

# Cenni sul transistor bipolare a giunzione

francesco.fuso@unipi.it; <http://www.df.unipi.it/~fuso/dida>

(Dated: version 7 - FF, 23 febbraio 2017)

Quella del transistor è probabilmente una delle scoperte più importanti che la fisica ha conseguito nel secolo scorso, almeno in termini di ricadute pratiche. Vista l'importanza dell'argomento, esistono voluminosi trattati che lo riguardano. Qui ci limitiamo a puntualizzare alcuni aspetti costruttivi e funzionali del transistor bipolare a giunzione (*BJT*), che avrete modo di approfondire e ampliare nel prosieguo della vostra carriera, limitandoci a un approccio di elettrostatica classica. In ogni caso, dato il carattere necessariamente stringato e semplificato di questa nota, siete invitati a riferirvi a uno dei tantissimi testi di elettronica che si trovano in biblioteca, o in rete, per chiarire eventuali punti oscuri e approfondire l'argomento.

## I. INTRODUZIONE

Il transistor *BJT* rappresenta il paradigma dei dispositivi *attivi* usati in elettronica, dove l'aggettivo si riferisce alla possibilità di *controllare* qualcosa (potenziali, correnti) con qualcos'altro (altri potenziali, altre correnti) nell'ambito dello stesso componente. Allo stato attuale, a causa di limitazioni nel funzionamento e nelle tecnologie, il transistor *BJT* in quanto tale ha una diffusione piuttosto limitata rispetto ad altre tipologie di dispositivi attivi. Di certo esso si incontra meno frequentemente dei transistor di tipo *MOS-FET*, che sono presenti in milioni o miliardi di unità all'interno di qualsiasi dispositivo elettronico di tipo digitale (computer, telefonini, etc.).

Tuttavia, a parte il fatto che questa tipologia di transistor è impiegata nell'esperienza pratica di laboratorio, ci sono vari ottimi motivi che spingono verso l'analisi e l'interpretazione, anche semplificata, del funzionamento del transistor *BJT*. In quanto paradigma, esso si presta infatti piuttosto bene a mostrare cosa si intende con dispositivo attivo e come un dispositivo attivo possa essere impiegato praticamente.

## II. DOPPIA GIUNZIONE

Il concetto di base di un transistor *BJT* (d'ora in avanti solo transistor) è la presenza di una "doppia giunzione". Le due giunzioni, ad esempio dello stesso tipo di quelle di un diodo bipolare al silicio, sono messe in serie una dopo l'altra. Dal punto di vista schematico, possiamo immaginare di avere una successione di tre semiconduttori drogati in modo diverso: si può avere una successione di tipo *npn* oppure di tipo *pn*, come rappresentato in Fig. 1, che mostra anche il simbolo circuitale per le due varianti. In questa nota faremo riferimento alla variante *npn*, sia perché di questo tipo è il transistor usato nell'esperienza pratica (modello 2N1711, o equivalente), sia perché di fatto la tipologia *npn* è quella di impiego più frequente e dotata in genere di caratteristiche migliori.

La presenza delle due giunzioni potrebbe far pensare a due diodi collegati tra di loro in un montaggio "back-to-back", cioè anodo-anodo o catodo-catodo, ma questa de-

scrizione non è sufficiente per spiegare l'effetto di "trans-resistenza" (trans-resistor, da cui il nome di transistor) specifico del dispositivo.

Prima di esaminare queste caratteristiche specifiche, soffermiamoci su alcune considerazioni molto generali:

- se abbiamo due giunzioni è evidente che possiamo ipotizzare di polarizzarle direttamente o inversamente l'una indipendentemente dall'altra. Nel seguito vedremo un po' meglio cosa si verifica nelle varie situazioni. Per il momento, possiamo dare un nome alle tre possibilità di interesse pratico: si dice che il transistor è *in interdizione* quando le due giunzioni sono entrambe polarizzate inversamente, *in saturazione* quando tutte e due sono polarizzate direttamente, *in regime attivo* quando una è polarizzata inversamente e l'altra direttamente (vedremo in seguito quale giunzione si trova generalmente in una condizione e quale nell'altra). Quest'ultima configurazione è quella di maggiore interesse per l'esperienza pratica e, più in generale, per apprezzare le caratteristiche specifiche del transistor.
- Come precisazione di quanto appena affermato, è bene specificare che la condizione di polarizzazione diretta significa, in questo contesto e in genere, che la differenza di potenziale applicata è sopra al valore di soglia, oltre ad avere la polarità "giusta".
- Il transistor è un componente, o dispositivo, con tre elettrodi (tre filini che portano o prendono corrente) che hanno dei nomi caratteristici di origine "storica": *emettitore (E)*, *base (B)*, *collettore (C)*, indicati anche in Fig. 1.
- I tre elettrodi fanno subito pensare a un dispositivo "attivo": in sostanza, uno dei fili serve a controllare quello che succede tra gli altri due fili. In realtà, poiché i segnali devono essere riferiti a un valore comune (la linea di massa, o di terra, per esempio), il dispositivo può essere classificato come un "quadripolo", seguendo una definizione in uso in elettronica per indicare, ancora una volta, che ci sono due "segnali", di cui uno controlla l'altro.

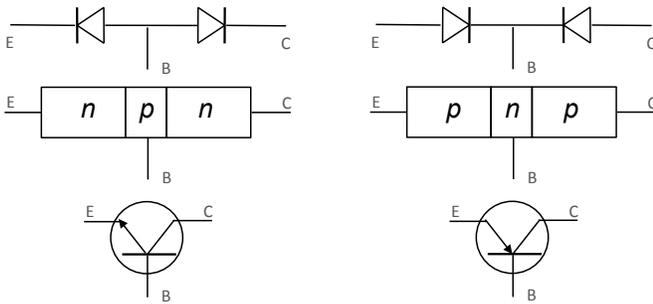


Figura 1. Rappresentazione schematica della doppia giunzione che si trova in un transistor *BJT* di tipo *npn* o *pnp* e simboli circuitali (le lettere E, B, C si riferiscono ai tre elettrodi del dispositivo).

- La considerazione appena fatta sulla necessità di riferire i potenziali a un valore comune fa anche capire che, nell'uso pratico, uno dei tre elettrodi deve essere messo in comune fra “ingresso” e “uscita” (ovvero fra “controllante” e “controllato”). Infatti è possibile montare un transistor nelle configurazioni cosiddette a *emettitore comune*, *base comune*, *collettore comune*. Qui non esamineremo l'intera casistica nei dettagli, limitandoci a una descrizione un po' più completa della sola configurazione a emettitore comune, impiegata nell'esperienza pratica e in molteplici altre applicazioni, e sviluppando solo alcune considerazioni generali per le altre due configurazioni.
- Infine c'è un'ulteriore conseguenza del fatto che il transistor è un componente con tre elettrodi, dunque diverso dagli altri incontrati in precedenza. In quei componenti (ad esempio resistori, ma anche diodi) era possibile ipotizzare la presenza di semplici relazioni in grado di legare le due grandezze di interesse, per esempio intensità di corrente attraverso il dispositivo e differenza di potenziale applicata. Qui, invece, sarà necessario trovare delle forme più complicate per rappresentare o predire il comportamento, come ad esempio i grafici delle curve (notate il plurale) di risposta.

### III. EFFETTO TRANSISTOR

Il semplice disegno rappresentato in Fig. 1 non tiene conto dell'effettiva realtà costruttiva dei transistor. Infatti:

- le tre regioni di materiale con diverso drogaggio non hanno le stesse dimensioni: la base (la regione drogata *p* in un transistor *npn*) può essere considerata molto sottile, sicuramente molto più della regione corrispondente al collettore (lo spessore in questione è in genere sub-micrometrico);

- il drogaggio delle tre regioni non è lo stesso (in termini di densità di drogante: è ovvio che nella regione *n* il drogaggio è con donori e nella *p* è con accettori): in particolare l'emettitore è molto più drogato della base e, in genere, anche del collettore;
- la geometria rappresentata in Fig. 1, che è sicuramente molto poco probabile dal punto di vista tecnologico (immaginate di inserire un numero gigantesco di bacchette di quel tipo all'interno di un chip...), non rappresenta affatto la realtà costruttiva. Un esempio più ragionevole è mostrato in Fig. 2(a), dove si vede uno schema compatibile con la tecnologia *planare* in uso nella microelettronica e da cui si può capire che, di fatto, l'emettitore è *circondato* dal materiale della base, a sua volta *circondato* dal materiale del collettore.

Queste caratteristiche costruttive determinano una forte interazione tra la corrente che interessa le due giunzioni. Per capire quali siano le conseguenze di questa interazione facciamo riferimento allo schema di Fig. 2(b), dove si vedono due distinti generatori di differenza di potenziale continua collegati in modo da polarizzare *direttamente* la giunzione *BE* attraverso la d.d.p.  $V_{BE}$  e *inversamente* la giunzione *BC* attraverso la d.d.p.  $V_{CB}$ . Questo si capisce facilmente ricordando che polarizzare direttamente una giunzione *np* richiede di collegare il polo negativo del generatore alla regione *n* e quello positivo alla *p* (e, come sapete, facendo in modo che tale differenza di potenziale sia superiore alla tensione di soglia della giunzione,  $V_{thr}$ , cosa che diamo qui per scontata), e viceversa. Poiché supponiamo di avere a che fare con un transistor *npn*, la disposizione delle polarità per ottenere lo scopo desiderato è quella che si vede in figura.

In queste condizioni il transistor lavora nel *regime attivo* e c'è un flusso di elettroni che il generatore  $V_{BE}$  invia alla giunzione emettitore-base. Se si trattasse di una giunzione “isolata”, cioè di un semplice diodo, questo flusso di elettroni che entra (viene “emesso”) dall'emettitore si ritroverebbe a uscire dalla base. Invece l'effetto transistor fa sì che una gran parte di questo flusso scavalchi la giunzione tra base e collettore, e quindi fuoriesca dall'elettrodo collegato al collettore (cioè che esso sia “raccolto” dal collettore).

Questo si verifica fondamentalmente per tre motivi principali:

1. il drogaggio *p* della base ha una densità molto minore del drogaggio *n* dell'emettitore: il grande (denso) flusso di elettroni che si muove nell'emettitore e supera l'interfaccia tra emettitore e base non può ricombinarsi in modo “completo” nella regione di base, dove non trova una sufficiente densità, o quantità, di lacune. Pertanto non c'è un consistente richiamo di cariche positive (lacune) dall'elettrodo di base, cioè la corrente di base non ha la stessa intensità di quella di emettitore, come si verificherebbe in un diodo. Per rimarcare l'elevata

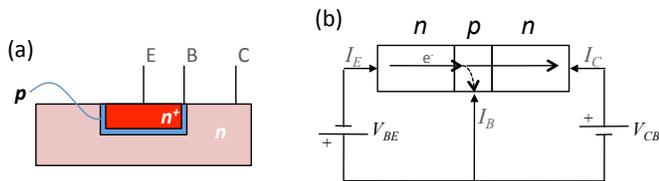


Figura 2. Geometria costruttiva tipica per un transistor *BJT npn* (a); rappresentazione schematica del passaggio di elettroni dall'emettitore al collettore responsabile per l'effetto transistor.

densità di drogante nella regione dell'emettitore, si usa talvolta l'indicazione  $n^+$  per il drogaggio.

2. A causa della polarizzazione inversa, nella regione del collettore esiste un campo elettrico che accelera gli elettroni che superano la barriera BC in modo che essi possano percorrere la regione del collettore, che è drogata  $n$ , e di qui fuoriuscire.
3. Forma e spessore del dispositivo aiutano a rendere particolarmente efficace l'effetto: infatti lo spessore ridotto della regione di base permette agli elettroni di essere facilmente catturati dal campo presente nel collettore (ricordate anche che la polarizzazione inversa della giunzione BC implica una regione di svuotamento che si estende all'interno della regione di base) e la geometria del dispositivo [vedi Fig. 2(a)] rende il processo di superamento della barriera BC e la raccolta degli elettroni nel collettore quasi isotropo (non esistono direzioni in cui il processo sia meno efficace).

Riassumiamo il processo seguendo il flusso di elettroni che vengono iniettati nell'emettitore. Inizialmente essi si muovono nella regione dell'emettitore per effetto del campo elettrico prodotto dalla d.d.p.  $V_{BE}$ . Giunti all'interfaccia con la base, in minima parte ricombinano con le lacune, richiamando una piccola quantità di cariche positive dall'elettrodo di base, cioè dando luogo a una *piccola* corrente  $I_B$  (entrante nel dispositivo). La parte che non riesce a ricombinare attraverso la regione di svuotamento della giunzione BC, che ha uno spessore relativamente grande a causa della sua polarizzazione inversa, e che è sede di un campo elettrico che ha verso tale da spostare gli elettroni nella direzione del collettore. Di conseguenza, questi elettroni possono scavalcare l'interfaccia fra base e collettore e muoversi nella regione di collettore sotto l'effetto del campo elettrico prodotto dalla d.d.p.  $V_{BC}$ , dando luogo alla corrente  $I_C$  (entrante nel dispositivo).

### A. Correnti nel transistor

Cerchiamo ora di quantificare l'effetto transistor. Allo scopo definiamo  $I_E, I_B, I_C$  le intensità di corrente che scorrono rispettivamente verso l'emettitore, la base e il collettore. Per evitare problemi con i segni, seguiamo la

convenzione per la quale le correnti sono positive se entrano nel dispositivo [si vedano le frecce riportate in Fig. 2(b)], negative se ne escono. Notate che, secondo questa convenzione, le correnti di emettitore e collettore hanno segni opposti: infatti nelle condizioni di Fig. 2(b) si ha  $I_E < 0$  (entrano elettroni nell'emettitore, corrispondenti a una corrente, fatta di cariche positive per definizione, che esce dall'emettitore stesso) e  $I_C > 0$  (escono elettroni dal collettore, e quindi la corrente entra nel dispositivo).

L'effetto transistor è riassunto in questa semplice equazione:

$$I_C = -\alpha_F I_E, \quad (1)$$

dove il coefficiente  $\alpha_F$  ha un valore prossimo all'unità: a seconda del tipo di transistor, esso è infatti tipicamente compreso tra 0.95 e 0.999. Questo significa che quasi la totalità della corrente (fatta di elettroni) che entra e si muove nell'emettitore preferisce farsi raccogliere, e quindi uscire, dal collettore piuttosto che ricombinare nella base e dare origine a una corrente di base (fatta di lacune).

Come già affermato (dovrebbe essere chiaro tenendo conto della descrizione costruttiva data sopra), la serie delle due giunzioni *npn* che formano il transistor *non è affatto simmetrica*: in altre parole, emettitore e collettore non possono scambiarsi di ruolo. Infatti se si prova a "invertire" il sistema, cioè a polarizzare inversamente la giunzione BE e direttamente quella BC [si tratta, in sostanza, di scambiare i segni dei due generatori di d.d.p. che compaiono in Fig. 2(b)], si ottiene che l'effetto transistor, seppur ancora presente, è nettamente meno importante. In particolare in queste condizioni si ha  $I_E = -\alpha_R I_C$ , con  $\alpha_R$  tipicamente dell'ordine di 0.5, o inferiore. Notate il pedice "R" che sta per "reverse" così come il pedice "F" usato prima stava per "forward". Dunque è ancora possibile avere trasferimento di corrente attraverso la base, ma questo trasferimento è nettamente meno efficiente e il transistor non è in grado di operare efficacemente come dispositivo attivo.

### B. Amplificazione di corrente

Torniamo alla configurazione di Fig.2(b). Le tre correnti che entrano nel dispositivo attraverso emettitore, base e collettore devono dare somma nulla. Infatti all'interno del transistor non esiste alcuna sorgente, o pozzo, di cariche. Quindi il transistor può essere considerato come un nodo al quale applicare una delle cosiddette leggi di Kirchoff. Si ha allora

$$I_E + I_B + I_C = 0. \quad (2)$$

Utilizzando la relazione di Eq. 1 e rimaneggiando si ottiene facilmente

$$I_B = -(I_C + I_E) = \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) I_C = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} I_C, \quad (3)$$

ovvero

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = \beta_F I_B. \quad (4)$$

Questa equazione dimostra due aspetti fondamentali:

1. nelle condizioni che stiamo considerando, cioè quando il transistor si trova ad operare in regime attivo (polarizzazione diretta per la giunzione BE, inversa per la BC), la corrente di collettore dipende *linearmente* dalla corrente di base e, in prima approssimazione, *solamente* da questa.
2. Poichè  $\alpha_F \simeq 1$ , il coefficiente  $\beta_F$ , talvolta indicato come  $h_{FE}$  e noto come *guadagno in corrente continua* del transistor, assume valori molto grandi, tipicamente compresi fra 50 e 1000: *la corrente di collettore è quindi amplificata rispetto a quella di base.*

In questa affermazione c'è molto del carattere “attivo” del dispositivo transistor: la corrente di base controlla la corrente di collettore, cioè modificando l'una si modifica l'altra. Generalmente la corrente di base è “piccola” e quella di collettore “grande”: dunque una piccola corrente controlla una grande corrente. In condizioni opportune questo tipo di legame può essere sfruttato per ottenere un'amplificazione, cioè un guadagno in termini di correnti. In altre, esso può essere sfruttato per realizzare uno *switch*, cioè un interruttore in cui il passaggio di una rilevante intensità di corrente è controllato da una ridotta intensità di corrente.

È bene osservare che il controllo che è in grado di operare il transistor *BJT* richiede di manipolare delle correnti. Come sapete, far passare delle correnti all'interno di un dispositivo dà inevitabilmente luogo a dissipazione di potenza (la resistenza non è mai nulla), e la dissipazione è sempre mal vista, sia perché comporta dispendio di energia, sia perché provoca, in un modo o nell'altro, surriscaldamento. Se un chip di quelli che sono all'interno di un qualsiasi dispositivo elettronico attuale, che contengono miliardi di dispositivi di “controllo” più o meno indipendenti tra loro, fosse realizzato con la tecnologia *BJT* occorrerebbero delle ventole gigantesche e ogni ora di facebook costerebbe uno stonfo in bolletta dell'ENEL... Questo è uno dei principali motivi per cui la tecnologia *BJT* è stata abbandonata, quando e dove possibile, a favore di quella a effetto di campo (*MOS-FET*), che implica correnti di controllo trascurabili grazie al fatto che il controllo è realizzato tramite d.d.p..

#### IV. EQUAZIONI DI EBERS-MOLL

La semplicissima Eq. 4 riporta tutto quello che è necessario sapere quando si interpreta la maggior parte delle applicazioni di un transistor. Tuttavia vale la pena di soffermarsi su un modello analitico che è in grado di chiarire un po' meglio alcuni aspetti del funzionamento. Tale modello, detto di Ebers-Moll, fa uso di equazioni che sono

formalmente simili a quelle del modello di Shockley per le giunzioni bipolari in semiconduttori. Vista la complessità dei sistemi che si analizzano e la molteplicità di effetti che si possono avere in dispositivi reali, questo modello è in grado di approssimare il comportamento dei sistemi stessi, ma lo fa in un modo che rende più evidenti alcuni aspetti di dettaglio.

Se non ci fosse l'effetto transistor, cioè se il nostro dispositivo fosse completamente interpretabile come una coppia di diodi “back to back”, allora le correnti di emettitore e collettore andrebbero scritte come

$$I_E = -I_{0E} \left[ \exp \left( \frac{V_{BE}}{\eta V_T} \right) - 1 \right] \quad (5)$$

$$I_C = -I_{0C} \left[ \exp \left( \frac{V_{BC}}{\eta V_T} \right) - 1 \right], \quad (6)$$

dove  $I_{0E}$  e  $I_{0C}$  sono le correnti di saturazione inversa per le due giunzioni BE e BC,  $V_T = k_B T / e$  è la differenza di potenziale termica (vale circa 26 mV a temperatura ambiente) ed  $\eta$  è il coefficiente dovuto alle caratteristiche specifiche delle giunzioni (nel caso del diodo al silicio vale circa 2, nel caso del transistor assume generalmente un valore prossimo a 1). Riconoscete facilmente la forma delle equazioni di Shockley, qui adattate alla presenza di due distinte giunzioni. Notate anche che il segno negativo usato è dovuto alla convenzione che abbiamo dichiarato di seguire prima, per la quale le correnti sono positive se entrano nel dispositivo. Infatti tutte e due le giunzioni considerate, se polarizzate direttamente ( $V_{BE}$  e  $V_{BC}$  entrambi positivi e maggiori di  $V_{thr}$ ), sostengono un flusso di elettroni entrante, che corrisponde a una corrente uscente, da cui il segno negativo.

Per l'effetto transistor queste due equazioni non sono sufficienti a descrivere il comportamento del dispositivo. Infatti è necessario aggiungere due termini, ottenendo le equazioni di Ebers-Moll:

$$I_E = -I_{0E} \left[ \exp \left( \frac{V_{BE}}{\eta V_T} \right) - 1 \right] + \alpha_R I_{0C} \left[ \exp \left( \frac{V_{BC}}{\eta V_T} \right) - 1 \right] \quad (7)$$

$$I_C = -I_{0C} \left[ \exp \left( \frac{V_{BC}}{\eta V_T} \right) - 1 \right] + \alpha_F I_{0E} \left[ \exp \left( \frac{V_{BE}}{\eta V_T} \right) - 1 \right] \quad (8)$$

dove i coefficienti  $\alpha_F$  e  $\alpha_R$  sono quelli, già introdotti, che mescolano la corrente di collettore con quella di emettitore, e viceversa, a causa dell'effetto transistor. Notate che, sulla base delle considerazioni svolte prima, i segni sono corretti.

Quando il transistor lavora in regime attivo, cioè quando la giunzione BE è polarizzata direttamente e quella BC inversamente, alcuni dei termini appena scritti diventano trascurabili. Infatti in queste condizioni  $V_{BE} > V_{thr}$  (tecnicamente vuol dire maggiore di 0.45 – 0.65 V, per una giunzione al silicio), quindi i termini che contengono questa tensione sopravvivono (e pure bene, tanto da prevalere sul  $-1$ ). Invece si ha  $V_{BC} < V_{thr}$ , per cui i termini corrispondenti possono essere trascurati. Per meglio dire, essi danno luogo alla debole corrente di saturazione inversa, che, nelle giunzioni di silicio, vale pochi nA, o anche meno.

In altre parole, in regime attivo si ha

$$I_E \simeq -I_{0E} \exp\left(\frac{V_{BE}}{\eta V_T}\right) \quad (9)$$

$$I_C \simeq \alpha_F I_{0E} \exp\left(\frac{V_{BE}}{\eta V_T}\right) = \alpha_F I_E, \quad (10)$$

che equivale sostanzialmente a quanto riportato nell'Eq. 1. Quindi, quando il transistor si trova a operare in regime attivo, questo modello conduce ancora, almeno in prima approssimazione, a una corrente di collettore che è proporzionale a quella di emettitore, con un fattore di proporzionalità prossimo all'unità.

Le equazioni di Ebers-Moll, che si applicano in particolare per descrivere il regime attivo, permettono anche di capire un po' meglio cosa succede quando il transistor è in interdizione (tutte e due le giunzioni sono polarizzate inversamente) o in saturazione (tutte e due polarizzate direttamente).

In interdizione tutti i termini con l'esponenziale sono trascurabili rispetto al  $-1$ ; quindi le correnti di emettitore e collettore corrispondono a somme di quelle di saturazione inversa, che sono generalmente così piccole da poter essere approssimate con lo zero. Allora *in interdizione non ci sono correnti* di emettitore e collettore (ovvero, nella pratica, esse sono trascurabili).

In saturazione tutti i termini con l'esponenziale prevalgono sul  $-1$ . Dunque in questo caso *circolano correnti sia per la base che per il collettore*, e la corrente di collettore è più intensa di un fattore  $\beta_F$  rispetto a quella di base. È allora evidente che la corrente di base  $I_B$  è in grado di controllare la corrente di collettore  $I_C$ , cioè agendo su  $I_B$  si può realizzare uno switch che commuta il valore di  $I_C$ . Questa è la modalità con cui normalmente si usano i transistor nei circuiti digitali, dove switch acceso o spento significa in genere che viene realizzato uno stato logico "1" o "0" (o viceversa). Osservate che, quando un transistor *BJT* viene usato come switch, esso non lavora più nel regime lineare, dove c'è proporzionalità diretta tra  $I_B$  e  $I_C$ , ma, appunto, in saturazione. Anzi, la corrente di base può variare (entro certi limiti) e la corrente di collettore restare pressoché inalterata al suo valore di saturazione (il massimo possibile per la configurazione circuitale scelta). Notate anche che, se  $V_{BE} \approx V_{BC}$ , i due termini della corrente di collettore nell'Eq. 7 tendono a elidersi, essendo praticamente uguali e di segno opposto.

## V. CONFIGURAZIONE A EMETTITORE COMUNE E CURVE CARATTERISTICHE

Come già discusso, nell'impiego pratico di un transistor occorre riferire i potenziali a uno degli elettrodi. La Fig. 2(b) e gran parte dei discorsi fatti finora hanno avuto a che fare, almeno implicitamente, alla configurazione in cui l'elettrodo di base è quello di riferimento, cioè alla configurazione detta *a base comune*. Questo ci ha consentito di descrivere l'effetto transistor e di ottenere il

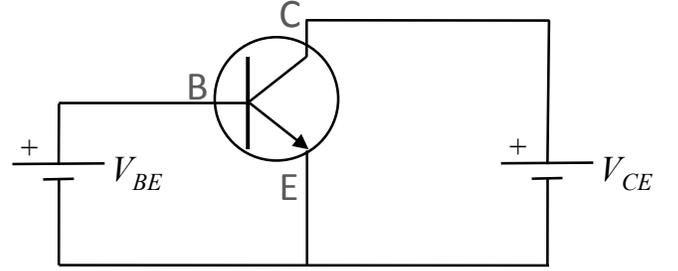


Figura 3. Schema circuitale della configurazione a emettitore comune con polarizzazione diretta della giunzione base-emettitore e inversa di quella collettore-base.

guadagno in corrente  $\beta_F$ , che, tuttavia, sono caratteristiche del dispositivo che permangono anche quando esso viene montato in una diversa configurazione.

Quella di maggiore interesse, sia pratico che concettuale, è probabilmente la configurazione *a emettitore comune* rappresentata schematicamente in Fig. 3. Poiché il riferimento è la linea dell'emettitore, le d.d.p. rilevanti sono qui  $V_{BE}$  e  $V_{CE}$ .

Come già anticipato, la complessità del dispositivo e del suo comportamento rendono non immediato individuare delle rappresentazioni grafiche (curve caratteristiche) che permettano di capire al primo colpo il comportamento di un transistor. Infatti le grandezze che entrano in gioco sono tante, almeno le tre tensioni  $V_{BE}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CE}$  e le tre correnti  $I_E$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ . I legami fra queste grandezze non sono sempre ovvi.

Una delle curve caratteristiche, quella che generalmente viene chiamata *caratteristica di ingresso*, o *curva caratteristica di base*, riguarda l'andamento della corrente di base  $I_B$  in funzione della tensione  $V_{BE}$ . Questa curva possiamo facilmente indovinarla: infatti essa, riguardando sostanzialmente la sola giunzione BE, avrà l'andamento tipico alla Shockley, cioè sarà di tipo esponenziale, come rappresentato in Fig. 4(a): sotto soglia non si avrà praticamente passaggio di corrente, sopra soglia si avrà una crescita esponenziale della corrente in funzione della tensione come in un diodo, con l'unica, ma importante, differenza che i valori (la scala) della corrente saranno qui ben minori che nel caso del diodo ( $\mu A$  invece di mA), a causa del fatto che il flusso di elettroni viene raccolto dal collettore invece di fluire nell'elettrodo di base. È anche chiaro che, superata la soglia,  $V_{BE}$  tenderà a rimanere costante a prescindere dal valore di  $I_B$ , o, se preferite,  $I_B$  potrà aumentare anche di parecchio senza apprezzabili aumenti di  $V_{BE}$ . Questa è una ovvia conseguenza dell'andamento esponenziale. Come già osservato per il diodo, è evidente che il modello a cui stiamo facendo riferimento (equazioni di Ebers-Moll e curve caratteristiche) non include la presenza delle eventuali resistenze offerte dal materiale semiconduttore al passaggio delle correnti maggioritarie.

Un altro tipo di rappresentazione che è abbastanza frequentemente usata, almeno per transistor montati a

emettitore comune, è quella che riporta  $I_C$  in funzione di  $V_{CE}$ : fate bene attenzione al fatto che stavolta la differenza di potenziale non è riferita a una giunzione, ma, se volete, alla serie di due giunzioni. Inoltre notate che questo tipo di rappresentazione non è univoco, nel senso che la dipendenza che si vuole rappresentare non dà luogo a una singola curva. Essa infatti è funzione anche di altri parametri “esterni” alla giunzione considerata, in particolare della corrente di base  $I_B$ . Dunque si ottiene una *famiglia di curve* in cui si riporta l’andamento di  $I_C$  in funzione di  $V_{CE}$  e ogni curva si riferisce a un dato valore di  $I_B$  [vedi Fig. 4(b)]. In genere ci si riferisce a questi grafici come quelli delle *curve caratteristiche di uscita*, o *curve di collettore*.

La registrazione automatizzata della curva, o delle curve, di collettore è oggetto di una specifica esperienza, descritta in un’altra nota. Limitiamoci qui a indovinare l’andamento di queste curve. A tale scopo potremmo esaminare le equazioni del modello approssimato di Ebers-Moll (Eqs. 7), ma, per evitare eccessive elucubrazioni matematiche, possiamo limitarci a identificare qualitativamente il loro andamento sulla base di quanto esposto a proposito dell’effetto transistor e dell’amplificazione di corrente. Infatti sappiamo già che nel regime attivo  $I_C$  dipende *solamente* (o quasi, vedi dopo) da  $I_B$ , e che questa dipendenza è lineare e avviene attraverso un fattore di guadagno,  $\beta_F$ , che è dell’ordine delle centinaia (valore tipico, ovviamente cambia in funzione del modello di transistor e anche delle specifiche peculiarità di fabbricazione). Allora nel regime attivo queste curve devono essere tante linee orizzontali (non c’è dipendenza da  $V_{CE}$ , cioè dalla grandezza graficata lungo l’asse orizzontale) parallele fra loro e il rapporto tra il valore di  $I_B$  corrispondente a una certa curva e quello di  $I_C$  riportato sull’asse verticale deve essere dell’ordine di grandezza di  $\beta_F$ . Vedremo nel seguito dove individuare i regimi di saturazione e interdizione nei grafici delle curve caratteristiche di uscita, tornando ancora sulle approssimazioni che abbiamo usato nel nostro approccio (molto) qualitativo.

### A. Effetto Early (e altri dettagli)

Nella realtà, come si osserva anche in Fig. 4(b), c’è una *piccola* dipendenza residua di  $I_C$  da  $V_{CE}$  che fa sì che i tratti orizzontali siano inclinati a formare delle rette con un piccolo coefficiente angolare positivo, almeno nell’intervallo di parametri di interesse pratico. Spesso si fa risalire questa circostanza al cosiddetto *effetto Early*. In sostanza, aumentando  $V_{CE}$  si hanno diverse conseguenze all’interno del transistor. Le principali sono che:

- la regione di svuotamento della giunzione BC, che risulta sempre più polarizzata negativamente (in seguito ne daremo una giustificazione quantitativa), aumenta la sua estensione longitudinale [qui si fa riferimento alla geometria lineare, quella rappresentata in Fig. 1 e Fig. 2(b)] e si ottiene un regime detto, talvolta, di *sovrasvuotamento*. Di

conseguenza, gli elettroni che superano l’interfaccia emettitore-base trovano una densità minore, ovvero un numero minore, di lacune con cui ricombinarsi, diminuendo, comparativamente, la corrente di base e aumentando, comparativamente, quella di collettore.

- Inoltre il campo elettrico nella regione di collettore, che ha lo scopo di raccogliere gli elettroni che non ricombinano nella base, diventa più intenso a causa dell’aumento (in modulo) della d.d.p. che lo crea. Di conseguenza gli elettroni vengono raccolti più efficacemente dal collettore, dando luogo a una corrente di collettore più intensa.

La combinazione di questi due effetti risulta in una sorta di aumento di efficacia dell’effetto transistor, ovvero  $\alpha_F$  tende sempre più all’unità, con un conseguente aumento di  $\beta_F$ . Questo spiega l’aumento di  $I_C$  responsabile per l’andamento quasi rettilineo che si vede nelle curve caratteristiche. In queste condizioni l’intensità di corrente di collettore può essere approssimata dalla funzione

$$I_C \sim \beta_F I_B \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_{Early}} \right), \quad (11)$$

dove il *potenziale di Early*  $V_{Early}$  dipende dalla costruzione del transistor. Osservate che, in conseguenza dell’andamento lineare espresso dall’Eq. 11,  $-V_{Early}$  può essere interpretato come il valore dell’intercetta della curva caratteristica (nel tratto considerato, approssimato a lineare) con l’asse orizzontale del grafico. Tipicamente  $V_{Early}$  vale diverse decine, o addirittura centinaia, di V, per cui la pendenza di questi tratti quasi-lineari risulta molto poco pronunciata.

Come ulteriore commento, che non è specifico per l’effetto Early ma si richiama al funzionamento generale del transistor nel regime attivo, osserviamo che la dipendenza da “qualcosa” di  $\alpha_F$ , o, se preferite, di  $\beta_F$ , riguarda anche altri parametri di funzionamento. In altre parole, l’efficacia dell’effetto transistor, oltre a dipendere da  $V_{CE}$ , può anche essere funzione di tutte le altre tensioni, o correnti, coinvolte nell’operazione del transistor, e anche dalle effettive condizioni di operazione, per esempio la temperatura alla quale si trovano le giunzioni. A complicare ulteriormente lo scenario, occorre ribadire che gli ordinari processi di fabbricazione dei transistor sono in grado di definire il valore di  $\alpha_F$  (e anche di  $\alpha_R$ ) in modo piuttosto grossolano, cioè con una notevole tolleranza produttiva. In conclusione, possiamo sicuramente affermare che la descrizione che abbiamo dato, in cui i parametri dell’effetto transistor si considerano costanti, può risultare parecchio approssimativa. Tuttavia essa è più che adeguata per comprendere gli aspetti fondamentali del funzionamento del transistor e delle sue applicazioni, per cui continueremo a basarci largamente su di essa.

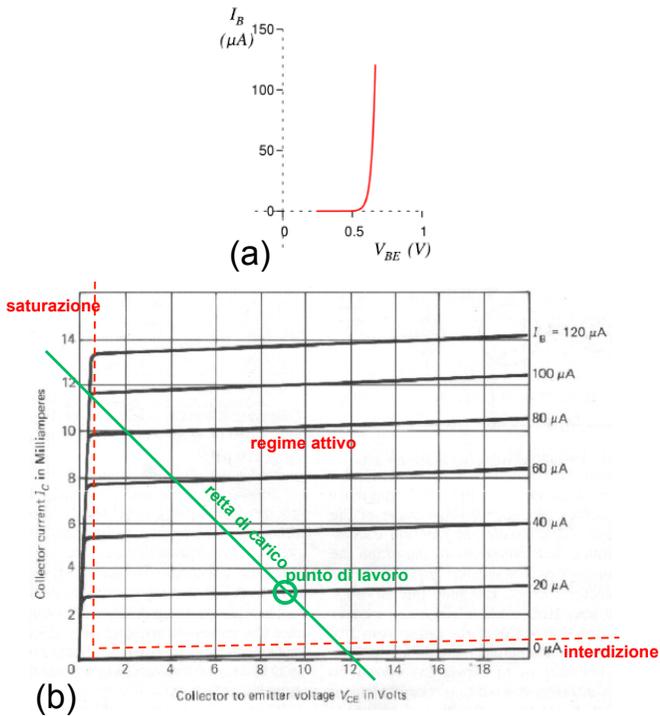


Figura 4. Curva caratteristica di ingresso (a) e di uscita (b) (dette anche curve di base e di collettore, o anche di trasferimento diretto e di uscita) per un transistor *nnp*. Sul grafico delle curve di uscita sono indicate grossolanamente le zone corrispondenti ai vari regimi di funzionamento del transistor e sono sovrapposti retta di carico e punto di lavoro, individuati supponendo come esempio  $V_0 = 12\text{ V}$ ,  $R_C = 1\text{ kohm}$ ,  $I_B = 10\text{ }\mu\text{A}$ .

## B. Retta di carico e punto di lavoro

Secondo quanto abbiamo discusso, le condizioni di lavoro del transistor dipendono dalle tensioni applicate alle due giunzioni, le quali determinano anche le correnti che scorrono nel dispositivo e, in definitiva, il *punto di lavoro* del transistor. Normalmente il regime operativo del transistor viene realizzato usando un solo generatore di differenza di potenziale continua, invece dei due generatori indipendenti che abbiamo ipotizzato finora (vedi Fig. 3, ma anche Fig. 2).

Uno schema possibile, super-semplificato (e per questo, in realtà, poco comune, discuteremo poi alcuni suoi punti deboli) è quello di Fig. 5(a): un opportuno collegamento di resistori consente di ottenere la corretta polarizzazione della giunzione BE, diretta, e della giunzione BC, inversa. La corrente  $I_B$  scorre attraverso la serie dei resistori  $R_P$  e  $R_B$ , la corrente  $I_C$  scorre attraverso il resistore  $R_C$ . Dimensionando opportunamente il valore delle resistenze si varia la d.d.p.  $V_{BE}$ , e dunque si stabilisce l'eventuale funzionamento del transistor in regime attivo. Poiché le correnti di base sono generalmente poco intense (ben sotto il mA) e la resistenza  $R_B$  è dell'ordine di poche centinaia di ohm, almeno per le nostre esperienze pratiche,

è evidente che la caduta di potenziale ad essa associata è molto piccola, e che, allora, a determinare la polarizzazione della giunzione BE provvede in pratica il solo valore della resistenza  $R_P$ . Per individuare l'effettivo punto di lavoro della giunzione BE conoscendo  $V_0$  (qui talvolta indicato come  $V_{CC}$ ) si può procedere come nel caso del diodo, cioè costruire la retta di carico corrispondente alla scelta di  $R_P$  (ovvero della serie  $R_P + R_B$ ) e verificare dove essa intercetta la curva caratteristica di base.

Per determinare completamente il punto di lavoro del transistor occorre però preoccuparsi anche di  $I_C$ , e quindi costruire una diversa retta di carico, stavolta sul piano  $I_C, V_{CE}$ . Esaminiamo la “maglia del collettore”, costituita dal generatore  $V_0$  (supposto ideale), dalla resistenza  $R_C$  e dal transistor. Notiamo che in questa maglia passa la maggior parte della corrente che viene fornita dal generatore: infatti nella “maglia di base” scorre normalmente una corrente molto bassa ( $\beta_F$ -volte minore di quella che scorre nel collettore). L'equazione della maglia si può allora scrivere con buona approssimazione come

$$V_0 = V_{CE} + R_C I_C, \quad (12)$$

che, sul piano  $V_{CE}, I_C$ , dà luogo a una retta la quale vincola  $I_C$  a  $V_{CE}$ . Le intercette di questa retta con gli assi sono ovviamente  $V_0$  e  $V_0/R_C$ , per cui la retta può essere disegnata in modo immediato conoscendo i valori rilevanti. Per esempio, se a parità di  $V_0$   $R_C$  viene fatta aumentare, o diminuire, l'intercetta con l'asse verticale si abbassa, o si alza, e la retta diventa meno, o più, inclinata, determinando un diverso punto di lavoro per il transistor. Il punto di lavoro del transistor sarà allora determinato dall'intersezione fra la retta di carico e la curva caratteristica sul piano  $I_C, V_{CE}$  che corrisponde al valore di  $I_B$  nelle condizioni specifiche di funzionamento del transistor.

## C. Interdizione e saturazione

Vediamo ora di individuare nei grafici di Fig. 4 i regimi di interdizione e di saturazione. In interdizione la giunzione BE è polarizzata inversamente, cioè  $V_{BE} < V_{thr}$ , per cui  $I_B \simeq 0$ . Dunque il regime di interdizione corrisponde alle curve con  $I_B \simeq 0$  e in queste condizioni, giustamente,  $I_C \simeq 0$  a prescindere dal valore di  $V_{CE}$ .

A saturazione entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente. Essendo il transistor considerato di tipo *nnp*, affinché la giunzione BC sia polarizzata direttamente occorre che il potenziale al collettore sia minore di quello alla base (entrambi i potenziali sono riferiti alla stessa linea di massa, quella a cui è collegato l'emettitore). D'altra parte il potenziale di base deve essere superiore, almeno di poco, rispetto a  $V_{thr}$  se si vuole anche la giunzione BE polarizzata direttamente. Quindi in queste condizioni  $V_{CE}$  deve essere piccola; tenendo conto che, nella pratica, polarizzare direttamente la giunzione BE significa porre  $V_{BE} \gtrsim V_{thr}$  [vedi anche Fig. 4(a), dove si intuisce come  $V_{BE}$  vari di poco al di sopra di  $V_{thr}$  per

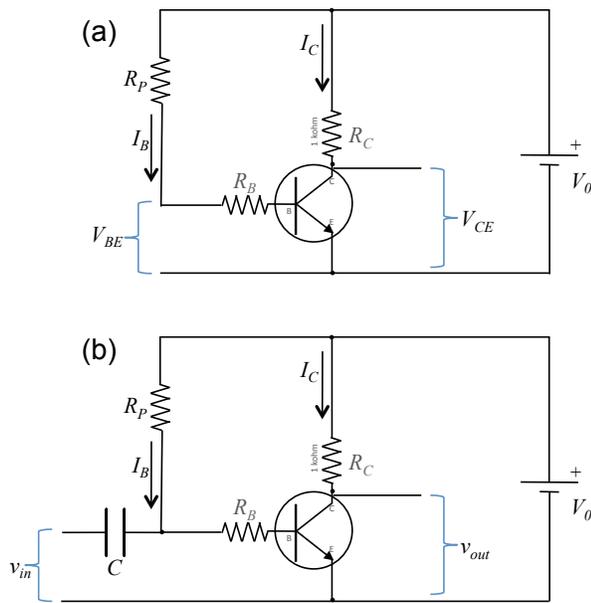


Figura 5. Esempio di semplice circuito di polarizzazione del transistor nella configurazione a emettitore comune (a); variante del circuito che prevede segnali alternati in ingresso e uscita (b) e che realizza un amplificatore di corrente e tensione, secondo quanto specificato nel testo.

“ragionevoli” variazioni di  $I_B$ ], occorre  $V_{CE} < V' < V_{thr}$ , con  $V'$  un valore che dipende dallo specifico transistor utilizzato e dalle sue condizioni di funzionamento. Nel grafico di Fig. 4(b) il regime di saturazione corrisponde alla parte “di sinistra”, dove si vede che  $V'$  dipende dalla  $I_B$ , rimanendo sempre  $V' < V_{thr}$ .

Può essere utile a questo punto mettere in chiaro una precisazione che, in realtà, è stata data per sottintesa visto il carattere di ovvietà. È evidente, credo per tutti, che le nozioni di saturazione e interdizione devono essere prese con una certa “flessibilità”. Infatti esse hanno a che fare con le condizioni di polarizzazione, diretta o inversa, delle giunzioni. Dal punto di vista modellistico è abbastanza facile definire la polarizzazione di una giunzione come diretta o inversa. Dal punto di vista pratico le situazioni sono più confuse. Infatti, se è ragionevole affermare che una giunzione è polarizzata direttamente quando la differenza di potenziale applicata ha il segno “giusto” e supera il valore di soglia, il valore di soglia non è ben definito. Di conseguenza, spesso si assume che il regime di operazione di un transistor sia in saturazione o in interdizione quando esso *si avvicina* alla saturazione o all’interdizione, cioè quando il regime è *all’incirca* quello di saturazione o interdizione. Ricordatevene quando sarete di fronte a situazioni pratiche.

In ogni caso, è evidente che il funzionamento come switch di un transistor, a cui abbiamo già fatto cenno in precedenza come a una delle applicazioni di rilievo, è figlio della possibilità di passare da interdizione (switch “spento”, in genere) a saturazione (switch “acceso”, in genere) agendo semplicemente sulla  $I_B$ . Facendo riferimen-

to alla retta di carico disegnata in Fig. 4, se si suppone di far passare  $I_B$  da un valore prossimo a 0 fino a  $100 \mu\text{A}$ , la corrispondente  $I_C$  schizza da circa 0 a circa  $100 \text{mA}$ : dunque una variazione piccola (in termini assoluti) della corrente di base determina una variazione decisamente grossa (in termini assoluti, e comparativi) della corrente di collettore.

## VI. COMPORTAMENTO A PICCOLI SEGNALI (IN CONFIGURAZIONE A EMETTITTORE COMUNE)

Oltre allo switch, un’altra applicazione di grande, e forse maggiore, interesse pratico e concettuale è quella che prevede di usare il transistor come *amplificatore*; essa si realizza operando nel *regime attivo*, cioè lontano da interdizione e saturazione.

Prestate la massima attenzione a quanto abbiamo appena affermato: per usare il transistor come amplificatore ci si deve preoccupare di fornire le giuste tensioni di *polarizzazione* al dispositivo. In altre parole, il dispositivo compie la sua funzione attiva solo se è “correttamente alimentato”, ovvero “polarizzato” in modo da trovarsi nel regime attivo. Quindi ogni circuito amplificatore dovrà provvedere delle *tensioni continue* che realizzino le polarizzazioni richieste. Focalizzando la nostra attenzione sulla configurazione a emettitore comune, questo vuol dire che dovremo in ogni caso preoccuparci di avere le tensioni  $V_{BE}$  e  $V_{CE}$  richieste per accedere al regime attivo, e di conseguenza avere anche le correnti  $I_C$  e  $I_B$ , entrambi *continue*, che scorrono nel transistor.

Dovrebbero ora risultare chiari alcuni punti che sono tipici quando si impiega un amplificatore a transistor:

- quello che normalmente si vuole amplificare non è la tensione, o corrente, continua di polarizzazione, ma si vuole invece che l’amplificazione avvenga a carico di *segnali alternati* eventualmente sovrapposti a quelli di polarizzazione;
- di conseguenza, in un circuito amplificatore a transistor è sempre presente una parte che serve per creare le giuste tensioni (e correnti) di polarizzazione, cioè un *circuito di polarizzazione*;
- tenendo conto del fatto che segnali oscillanti da amplificare e tensioni di polarizzazione sono, almeno in parte, sovrapposti, e che è necessario che il transistor operi sempre nel regime attivo, è ovvio che esistono dei limiti nell’*ampiezza* del segnale che può essere amplificato, quello che va all’ingresso dell’amplificatore: un’ampiezza eccessiva potrebbe infatti portare il transistor fuori dal regime attivo. Di conseguenza si parla spesso di amplificazione di *piccoli* (o *deboli*) segnali;
- infine, c’è una conseguenza “tipografica” del fatto che ci si riferisce a piccoli segnali: le grandezze che caratterizzano il comportamento in queste

condizioni sono in genere scritte in *caratteri minuscoli*, come già visto per la determinazione della resistenza dinamica del diodo.

La configurazione a emettitore comune si presta ad amplificare piccoli segnali oscillanti che vengono inviati alla base. Quindi la base funge da *ingresso* per tali segnali (potenziali riferiti alla linea dell'emettitore) e l'*uscita* si ritrova al collettore (anche qui potenziali riferiti alla linea dell'emettitore, che pertanto viene normalmente collegato a terra).

La risposta ai piccoli segnali oscillanti può essere in linea di principio diversa rispetto al comportamento in continua trattato finora. La caratteristica di amplificazione in corrente, che si indica con  $\beta_f$ , o anche con  $h_{fe}$  (notate i caratteri minuscoli dei pedici), è definita come segue:

$$\beta_f = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_{V_{CE}}, \quad (13)$$

dove  $i_c$  e  $i_b$  sono le ampiezze, o ampiezze picco-picco, delle correnti (oscillanti) che scorrono in collettore e base a causa della presenza del piccolo segnale oscillante in ingresso, e il simbolo  $|_{V_{CE}}$  indica che il valore considerato si riferisce a un determinato valore della tensione  $V_{CE}$  (continua), cioè a *determinate condizioni di lavoro*. Tipicamente, anche  $\beta_f$  vale alcune centinaia, cioè è dello stesso ordine di grandezza di  $\beta_F$ , almeno nei casi di interesse pratico. Analogamente a  $\beta_F$ , inoltre, anch'esso non è completamente costante, ma ha una residua dipendenza dalle condizioni di lavoro, e soffre di una rilevante tolleranza di fabbricazione.

Misurare  $\beta_f$  è generalmente difficile, sia per la necessità di misurare deboli segnali, di ampiezza che può facilmente confondersi con il rumore, che per l'esigenza di usare modelli interpretativi, spesso approssimati, come accenneremo in seguito. È possibile stimare la grandezza facendo riferimento a misure in continua e definendo  $\beta_f \approx \Delta I_C / \Delta I_B$ , dove i simboli  $\Delta$  indicano differenze tra valori continui ottenuti con polarizzazioni leggermente diverse, cioè per valori di  $I_B$  che si trovano abbastanza vicini gli uni agli altri. Un modo più raffinato, ma concettualmente simile, per determinare  $\beta_f$  consiste nel ripetere tante volte la misura di  $I_C$  a valori di  $I_B$  prossimi tra loro, e quindi nel graficare le coppie  $I_C$ ,  $I_B$  ottenute; il guadagno in corrente per piccoli segnali alternati si può allora determinare facendo un best-fit dei dati a una retta che passa per l'origine.

Da ultimo, e per completezza, vale la pena di sottolineare come l'analisi del comportamento di un transistor per piccoli segnali oscillanti può essere realizzata in una forma più completa, e spesso più accurata, utilizzando un approccio generale, detto talvolta *modello lineare di risposta*, in cui si fa uso di matrici i cui elementi descrivono tutte le proprietà di interesse ( $h_{fe}$  è uno di questi elementi). In questa sede non trattiamo tale approccio, che probabilmente incontrerete nel vostro futuro.

## A. Amplificatore di tensione

Un transistor, per esempio montato in configurazione a emettitore comune e operante in regime attivo, è in grado di amplificare delle piccole correnti oscillanti, con un guadagno  $\beta_f$ . L'interesse principale della configurazione a emettitore comune è che essa può servire anche da *amplificatore di tensione*, sempre per piccoli segnali oscillanti. A questo scopo il segnale alternato viene inviato alla base, cioè sovrapposto alla tensione continua  $V_{BE}$ , per cui l'ingresso è tra la base e terra, come rappresentato in Fig. 5(b). Notate che nello schema è stato inserito un condensatore  $C$ , che serve a "disaccoppiare" l'ingresso rispetto alla tensione continua di polarizzazione. Infatti si vuole che questa tensione serva a polarizzare la giunzione BE, e quindi occorre evitare che fluisca corrente nel circuito che produce il segnale oscillante (nelle esperienze pratiche, il generatore di funzioni): il condensatore blocca le correnti continue e fa passare le componenti alternate, dato che la sua impedenza, di modulo  $1/(\omega C)$ , può essere ritenuta trascurabile per  $\omega$  sufficientemente alto e estremamente alta per  $\omega$  tendente a zero. Per fare un esempio, nel circuito montato durante l'esperienza pratica il condensatore, detto "di disaccoppiamento", ha  $C = 1 \mu\text{F}$  nominali, per cui già per  $f \sim 3 \text{ kHz}$  la sua impedenza ha modulo paragonabile alla resistenza interna  $r_G$  del generatore di funzioni, che è generalmente trascurabile ai fini dell'analisi del circuito.

L'uscita dell'amplificatore, invece, è tra collettore e terra.

Dette  $v_{in}$  e  $v_{out}$  le ampiezze dei segnali in ingresso e in uscita, si definisce il *guadagno in tensione* come  $A_v = v_{out}/v_{in}$ . Facendo riferimento alle curve caratteristiche di Fig. 4, si può intuire come l'applicazione del segnale oscillante  $v_{in}$  induca una modulazione della corrente di base, cioè una modulazione oscillante  $i_b$  sovrapposta alla  $I_B$  continua di polarizzazione che determina il punto di lavoro. Il transistor è vincolato a funzionare in punti di lavoro dati dall'intersezione tra retta di carico e curve a diverse  $I_B$ . La modulazione fa sì che il transistor sposti (in modo oscillante) il proprio punto di lavoro: di conseguenza appare una modulazione nella corrente di collettore, che, almeno in prima approssimazione (in approssimazione *lineare*) è  $i_c = \beta_f i_b$ .

Cerchiamo ora un collegamento tra queste correnti oscillanti e le tensioni  $v_{in}$  e  $v_{out}$ . Il segnale  $v_{in}$  è applicato alla serie della resistenza di base  $R_B$  e della *giunzione* base-emettitore. Questa giunzione è polarizzata direttamente, per cui essa viene vista come una resistenza finita. Dato che il comportamento che stiamo esaminando riguarda piccoli segnali oscillanti, la resistenza che la giunzione base-emettitore oppone a tali segnali può essere approssimata con la *resistenza dinamica*  $r_b$  della giunzione stessa, determinata per il punto di lavoro che corrisponde alla  $I_B$  continua di polarizzazione.

Quando abbiamo studiato la resistenza dinamica della giunzione di un diodo bipolare, abbiamo definito la resistenza dinamica come  $r_d = (\partial I / \partial V)_{I=I_q}^{-1}$  e abbiamo

trovato che essa, per una giunzione che segue l'equazione di Shockley, può essere espressa come  $r_d \simeq \eta V_T / I_q$ , essendo  $I_q$  la corrente di lavoro,  $V_T$  la d.d.p. legata all'energia "termica" ( $V_T \simeq 26$  mV a temperatura ambiente) e  $\eta$  un parametro costruttivo della giunzione. Lo stesso approccio può essere applicato in questo caso, dato che la giunzione BE polarizzata direttamente è in questo ambito molto simile a quella di un diodo. Questo ci permette di approssimare la resistenza dinamica della base come  $r_b = \eta V_T / I_B$ . Come già discusso nel caso del diodo, l'approssimazione vale tanto meglio quanto più piccolo è il rapporto  $v_{in} / (\eta V_T)$ . Infatti essa rappresenta, sostanzialmente, lo sviluppo al primo ordine (lineare) della dipendenza tra corrente e d.d.p. applicate alla giunzione, e l'importanza dei termini non-lineari, qui trascurati, scala proprio come una potenza di  $v_{in} / (\eta V_T)$ .

Come già accennato, è necessario tenere conto che, se per un diodo al silicio il parametro  $\eta$  è generalmente ben approssimato da  $\eta \simeq 2$ , nel caso dei transistor, a causa dei dettagli costruttivi della giunzione BE (drogaggio asimmetrico, spessore sottile), lo stesso parametro assume valori più bassi, spesso prossimi all'unità ( $\eta \simeq 1$ ). Nell'ambito dell'approccio matriciale menzionato prima, del quale non facciamo uso a causa del suo grado di complicazione, il parametro  $r_b$  è indicato dal simbolo  $h_{ie}$ , che si trova, tabulato per alcuni valori di operazione, anche nei datasheet dei transistor. Nel caso del transistor 2N1711 impiegato nell'esperienza pratica, il parametro  $\eta$  dedotto dal valore tabulato di  $h_{ie}$  è prossimo a 1.2, ma, a causa della grande tolleranza con cui le caratteristiche del componente possono essere definite, è possibile che esso assuma valori effettivi compresi (almeno) tra 1 e 1.5.

In ogni caso, tenendo conto del collegamento in serie tra le resistenze  $R_B$  e  $r_b$ , possiamo scrivere la relazione, da intendersi come approssimata,  $v_{in} = (R_B + r_b)i_b \simeq (R_B + \eta V_T / I_B)i_b$ .

Per quanto riguarda il legame fra  $v_{out}$  e  $i_c$  possiamo fare riferimento all'equazione della retta di carico (Eq. 12), notando però che in questo caso siamo interessati solo ai segnali oscillanti, ovvero possiamo trascurare le tensioni continue (che invece servono per la polarizzazione del transistor). Se nell'Eq. 12 indichiamo con  $v_{out}$  l'ampiezza, o ampiezza picco-picco, della componente oscillante del segnale al collettore (legata alla corrente oscillante  $i_c$ ), togliendo per il motivo appena detto il termine  $V_0$ , che è ovviamente costante, otteniamo  $v_{out} = -R_C i_c$ . Il segno meno di questa relazione può essere compreso anche notando che, quando la corrente di collettore aumenta, allora c'è una maggiore caduta di tensione attraverso la resistenza  $R_C$ , e quindi la tensione  $v_{out}$  diminuisce.

Mettendo tutto insieme, possiamo scrivere:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{R_B + r_b} \frac{i_c}{i_b} \simeq -\frac{R_C}{R_B + \eta V_T / I_B} \beta_f. \quad (14)$$

Ritroviamo ancora un segno meno, che sta a significare che il segnale oscillante in uscita è *sfasato* (di  $\pm\pi$ ) rispetto a quello in ingresso. Questa equazione dimostra che ci può sicuramente essere amplificazione di tensione ( $A_v >$

1) e che il guadagno dipende non solo da  $\beta_f$ , ma anche dal rapporto  $R_C / (R_B + r_b)$ .

Notate che, in certe condizioni, in particolare per alte correnti di lavoro  $I_B$ ,  $r_b$  può diventare trascurabile rispetto a  $R_B$  e pertanto  $A_v \simeq (R_C / R_B) \beta_f$ . Nel caso dell'esperienza svolta in laboratorio questa approssimazione non è generalmente valida. Nell'esperienza che ho svolto io, la polarizzazione era tale da produrre  $I_B \approx 6.2$   $\mu$ A, a cui corrispondeva, supponendo  $\eta = 1$ ,  $r_b \approx 4.2$  kohm. Poiché nel mio caso era  $\beta_f \simeq 208$ , tenendo conto che  $R_B = 560$  ohm e  $R_C = 1$  kohm (valori nominali, qui usati per una stima), si otteneva un valore atteso del guadagno in tensione  $A_{v,att} \approx 44$ . Dalle misure delle ampiezze (picco-picco) dei segnali in ingresso e in uscita avevo  $v_{in} \approx 12$  mV e  $v_{out} \approx 540$  mV, per un guadagno misurato  $A_v \approx 45$ , in ottimo accordo con l'aspettativa (l'ottimo accordo è stabilito sulla base delle incertezze di misura, che qui non sono state riportate per semplicità).

Infine, osservate che la presenza di un guadagno in corrente e di un guadagno in tensione implica un *guadagno di potenza*, cioè la configurazione esaminata si comporta anche da amplificatore di potenza. È facile verificare che il guadagno in potenza, proporzionale al prodotto  $\beta_f A_v$ , va con il quadrato di  $\beta_f$ . Una stupida osservazione conclusiva: naturalmente questa amplificazione di potenza non è magicamente creata dal transistor, ma il transistor permette di sfruttare in modo opportuno la potenza resa disponibile dalle sorgenti di alimentazione, cioè nel nostro caso dal generatore  $V_0$ , allo scopo di ottenere l'amplificazione richiesta. Inoltre per ogni transistor reale esiste un limite alla massima potenza che può essere "manipolata" dal componente, che non può eccedere un certo limite pena la possibile rottura a causa dell'aumento di temperatura conseguente alla dissipazione. Per il transistor 2N1711 questo limite è dell'ordine di 0.8 W.

## B. Resistenze di ingresso e uscita

Nelle nostre esperienze pratiche, in genere utilizziamo segnali "di ingresso" prodotti dal generatore di funzioni e leggiamo l'"uscita" con l'oscilloscopio. In termini generali, questi strumenti hanno il primo una resistenza interna relativamente bassa ( $r_G = 50$  ohm), che possiamo interpretare qui come resistenza di uscita del generatore stesso, secondo l'approccio di Thévenin, e il secondo una resistenza di ingresso relativamente alta ( $r_{osc} = 1$  Mohm). Questa circostanza ci permette spesso di disinteressarci dei possibili effetti dei circuiti che introduciamo tra "ingresso" e "uscita". Infatti, parlando in modo grossolano, la bassa resistenza del generatore limita spesso la possibilità che si verifichino "sovraccarichi", cioè che ci siano rilevanti cadute di potenziale a carico della d.d.p. in ingresso al nostro circuito su  $r_G$ , mentre l'alta resistenza dell'oscilloscopio evita che la presenza dello strumento "sottragga" un'eccessiva quantità di corrente dal nostro circuito.

Tuttavia, non sempre la situazione è così semplice. Per esempio, si verifica spesso che un circuito sia costituito da tanti sotto-circuiti collegati tra loro in serie, un po' come abbiamo visto nel caso del circuito integratore-derivatore in cascata. In situazioni di questo tipo, diventa importante poter determinare a priori le resistenze, o, meglio, impedenze, di ingresso e di uscita di ogni sotto-circuito. Con resistenza, o impedenza, di ingresso e di uscita intendiamo, in sostanza, le resistenze, o impedenze, che sono "viste" rispettivamente all'ingresso e all'uscita di ogni sotto-circuito. In quanto segue, e per pura semplicità, tratteremo di resistenze, e non di impedenze, supponendo di poter trascurare gli effetti capacitivi, o, più in generale, reattivi, che si verificano negli elementi di circuito considerati. Questa affermazione è naturalmente tanto più accurata quanto più bassa è la frequenza di operazione del circuito. Essa è generalmente corretta nelle condizioni delle nostre esperienze pratiche, ma potrebbe facilmente diventare errata per frequenze più alte, o se si volesse studiare il comportamento in presenza di rapidi transienti.

La valutazione accurata delle resistenze in ingresso e in uscita a uno stadio amplificatore è non sempre banale: nella nostra descrizione ci accontenteremo di un modello molto semplificato, che trascura alcuni dettagli funzionali del transistor (essi sono considerati nel modello lineare a piccoli segnali che potete trovare in numerose fonti) e non si pone alcun problema relativo alla separazione, pratica e concettuale, fra le caratteristiche intrinseche dell'amplificatore e quelle più propriamente pertinenti alle parti di circuito destinate a produrre il segnale in ingresso e al carico in uscita.

Con queste approssimazioni, per un amplificatore realizzato con un transistor *BJT* in configurazione di emettitore comune [Fig. 5(b)], la resistenza di ingresso è approssimabile con la serie  $R_{in} \sim R_B + r_b$  che abbiamo individuato prima (facciamo ovviamente riferimento a segnali oscillanti in ingresso). Poichè il guadagno in tensione,  $A_v = R_{out}\beta_f/R_{in}$ , scala come  $1/R_{in}$ , si cerca spesso di operare in condizioni in cui  $R_{in}$  è piccolo. Di conseguenza, la resistenza di ingresso dell'amplificatore a emettitore comune viene in genere classificata come *bassa*, grazie a un'opportuna scelta di  $R_B$  e della polarizzazione diretta della giunzione BE, che implica  $r_b$  piccola.

Come abbiamo già stabilito, per la configurazione a emettitore comune si ha  $v_{out} = -R_C i_{out}$ , che in pratica stabilisce  $R_{out} = R_C$  (naturalmente si prende il valore positivo omettendo il segno). Possiamo giungere a questa conclusione usando un ragionamento diverso da quello impiegato prima per stabilire la relazione tra  $v_{out}$  e  $i_{out}$ , che era basato sull'equazione della retta di carico. Qui possiamo partire dalla constatazione che la resistenza di uscita  $R_{out}$  è in pratica la resistenza "vista" tra collettore ed emettitore. Nel circuito di Fig. 5(b), essa può essere schematizzata come la serie di resistenze delle due giunzioni, BC e BE, con in parallelo la serie di  $R_C$  e della resistenza interna  $r$  del generatore  $V_0$ . La giunzione BC, nel regime attivo che è quello di nostro interesse,

è polarizzata inversamente, per cui la sua resistenza dinamica è molto alta, tendente a infinito quando la  $V_{BC}$  tende a zero, mentre quella BE è polarizzata direttamente, per cui la sua resistenza dinamica è trascurabile rispetto a quella della giunzione BC. Analogamente, è in genere trascurabile la resistenza interna  $r$  del generatore. Di conseguenza, la resistenza di uscita può essere normalmente approssimata proprio con  $R_C$ . Poichè, entro i limiti del dimensionamento del circuito (in particolare, la definizione del punto di lavoro del transistor), in genere esiste una certa libertà nello scegliere la resistenza di collettore, essa viene spesso presa come piuttosto alta (valori tipici del kohm, o delle decine di kohm) così da consentire un consistente guadagno in tensione. Pertanto la resistenza di uscita dell'amplificatore a emettitore comune viene in genere classificata come *medio-alta*.

Una conseguenza del fatto che le resistenze di ingresso e uscita siano (classificate come) rispettivamente bassa e alta è evidente: se decidessimo di realizzare un amplificatore "pluri-stadio" usando diversi amplificatori a emettitore comune posti uno in seguito all'altro (in cascata, o "in serie" fra loro), lo stadio successivo potrebbe "sovraccaricare" quello precedente. Infatti, a causa della richiesta di corrente dovuta alla bassa resistenza di ingresso dello stadio successivo, si potrebbe avere una rilevante caduta di potenziale nella resistenza di uscita dello stadio precedente. Il risultato sarebbe un guadagno complessivo dell'intero circuito nettamente minore delle aspettative, cioè  $|A_{v,tot}| \ll \Pi |A_{v,i}|$ , dove  $A_{v,i}$  è il guadagno atteso dello stadio *i*-esimo, cioè il guadagno che lo stadio avrebbe se fosse collegato a un carico altissimo, e la produttoria è estesa a tutti gli stadi. Per risolvere il problema, si possono impiegare configurazioni diverse, che, secondo quanto sarà accennato in seguito, presentano resistenze di ingresso e di uscita differenti da quelle della configurazione a emettitore comune.

### C. Stabilità della polarizzazione

Nei voluminosi tomi studiati dai tecnici che progettano circuiti ci sono ampi capitoli dedicati alle tecniche di polarizzazione, cioè alla discussione dei metodi e delle relative configurazioni circuitali che meglio permettono di determinare la polarizzazione del transistor. Qui non intendiamo, naturalmente, entrare nei dettagli ma, limitandoci solo alla configurazione a emettitore comune rappresentata in Fig. 5(b), possiamo osservare alcuni aspetti potenzialmente critici.

Il problema della stabilità citato nel titolo di questa sezione nasce soprattutto dalla circostanza che il transistor può surriscaldarsi durante il suo impiego. Questa è una conseguenza della dissipazione dovuta alle correnti che lo attraversano, che possono essere tutt'altro che trascurabili. Infatti molto spesso i transistor sono montati su appositi dissipatori, che servono per aumentare lo scambio termico con l'ambiente e quindi ridurre la temperatura di operazione.

La dissipazione ha luogo nel transistor perchè al suo interno le correnti incontrano delle resistenze. In effetti dentro un transistor ci sono sicuramente delle resistenze. In primo luogo la giunzione, se polarizzata inversamente, oppone una certa resistenza al passaggio di corrente (nell'ambito che qui stiamo esaminando, la resistenza non è quella dinamica, ma quella "effettiva": infatti ci stiamo occupando della polarizzazione delle giunzioni, che avviene grazie a d.d.p. continue e implica correnti continue). Se la giunzione è polarizzata direttamente, questa resistenza cala, fino a diventare virtualmente trascurabile: tuttavia, prima di arrivare alla giunzione, i portatori di carica devono attraversare uno spessore non necessariamente trascurabile (in particolare nel collettore e nell'emettitore) di materiale semiconduttore drogato. Questo materiale ha una certa resistività (in genere, in questo ambito, si parla di mobilità, che è inversamente proporzionale alla resistività), e dunque, in serie alla resistenza (effettiva) della giunzione propriamente detta, dobbiamo considerare delle resistenze addizionali, come già abbiamo avuto modo di vedere nella misura della resistenza (dinamica, in quel caso) del diodo.

I materiali semiconduttori hanno una caratteristica di temperatura di tipo *NTC*, cioè la loro resistività diminuisce con l'aumentare della temperatura; quindi le resistenze in serie di cui stiamo parlando tendono a diminuire di valore quando il transistor si surriscalda.

Vediamo una prima conseguenza, che riguarda la polarizzazione della giunzione BE: Nello schema di Fig. 5(b) essa è determinata dalla  $V_{BE}$ , ottenuta a sua volta partendo da  $V_0$  attraverso la caduta di potenziale nella serie  $R_P + R_B$ . L'entità della caduta di potenziale dipende linearmente da  $I_B$  che, ancora a sua volta, dipende in maniera molto accentuata (se la polarizzazione è diretta, come stiamo considerando qui) da  $V_{BE}$  [vedi Fig. 4(a)]. D'altra parte la corrente  $I_B$  passa attraverso la giunzione BE e quindi è funzione anche della resistenza effettiva della giunzione stesse e delle resistenze in serie ad essa. Se il transistor si surriscalda, la resistenza effettiva diminuisce, la corrente  $I_B$  aumenta di intensità e la caduta di potenziale sulla serie  $R_P + R_B$  aumenta, determinando una diminuzione di  $V_{BE}$ . Dunque il punto di lavoro della giunzione BE risulta non più stabilmente fissato a quello determinato da progetto.

Per limitare l'effetto, spesso al posto della resistenza  $R_P$  si utilizza un partitore di tensione, rappresentato in Fig. 6 dalle resistenze  $R_1$  e  $R_2$ . Inoltre, in genere  $R_B$  viene scelta molto minore rispetto a  $R_1$  e  $R_2$ , anzi, spesso  $R_B$  è proprio assente (essa non c'è nello schema di Fig. 6). Dunque la resistenza effettiva della giunzione viene a trovarsi in parallelo a  $R_2$  e, dimensionando in maniera opportuna  $R_2$ , si può fare in modo che i suoi effetti, e quelli conseguenti alla sua eventuale variazione con la temperatura, siano trascurabili. In altre parole, il dimensionamento del partitore è scelto in modo che l'intensità della corrente che scorre nella serie  $R_1 + R_2$  sia molto maggiore rispetto a  $I_B$ , così che la d.d.p.  $V_{BE}$  sia praticamente indipendente da  $I_B$ , e dalle sue eventuali

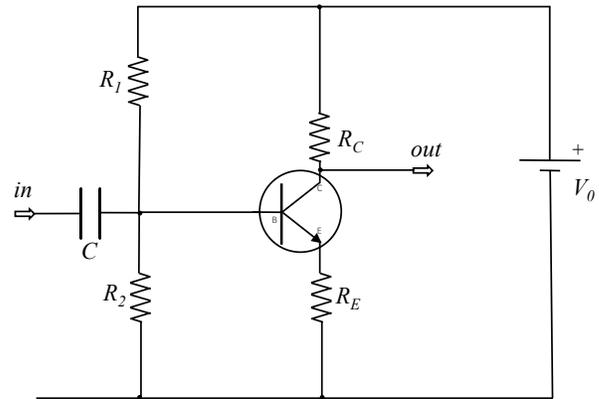


Figura 6. Esempio di possibile circuito di polarizzazione del transistor a emettitore comune, con disegnati i resistori di cui si discute nel testo.

variazioni con la temperatura.

È utile osservare che la presenza del partitore di tensione all'ingresso dell'amplificatore, oltre a rendere meglio definito il punto di lavoro della giunzione BE, ha anche una conseguenza importante sulla resistenza di ingresso. Infatti per il circuito di Fig. 6 la resistenza di ingresso è data dal *parallelo* tra la serie  $R_B + r_b$  e  $R_2$ : per evitare di ridurre ulteriormente la già piccola resistenza di ingresso, in genere il partitore viene dimensionato evitando l'impiego di valori eccessivamente piccoli (rispetto a  $r_b$ ,  $R_B$  potrebbe non esserci) per  $R_2$ .

#### D. Resistenza di emettitore

Passiamo ora ad esaminare le conseguenze che surriscaldamento e variazione della resistenza effettiva della giunzione possono avere nel circuito di collettore. Qui i problemi sono accentuati dall'intensità della corrente  $I_C$  e dal potenzialmente elevato valore della resistenza effettiva offerta dalla giunzione BC quando essa è polarizzata inversamente. La combinazione di queste due circostanze determina una rilevante dissipazione di potenza a carico della giunzione BC, e dunque del componente.

Osserviamo che, se la resistenza effettiva della giunzione diminuisce in presenza di surriscaldamento, la corrente di collettore tenderebbe ad aumentare. Infatti la retta di carico corrispondente diventerebbe più inclinata, e quindi il punto di lavoro si sposterebbe verso correnti  $I_C$  di intensità maggiore. Questo potrebbe a sua volta indurre un aumento della potenza dissipata, e quindi un ulteriore surriscaldamento, innescando un meccanismo a catena il cui esito potrebbe essere letale per il transistor (al di sopra di una certa temperatura la giunzione si danneggia irreparabilmente).

Per prevenire questa possibilità è in genere sufficiente aggiungere un resistore, denominato  $R_E$  in Fig. 6, tra emettitore e linea di massa, o di terra. La corrente che fluisce in questo resistore ha un'intensità pressoché iden-

tica a quella che fluisce nel collettore ( $|I_E| = |I_B| + |I_C| \simeq |I_C|$  per l'effetto transistor). Essa provoca quindi una caduta di potenziale non trascurabile pur in presenza di piccoli valori di  $R_E$ , in conseguenza della quale l'emettitore viene a trovarsi a una d.d.p. diversa da zero (e positiva) rispetto alla linea di massa, o di terra. La d.d.p.  $V_{BE}$  assume allora un valore *minore* rispetto a quello che si misurerebbe in assenza di  $R_E$ ; questo comporta una diminuzione della corrente  $I_B$ , il cui effetto principale è quello di ridurre l'intensità della corrente  $I_C$  (in prima approssimazione essa è, grazie all'effetto di amplificazione della corrente, proporzionale a  $I_B$ ). Dunque la presenza di  $R_E$  (supponendo che essa sia correttamente dimensionata) può mitigare l'effetto potenzialmente disastroso del surriscaldamento.

### E. Feedback

Semplificando e cercando di generalizzare, la presenza della resistenza  $R_E$  nel circuito di polarizzazione che abbiamo appena descritto si traduce nel meccanismo seguente:  $I_C$  aumenta a causa dell'aumento di temperatura, ma  $V_{BE}$  si riduce, riducendo di conseguenza  $I_C$  e quindi gli effetti del surriscaldamento. Allora, usando un linguaggio molto descrittivo, potremmo dire che  $R_E$  gioca un ruolo che consiste nel monitorare quello che succede e impartire le corrette istruzioni al sistema affinché esso tenda a ri-stabilizzarsi alle sue condizioni di operazione ordinarie.

Quello qui ipotizzato è un possibile prototipo di meccanismo di *feedback*, che in italiano si traduce per esempio con *retroazione*: la retroazione conseguente all'aumento di  $I_C$  al di là del valore di progetto conduce, attraverso un meccanismo "indiretto", a una diminuzione di  $I_C$ .

Parlare di feedback in presenza di un amplificatore apre un interessantissimo scenario, che qui, naturalmente trattiamo solo nei suoi aspetti più di base e adottando un approccio assolutamente qualitativo (in attesa di poterlo sviluppare in future versioni di questa nota e, se possibile, di implementarlo in future esperienze pratiche). Infatti, in linea di principio introdurre un feedback in un sistema, costituito generalmente, ma non esclusivamente, da un amplificatore, implica possibili conseguenze che, dal punto di vista matematico, si traducono nella presenza di termini "ritardati" e, possibilmente, non lineari, nella "funzione di trasferimento" del sistema stesso: essi possono dare luogo a tantissimi effetti la cui analisi va molto al di là dei nostri scopi.

Restringendoci ad esaminare solo la situazione dovuta alla presenza di  $R_E$ , valutiamo le conseguenze che questo comporta nell'amplificazione di piccoli segnali oscillanti. In presenza del segnale di ampiezza  $v_{in}$  all'ingresso dell'amplificatore, si ha una corrente oscillante  $i_b$  che entra nella base del transistor dando luogo a una corrente di collettore  $i_c = \beta_f i_b$ , ovvero una pressoché equivalente corrente di emettitore  $i_e$ . Poiché il transistor si comporta come un nodo anche nei confronti dei

segnali oscillanti, deve essere, in analogia con l'Eq. 2,  $i_e = -(i_b + i_c) = -(1 + \beta_f)i_b$ , dove il segno negativo è coerente con la nostra definizione convenzionale (la corrente esce dall'emettitore quando entra in base e collettore). Questa corrente, fluendo attraverso  $R_E$ , determina una certa caduta di potenziale che, in valore assoluto, vale  $|\Delta V_{RE}| = R_E |i_e| = R_E(1 + \beta_f)|i_b|$ ; in particolare, il potenziale dell'emettitore deve essere positivo rispetto a terra quando la corrente esce dall'emettitore, ovvero quando la corrente entra nella base, per cui nell'espressione precedente possiamo togliere i segni di valore assoluto:  $\Delta V_{RE} = R_E(1 + \beta_f)i_b$ .

Osserviamo ora l'intera "maglia di ingresso" (della base) dell'amplificatore: si può facilmente scrivere, trascurando al solito l'impedenza offerta dal condensatore nei confronti del segnale alternato,  $v_{in} = (R_B + r_b)i_b + \Delta V_{RE} = (R_B + r_b + R_E(1 + \beta_f))i_b$ . Questa espressione indica che la resistenza di ingresso dell'amplificatore, data in sostanza da  $R_{in,RE} = v_{in}/i_b$ , viene *aumentata* di  $R_E(1 + \beta_f)$  rispetto al caso in cui la resistenza di emettitore è assente. Visto l'elevato valore che assume, tipicamente,  $\beta_f$ , anche supponendo una piccola resistenza di emettitore l'effetto risultante è notevole.

Come conseguenza, anche il guadagno in tensione viene modificato:

$$A_{v,RE} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\beta_f \frac{R_C}{R_B + r_b + R_E(1 + \beta_f)} \simeq -\frac{R_C}{R_E}, \quad (15)$$

dove l'ultimo passaggio costituisce un'ulteriore approssimazione, valida quando  $R_E\beta_f \gg R_B + r_b$ .

In definitiva, allora, aggiungere una resistenza all'emettitore porta a *diminuire* il guadagno in tensione dell'amplificatore di tensione a emettitore comune. Nel mio caso, usando  $R_E = 68$  ohm nominali, ho misurato, nelle stesse condizioni descritte prima, un guadagno  $A_{v,RE} \approx 10$  a fronte di un valore atteso, determinato dall'Eq. 15, di 11.

Per limitare la diminuzione di guadagno mantenendo i vantaggi del feedback in termini di stabilità di polarizzazione (cioè quelli relativi alle d.d.p. e correnti statiche di polarizzazione), è possibile ricorrere a un trucco che consiste nel montare un condensatore in parallelo a  $R_E$ . In queste condizioni, la resistenza di emettitore "esiste" solo in condizioni statiche, e quindi ai fini della polarizzazione, mentre essa viene di fatto cortocircuitata dal condensatore, grazie al fatto che l'impedenza del condensatore tende a zero all'aumentare della frequenza di lavoro, quando si considera il comportamento ai piccoli segnali oscillanti.

### F. Feedback negativo e positivo

Nello studio dei sistemi dotati di feedback, si utilizza spesso una terminologia che serve per caratterizzare il feedback stesso. In termini molto grossolani, il feedback è positivo, o negativo, se il guadagno realizzato implementando il feedback aumenta, o diminuisce, rispetto alla

situazione senza feedback. Applicando questa terminologia al *valore assoluto del guadagno*, si ha che la presenza di  $R_E$  produce un feedback *negativo*: è evidente che il feedback negativo comporta una degradazione delle performance dell'amplificatore (amplifica di meno di quanto potrebbe), in cambio, però, di vantaggi operativi. Oltre a mitigare il problema del surriscaldamento discusso in precedenza, c'è infatti un ulteriore aspetto di notevole interesse.

Uno dei principali limiti nell'operazione di un amplificatore a emettitore comune è rappresentato dalla *distorsione di non linearità*, che comporta una modifica della forma d'onda in uscita rispetto a quella in ingresso. Gli effetti di distorsione possono diventare evidenti anche nella nostra esperienza pratica: quando l'ampiezza del segnale  $v_{in}$  (supposto sinusoidale) supera un certo valore, la forma di  $v_{out}$  si discosta sempre più da quella di una sinusoide. L'effetto è ancor più evidente impiegando una forma d'onda triangolare, dove la distorsione è ben visibile nella modifica della forma dei tratti, idealmente rettilinei, del triangolo. Innanzitutto, questo è dovuto al fatto che, non appena  $v_{in}$  si avvicina, in ampiezza, a  $V_T$  (cioè, nella pratica, per  $v_{in}$  dell'ordine di poche decine di mV), la corrente di base  $i_b$  tende ad assumere un andamento non lineare nei confronti di  $v_{in}$ . Inoltre, poiché la corrente di base varia dinamicamente secondo la  $i_b \sim v_{in}/R_{in}$ , un segnale in ingresso di ampiezza rilevante può condurre (dinamicamente) il transistor fuori dal regime attivo. Qui, non vale più la relazione lineare tra correnti di base e di collettore, da cui la distorsione. Tenendo conto della curva caratteristica di ingresso [Fig. 3(a)], è evidente che la corrente di base varia più marcatamente in corrispondenza della semionda positiva del segnale in ingresso, dove la corrente di base può facilmente diventare così alta da portare il transistor vicino al regime di saturazione. Normalmente, infatti, la distorsione è "asimmetrica", e le semionde negative del segnale in uscita vengono "tosate" (spianate, in inglese si parla di "clipping").

Il fenomeno della distorsione produce una sensibile limitazione al *range dinamico* accettato in ingresso dall'amplificatore, cioè all'intervallo di ampiezze  $v_{in}$  per le quali l'amplificatore funziona in modo lineare. Il feedback negativo, riducendo  $i_b$  a parità di  $v_{in}$ , comporta un aumento del range dinamico, e quindi la possibilità di operare in regime lineare per una più estesa gamma di segnali in ingresso. Nell'esperienza pratica, operando senza resistenza di emettitore gli effetti di distorsione diventano chiaramente evidenti già per  $v_{in} \sim 30$  mV, mentre la presenza della resistenza di emettitore permette di estendere l'ampiezza in ingresso fino a diverse centinaia di mV.

In termini generali, esiste anche un metodo più diretto per realizzare feedback in un amplificatore, che consiste nel prendere una porzione del segnale in uscita e re-introdurla all'ingresso. Questo potrebbe essere realizzato collegando una resistenza di feedback  $R_F$  tra collettore e base nello schema di Fig. 5(b). Nonostante concettualmente un feedback realizzato in tal modo sia parecchio

semplice da immaginare, la sua implementazione pratica, e in particolare la previsione quantitativa del comportamento dell'amplificatore, non è semplice. Infatti la presenza di  $R_F$  produce effetti anche sulle resistenze di ingresso e uscita, che impongono un dimensionamento corretto per ottenere il risultato desiderato. Non avendo strumenti accurati per questo dimensionamento, non entriamo nei dettagli di questo tipo di feedback.

Vale la pena, però, di osservare un aspetto di grande interesse pratico. Secondo la nostra terminologia, il feedback così realizzato ha un carattere negativo, poiché la porzione di segnale che dall'uscita viene re-introdotta all'ingresso è sfasata di  $\pi$  rispetto all'ingresso stesso. Di conseguenza, il transistor "vede" al suo ingresso (tra base e terra) un segnale "più basso" di quanto ci sarebbe se il feedback fosse assente. Immaginate ora di modificare l'elemento di feedback, mettendo, al posto della resistenza, un componente, o una rete di componenti, che hanno un'impedenza dipendente dalla frequenza di lavoro. Come ben sappiamo, ai componenti reattivi, cioè dotati di un'impedenza complessa, è associato uno sfasamento.

Possiamo allora supporre, almeno in linea di principio, di poter creare una rete di feedback che, per alcune, determinate, frequenze, produce uno sfasamento di  $\pm\pi$ . Limitandoci all'impiego di reti RC, come quelle che abbiamo studiato negli integratori e derivatori, un tale sfasamento richiede l'uso di più di una singola coppia di resistenza e condensatore. Infatti nei filtri RC "a un singolo polo" lo sfasamento vale al massimo  $\pm\pi/2$ . Dunque occorre una cascata di almeno due filtri RC per ottenere lo sfasamento richiesto. Tuttavia, lo sfasamento  $\pm\pi/2$  in tali filtri corrisponde a guadagni estremamente bassi. Di conseguenza è generalmente più pratico costruire cascate di (almeno) tre stadi, in modo che a ognuno di essi sia richiesto uno sfasamento che può essere raggiunto senza attenuare eccessivamente il segnale trasferito.

Nel caso in cui si riesca a realizzare lo sfasamento  $\pm\pi/2$ , il feedback diventa *positivo* (secondo la nostra terminologia), cioè il guadagno aumenta (in valore assoluto) rispetto a quello misurato senza feedback. Talvolta, il comportamento dell'amplificatore sottoposto a questo tipo di feedback si dice *rigenerativo*, per indicare che il segnale in ingresso viene "rigenerato" dall'uscita.

La (potenziale ed estrema) conseguenza di questo tipo di feedback può essere facilmente immaginata facendo il seguente ragionamento. Supponete allora di aver costruito una rete di feedback che diventa fortemente positivo (secondo la nostra terminologia) per un certo intervallo di frequenze. Estremizzando il ragionamento, supponete anche che all'ingresso dell'amplificatore non sia collegato nulla: ugualmente è possibile che, attraverso fluttuazioni delle cariche e delle correnti, all'atto dell'accensione il transistor si trovi ad amplificare un certo segnale, per esempio un "rumore". Questo segnale, debitamente amplificato, viene re-introdotta all'ingresso essendo ulteriormente amplificato in tanti "cicli" successivi di passaggio per l'amplificatore. Poiché ad essere amplificate sono le componenti spettrali del segnale compatibili con lo sfasa-

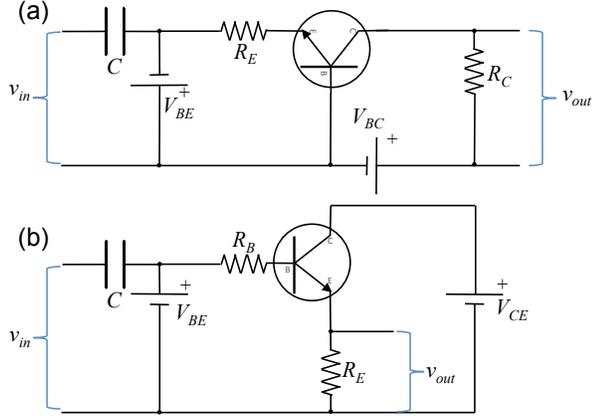


Figura 7. Schemi circuitali di possibili configurazioni con transistor *nnp* a base (a) e emettitore (b) comuni.

mento di  $\pm\pi$ , la rigenerazione avverrà solo per certe frequenze. Il sistema, allora, tenderà ad *auto-oscillare*. In altre parole, all'uscita dell'amplificatore si avrà un segnale oscillante a una certa frequenza (in un certo intervallo di frequenze) prodotto "spontaneamente" ed innescato da una qualche fluttuazione.

Usando un approccio matematico, che va ben al di là dei nostri scopi, si può dimostrare che un amplificatore soggetto a feedback positivo (nella nostra terminologia) diventa, di fatto, un *oscillatore*. Di questo avrete modo di discutere in altri corsi futuri, per esempio quando esaminerete il funzionamento di un laser, dove il ruolo dell'amplificatore è giocato dal cosiddetto "mezzo attivo" e quello del feedback da una "cavità ottica".

## VII. ALTRE CONFIGURAZIONI

Benché quella a emettitore comune sia probabilmente la configurazione più frequente in cui vengono utilizzati i transistor *BJT*, vale la pena di fare un breve cenno alle configurazioni *a base comune* e *a collettore comune*, detta anche *emitter follower*. In questo cenno, anche in considerazione del fatto che nelle esperienze pratiche useremo solo la configurazione a emettitore comune, non ci preoccuperemo dei dettagli circuitali che permettono, ad esempio, di realizzare la corretta polarizzazione delle giunzioni, che deve essere sempre tale da portare il transistor nel regime attivo. Inoltre supporremo, come ovvio, di analizzare il comportamento del transistor come amplificatore, determinando qualitativamente resistenze di ingresso e uscita e guadagno.

### A. Base comune

La configurazione a base comune l'abbiamo, in realtà, già trattata quando abbiamo discusso l'effetto transistor [vedi Fig. 2(a)]. Nella Fig. 7(a) mostriamo un possibile

schema circuitale che corrisponde alla configurazione a base comune: l'ingresso del (debole e oscillante) segnale da amplificare è inviato tra emettitore e base, però l'uscita è presa ai capi della resistenza indicata con  $R_C$ , per cui potrebbe sembrare che il terminale di base non sia a comune tra ingresso e uscita. In realtà, poiché siamo interessati al comportamento rispetto a segnali alternati e possiamo supporre che il generatore di d.d.p. continua  $V_{BE}$  sia ideale, dunque con resistenza interna trascurabile, lo schema proposto è tecnicamente compatibile con la definizione di base comune.

Per prima cosa, osserviamo che in questa configurazione *non c'è* guadagno in corrente, che, qui, è dato dal rapporto  $i_c/i_e$ . Infatti  $I_C = \alpha_F I_E \lesssim I_E$ , e da qui possiamo dedurre che anche  $i_c \lesssim i_b$ .

Determiniamo ora, sempre in modo molto approssimativo e senza entrare nei dettagli, le resistenze di ingresso e di uscita. All'ingresso, il segnale vede la serie  $R_{in,bc} \sim R_E + r_b$ , dove  $r_b$  può essere piccola, analogamente alla configurazione a emettitore comune, a causa della polarizzazione diretta della giunzione BE. In uscita, invece, la resistenza è data dal parallelo tra  $R_C$  e la resistenza della giunzione BC, polarizzata inversamente e dunque dotata di un'elevata resistenza dinamica che qui indichiamo con  $r_c$ . Dunque, supponendo  $r_b$  trascurabile,  $R_{in,bc} \sim R_E$  e  $R_{out,bc} \sim R_C/r_c$ . Approssimando come unitario il guadagno in corrente, il guadagno in tensione diventa allora  $A_{v,bc} = v_{out}/v_{in} = R_{out,bc}/R_{in,bc}$ , dove, come si vede facilmente, ingresso e uscita sono in fase tra loro. Sulla base delle considerazioni approssimative che abbiamo svolto, per avere amplificazione di tensione si può scegliere  $R_C \gg R_E$ , in modo tale che, a prescindere dalle resistenze dinamiche delle giunzioni, si abbia stabilmente  $A_{v,bc} \sim R_C/R_E > 1$ . A livello di classificazione, si dice spesso che la configurazione a base comune presenta una resistenza di ingresso *bassa* e una resistenza di uscita *alta*, in definitiva simili a quelle della configurazione a emettitore comune.

Comparata alla configurazione a emettitore comune, la base comune non risulta avere vantaggi evidenti. A parità (in termini di classificazione) di resistenze di ingresso e di uscita, questa configurazione è meno "efficiente", a causa del guadagno in corrente che, al massimo, vale un po' meno dell'unità. Tuttavia essa ha applicazioni tradizionali, in particolare nel settore delle alte frequenze.

### B. Collettore comune o emitter follower

Una possibile configurazione a collettore comune è raffigurata in Fig. 7(b). Anche qui lo schema mostrato sembra in contraddizione con la definizione di terminale a comune: infatti ingresso e uscita sono riferiti alla linea di massa, o di terra, che in questo caso *non è* quella del collettore. Questo è dovuto al fatto che in questa nota facciamo riferimento a transistor *nnp*: si potrebbe infatti dimostrare che, se il transistor fosse *pnp*, la configurazione a collettore comune vedrebbe i segnali di ingresso

e uscita riferiti alla linea del collettore, che quindi sarebbe effettivamente a comune. Per evitare eccessive discussioni, in particolare sulle polarità delle tensioni di polarizzazione, facciamo riferimento alla configurazione di Fig. 7(b), prendendo per buona l'affermazione che essa rappresenta, di fatto, una configurazione a collettore comune.

Considerando piccoli segnali alternati in ingresso, il guadagno in corrente è proporzionale a  $i_e/i_b = -(i_c + i_b)/i_b = -(\beta_f + 1)$ , che è dunque, in valore assoluto, maggiore dell'unità e anche maggiore (in maniera trascurabile, essendo tipicamente  $\beta_f \gg 1$ ) rispetto a quello della configurazione a emettitore comune. Ragionando nell'ambito delle nostre consuete approssimazioni, e seguendo il ragionamento svolto prima a proposito della presenza della resistenza di emettitore  $R_E$ , la resistenza di ingresso  $R_{in,cc}$  è data dalla serie  $R_{in,cc} \sim R_B + r_b + R_E(1 + \beta_f)$ : il valore corrispondente può essere tale da far classificare la resistenza di ingresso della configurazione a collettore comune *alta* a causa della presenza del fattore  $(1 + \beta_f)$  che si trova a moltiplicare  $R_E$ .

Nel nostro modello approssimato, la resistenza di uscita  $R_{out,cc}$  può essere ottenuta notando che  $v_{out} = R_E i_e$ , per cui essa coincide con  $R_E$ . Normalmente, è possibile fare in modo che  $R_{out,cc}$  assuma valori che permettono di classificarla come *bassa*, e certamente essa è minore di  $R_{in,cc}$ . Pertanto la configurazione a collettore comune

può realizzare condizioni di resistenza di ingresso e uscita che sono *diametralmente opposte* rispetto a quelle della configurazione a emettitore comune. Dunque l'impiego di questa configurazione è sicuramente ben giustificato nel caso di circuiti pluri-stadio, per eseguire un corretto matching delle resistenze dei vari stadi e limitare i problemi di "sovraccarico" che abbiamo brevemente accennato in Sez. VIB.

Il guadagno in tensione della configurazione può essere valutato come  $A_{v,cc} \sim (\beta_f + 1)R_{out,cc}/R_{in,cc}$  e si può dimostrare che il suo valore tipico è circa *unitario*; infatti, normalmente  $R_{out,cc} \ll R_{in,cc}$  e, di fatto, si verifica che, per dimensionamenti tipici delle resistenze del circuito, si ha  $R_{out,cc}/R_{in,cc} \approx 1/\beta_f$ . Dunque il segnale in uscita ha ampiezza simile (e anche lo stesso segno, cioè la stessa fase) del segnale in ingresso. Questa circostanza, unita all'impiego che tradizionalmente viene riservato a questa configurazione, ha portato storicamente alla denominazione di *inseguitore di emettitore* (emitter follower), che sottolinea come il segnale in uscita (che si trova all'emettitore, nel caso di transistor *npn*) "insegua" (cioè sia simile in ampiezza e fase a) quello di ingresso.

Da ultimo, la Fig. 8, tratta da <http://www.electronics-tutorials.ws>, riporta in un semplice specchio mnemonico le principali caratteristiche delle varie configurazioni a cui abbiamo fatto cenno in questa nota.

Characteristic	Common Base	Common Emitter	Common Collector
Input Impedance	Low	Medium	High
Output Impedance	Very High	High	Low
Phase Angle	0°	180°	0°
Voltage Gain	High	Medium	Low
Current Gain	Low	Medium	High
Power Gain	Low	Very High	Medium

Figura 8. Specchietto riassuntivo delle principali caratteristiche per le diverse configurazioni di collegamento di un transistor *BJT* (tratto da <http://www.electronics-tutorials.ws>).