + V_{CE,17,\text{sat}} + V_{BE23} + V_{BE20} \cong -V_{CC} + 1.6V$$

Quindi, $V_{O,\min}$ è determinata dalla saturazione dello stadio Q17 ed è approssimativamente 1.6V sopra l'alimentazione negativa.

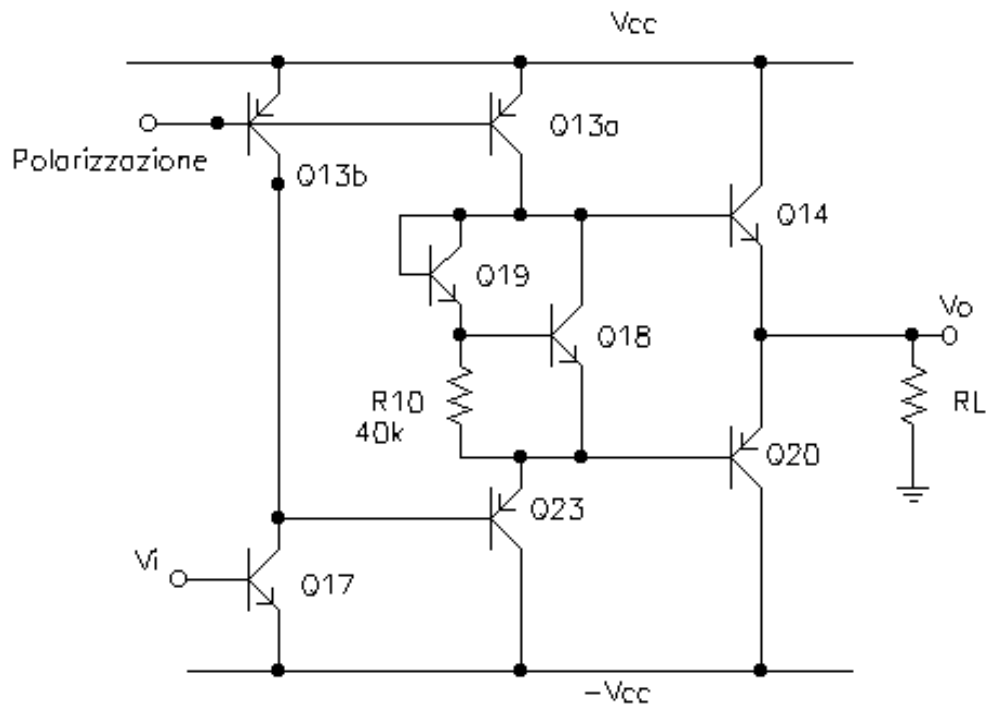
Consideriamo adesso dei valori V_i decrescenti rispetto a quello nel punto di riposo: in questo caso, la tensione sulla base di Q23 aumenta, aumenta anche la tensione sulla base di Q14 (dato che Q23 è un inseguitore) e aumenta la tensione di uscita (dato che anche Q14 è un inseguitore). Q14 fornisce corrente al carico R_L (visto che, in questa fase, Q20 è spento). Il limite a questa situazione è questa volta determinato dal funzionamento del transistor Q13a che funge da generatore di corrente: infatti, man mano che V_i scende rispetto al punto di riposo, la V_{CE} di Q13a scende anch'essa, fino a portare il transistor in saturazione: questa situazione determina il limite della escursione positiva della tensione di uscita e si ha che

$$V_{O,\max} = V_{CC} - V_{CE,13a,\text{sat}} - V_{BE14} \cong V_{CC} - 0.9V$$

Quindi, $V_{O,\max}$ è determinata dalla saturazione dello stadio Q13a ed è approssimativamente 0.9V sotto l'alimentazione positiva.

Polarizzazione mediante moltiplicatore di V_{BE}

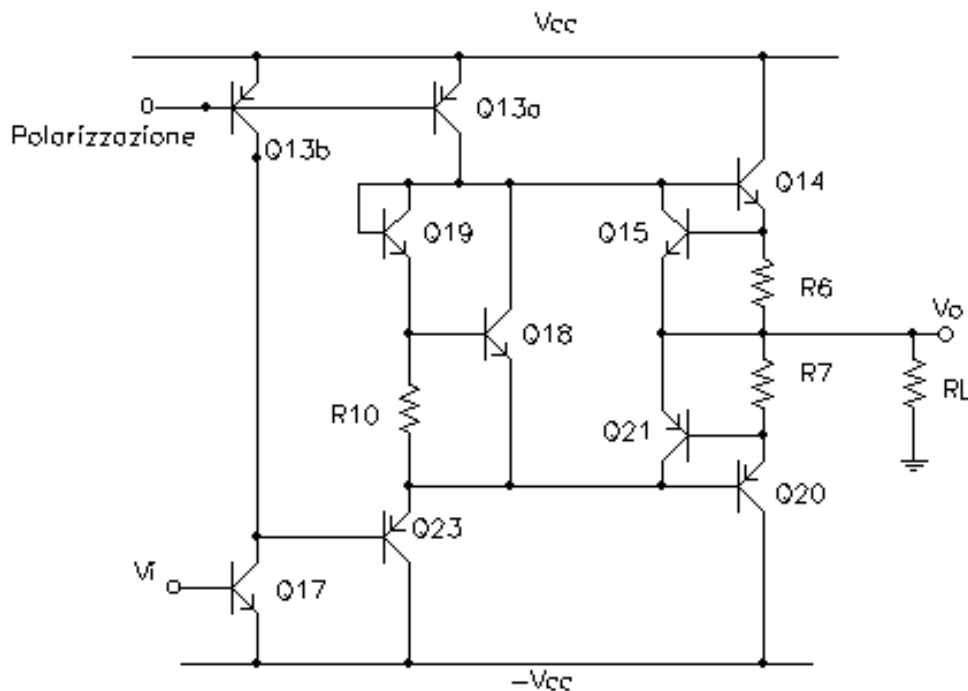
Proseguendo nell'analisi dello stadio di uscita del $\mu A-741$, possiamo soffermarci sul circuito utilizzato per portare i transistor di uscita (Q14 e Q20) alla soglia di accensione: mentre prima abbiamo considerato semplicemente due diodi (D1 e D2) in serie, in realtà viene impiegato un moltiplicatore di V_{BE} come quello indicato nella figura seguente:



Si osserva che Q19 conduce una corrente uguale alla somma tra la corrente di base di Q18 e la corrente in R_{10} : dato, però, che $R_{10}=40k\Omega$ e che la tensione ai suoi capi è $V_{BE,18}\approx 0.7V$, è evidente che la corrente in R_{10} è minima, per cui risulta approssimativamente $I_{C,19}=I_{B,18}$. Dato che $I_{C,18}=\beta I_{B,18}$, deduciamo che la maggior parte della corrente fornita dal generatore Q13,a passa per Q18.

Protezione dai sovraccarichi

L'ultimo perfezionamento riguarda i dispositivi impiegati nel $\mu A-741$ per proteggere Q14 e Q20 da eventuali sovraccarichi:



Il transistor Q15 protegge Q14 dai sovraccarichi: se Q14 è in conduzione, sicuramente Q20 è spento, per cui Q14 fornisce da solo la corrente al carico; in condizioni normali di funzionamento, tale corrente non è elevata, per cui, considerando che $R_6=27\Omega$, la caduta di tensione ai capi di questa resistenza non è tale da accendere Q15; al contrario, se il carico comincia a drenare una corrente maggiore, si può arrivare al valore di tale corrente che accende Q15: se questo accade, Q15 sottrae corrente, tramite il proprio collettore, alla base di Q14, il quale quindi conduce di meno ed è perciò protetto da eventuali danni.

In modo del tutto analogo funziona, ovviamente, la protezione di Q21 nei confronti di Q20.

Autore: **SANDRO PETRIZZELLI**

e-mail: sandry@iol.it

sito personale: <http://users.iol.it/sandry>

succursale: <http://digilander.iol.it/sandry1>