

SOMMARIO

<i>Il guadagno statico h_{FE}</i>	2
<i>Polarizzazione di un BJT</i>	2
<i>Scelta del punto di lavoro per assicurare un buon funzionamento in zona attiva</i>	3
<i>Instabilità del punto di lavoro</i>	3
<i>-Influenza della temperatura</i>	3
<i>-Influenza della dispersione delle caratteristiche</i>	4
<i>Deriva Termica (Thermal Running)</i>	4
<i>Criterio di polarizzazione con tensione di batteria dimezzata</i>	5
<i>Circuiti di stabilizzazione termica</i>	5
<i>Elementi di calcolo della rete di stabilizzazione termica</i>	6
<i>Circuito con BJT al germanio</i>	6
<i>Circuito con BJT al silicio</i>	7
<i>Compensazione termica della V_{BE}</i>	7
<i>Compensazione termica della I_{CBO}</i>	7
<i>Connessioni Darlington</i>	8
<i>La dissipazione termica nei BJT</i>	9
<i>Analisi dei dati forniti dal costruttore</i>	10
<i>BJT connesso al dissipatore</i>	10
<i>Curve di Derating della Potenza</i>	11
<i>Esempio</i> :.....	11
<i>BIBLIOGRAFIA</i>	12

BJT: Complementi

prof. Cleto Azzani
IPSIA Moretto Brescia
Novembre 1995

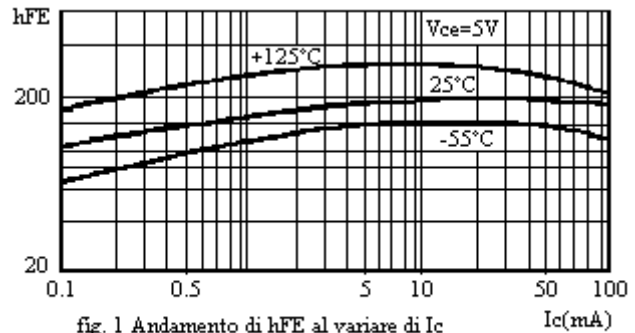
Il guadagno statico h_{FE}

h_{FE} è un parametro fornito dal costruttore; esso prende il nome di Guadagno di Corrente Statico del transistor BJT ed è così definito:

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad 1.1$$

esso dipende da :

1) **la corrente di collettore I_C .** Come si nota dal grafico, a T costante, la curva presenta un massimo per un valore di I_C compreso fra 5 e 10 mA; per I_C tendente a 0, h_{FE} tende a 0 nei BJT al Ge; mantiene valori diversi da 0 nel caso di BJT al Si.



2) **la Temperatura:** al crescere della T della giunzione h_{FE} cresce mentre al diminuire della T , h_{FE} diminuisce.

Facendo riferimento all'equazione fondamentale del BJT nella connessione CE si ha:

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{CBO} \quad 1.2$$

da cui risulta facilmente :

$$b = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \quad 1.3$$

nei BJT al Si essendo I_{CBO} dell'ordine dei nA risulta sicuramente trascurabile sia rispetto alla I_C che rispetto alla I_B pertanto risulta:

$$b = \frac{I_C}{I_B} = h_{FE} \quad (\text{nei BJT al Silicio}) \quad 1.4$$

nei BJT al Ge essendo I_{CBO} dell'ordine dei μA risulta trascurabile rispetto alla I_C ma non trascurabile rispetto alla I_B pertanto β risulta diverso da h_{FE} .

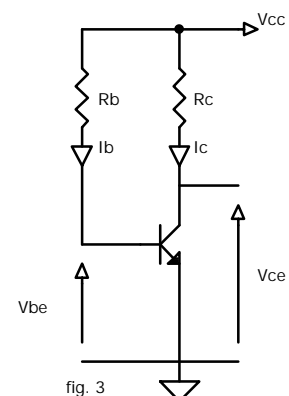
$$b = \frac{I_C}{I_B + I_{CBO}} \neq h_{FE}$$

Polarizzazione di un BJT

Polarizzare un BJT significa fornire al BJT, mediante opportune reti elettriche, le tensioni e le correnti di cui esso necessita per un determinato tipo di funzionamento per cui si intende impiegarlo. Gioverà perciò ricordare che se il BJT funziona da amplificatore, il punto di lavoro o di riposo andrà scelto in "Zona Attiva" e perciò la giunzione J BE dovrà essere polarizzata direttamente mentre la giunzione J BC dovrà essere polarizzata inversamente; mentre se il BJT funziona da "interruttore", come avviene nei circuiti logici o digitali, il punto di riposo andrà scelto o in saturazione oppure in interdizione.

Il circuito di fig. 3 è il più semplice circuito di polarizzazione di un BJT mediante una sola batteria di alimentazione; facendo riferimento ad esso si può scrivere:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C \quad 1.5$$



$$V_{BE} = V_{CC} - R_B \cdot I_B \quad 1.6$$

Scegliere il punto di lavoro significa scegliere o prefissare VCE, IC, VBE, IB per cui restano univocamente determinati i valori di RB e di RC. Risolvendo la 1.5 rispetto a RC e la 1.6 rispetto ad RB si ottiene:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \quad 1.7$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} \quad 1.8$$

Giova osservare tuttavia che mentre VCE, IC, IB possono assumere valori diversi, VBE vale costantemente: 0,2 - 0,3 V per i BJT al Germanio, 0,5 - 0,7 V per i BJT al Silicio.

Scelta del punto di lavoro per assicurare un buon funzionamento in zona attiva

La scelta del punto di lavoro vicino alla zona di interdizione (caso del punto P1 nel grafico di fig. 4), produce, nell'ipotesi che il BJT venga impiegato come amplificatore di segnale perfettamente sinusoidale, una "compressione" della semionda negativa del segnale di ingresso e una amplificazione della semionda positiva; ciò dà luogo ovviamente ad una distorsione nel segnale di uscita. La scelta del punto di lavoro vicino alla zona di saturazione (caso del punto P3 nel grafico di fig. 4), produce invece una "compressione" della semionda positiva ed una amplificazione della semionda negativa; con conseguente distorsione del segnale di uscita.

La scelta del punto di lavoro al centro della zona attiva, caso del punto P2 nel grafico di fig. 4, consente una escursione in zona lineare sia nella semionda positiva del segnale di ingresso, sia nella semionda negativa del medesimo.

In base a queste osservazioni una ottima scelta può essere la seguente:

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} \quad 1.9$$

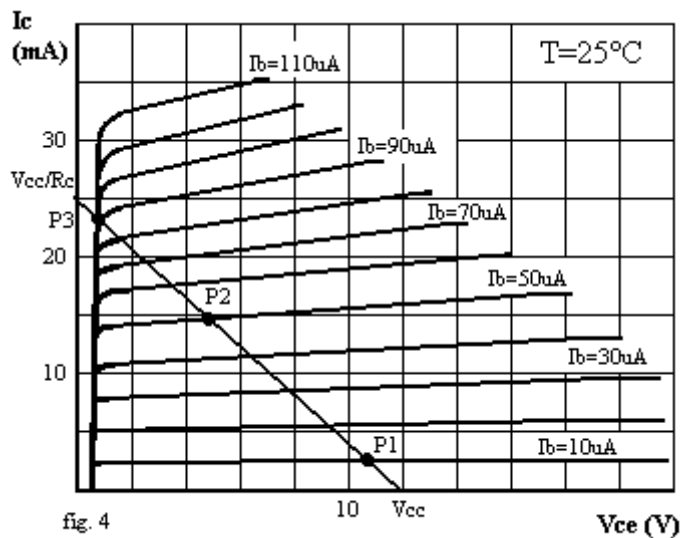
Instabilità del punto di lavoro

Il punto di lavoro (o punto di Riposo) di uno stadio amplificatore a BJT può subire spostamenti per effetto di due cause principali:

- l'influenza della temperatura che modifica I_{CBO} , β , V_{BE}
- la dispersione delle caratteristiche che non ci permette di conoscere con esattezza il valore di h_{FE} o di β per un determinato BJT.

-Influenza della temperatura

- al variare di T varia I_{CBO} (corrente inversa di saturazione della giunzione JCB): essa raddoppia ad ogni incremento di 10°C della temperatura della giunzione.
- al variare di T varia V_{BE} che decresce di 2,5 mV per ogni grado centigrado di incremento della temperatura della giunzione.



- al variare di T varia h_{FE} o β ; al crescere di T si verifica un aumento, al calare di T si verifica una loro diminuzione.

-Influenza della dispersione delle caratteristiche

Il costruttore di semiconduttori che fornisce al progettista i dati caratteristici di un determinato BJT riporta nei "data-sheets" solitamente tre valori per il guadagno statico h_{FE} un valore minimo garantito, un valore massimo (che non viene mai superato) ed un valore tipico. I valori minimo e massimo delimitano il campo dei valori di guadagno statico ammissibili da tutti i BJT contrassegnati con quella determinata sigla commerciale. Il valore tipico rappresenta il valore di guadagno più probabile (ma non quello certo). Ora poichè si verifica che

$$h_{FE(max)} = (2 \div 6)h_{FE(min)}$$

mentre non sussistono problemi nel dimensionamento di circuiti che devono funzionare in modo ON OFF (basta basarsi sulle tecniche "worst case design") risulta praticamente impossibile progettare un circuito per fare funzionare il BJT in zona lineare a meno che non si adottino quegli accorgimenti che consentono di rendere il più possibile indipendente dalle variazioni di h_{FE} la collocazione del punto di riposo (Circuiti di Stabilizzazione Termica che risultano efficaci anche contro variazioni di h_{FE} dovute alla dispersione delle caratteristiche).

È facile immaginare cosa può succedere in un circuito a BJT non stabilizzato termicamente qualora per necessità manutentive si debba ricorrere alla sostituzione di uno o più BJT contrassegnati dalla stessa sigla commerciale ma con h_{FE} sicuramente diverso!

Si forniscono di seguito i dati tecnici essenziali tratti da The Semiconductor Data Library MOTOROLA 1974 di alcuni BJT al Si fra i più usati.

L'azione combinata degli effetti prodotti dalle variazioni della temperatura e dalla dispersione delle caratteristiche fa sì che il punto di riposo del circuito di fig. 3 tenda inevitabilmente a spostarsi dalla sua posizione originaria in quanto I_c tende a variare: al crescere di T il punto tende a dirigersi verso la

Sigla BJT	tipo	hFE(min)	hFE(MAX)	Vce	Ic
BC107	NPN	110	800	5V	2mA
BC107A	NPN	110	220	5V	2mA
BC107B	NPN	200	450	5V	2mA
BC107C	NPN	420	800	5V	2mA
BC337	NPN	100	600	1V	50mA
BC327	PNP	100	600	1V	50mA

zona di saturazione, al calare di T tende a dirigersi verso la zona di interdizione. Nella migliore delle ipotesi si potranno avere fenomeni di distorsione del segnale in uscita al circuito amplificatore. In taluni casi lo spostamento del punto di lavoro può essere pericoloso in quanto se non controllato può dare origine a deriva termica (Thermal Running) soprattutto nei BJT utilizzati negli stadi finali di potenza (con conseguente sicura distruzione dei BJT stessi).

Deriva Termica (Thermal Running)

Ammettiamo che in un BJT la temperatura della giunzione J CB aumenti; in tal caso aumenta pure la I_C per i motivi esposti in precedenza (aumento di I_{CBO} e β , diminuzione di V_{BE}). Se aumenta I_C , la potenza PD dissipata nel BJT può aumentare, rimanere invariata o diminuire; nel caso PD aumenti, la temperatura della giunzione J CB aumenterà sicuramente. Questo fatto può scatenare una "reazione a catena" che può portare in brevissimo tempo il BJT ad "autodistruggersi" per superamento della P_{Dmax} (superamento della T_{jmax}). Esiste un criterio di progettazione con il quale si può scongiurare il fenomeno di deriva termica; tale criterio viene denominato "Criterio di Polarizzazione con Tensione

di Batteria dimezzata" criterio ottimale per ottenere anche la minor distorsione possibile in uno stadio amplificatore a BJT funzionante in classe A (formula 1.9).

Criterio di polarizzazione con tensione di batteria dimezzata

Come è noto un generatore di f.e.m. E dotato di resistenza interna R (resistenza di carico del BJT) trasferisce la massima potenza al carico che sta alimentando (il BJT) quando la tensione E si ripartisce per metà su R e per metà sul carico (BJT) ossia se è verificata la condizione della formula 1.9.

Essendo massima la $P_d = V_{ce} I_c$ è evidente che se per effetto della temperatura I_c aumenta, sicuramente P_d non può che diminuire (intorno di un punto di Massimo relativo per una funzione) scongiurando quindi sicuramente il rischio di deriva termica.

Circuiti di stabilizzazione termica

Gli effetti prodotti dalle variazioni della temperatura e dalla dispersione delle caratteristiche possono essere ridotti modificando opportunamente il circuito di fig. 3 come è mostrato ad es. in fig. 5. Si noti innanzitutto che risulta:

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_B} \quad 1.10$$

$$I_C + I_B = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad 1.11$$

da cui discende :

$$R_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_B} \quad 1.12$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_B} \quad 1.13$$

Nel circuito di fig. 5, se aumenta T, aumenta I_c per i motivi esposti; ma un aumento di I_c produce una diminuzione di V_{ce} e quindi una diminuzione di I_b (vedi formula 1.10) che a sua volta fa diminuire I_c . Questo circuito ha fondamentalmente due notevoli svantaggi :

- usato come amplificatore ha un basso guadagno di tensione poiché la resistenza R_b riporta in ingresso parte del segnale d'uscita presente sul collettore (introduce retroazione negativa)
- la resistenza dinamica d'ingresso è molto bassa (teorema di Miller).

Per ovviare a questi due inconvenienti si fa ricorso al circuito di fig. 6; la capacità C ha il compito di disaccoppiare il circuito di ingresso da quello di uscita. Alla frequenza minima di funzionamento del circuito amplificatore la reattanza di C deve essere trascurabile rispetto a R_1 e R_2 . Il circuito di stabilizzazione termica più usato e che da i migliori risultati è quello mostrato in fig. 7. Applicando il teorema di Thevenin al circuito di fig. 7 fra i punti AB si ottiene il circuito di fig. 8 ove risulta:

$$V_B = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad 1.14$$

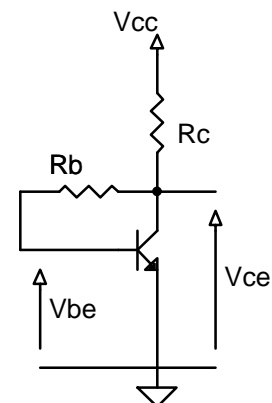


fig. 5

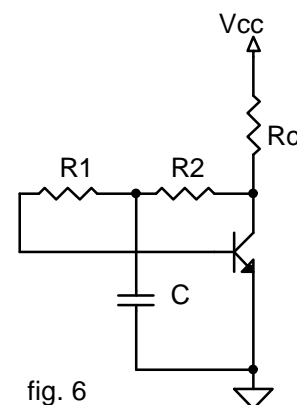


fig. 6

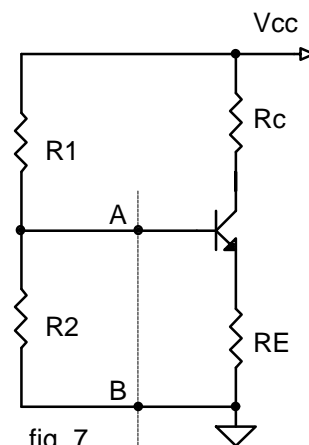


fig. 7

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad 1.15$$

Facendo riferimento al circuito di fig. 8 si noti che, se aumenta I_C per i motivi esposti, con I_C aumenta quindi la caduta $R_E(I_C + I_B)$ che fa a sua volta diminuire I_B e quindi I_C . Applicando il 2° principio di Kirchoff alla maglia d'uscita si ottiene :

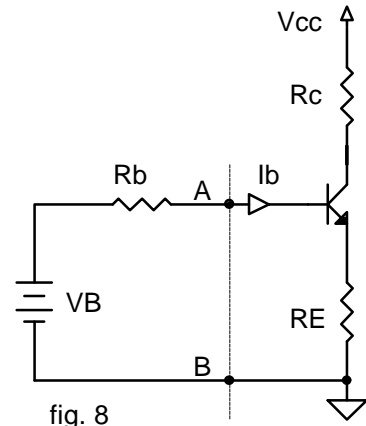
$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E(I_C + I_B) \quad 1.16$$

Applicando il 2° principio di Kirchoff alla maglia d'ingresso si ottiene :

$$V_B = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E(I_C + I_B) \quad 1.17$$

da cui si ricava :

$$I_B = \frac{V_B - R_E I_C - V_{BE}}{R_B + R_E} \quad 1.18$$



Elementi di calcolo della rete di stabilizzazione termica

Anzitutto si deve notare che va fatta una distinzione a priori fra circuiti con BJT al Ge e circuiti con BJT al Si. Per la precisione si può affermare quanto segue:

- nei circuiti con BJT al Ge il maggior contributo alla instabilità è dovuto alle variazioni di I_{CBO} prodotte dalla variazione della temperatura; i contributi dovuti alle variazioni di β e di V_{BE} si possono con ottima approssimazione trascurare;
- nei circuiti con BJT al Si il maggior contributo alla instabilità è dovuto alle variazioni di V_{BE} prodotte dalla variazione della temperatura e alle variazioni di h_{FE} prodotte dalla variazione della temperatura e dalla dispersione delle caratteristiche; i contributi dovuti alla variazione di I_{CBO} risultano trascurabili in quanto I_{CBO} risulta dell'ordine dei nA.

Ciò premesso ci si limiterà a citare di seguito in modo schematico le tecniche più semplici adottate in sede di progetto trattate esaurientemente nel volume: *Gasparini-Mirri Dispositivi e Circuiti Elettronici* cap. 8 pag. 251 e seguenti

Circuito con BJT al germanio

Si parte ponendo solitamente :

$$R_E \cdot I_C = \frac{V_{CC}}{10} \quad 1.19$$

da cui si ricava R_E dopo avere fissato i valori di V_{CC} e di I_C . Successivamente dalla relazione :

$$R_B = 10 \cdot R_E \quad 1.20$$

si determina R_B , dalla 1.17 si calcola la V_B e quindi dalle 1.21 e 1.22 che seguono si ricavano i valori di R_1 e di R_2 :

$$R_1 = \frac{V_{CC} \cdot R_B}{V_B} \quad 1.21$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} \cdot R_B}{V_{CC} - V_B} \quad 1.22$$

Circuito con BJT al silicio

Si parte ponendo solitamente :

$$R_E \cdot I_C = (10 \div 20) |\Delta V_{BE}| \quad 1.23$$

ove con ΔV_{BE} si deve intendere la variazione subita dalla tensione presente fra base ed emettitore del BJT in conseguenza al previsto incremento di temperatura; si può assumere ragionevolmente un incremento di temperatura di 50 gradi centigradi. Successivamente dalla relazione :

$$R_B = 30 \cdot R_E \quad 1.24$$

si determina R_B , dalla 1.17 si calcola la V_B e quindi dalle 1.21 e 1.22 si ricavano i valori di R_1 e di R_2 . Si noti che scegliendo

$$R_E I_C = 10 \cdot |\Delta V_{BE}|$$

si impone nel circuito una $\Delta I_C \% < 10 \%$, mentre ponendo

$$R_E I_C = 20 \cdot |\Delta V_{BE}|$$

si impone nel circuito una $\Delta I_C \% < 5 \%$.

Compensazione termica della V_{BE}

Nel circuito di fig. 9, a fianco riportato, il diodo D1 risulta polarizzato direttamente; nell'ipotesi che, il tipo di semiconduttore sia lo stesso e che la temperatura del BJT sia identica a quella del diodo D1, nel circuito si ha una compensazione alle variazioni di V_{be} prodotte dall'innalzamento della temperatura. Infatti si può facilmente dimostrare che risulta :

$$V_{R2} + V_D = V_{BE} + R_E \cdot I_E \quad 1.25$$

ma essendo $V_D = V_{be}$ ne consegue :

$$V_{R2} = R_E \cdot I_E \quad 1.26$$

Compensazione termica della I_{CBO}

Nel circuito di fig. 10 a fianco riportato, il diodo D1 risulta polarizzato inversamente; nell'ipotesi che, il tipo di semiconduttore sia lo stesso e che la temperatura del BJT sia identica a quella del diodo D1, nel circuito si ha una compensazione alle variazioni di I_{cbo} prodotte dall'innalzamento della temperatura. Infatti si può facilmente dimostrare che risulta :

$$I_B = I_{R1} - I_0 \quad 1.27$$

ove con I_0 si è indicata la corrente inversa che percorre il diodo D1 presente nel circuito. Sostituendo la 1.27 nella 1.2 si ha :

$$I_C = \mathbf{b}(I_{R1} - I_0) + (\mathbf{b} + 1)I_{CBO} \quad 1.28$$

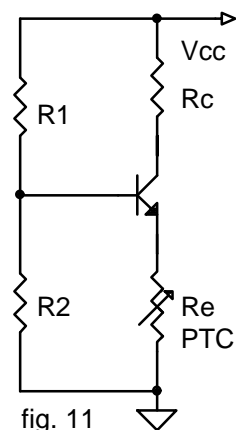
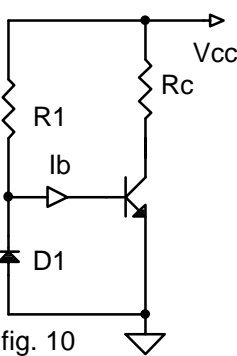
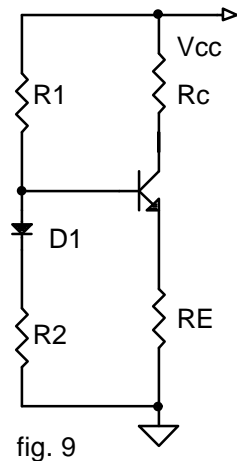
ma essendo :

$$I_0 = I_{CBO} \quad 1.29$$

ne deriva che :

$$I_C = \mathbf{b}I_{R1} + I_{CBO} \quad 1.30$$

$$\Delta I_C = \Delta I_{CBO} \quad 1.31$$



Nei circuiti di fig. 11 e 12, a fianco riportati, sono stati usati termistori PTC o NTC per compensare le variazioni di corrente I_c prodotte nel circuito dalle variazioni di temperatura. Nel circuito di fig. 11 un aumento di temperatura provoca un aumento di R_e , quindi un aumento di $R_e I_e$ che però è causa (vedi formula 1.18) di una diminuzione di I_b da cui trae origine l'effetto stabilizzante. Nel circuito di fig. 12 un aumento di temperatura provoca una diminuzione di R_2 , quindi una diminuzione di V_b che fa diminuire I_b (vedi formula 1.18) da cui trae origine l'effetto stabilizzante.

Connessioni Darlington

Le connessioni Darlington si realizzano per ottenere transistor ad elevatissimo guadagno di corrente. Esistono due tipi di connessione:

- 1)- fra due BJT dello stesso tipo (due NPN o due PNP)
- 2)- fra due BJT di tipo diverso.

Si può facilmente dimostrare che il guadagno di corrente statico di una connessione Darlington è almeno in prima approssimazione il prodotto dei guadagni di corrente statici dei due BJT che la compongono ossia:

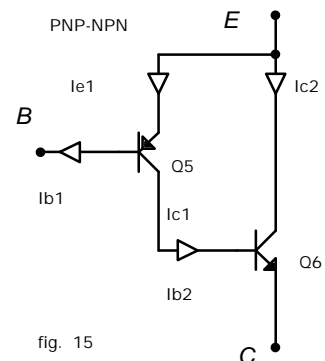
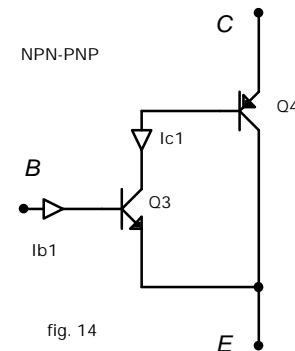
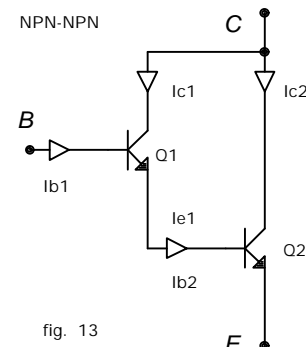
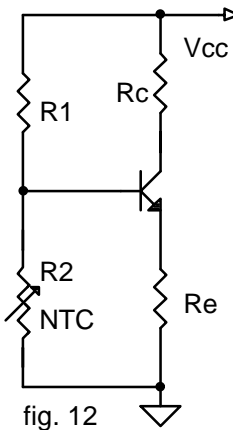
$$h_{FE} \cong h_{FE1} \cdot h_{FE2} \quad 1.32$$

La tensione di soglia necessaria per portare in stato ON la connessione Darlington vale, nel caso di BJT al silicio:

- 1) 1,2 V se il Darlington è realizzato con due BJT dello stesso tipo (due NPN oppure due PNP);
- 2) 0,6 V se il Darlington è realizzato con due BJT di tipo diverso (un NPN abbinato ad un PNP o viceversa).

Connessioni Darlington fra le più comuni

Sigla	Case	Tipo	Vce	hFE	Pd	Kjc (°C/W)
TIP120	TO220	npn-npn	60V	1000	65W	1.92
TIP140	SOT93	npn-npn	60V	1000	125W	1
MJ901	TO-3	pnnp-npn	80V	1000	90W	1.94
MJ3000	TO-3	npn-npn	80V	1000	150W	1.17



La dissipazione termica nei BJT

Com'è noto su di un BJT, la dissipazione di potenza avviene nella regione di collettore per effetto della V_{ce} applicata e della I_c circolante :

$$P_D = V_{BE} \cdot I_E + V_{CB} \cdot I_C \cong V_{BE} \cdot I_C + V_{CB} \cdot I_C \cong V_{CE} \cdot I_C \quad 1.33$$

si trascura solitamente la potenza dissipata nella regione di base in quanto il prodotto $V_{be} I_b$ risulta di gran lunga inferiore a $V_{ce} I_c$ per due ragioni:

- 1) V_{ce} in zona attiva risulta molto maggiore di V_{be}
- 2) I_c risulta molto maggiore di I_b

La potenza dissipata nel BJT per effetto Joule si trasforma in calore che ovviamente riscalda la giunzione Collettore-Base; perciò la sorgente di calore è rappresentata dalla giunzione collettore-base; tale calore si propaga verso l'ambiente circostante tendendo a disperdersi verso l'ambiente esterno entro il quale è collocato il transistor. La trasmissione di calore fra giunzione CB ed ambiente esterno può essere studiata individuando tre trasferimenti termici distinti :

- quello fra giunzione CB e CASE (contenitore del BJT: TO3 nel caso di transistori di potenza, TO220 nel caso di BJT di media potenza, TO5 nel caso di BJT di bassa potenza, ecc. ecc.) che avviene per conduzione termica.
- quello fra CASE e SINK (elemento di dissipazione) che avviene per conduzione termica.
- quello fra SINK ed ambiente esterno (aria a circolazione libera o forzata) che avviene per convezione e per irraggiamento.

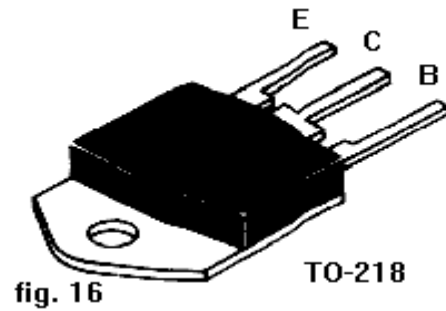


fig. 16

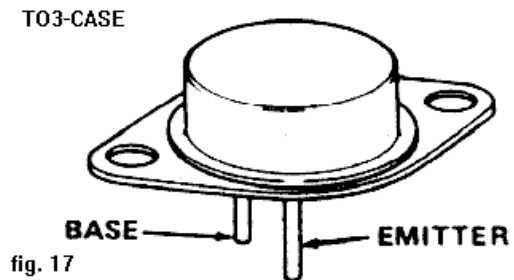


fig. 17

Nello studio della trasmissione di calore si introduce il concetto di resistenza termica K che si definisce come il rapporto esistente fra il salto termico che si stabilisce nel mezzo in cui si trasmette il calore e la potenza (quantità di calore che fluisce nell'unità di tempo) nel medesimo mezzo.

Così la resistenza termica del percorso giunzione-case k_{jc} sarà data da :

$$k_{jc} = \frac{T_J - T_C}{P_D} \quad 1.34$$

analogamente potremo definire la resistenza termica case-sink k_{cs} che sarà data da :

$$k_{cs} = \frac{T_C - T_S}{P_D} \quad 1.35$$

e la resistenza termica sink-ambiente k_{sa} che sarà data da :

$$k_{sa} = \frac{T_S - T_A}{P_D} \quad 1.36$$

ovviamente l'unità di misura della resistenza termica k risulta $[\text{°C/W}]$. Poichè il salto termico complessivo fra giunzione ed ambiente $T_j - T_a$ si calcola facendo la somma dei salti termici parziali

$(T_j - T_c) + (T_c - T_s) + (T_s - T_a)$ è facile convincersi che è possibile definire una resistenza termica complessiva k_{JA} (giunzione-ambiente):

$$k_{JA} = \frac{T_j - T_a}{P_D} = k_{JC} + k_{CS} + k_{SA} \quad 1.37$$

In altri termini è possibile considerare le tre resistenze termiche in serie fra loro in quanto percorse dalla stessa potenza PD (calore) che in esse si propaga.

Il valore k_{JC} è desumibile dalla analisi dei dati forniti dal costruttore di BJT; k_{SA} lo si può ricavare analizzando i cataloghi che si riferiscono ai dissipatori (GBC o altri distributori); k_{CS} assume un valore che dipende dalla estensione della superficie di scambio termico esistente fra BJT e dissipatore (sink) e dalla presenza di materiali che agevolino tale scambio (grassi al silicone nel caso di BJT di potenza); k_{CS} solitamente varia fra 0,2 e 2 °C/W.

Il costruttore ci fornisce pure il valore massimo ammissibile per la temperatura della giunzione che di solito varia fra 150° e 200° nel caso di BJT al Si e varia fra 90° e 120° nel caso di BJT al Ge.

Analisi dei dati forniti dal costruttore

Il costruttore come s'è detto provvede di solito a fornire i seguenti dati:

- *Potenza Massima che il dispositivo è in grado di dissipare con il CASE mantenuto rigorosamente a 25°C attraverso l'uso di un dissipatore ideale di superficie infinita ($k_{SA}=0$) che noi per brevità indicheremo con P_{DM1}*
- *Potenza Massima che il dispositivo è in grado di dissipare in aria libera (con temperatura ambiente pari a 25°C) che noi per brevità indicheremo con P_{DM2}*
- *T_{jmax} Temperatura max consentita alla giunzione.*

Imponendo nella 1.34 $T_c = 25^\circ\text{C}$ è immediato calcolare la k_{JC} dalla relazione:

$$k_{JC} = \frac{T_{JMAX} - 25}{P_{DM1}} \quad 1.38$$

k_{JC} rappresenta la resistenza termica che incontra il calore propagandosi dalla giunzione CB verso il CASE (contenitore del BJT) Analogamente imponendo nella 1.37 $T_c = 25^\circ\text{C}$ è immediato calcolare la k_{JA} dalla relazione:

$$k_{JA(\text{free-air})} = \frac{T_{JMAX} - 25}{P_{DM2}} \quad 1.39$$

$k_{JA(\text{free-air})}$ rappresenta la resistenza termica che incontra il calore propagandosi dalla giunzione CB verso l'ambiente esterno sfruttando il CASE del BJT come elemento di dissipazione; è immediato verificare che risulta :

$$k_{JA(\text{free-air})} \gg k_{JC} \quad 1.40$$

in quanto il CASE del BJT o del dispositivo in questione non è un ottimo elemento di dissipazione del calore prodotto all'interno del BJT.

BJT connesso al dissipatore

Se si provvede a migliorare lo scambio termico fra BJT e ambiente attraverso l'impiego di un dissipatore di calore che presenti un valore di resistenza termica k_{SA} desumibile da un catalogo tecnico, è evidente che risulterà

$$k_{JA(\text{free-air})} > k_{JA} = k_{JC} + k_{CS} + k_{SA} \quad 1.41$$

La presenza di un dissipatore termico si giustifica (ed è in tal caso opportuna) soltanto se a parità di Potenza Pd il salto termico fra giunzione CB e ambiente si riduce rispetto al salto termico che si prestabilisce in condizioni (free-air). È evidente che in questa nuova situazione si potrà calcolare un nuovo valore di potenza massima dissipabile dato dall'espressione:

$$P_{DM} = \frac{T_{JMAX} - 25}{k_{JA}} \quad 1.42$$

e tale valore risulterà compreso fra Pdm1 e Pdm2.

$$P_{DM1} < P_{DM} < P_{DM2} \quad 1.43$$

Curve di Derating della Potenza

È possibile rappresentare su di un grafico l'andamento della potenza massima dissipabile da un BJT al variare della temperatura ambiente. Tenuto conto che la temperatura della giunzione CB non dovrà superare il valore massimo consentito specificato dal costruttore ne deriva che se la temperatura ambiente aumenta il salto termico massimo ammissibile diminuisce e quindi a parità di mezzo di propagazione del calore (valore di resistenza termica costante), diminuirà le possibilità di dissipazione di calore. È immediato verificare che risulta

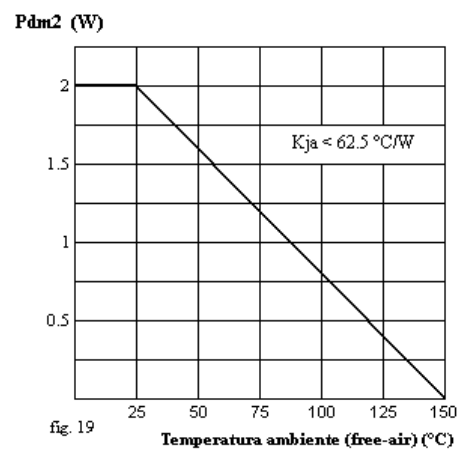
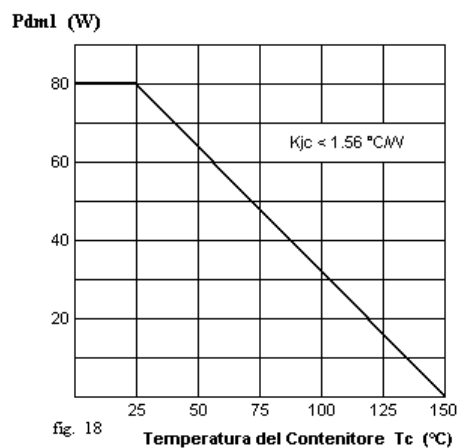
$$P_D(T) = P_{D_{MAX}}(25) - \frac{(T - 25)}{k} \quad 1.44$$

infatti $P_D(25^\circ\text{C}) = P_{D_{MAX}}$

$$P_D(T_{JMAX}) = 0 \quad 1.45$$

ovviamente

- $K = K_{jc}$ nel caso della curva di derating della potenza con case connesso a dissipatore ideale di superficie infinita
- $K = K_{ja}$ (free-air) nel caso della curva di derating della potenza con case libero
- $K = K_{ja}$ (generico valore) nel caso della curva di derating della potenza con case fissato ad un determinato dissipatore.



La curva $P_D(T)$ decresce con legge lineare partendo da $P_D = P_{D_{MAX}}(25)$ se $T=25^\circ\text{C}$ per giungere fino a $P_D = 0$ quando $T = T_{jmax}$.

La tangente dell'angolo alfa formato fra la retta e l'asse della T prende il nome di "derate di potenza" ed ha le dimensioni di $[\text{W}/^\circ\text{C}]$ e corrisponde al reciproco della resistenza termica K.

Esempio :

Un BJT TIP73 NPN al Silicio ha i seguenti parametri termici caratteristici :

1. $T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$;
2. $P_{dm1} = 80\text{ W}$ (CASE @ 25°C) (fig. 18)
3. $P_{dm2} = 2\text{ W}$ (free-air @ 25°C) (fig. 19).

Si chiede di dimensionare un dissipatore per consentire al BJT di operare fino ad una temperatura massima di 50 gradi, con potenza massima di 40 Watt.

Utilizzando le formule 1.38 e 1.39 si ricava rispettivamente : $k_{jc} = 1.56 \text{ C/W}$; $k_{ja(\text{free-air})} = 62.5 \text{ C/W}$. Utilizzando poi la formula 1.42 si determina il massimo valore di k_{ja} che garantisca al BJT di dissipare 40 W ad una temperatura ambiente massima pari a 50 gradi; risulta $k_{ja} = 3.125 \text{ C/W}$ da cui risulta infine $k_{cs} + k_{sa} = 1.565 \text{ C/W}$.

BIBLIOGRAFIA

- | | | |
|----------------------------|---|--|
| <i>PHILIPS</i> | <i>Transistor Teoria e Applicazioni</i> | <i>Biblioteca Tecnica 2^a ed. 1965</i> |
| <i>Gasparini Mirri</i> | <i>Dispositivi e Circuiti Elettronici</i> | <i>Calderini Bologna 1971</i> |
| | <i>Semiconductor Data Library</i> | <i>MOTOROLA 1974</i> |
| | <i>Power Semiconductor Data Book</i> | <i>TEXAS Instruments 1985</i> |
| <i>Cuniberti De Lucchi</i> | <i>Elettronica vol. 2 - 3</i> | <i>Petrini Editore 1992</i> |
| <i>SGS</i> | <i>Discrete Power Devices</i> | <i>SGS 1984</i> |