

Maurizio Monteduro (MauriEMonti)

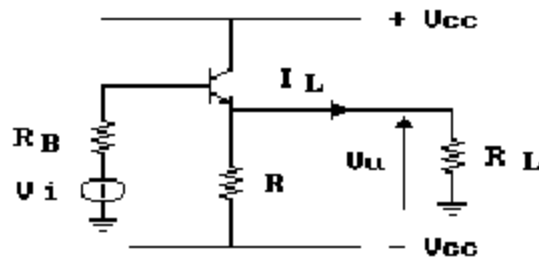
STADIO FINALE

15 August 2004

Come è già stato evidenziato, allo stadio finale è assegnato il compito di presentare:

- 1) Bassa impedenza d'uscita
- 2) Elevata dinamica per il segnale in uscita
- 3) Elevato rendimento di potenza.

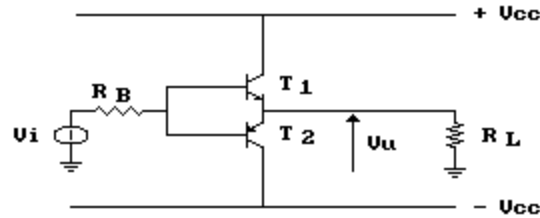
Esaminiamo queste tre specifiche: per rendere bassa la resistenza d'uscita possiamo utilizzare un transistor a collettore comune però, affinché il segnale venga riprodotto fedelmente, ovvero con la minor distorsione possibile, occorre che l'amplificatore funzioni in classe A.



Si dice che un amplificatore funziona in classe A quando la corrente I_L è fornita al carico per l'intero periodo del segnale, supposto sinusoidale, ovvero per un angolo φ_c di conduzione pari a 2π . Perché questo sia possibile bisogna polarizzare il transistor al centro della zona lineare delle caratteristiche, preoccupandoci che il punto di funzionamento non vada ad interessare, nella sua escursione, zone di non linearità (saturazione ed interdizione); ma ciò comporta la necessità di imporre correnti di emettitore abbastanza elevate. Quindi, anche in assenza di segnale, viene assorbita dall'alimentazione una potenza non trascurabile; questa circostanza limita pesantemente il rendimento di potenza del circuito.

Per aggirare il problema possiamo considerare l'ipotesi di utilizzare amplificatori in classe B. Si dice che un amplificatore funziona in classe B se, in corrispondenza di un'eccitazione sinusoidale, il carico è percorso da corrente solo per metà periodo.

Possiamo quindi realizzare lo stadio finale utilizzando una coppia di transistor complementari, cioè NPN e PNP, in configurazione *push-pull* come mostrato in figura, dove con il generatore V_i e con la resistenza R_B si è voluto indicare l'equivalente Thevenin degli stadi precedenti.



Se la tensione d'ingresso è positiva e superiore alla tensione di soglia V_S del transistor ($V_S = 0,6$ per il silicio e $V_S = 0,2$ per il germanio) sarà in conduzione il transistor NPN T_1 , mentre T_2 sarà interdetto; se, al contrario, V_i è negativa ed in valore assoluto maggiore di V_S condurrà il transistor PNP T_2 , mentre T_1 sarà interdetto. Ogni transistor, quando è in conduzione, si comporta come un normale stadio a collettore comune, trasferendo tutta la corrente che lo percorre al carico.

La potenza apparente è data dal prodotto dei valori efficaci della tensione e della corrente.

Come noto, la definizione di valore efficace di una grandezza periodica $x(t)$ di periodo T è data da:

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} x(t)^2 dt}$$

Questa relazione, come noto, si riduce, nel caso di $x(t)$ sinusoidale, al rapporto fra il suo valore massimo X_m e $\sqrt{2}$

Pertanto, un amplificatore in classe B in configurazione push-pull, in presenza del segnale d'ingresso, cederà al carico la potenza P_L data dalla relazione:

$$P_L = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{V_m \cdot I_m}{2}$$

dove I_m e V_m sono i valori di picco, rispettivamente, della corrente e della tensione.

La corrente che il collettore di ogni transistor sotto carico assorbe dall'alimentazione, è data dal valor medio del segnale sinusoidale d'ingresso calcolato sul semiperiodo, pertanto sarà pari a:

$$I_C = \frac{I_m}{\pi}$$

Quindi i transistor assorbiranno dall'alimentazione la potenza P_A pari a:

$$P_A = 2 \cdot \frac{I_m \cdot V_{CC}}{\pi}$$

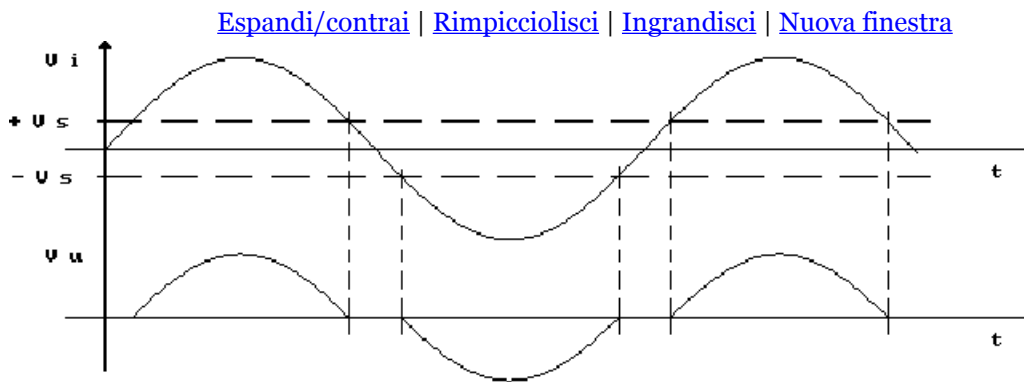
Il fattore 2 in questa formula si deve al fatto che il sistema è composto da due transistor.

Il rendimento η del circuito, calcolato come il rapporto fra la potenza P_L ceduta al carico e la potenza P_A assorbita dall'alimentazione, viene quindi ad essere espresso dalla relazione:

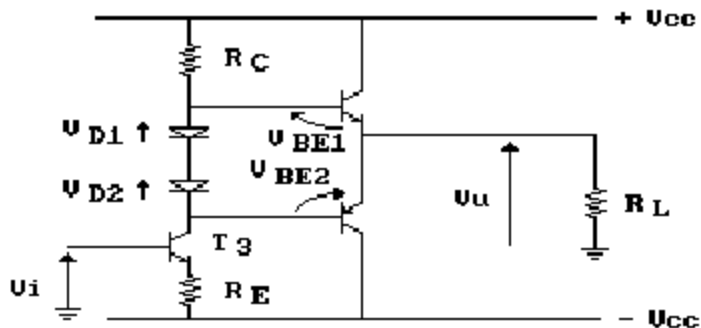
$$\eta = \frac{P_L}{P_A} = \frac{\pi \cdot V_m}{4 \cdot V_{cc}} \cong 0.78 \frac{V_m}{V_{cc}}$$

Ritenendo trascurabile la tensione fra collettore ed emettitore del transistor, possiamo considerare $V_m \approx V_{cc}$. In questo caso il rendimento è massimo e risulta pari circa a 0,78. Il risultato raggiunto, confrontato con quello di un amplificatore in classe A pari a circa 0.25, giustifica la scelta di un sistema push-pull in classe B per lo stadio finale.

Il fatto che i transistor conducano solo quando la tensione fra base ed emettitore V_{BE} supera il valore di soglia V_S , comporta che vi sia una fascia di tensione, intorno al valore di 0 Volt, in cui entrambi i transistor sono interdetti. In questo modo la forma d'onda del segnale d'uscita presenterà una distorsione, detta di "cross-over", o di "attraversamento", che è riportata nella figura seguente.



Per eliminare questo inconveniente possiamo dare alle basi dei transistor una caduta di potenziale tale da compensare le tensioni di soglia V_S e realizzare il circuito rappresentato in figura.



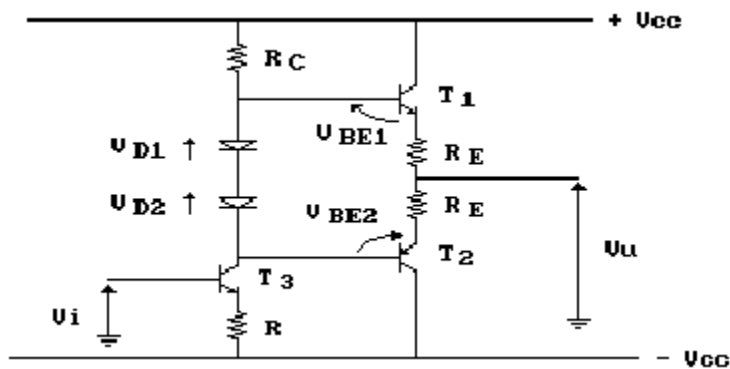
I diodi polarizzati direttamente conducono avendo ai loro capi una caduta di tensione pari a V_D , circa uguale alla tensione di soglia V_S dei transistor. Le tensioni V_D e V_{BE} , come mostra la figura, si sommano algebricamente con l'effetto di compensare le tensioni di soglia e permettere ai transistor di condurre per qualunque valore di tensione del segnale d'ingresso.

La soluzione circuitale adottata ci permette, quindi, di riprodurre all'uscita un segnale privo della distorsione di cross-over.

è da notare inoltre che le derivate termiche delle tensioni sui diodi sono circa uguali a quelle dei transistor, quindi il sistema risulta largamente indipendente dalla temperatura.

Nel circuito visto, il transistor T_3 , connesso ad emettitore comune, costituisce lo stadio pilota.

Lo stadio finale deve anche essere protetto da cortocircuiti accidentali sia verso massa sia verso le alimentazioni. A questo scopo possiamo inserire sugli emettitori dei transistor delle resistenze di protezione come mostrato nella figura seguente.



Le resistenze R_E permettono ai transistor di dissipare, senza danni, l'elevata potenza che interviene in caso di cortocircuito.

Infatti, la potenza dissipata da ogni transistor è data da:

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C + V_{BE} \cdot I_B \cong V_{CE} \cdot I_C$$

Nel caso in cui l'uscita venga accidentalmente cortocircuitata a massa, risolvendo l'equazione alla corrispondente maglia, possiamo scrivere:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E \cdot R_E \cong V_{CC} - I_C \cdot R_E$$

da cui, sostituendo nella relazione precedente, ricaviamo:

$$P_D = I_C \cdot V_{CC} - I_C^2 \cdot R_E$$

Questa relazione rappresenta una parabola con concavità rivolta verso il basso e, pertanto, presenta un massimo in corrispondenza del vertice.

Dalla geometria analitica possiamo immediatamente ricavarne le coordinate pari a:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_E};$$

$$P_D = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_E}$$

L'ordinata del vertice rappresenta la potenza massima dissipata dal transistor, che dovrà essere inferiore alla potenza massima dissipabile, P_{max} , alla massima temperatura prevista per il suo funzionamento. Allora possiamo scrivere:

$$P_{max} > \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_E}$$

quindi:

$$R_E > \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot P_{max}}$$

Le resistenze R_E si trovano in serie al segnale d'uscita, pertanto aumentano la resistenza d'uscita dello stadio finale e, tramite la caduta su di esse, provocano una diminuzione della dinamica. Dobbiamo valutare, però, un altro effetto dovuto alla presenza delle resistenze d'emettitore. Supponiamo che sia $V_U > 0$, cosa che si verifica quando il segnale di ingresso è tale da mandare in conduzione il transistor T_1 . T_2 , in questa circostanza, dovrebbe essere interdetto, quindi la V_{BE2} deve essere minore della sua V_S . V_{BE2} , però, è, dall'equazione alla maglia interna, pari a:

$$V_{BE2} = -V_{BE1} + V_{D1} + V_{D2} = V_{S2}$$

Se questa tensione, a causa delle inevitabili tolleranze sulle varie giunzioni, fosse maggiore di V_{S2} , il transistor T_2 sarebbe già in conduzione e non al limite dell'interdizione. Ciò significa che, per il

tempo necessario al segnale per attraversare l'intorno di 0 V (+ V_S), entrambi i transistor sono in conduzione, quindi assorbono corrente, abbassando, in tal modo, il rendimento totale.

Inserendo le resistenze d'emettitore il bilancio della maglia diviene:

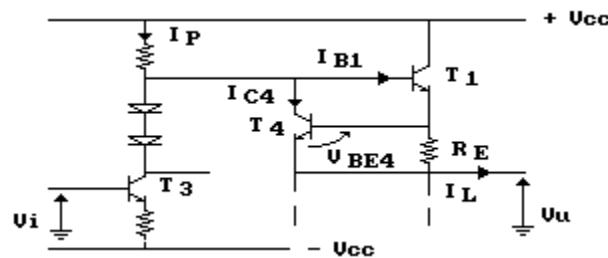
$$V_{BE1} - V_{D1} - V_{D2} + V_{BE2} + I_L \cdot R_{E1} = 0$$

da cui ricaviamo:

$$V_{BE2} = -V_{BE1} + V_{D1} + V_{D2} - I_L \cdot R_{E1}$$

Questa relazione differisce dalla precedente per il termine di contropolarizzazione $I_L R_{E1}$ che porterà V_{BE2} ad essere sicuramente minore di V_{S2} garantendo, quindi, l'interdizione del transistor e migliorando il rendimento globale dell'amplificatore.

L'incremento della resistenza d'uscita e la diminuzione della dinamica, introdotte da questa protezione, potrebbero, però, risultare inaccettabili. Per ridurre il valore della resistenza di emettitore, possiamo o ricorrere all'uso di un dissipatore di calore, per permettere ai transistor di dissipare maggior potenza, o ricorrere all'uso di appositi circuiti di protezione. Un esempio in tal senso è costituito dal circuito illustrato in figura .



Questo tipo di protezione viene definito "protezione attiva". L'azione di questo circuito si può spiegare in questo modo: il transistor T_4 non entra in conduzione fino a quando la sua V_{BE} non supera la soglia V_S , in questo caso, dall'analisi del circuito, risulta che $V_{BE4} = R_E \cdot I_L$. Quindi occorre dimensionare la resistenza R_E in modo tale che la caduta di tensione ai suoi capi superi la soglia V_S solo quando la corrente sul carico raggiunge un valore limite fissato I_{max} superato il quale T_4 entra in conduzione sottraendo la corrente I_{C4} dalla base di T_1 , inoltre ogni aumento della corrente I_L provoca un incremento della tensione V_{BE4} , con conseguente aumento della corrente di collettore I_{C4} , che limita ulteriormente la corrente di base I_{B1} . Infatti:

$$V_{BE4} = I_L \cdot R_E = V_T \cdot \ln \frac{I_{E4}}{I_{S4}}$$

quindi, essendo $I_{E4} \cong I_{C4}$ possiamo asserire che

$$I_{C4} = I_{S4} \cdot e^{\frac{I_L \cdot R_E}{V_T}}$$

Essendo $I_{B1} = I_P - I_D - I_{C4}$, si nota come, all'aumento di I_L , aumenti anche I_{C4} e, quindi, diminuisca I_{B1} facendo diminuire la stessa I_L .

In ultima analisi il circuito formato dai due transistor, T_1 e T_4 , è un sistema reazionato negativamente in grado di controllare e limitare la corrente d'uscita dell'amplificatore.

Il valore massimo della corrente sul carico $I_{\max}$ è dato dalla seguente relazione:

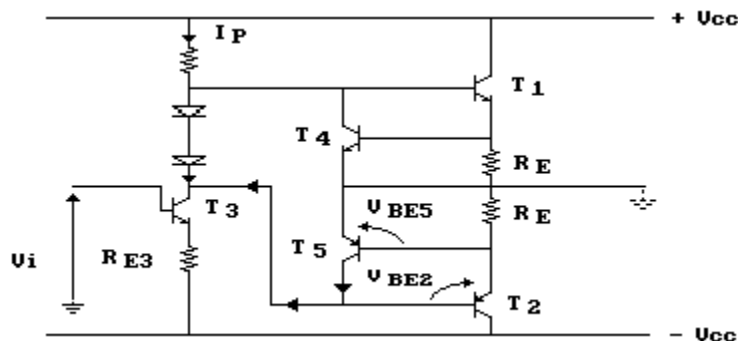
$$I_{\max} \cong \frac{V_{BE\text{th}}}{R_E} = \frac{0.6}{R_E}$$

Da questa relazione si nota come la dinamica d'uscita venga diminuita, a causa del circuito di protezione, al massimo di 1.2V, inoltre la resistenza d'emettitore, necessaria per limitare la corrente, ha un valore modesto che aumenta di poco la resistenza d'uscita dell'amplificatore.

Bisogna osservare che, essendo $P_D \cong I_C \cdot V_{CE}$, bisognerà tenere in conto eventuali cortocircuiti anche fra l'uscita ed il negativo dell'alimentazione che possono portare la V_{CE} ad un valore pari a $2 \cdot V_{CC} - 0.6$. La I_{max} sarà pertanto fornita dalla relazione:

$$I_{\max} \leq \frac{P_{D_{\max}}}{2 \cdot V_{cc} - 0.6}$$

Una simile soluzione circuitale, purtroppo, può essere utilizzata solo per la massima corrente positiva d'uscita. Se utilizzassimo il circuito riportato nella figura seguente e se si verificasse un cortocircuito accidentale fra uscita e massa, o peggio, col positivo dell'alimentazione, T_3 dovrebbe sopportare una corrente di collettore decisamente elevata.



Vediamo, infatti, che se l'uscita viene connessa direttamente a massa lo è anche l'emettitore di T₅ che, a meno delle cadute di tensione V_{BE5} e V_{BE2}, porta a potenziale di massa il collettore di

T₃. In questa situazione tutta la tensione di alimentazione -V_{CC} verrebbe a trovarsi su T₂ ed R_{E3}. A questo proposito consideriamo l'equazione alla maglia formata dai transistor T₃, T₄ e T₅ con l'uscita cortocircuitata a massa, avremo:

$$V_{RE3} + V_{CE3} = V_{CC} - V_{BE5} - V_{BE2}$$

da questa relazione otteniamo:

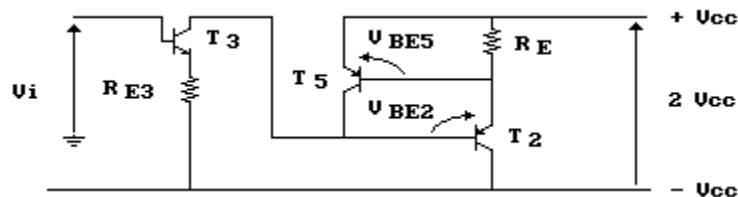
$$V_{RE3} = V_{CC} - V_{BE2} - V_{BE5} - V_{CE3}$$

Ricaviamo, ora, la corrente di collettore del transistor T₃, questa sarà, come noto, circa uguale alla corrente di emettitore dello stesso transistor quindi posso scrivere:

$$I_{C3} \cong I_{E3} = \frac{V_{RE3}}{R_{E3}} = \frac{V_{CC} - V_{BE2} - V_{BE5} - V_{CE3}}{R_{E3}}$$

Se la potenza massima dissipabile dal transistor, P_{Dmax}, è maggiore della potenza P_D = V_{CE3} · I_{C3}, dove la I_{C3} è fornita dalla relazione poc'anzi vista, le protezioni introdotte nel circuito della figura precedente garantiscono il corretto funzionamento del dispositivo. In caso contrario occorre dissipare potenza tramite un dissipatore di calore.

Supponiamo, ora, di creare un cortocircuito fra l'uscita ed il positivo dell'alimentazione, avremo la situazione illustrata nella figura a seguire:



Considerando l'equazione alla maglia possiamo scrivere:

$$V_{RE3} + V_{CE3} = 2 \cdot V_{CC} - V_{BE5} - V_{BE2}$$

ricavando V_{RE3} otteniamo:

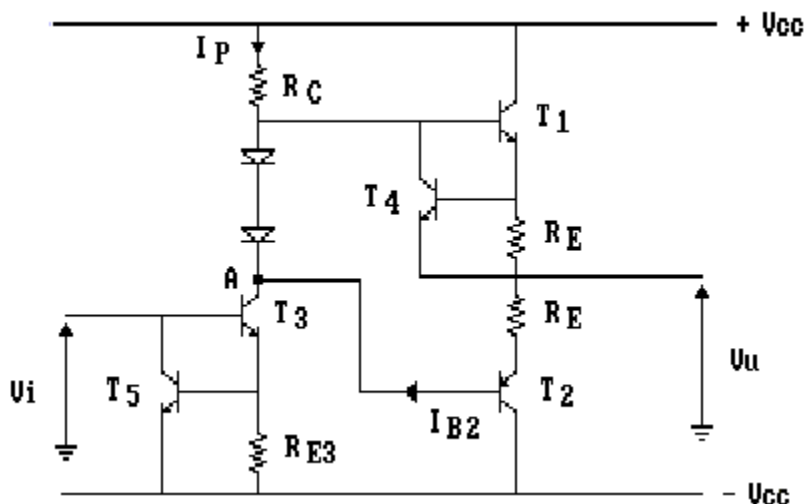
$$V_{RE3} = 2 \cdot V_{CC} - V_{BE2} - V_{BE5} - V_{CE3}$$

inoltre considerando che I_{E3} @ I_{C3} vale la seguente relazione:

$$I_{C3} \cong I_{E3} = \frac{V_{RE3}}{R_{E3}} = \frac{V_{CC} - V_{BE2} - V_{BE5} - V_{CE3}}{R_{E3}}$$

Ancora una volta se la potenza massima dissipabile dal transistor è superiore alla potenza che occorre dissipare, la soluzione circuitale adottata in figura ci assicura il corretto funzionamento dell'amplificatore; qualora ciò non si verifichi bisogna dissipare la potenza in eccesso tramite un dissipatore di calore.

Allo scopo di non sovraccaricare il pilota possiamo cambiare tipo di protezione e realizzare il circuito di seguito illustrato.



Ad una prima analisi, questo circuito offre una buona protezione attiva; infatti un aumento della corrente di emettitore di T2 comporta l'incremento della I_{B2} e di conseguenza della I_{C3} . Ma ad una corrente elevata nel transistor pilota, consegue una tensione ai capi di R_{E3} tale da portare in conduzione T5 che, sottraendo corrente alla base di T3, lo porta verso l'interdizione senza, però, spegnerlo.

Facciamo, ora, alcune considerazioni sulle correnti nei transistor T2 e T3. Dobbiamo fare in modo

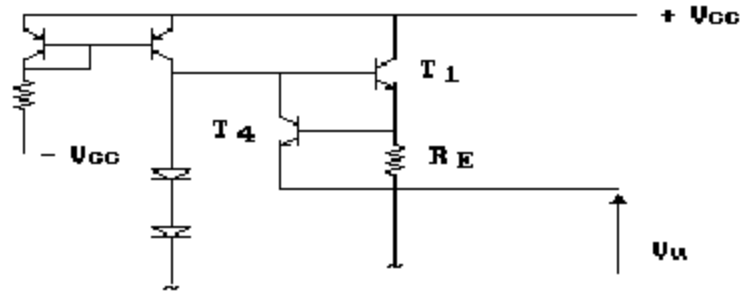
$$\frac{P_{D_{max}}}{V_{CE3}}$$

che la corrente I_{C3} non sia superiore sia a $\frac{P_{D_{max}}}{V_{CE3}}$ che a I_{C3max} . Occorre, inoltre, che anche il transistor T2, al limite superiore della dinamica, non sia attraversato da una corrente eccessiva.

Tenendo presente che, in queste condizioni, T1 è interdetto la legge di Kirchoff, applicata al nodo A, ci permette di scrivere:

$$I_{C3} = I_P + I_{B2}$$

Per abbassare la corrente I_{B2} posso, allora, agire solo su I_{C3} a patto che sia costante la I_P . Per poter ottenere una corrente costante, penso allora di sostituire la resistenza R_C con un generatore di corrente o, meglio ancora, con uno specchio di corrente:



La corrente I_{B2} è legata alla corrente d'uscita dalla relazione:

$$I_{B2} \cong \frac{I_L}{h_{FE2}}$$

che sostituita nella equazione vista prima fornisce:

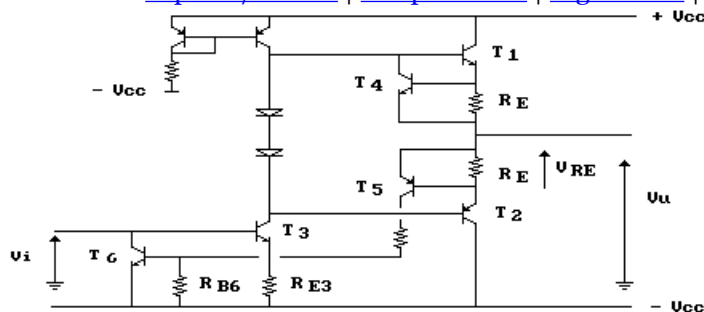
$$I_{C3} = I_P + \frac{I_L}{h_{FE2}}$$

cioè

$$I_L = h_{FE2} \cdot (I_{C3} + I_P)$$

Quindi, limitando la corrente di collettore del transistor pilota (I_{C3}), sarei in grado di limitare la massima corrente d'uscita, ma il termine h_{FE} varia in funzione della corrente di collettore $I_{C2} @ I_L$, pertanto l'aver utilizzato il transistor T_5 in reazione al T_3 riesce, sicuramente, a limitare la corrente in quest'ultimo, ma non può garantire la protezione del transistor finale. Per ovviare a questo inconveniente posso inserire un transistor sull'emettitore di T_2 secondo lo schema della figura .

[Espandi/contrai](#) | [Rimpicciolisci](#) | [Ingrandisci](#) | [Nuova finestra](#)



Con questo circuito la corrente I_{E2} comanda direttamente il transistor T_5 che entra in conduzione allorchè la tensione V_{RE} diviene maggiore di 0.6 V. Ora, la corrente di collettore di T_5 fluisce in R_{B6} e, non appena la caduta ai suoi capi raggiunge e supera la tensione di soglia (0.6V circa) del transistor T_6 , porta questi in conduzione, facendo sì che la sua corrente di collettore riduca la corrente di base di T_3 diminuendo I_{C3} e, quindi, I_{B2} . Pertanto il controllo della corrente d'uscita risulta indipendente dal termine h_{FE2} rendendo più affidabile l'effetto protettivo.