

IL TRANSISTOR BIPOLARE (BJT)

1 - Introduzione

La parola *transistor* è la contrazione di *transfer resistor* (resistenza di trasferimento), e tende a sottolineare come questo dispositivo si dimostri in grado di trasferire una variazione di corrente da una resistenza bassa ad una di valore più elevato, ricavandone un'amplificazione di tensione.

Esistono due tipi di transistor, quelli *bipolari* e quelli *ad effetto di campo*. In questo capitolo ci soffermeremo sul BJT (*bipolar junction transistor*). L'aggettivo bipolare evidenzia un processo di conduzione che coinvolge contemporaneamente i portatori maggioritari e minoritari.

I primi BJT commercializzati nel 1951 erano dispositivi a germanio, presto soppiantati dai transistor al silicio, aventi temperatura massima di lavoro notevolmente più elevata. Con l'avvento delle tecniche di integrazione il BJT ha perso progressivamente importanza come componente discreto, diventando però il componente base di circuiti integrati bipolari, sia logici (TTL, ECL, ecc.) che analogici (amplificatori operazionali, ecc.). Viene tuttavia largamente utilizzato in alta frequenza e nell'elettronica di potenza.

2 - Struttura e principio di funzionamento.

Tre regioni adiacenti di semiconduttore drogate alternativamente di tipo *p* e di tipo *n* costituiscono, sotto certe condizioni, un transistor BJT. Questa struttura è rappresentata in forma schematica in fig. 1 nelle due possibili versioni: *pnp* e *npn*, con i simboli grafici corrispondenti. La parte centrale viene chiamata *base* e le due zone laterali *emettitore* e *collettore*. Il dispositivo presenta dunque due giunzioni, *base-emettitore* e *base-collettore*, che indicheremo in seguito rispettivamente con J_E e J_C .

La simmetria dei modelli di fig. 1 è convenzionale; in realtà le giunzioni J_E e J_C hanno aree diverse, come risulta pure diversa l'intensità del drogaggio dell'emettitore e del collettore. Ne consegue che i terminali E e C non sono intercambiabili e vengono espressamente indicati dal costruttore. Il verso della freccia nel simbolo è quello della corrente di J_E nel caso in cui la giunzione sia polarizzata direttamente.

Due particolarità costruttive sono veramente essenziali per il funzionamento del BJT:

- la regione di base deve essere molto sottile (pochi μm);
- la stessa regione deve essere poco drogata rispetto a quella di emettitore.

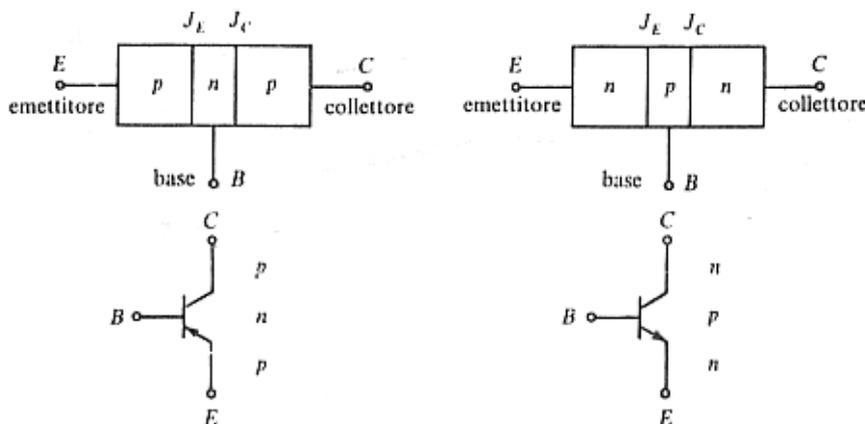


FIG. 1 - MODELLO FISICO E SIMBOLO GRAFICO DEI TRANSISTORI BIPOLARI NPN E PNP.

Il BJT può lavorare come dispositivo lineare (amplificatore di segnali) o come dispositivo a due stati, ON-OFF (interruttore elettronico). Nel funzionamento lineare la corretta polarizzazione delle giunzioni prevede J_E polarizzata direttamente e J_C polarizzata inversamente (fig. 2).

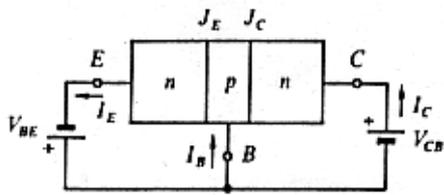


FIG. 2 - POLARIZZAZIONE DI UN BJT *NPN*.

La fig. 3 illustra il processo di conduzione all'interno di un transistor *npn* evidenziando le varie componenti della corrente. La polarizzazione diretta di J_E dà luogo ad una corrente dovuta prevalentemente agli elettroni liberi che dall'emettitore si dirigono verso la base (I_{nE}) e, in misura alquanto minore per il debole drogaggio della base, da lacune che da B vanno verso E (I_{pE}). Giunti nella base, gli elettroni liberi hanno poche probabilità di ricombinarsi con le lacune relativamente scarse e, vista la sottigliezza della regione, arrivano rapidamente nelle vicinanze di J_C , che attraversano sotto l'effetto del campo elettrico favorevole (I_{nC}). A titolo indicativo si può pensare che un solo elettrone su cento si ricombini nella base. Le ricombinazioni danno luogo alla componente $I_{nE} - I_{nC}$, mentre gli elettroni che hanno proseguito il loro cammino attraverso J_C , danno origine alla componente principale I_{nC} di $I_C = I_E$. Con I_0 è stata indicata la corrente inversa di saturazione di J_C , dovuta ai portatori minoritari. Si noti il verso delle correnti, convenzionalmente contrario a quello degli elettroni.

Naturalmente nel caso di transistor *pnP* le considerazioni saranno analoghe, con la differenza che avremo correnti di verso opposto e andrà invertito il ruolo di elettroni e lacune.

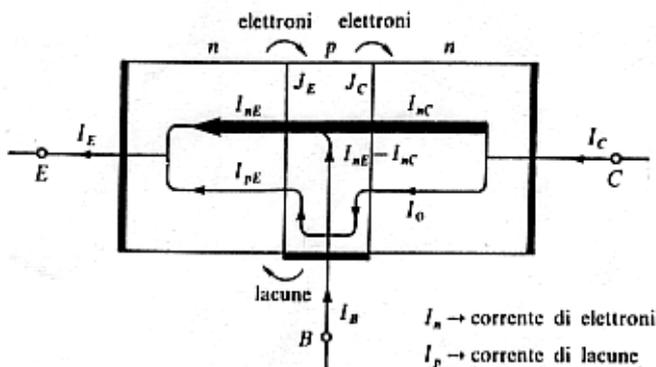


FIG. 3 - PROCESSO DI CONDUZIONE ALL'INTERNO DI UN BJT *NPN* IN FUNZIONAMENTO LINEARE.

3 - Equazioni e parametri fondamentali.

Con riferimento alla fig. 4 si ha, per il primo principio di Kirchhoff,

$$(3.1) \quad I_E = I_C + I_B$$

Se il transistor è correttamente polarizzato, ed è quindi valida l'analisi delle correnti esposta nel par. 2, si ha:

$$(3.2) \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

che, trascurando I_{CB0} (corrente di saturazione inversa), diventa

$$(3.3) \quad I_C = \alpha I_E$$

dove α è l'amplificazione statica di corrente a base comune e αI_E rappresenta la frazione della I_E che viene "dirottata" dal circuito BE a quello BC.

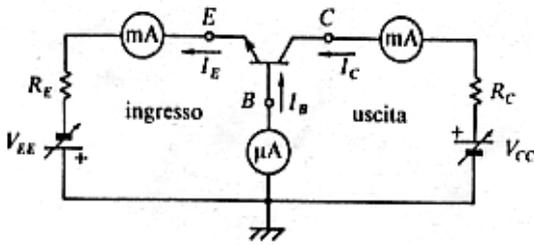


FIG. 4 - MONTAGGIO CIRCUITALE PER LA VERIFICA DELLE EQUAZIONI DI FUNZIONAMENTO DI UN BJT.

Dato che $I_E = I_C / \alpha$, sostituendo tale espressione nella (3.1) si ha $I_C / \alpha = I_C + I_B$ dalla quale si ottiene

$$(3.4) \quad I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B$$

dove β , avendo trascurato I_{CB0} , coincide con il parametro indicato dai costruttori h_{FE} , guadagno di corrente in continua. Valori tipici sono $\alpha = 0,99$ e $\beta = 100$.

4 - Caratteristiche statiche ad emettitore comune.

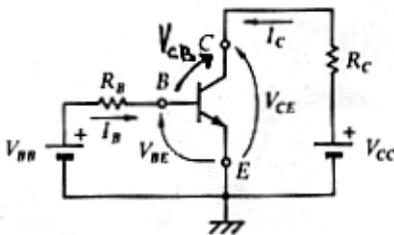


FIG. 5 - CONFIGURAZIONE CIRCUITALE AD EMETTITORE COMUNE.

In fig. 5 la giunzione BE è polarizzata direttamente. Se V_{CC} , e quindi V_{CE} , sono abbastanza grandi $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$ sarà positiva, ossia avrà la polarità indicata in figura (giunzione BC polarizzata inversamente).

4.1 - Caratteristica di ingresso.

Rappresenta l'andamento di I_B al variare di V_{BE} . Tale andamento risulta in pratica indipendente da V_{CE} . La caratteristica, riportata in fig. 6A, è in tutto simile a quella di un diodo. In pratica se la giunzione BE è in conduzione possiamo assumere V_{BE} costante, pari a circa 0,7 V.

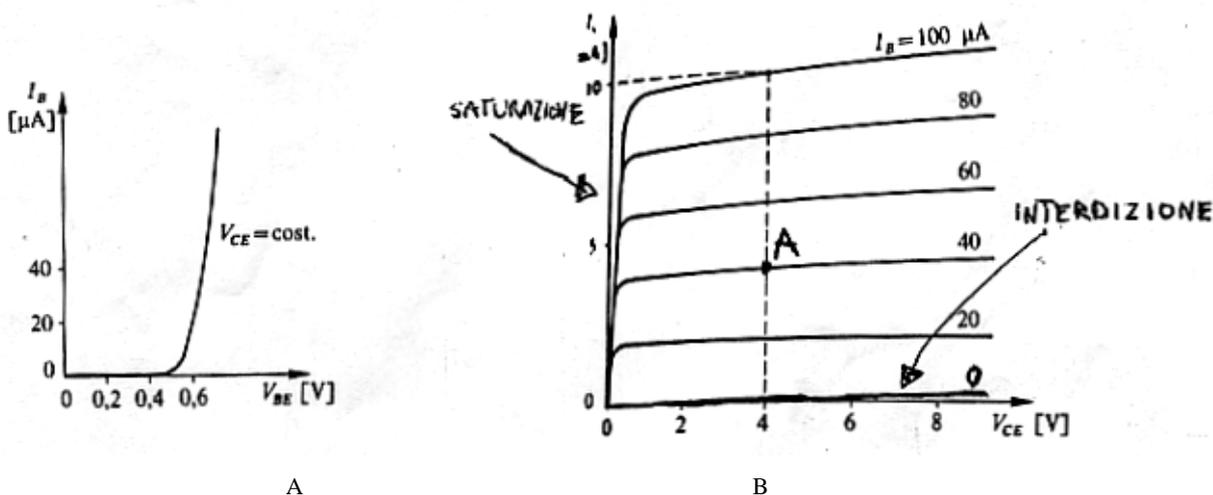


FIG. 6 - CARATTERISTICA DI INGRESSO (A) E CARATTERISTICHE DI USCITA (B) DI UN TRANSISTOR AD EMETTITORE COMUNE.

4.2 - Caratteristiche di uscita. Saturazione e interdizione.

Le caratteristiche di uscita rappresentano l'andamento di I_C al variare di V_{CE} per valori costanti di I_B e fanno riferimento al circuito di fig. 5.

Poniamo di avere un transistor per il quale $h_{FE} = 100$. Possiamo regolare V_{BB} in maniera tale da avere, ad es., $I_B = 40 \mu A$ e $I_C = h_{FE}I_B = 4 \text{ mA}$. Ammettiamo di aver regolato V_{CC} in modo tale da avere, ad es., $V_{CE} = 4 \text{ V}$ (punto A in fig. 6B).

Se ora aumentiamo V_{CC} aumenterà V_{CE} ma avremo sempre $I_C = 4 \text{ mA}$ dato che la corrente I_C è fissata dalla corrente I_B (ci spostiamo a destra di A).

Diminuendo V_{CC} e quindi V_{CE} ci sposteremo a sinistra di A. Avremo ancora $I_C = 4 \text{ mA}$ finché il valore troppo basso di V_{CE} non farà sì che la giunzione BC non sarà più polarizzata inversamente. Da questo punto, in cui inizia la zona di *saturazione*, non si avrà più $I_C = h_{FE}I_B$ e diminuendo ulteriormente V_{CE} anche la corrente I_C comincerà a scendere fino al punto in cui avrà $V_{CE} = 0$ e $I_C = 0$.

Ripetendo le medesime operazioni, avendo prima diminuito V_{BB} in modo tale da avere ad es. $I_B = 20 \mu A$, si avrà una curva simile alla prima ma con $I_C = h_{FE}I_B = 2 \text{ mA}$ nel tratto al di fuori della zona di saturazione.

Diminuendo ulteriormente V_{BB} ad un certo punto si avrà che la giunzione BE non sarà più in conduzione e si avrà $I_B = 0$ e $I_C = 0$ (zona di *interdizione*). Riassumendo, si hanno le seguenti tre situazioni:

	giunz. BE	giunz. BC	$I_C = h_{FE}I_B$
Zona lineare	pol. direttam. (in conduz.)	pol. inversam.	SI
Saturazione	pol. direttam. (in conduz.)	pol. direttam.	NO
Interdizione	pol. inversam. (non conduce)	pol. inversam.	NO ($I_B = 0, I_C = 0$)

E' necessario osservare che I_C non si mantiene perfettamente costante, ma aumenta leggermente all'aumentare di V_{CE} . Tale variazione può essere spiegata in questo modo: l'aumento di V_{CE} e

quindi della polarizzazione inversa della giunzione BC, provoca l'estensione della zona di svuotamento all'interno della base; la larghezza della base, utile per le ricombinazioni, risulta di fatto ridotta e ne consegue un aumento di I_C (*effetto Early*).

5 - Polarizzazione del BJT. Punto di funzionamento a riposo.

L'amplificazione dei segnali richiede il funzionamento del BJT in zona attiva o lineare. Questo si ottiene mediante una opportuna rete di polarizzazione che impone al BJT ben precisi valori di tensioni e correnti. Tali valori definiscono il *punto di funzionamento a riposo* Q, individuato sul piano delle caratteristiche di uscita dai valori V_{CEQ} e I_{CQ} . Una rete spesso utilizzata è quella in fig. 7 detta rete di polarizzazione automatica a partitore in quanto stabilizza automaticamente il punto Q al variare dei parametri del transistor per motivi termici o tecnologici.

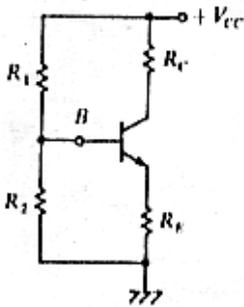


FIG. 7 - RETE DI POLARIZZAZIONE AUTOMATICA A PARTITORE.

6 - BJT come amplificatore di piccoli segnali di bassa frequenza.

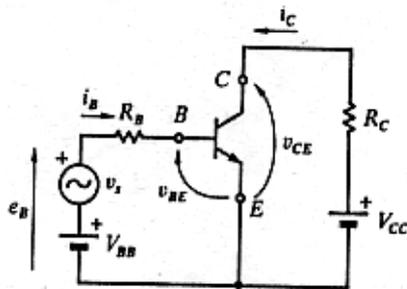


FIG. 8 - AMPLIFICAZIONE DI PICCOLI SEGNALE AD EMETTITORE COMUNE.

Prima di tutto va specificato cosa si intende per piccoli segnali di bassa frequenza: per piccoli segnali si intendono segnali che non portino il BJT al di fuori della zona lineare, e per basse frequenze si intendono frequenze per le quali siano trascurabili gli effetti capacitivi delle giunzioni (fino a qualche decina di kHz o più a seconda del tipo di transistor).

Nella maglia di ingresso in fig. 8 è stata inserita una sorgente di segnale sinusoidale v_S . Il funzionamento è ora *dinamico* alle tensioni e correnti determinate dalla rete di polarizzazione (valori statici) si sommeranno delle variazioni delle tensioni e delle correnti dovute alla presenza di v_S (valori dinamici).

Particolare attenzione va posta nelle notazioni, che seguono le regole della seguente tabella:

	lettera	pedice	esempio
grandezze statiche (determin. dalla pol.)	MAIUSC.	MAIUSC.	I_{CQ}
grandezze dinamiche (determin. dal segn.)	minusc.	minusc.	i_c
valori istantanei (gr.stat.+gr.din.)	minusc.	MAIUSC.	i_C
val. efficaci delle grandezze dinamiche	MAIUSC.	minusc.	I_c

Per comprendere il significato delle varie grandezze possono essere di aiuto i grafici in fig. 9.

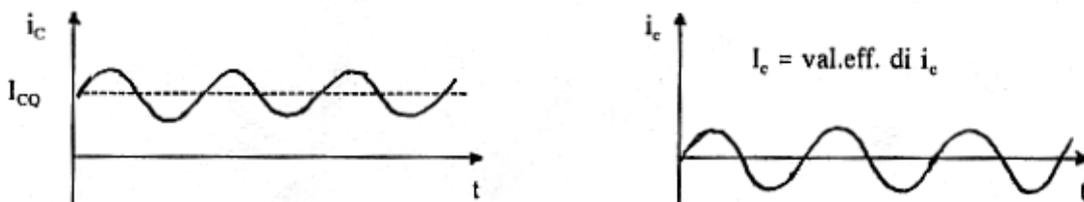


FIG. 9 - GRANDEZZE STATICHE E DINAMICHE.

Nel circuito di fig. 8 i_B sarà la somma di una componente continua e di una sinusoidale; lo stesso dicasi per i_C (vedi grafici). Di conseguenza sul piano delle caratteristiche di uscita il punto di lavoro oscillerà intorno al punto Q spostandosi verso l'alto o verso il basso. Al variare di i_C , la tensione v_{CE} varierà secondo l'equazione alla maglia di uscita

$$(6.1) \quad v_{CE} = V_{CC} - R_C i_C$$

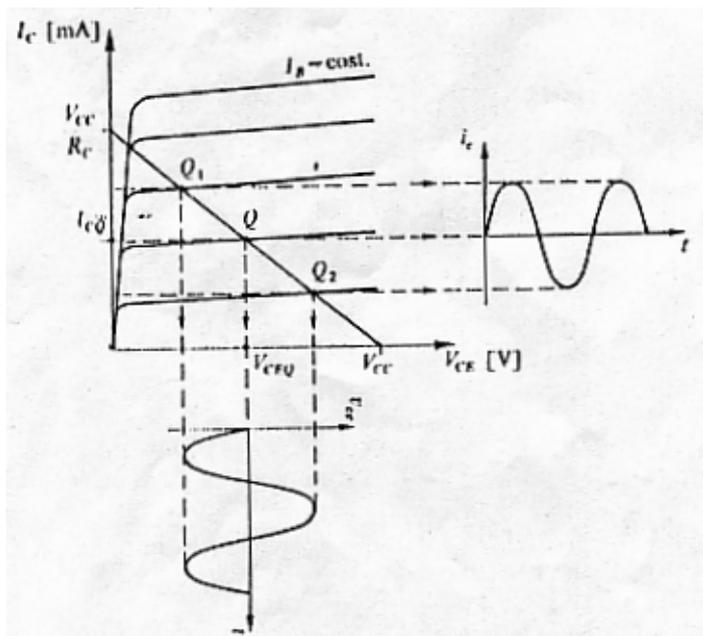


FIG. 10 - PROCESSO DI AMPLIFICAZIONE NEL PIANO DELLE CARATTERISTICHE DI USCITA.

E' questa l'equazione della retta di carico, sulla quale si sposterà il punto di lavoro (vedi fig. 10). Tale retta interseca gli assi nei seguenti punti: per $i_C = 0$ $v_{CE} = V_{CC}$, per $v_{CE} = 0$ $i_C = V_{CC}/R_C$.

E' evidente che per consentire alla i_C la massima escursione dal punto Q senza raggiungere le zone di saturazione e di interdizione quest'ultimo dovrà essere il più possibile centrato rispetto a tali zone ($V_{CEQ} = V_{CC}/2$).

Per quanto riguarda il processo di amplificazione basti osservare che la corrente dinamica i_C segue l'andamento della corrente dinamica i_B , ma risulta di ampiezza notevolmente superiore rispetto a quest'ultima (ad es. 100 volte più grande). Tale corrente attraversa la resistenza R_C inducendo in essa variazioni di tensione proporzionali a v_s ma di ampiezza notevolmente maggiore.

7 - Distorsione della forma d'onda per saturazione o interdizione.

Per variazioni negative troppo ampie di v_s rispetto a V_{BE} la tensione v_{BE} può scendere al di sotto del valore di soglia con conseguente azzeramento della i_B fino all'istante in cui il BJT non esce dalla situazione di interdizione a causa della risalita di v_{BE} . Tutto ciò determina un taglio nella zona inferiore della forma d'onda di i_B e conseguentemente anche di i_C .

Variazioni positive di v_s troppo ampie determinano altresì ampie variazioni positive di i_B , ma la corrente i_C non potrà seguire tali variazioni perché raggiungerà un valore talmente alto da portare il BJT in saturazione. Finché il BJT sarà in saturazione i_C assumerà un valore costante con conseguente taglio nella zona superiore della forma d'onda.

Tale situazione è visualizzata nei grafici di fig. 11 in cui si è assunto $h_{FE} = 100$.

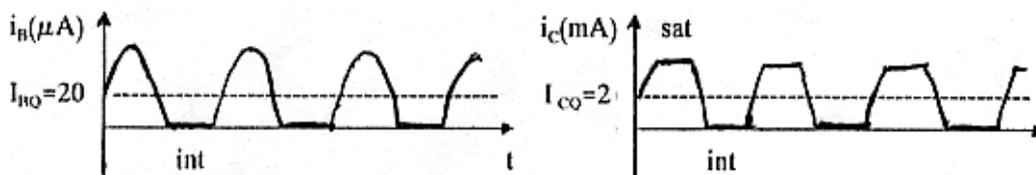


FIG. 11 - FORME D'ONDA DELLE CORRENTI IN CASO DI DISTORSIONE PER SATURAZIONE E INTERDIZIONE.

Da notare che se le variazioni della grandezza di uscita sono in controfase con v_s e quindi con i_B (vedi ad es. v_o nel caso dell'amplificatore CE) sarà invertita la posizione dei tagli per interdizione e saturazione.

8 - Amplificatore ad emettitore comune (CE)

Il BJT, opportunamente polarizzato, viene inserito tra una sorgente di segnale v_s , con resistenza interna R_S , ed un utilizzatore, caratterizzato dalla sua resistenza R_L .

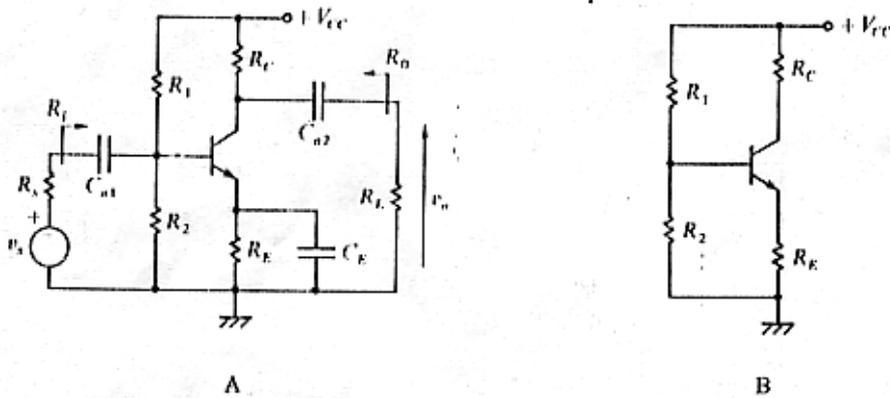


FIG. 12 - CIRCUITO COMPLETO DI UNO STADIO AMPLIFICATORE AD EMETTITORE COMUNE (A) E RELATIVO CIRCUITO STATICO (B).

In fig. 12A le capacità C_{a1} e C_{a2} , dette di accoppiamento, avendo reattanza infinita per $f = 0$, hanno il compito di evitare che la sorgente e il carico siano percorsi dalla corrente continua presente nella rete di polarizzazione, la qual cosa oltre ad essere in molti casi dannosa, farebbe dipendere il posizionamento del punto Q da R_s e R_L (se ad es. non ci fosse C_{a1} la resistenza tra base e massa diventerebbe $R_2//R_s$). La capacità C_E , detta di by-pass, ha la funzione di cortocircuitare, nel circuito dinamico, la resistenza R_E .

8.1 - Circuito statico.

E' il circuito in continua, e si ottiene da quello di fig. 12A considerando circuiti aperti (reattanza infinita) le capacità. Si perviene così, eliminando i rami non percorsi da corrente, al circuito rappresentato in fig. 12B.

8.2 - Circuito dinamico.

E' il circuito per le variazioni rispetto alla situazione di riposo e riguarda quindi esclusivamente il segnale. Viene ricavato da quello di fig. 12A cortocircuitando C_{a1} , C_{a2} e C_E , che devono essere di valore sufficientemente elevato da rendere trascurabile la loro reattanza $X_C = 1/(2\pi fC)$ alle frequenze di lavoro, e non considerando la f.e.m. continua di alimentazione, che non introduce variazioni.

E' evidente che del generatore di tensione continua porteremo a zero la f.e.m. ma continueremo a considerare la resistenza interna, che possiamo assumere uguale a zero. Ne risulta che il circuito dinamico si otterrà si otterrà portando il punto in cui si ha $+V_{CC}$ a massa (vedi fig. 13).

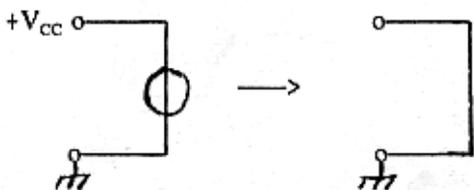


FIG. 13 - CORTOCIRCUITAZIONE DEL GENERATORE DI TENSIONE CONTINUA.

Si ottiene quindi il circuito di fig. 14A, dal quale si passa a quello in fig. 14B considerando che R_E è posta in parallelo ad un cortocircuito e non essendo attraversata da corrente si può eliminare, R_C è posta in parallelo a R_L (sono poste entrambe tra collettore e massa) e R_1 è posta in parallelo a R_2 (tra base e massa).

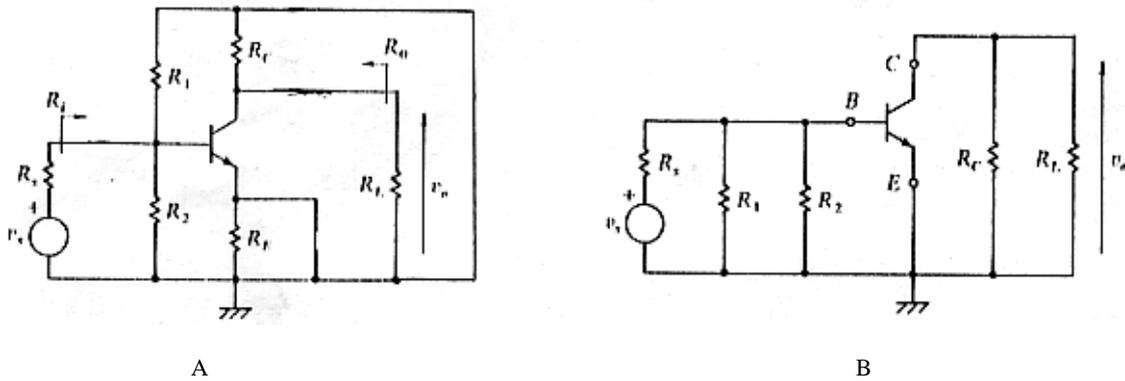


FIG. 14 - CIRCUITO DINAMICO DELL'AMPLIFICATORE DI FIG.12A (A) E RAPPRESENTAZIONE EQUIVALENTE (B).

9 - Modello semplificato del BJT a parametri ibridi

Nel circuito dinamico e in zona lineare il BJT può essere sostituito con un circuito equivalente più o meno approssimato. Il modello semplificato di fig. 15 introduce delle approssimazioni accettabili nella maggior parte dei casi pratici specie se confrontate con la dispersione dei parametri del BJT (nei fogli tecnici sono indicati valori minimi e massimi spesso notevolmente diversi tra di loro).

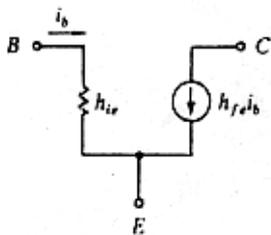


FIG. 15 - MODELLO SEMPLIFICATO DEL BJT A PARAMETRI IBRIDI.

Le approssimazioni introdotte sono le seguenti: si considera la caratteristica di ingresso indipendente dalle grandezze di uscita; si considera i_C indipendente da v_{CE} (caratteristiche di uscita orizzontali).

Il parametro h_{ie} rappresenta la resistenza dinamica della giunzione BE (vedi fig. 16A: $h_{ie} = v_{BE} / i_B$), di valore tipico 1 k Ω ; h_{fe} rappresenta il guadagno di corrente dinamico (vedi fig. 16B: $h_{fe} = i_C / i_B$) ed ha in generale un valore diverso da h_{FE} , anche se l'ordine di grandezza è lo stesso.

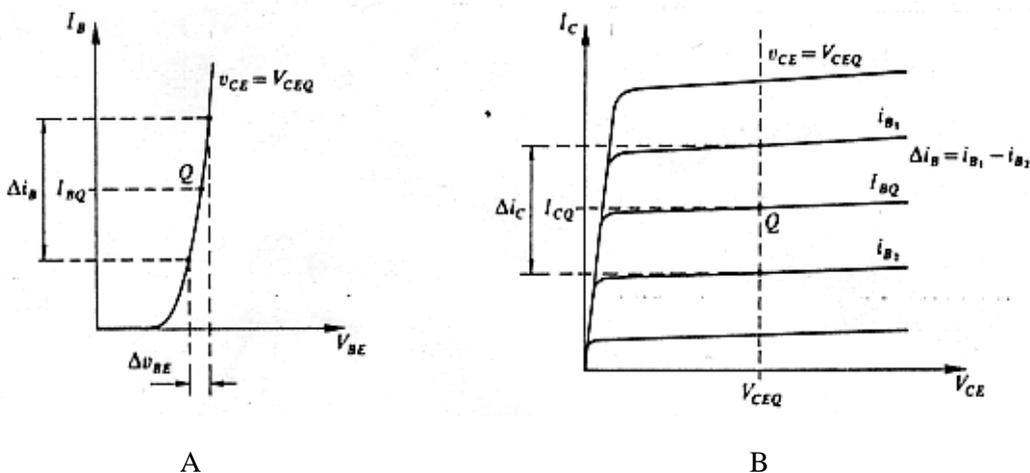


FIG. 16 - DETERMINAZIONE GRAFICA DEL PARAMETRO h_{ie} (A) E DEL PARAMETRO h_{fe} (B).

10 - Studio del circuito dinamico dell'amplificatore CE

Sostituendo al BJT il modello semplificato nel circuito di fig.14B si ottiene il circuito di fig.17, in cui si nota che i circuiti di ingresso e di uscita sono separati, anche se le grandezze di uscita dipendono ovviamente dalle grandezze di ingresso, data la presenza del generatore di corrente dipendente di valore $h_{fe}i_b$.

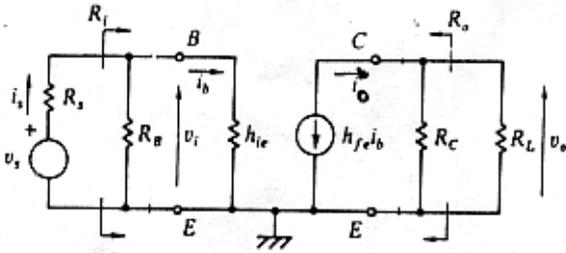


FIG. 17 - CIRCUITO DINAMICO EQUIVALENTE DELL'AMPLIFICATORE CE.

- Amplificazione di corrente del transistor.

$$A_i = \frac{i_o}{i_b} = \frac{-h_{fe}i_b}{i_b} = -h_{fe} \quad (\text{segno meno: } i_o \text{ e } i_b \text{ sono in controfase})$$

- Resistenza di ingresso dello stadio amplificatore. E' la resistenza vista dai terminali della sorgente:

$$R_i = R_B // h_{ie}$$

- Amplificazione di tensione del transistor.

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o(R_C // R_L)}{i_b h_{ie}} = -\frac{h_{fe}(R_C // R_L)}{h_{ie}} \quad (\text{segno meno: } v_o \text{ e } v_i \text{ in controfase})$$

- Amplificazione di tensione complessiva. In fig.18 è rappresentato il circuito equivalente di ingresso. Si ha:

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

per cui è opportuno che sia $R_i \gg R_s$ in modo tale da avere $v_i \ll v_s$. Per $R_B > h_{ie}$ si avrà R_i dell'ordine di grandezza di h_{ie} (e quindi del $k\Omega$). L'adattamento tra sorgente e amplificatore sarà accettabile per valori di R_s inferiori di un ordine di grandezza. Si ha:

$$A_{Vt} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

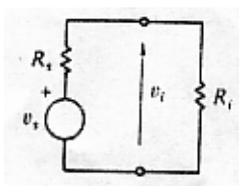


FIG. 18 - CIRCUITO EQUIVALENTE PER IL CALCOLO DELL'ATTENUAZIONE DI INGRESSO.

- Resistenza di uscita dello stadio amplificatore. E' la resistenza vista dai terminali del carico R_L :

$$R_o = R_C$$

11 - Proprietà delle configurazioni fondamentali

Configurazione	A_i	A_v	R_i'	R_o'
CE	elevata	elevata	media	elevata
CC	elevata	≈ 1	elevata	bassa
CB	≈ 1	elevata	bassa	molto elevata

FIG. 19 - TABELLA RIASSUNTIVA DELLE PROPRIETÀ DELLE CONFIGURAZIONI FONDAMENTALI.

L'amplificatore a collettore comune ha un guadagno di tensione $A_v \cong 1$, il che giustifica l'appellativo di *emitter follower* (inseguitore di emettitore) dato a tale configurazione poiché v_o "insegue" v_i . Avendo una resistenza di ingresso molto elevata e una resistenza di uscita molto bassa il circuito a collettore comune viene abitualmente usato come stadio separatore (adattatore di impedenza) o buffer interposto tra una sorgente con elevata R_s e un carico R_L basso.

L'amplificatore a base comune amplifica in tensione ma avendo una resistenza di ingresso bassa (non supera le poche decine di Ω) pone il problema dell'adattamento con la sorgente. Viene sfruttato per circuiti particolari in cui si richiede una resistenza di uscita più elevata di quella dell'amplificatore CE.

12 - BJT come interruttore. Tempi di commutazione

Il BJT viene spesso utilizzato come *interruttore* (*switching transistor*) adatto a d'attivare o disattivare circuiti, trasduttori, motori, ecc. In tutte queste applicazioni il funzionamento è legato ai due particolari stati del BJT: quello di saturazione (ON) e quello di interdizione (OFF). Notevole importanza assumono, inoltre, i tempi impiegati dal dispositivo per il passaggio da uno stato all'altro.

Appare chiaro come il BJT, visto dalla maglia collettore-emettitore, possa essere considerato un interruttore controllato dalla corrente di base, e quindi dalla tensione presente nella maglia base-emettitore. Infatti, quando il transistor si trova in saturazione (ON), visto dai terminali C-E, risulta in buona approssimazione un corto circuito ($V_{CE} \approx 0$); quando si trova in interdizione (OFF), sempre visto dai terminali C-E, risulta in buona approssimazione un circuito aperto ($I_C \approx 0$). In questi due stati la potenza dissipata dal dispositivo è pertanto piccola e di molto inferiore a quella che, come interruttore, è in grado di controllare.

Esaminiamo ora il comportamento del BJT di fig. 20 sottoposto ad un onda quadra di livelli minimo e massimo rispettivamente V_1 e V_2 . Per $v_i = V_1$ il BJT è OFF, in quanto la giunzione BE risulta polarizzata inversamente, e quindi il transistor è in interdizione. Per $v_i = V_2$ il BJT è ON, in quanto supponiamo che V_2 , e quindi i_B , siano abbastanza elevate da portare il transistor in stato di saturazione. Idealmente si vorrebbe che la transizione da uno stato all'altro avvenisse in tempo nullo e senza ritardi. In realtà le forme d'onda sono quelle riportate in fig. 21 che evidenzia le diverse fasi del processo di commutazione OFF \rightarrow ON e viceversa.

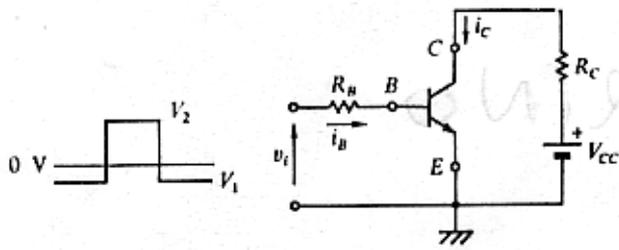


FIG. 20 - BJT IN FUNZIONAMENTO ON-OFF.

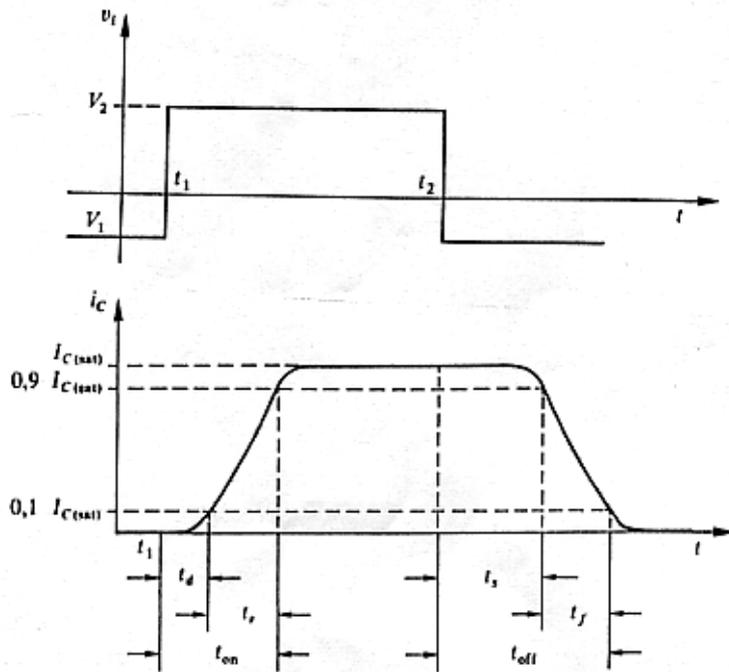


FIG 21 - FORME D'ONDA RELATIVE AL PROCESSO DI COMMUTAZIONE DI UN BJT.

Tempo di ritardo (delay time, t_d). E' il tempo richiesto al BJT affinché i_C raggiunga il 10% del suo valore finale $I_{C(sat)} = V_{CC}/R_C$.

Tempo di salita (rise time, t_r). E' il tempo che impiega i_C a passare dal 10% al 90% del suo valore finale $I_{C(sat)}$.

Tempo di immagazzinamento (storage time, t_s). E' il tempo che impiega i_C a passare al 90% del valore $I_{C(sat)}$.

Tempo di discesa (fall time, t_f). E' il tempo che impiega i_C a passare dal 90% a 10% del valore $I_{C(sat)}$.

A volte i costruttori si limitano ad indicare il tempo di *commutazione diretta* $t_{on} = t_d + t_r$ (*turn-on time*) e quello di *commutazione inversa* $t_{off} = t_s + t_f$ (*turn-off time*).