

# **CAP.4**

## **STADI AMPLIFICATORI A BJT**

1

### **SOMMARIO**

1. Transistore bipolare a giunzione (BJT).
2. Retta di carico e punto di lavoro
3. Modelli DC a largo segnale del BJT.
4. Circuiti di polarizzazione.
5. Circuito equivalente per piccoli segnali (a bassa frequenza) del BJT.
6. Stadio amplificatore ad emettitore comune.
7. Inseguitore di emettitore.
8. Stadio amplificatore a base comune.

2

## 4.1 TRANSISTORE BIPOLARE A GIUNZIONE (BJT)

- Struttura, terminologia, convenzioni.
- Funzionamento in regione attiva diretta.
- Caratteristiche statiche ad emettitore comune.
- Guadagni statici di corrente a base ed emettitore comune.
- Effetti del secondo ordine: effetto Early, breakdown, corrente di perdita della giunzione base-collettore.
- Transistore pnp.

3

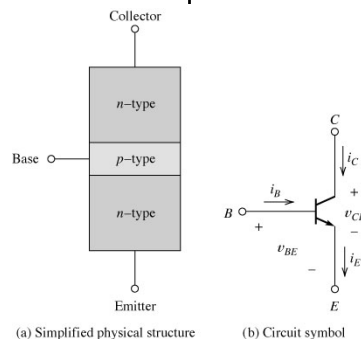
### STRUTTURA, TERMINOLOGIA, CONVENZIONI

Un *transistore bipolare a giunzione* (BJT) npn è costituito da una regione di semiconduttore di tipo p (detta *base*) interposta tra due regioni di tipo n (dette *emettitore* e *collettore*).

In un BJT sono pertanto presenti due giunzioni p-n: la giunzione base-emettitore (B-E) e la giunzione base-collettore (B-C). E' l'interazione tra queste due giunzioni che rende il BJT utilizzabile come amplificatore e come interruttore.

Segni convenzionali delle correnti:  $i_C$  e  $i_B$  positive entranti,  $i_E$  positiva uscente.

Nel simbolo circuitale una freccia indica il terminale di emettitore. Tale freccia è diretta verso l'esterno per un npn.



4

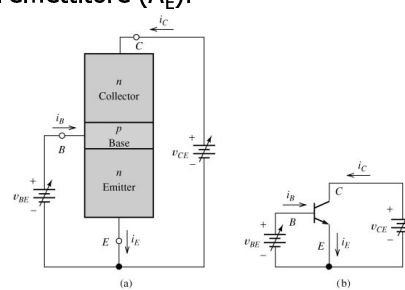
## FUNZIONAMENTO IN REGIONE ATTIVA DIRETTA

Un BJT funziona in *regione attiva diretta* se la giunzione B-E è polarizzata in diretta ( $V_{BE} > V_\gamma \approx 0.6 \text{ V}$ ) e la giunzione B-C è polarizzata in inversa ( $V_{CE} > V_{BE}$ ).

$i_E$  dipende da  $V_{BE}$  nello stesso modo in cui la corrente dipende dalla tensione in una giunzione p-n:

$$i_E \approx I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad \text{in cui } i_{ES} (= 10^{-12} \div 10^{-17} \text{ A}) \text{ è proporzionale all'area dell'emettitore } (A_E).$$

L'emettitore viene drogato molto più pesantemente della base, in modo che la corrente che attraversa la giunzione B-E sia prevalentemente costituita da elettroni (iniettati da E in B).



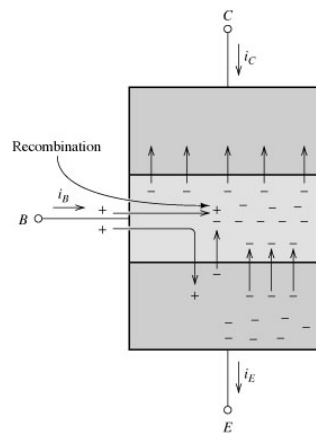
5

## FUNZIONAMENTO IN REGIONE ATTIVA DIRETTA /2

Gli elettroni che attraversano la giunzione B-E sono minoritari nella base, si muovono per diffusione verso la giunzione B-C e possono ricombinare con le lacune maggioritarie. Quelli che raggiungono la giunzione B-C sono sospinti in collettore dal campo elettrico della giunzione B-C in inversa (diretto da C a B).

Se lo spessore della base ( $W_B$ ) è sufficientemente piccolo (più precisamente se  $W_B$  è piccolo rispetto alla lunghezza di diffusione degli elettroni in base,  $L_B$ ), la maggior parte degli elettroni iniettati dall'emettitore raggiunge il collettore.

$i_B$  è costituita da lacune entranti dal terminale di base per rimpiazzare: 1) le lacune iniettate in emettitore a causa della polarizzazione diretta della giunzione B-E, 2) le lacune ricombinate con gli elettroni iniettati in base dall'emettitore.



6

## FUNZIONAMENTO IN REGIONE ATTIVA DIRETTA /3

Riassumendo:

La giunzione B-E polarizzata in diretta è attraversata da una corrente la quale è in larga parte raccolta dal collettore (polarizzato inversamente rispetto alla base) e solo in piccola parte dalla base.

Ciò in virtù di due caratteristiche tecnologiche/realizzative fondamentali:

- 1) emettitore molto più drogato della base ( $N_E/N_B \gg 1$ ),
- 2) ridotto spessore della base ( $W_B/L_B \ll 1$ ).

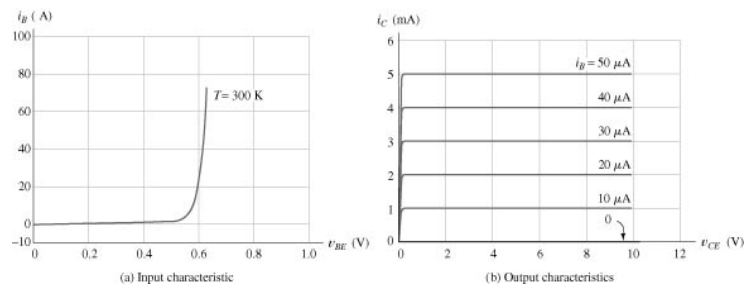
In circuiti opportuni, questo effetto consente di amplificare segnali applicati alla giunzione base-emettitore.

7

## CARATTERISTICHE STATICHE AD EMTTITORE COMUNE

La caratteristica  $i_B$ - $v_{BE}$  (detta *caratteristica di ingresso ad emettitore comune*) è del tutto simile alla caratteristica I-V di un diodo a giunzione p-n. Come in un diodo a giunzione, la tensione B-E ad una data  $i_B$  diminuisce all'aumentare della temperatura di circa 2 mV/K.

Le caratteristiche  $i_C$ - $v_{CE}$  a fissate  $i_B$  (dette *caratteristiche di uscita ad emettitore comune*) sono caratterizzate da  $i_C$  indipendenti da  $v_{CE}$  per valori di  $v_{CE}$  maggiori di qualche 0.1 V, ovvero fintanto che la giunzione B-C è in inversa o debolmente in diretta.



8

## GUADAGNI STATICI DI CORRENTE A BASE ED EMETTITORE COMUNE

Il *guadagno statico di corrente a base comune* ( $\alpha_F$ ) è definito come il rapporto tra la corrente di collettore e quella di emettitore:

$$\alpha_F \equiv \frac{i_C}{i_E}$$

In virtù delle già menzionate caratteristiche realizzative del BJT,  $\alpha_F$  è un numero prossimo ad 1 (tipicamente compreso tra 0.9 a 0.999).

Dal momento che  $i_E = i_C + i_B$ , tra  $i_C$  ed  $i_B$  sussiste la seguente relazione:

$$i_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} i_B = \beta_F i_B$$

nella quale si è definito il *guadagno statico di corrente ad emettitore comune* ( $\beta_F$ ) come:

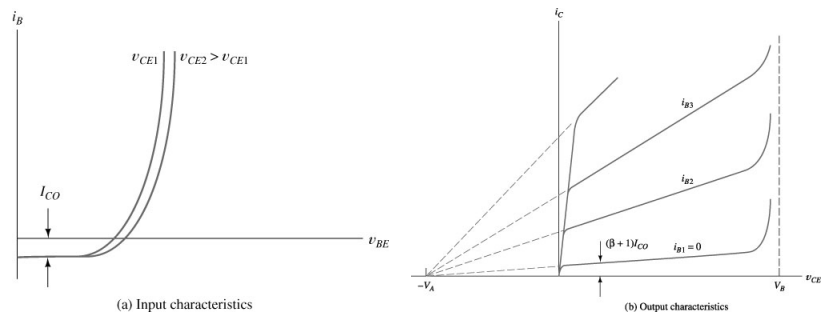
$$\beta_F \equiv \frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$$

$\beta_F$  è un numero grande rispetto ad 1 (generalmente compreso tra 10 e 1000 con valore tipico 100), ovvero  $i_C$  è una versione amplificata della  $i_B$ .

9

## EFFETTI DEL SECONDO ORDINE

- Effetto Early
- Breakdown
- Corrente di perdita della giunzione B-C ( $I_{CO}$ )



10

### EFFETTI DEL SECONDO ORDINE: Effetto Early

Le caratteristiche di ingresso  $i_B-v_{BE}$ , piuttosto che un'unica curva per tutti i valori di  $v_{CE}$ , sono una famiglia di caratteristiche che si spostano verso le  $v_{BE}$  crescenti all'aumentare di  $v_{CE}$ . Infatti, all'aumentare di  $v_{CE}$ , aumenta la regione svuotata della giunzione B-C e si riduce l'ampiezza della regione di base che gli elettroni iniettati dall'emettitore devono percorrere prima di entrare nella regione ad alto campo elettrico (*spessore efficace di base*). Di conseguenza diminuisce la ricombinazione in base e pertanto diminuisce  $i_B$ .

Le caratteristiche di uscita  $i_C-v_{CE}$  invece di essere orizzontali sono caratterizzate da una pendenza positiva circa costante nella regione attiva diretta. Diminuendo infatti, al crescere di  $v_{CE}$ , la componente di  $i_B$  dovuta alla ricombinazione in base, deve contestualmente aumentare la corrente di lacune iniettate in emettitore (poichè  $i_B$  è costante). Ciò fa sì che aumenti anche  $i_E$  e quindi  $i_C$ . Le estensioni delle caratteristiche di uscita convergono approssimativamente tutte in uno stesso punto dell'asse delle  $v_{CE}$  negative. Il valore assoluto di tale valore di  $v_{CE}$  è detto *tensione di Early*.

11

### EFFETTI DEL SECONDO ORDINE: Breakdown

La corrente di collettore aumenta rapidamente quando la tensione  $v_{CE}$  si avvicina ad un valore critico che è detto *tensione di breakdown ad emettitore comune*. Due distinti fenomeni fisici possono provocare tale comportamento: 1) la *ionizzazione da impatto*, ovvero la generazione di coppie elettroni-lacuna a seguito delle collisioni di elettroni o lacune energetiche con il reticolo cristallino nelle regioni ad elevato campo elettrico (nel caso del BJT nella regione svuotata della giunzione B-C) e la conseguente rottura di legami covalenti (in questo caso si parla di *rottura per valanga* o *avalanche breakdown*); 2) il *punch-through* della base, ovvero il completo svuotamento della regione di base con conseguente cortocircuito delle regioni di emettitore e collettore.

La tensione di rottura (la quale dipende da parametri quali il drogaggio di collettore e il  $\beta_F$  nel caso dell'avalanche breakdown e il drogaggio e lo spessore di base nel caso del punch-through) costituisce un limite alla massima  $v_{CE}$  applicabile al BJT.

12

## EFFETTI DEL SECONDO ORDINE: $I_{CO}$

La giunzione B-C è attraversata (oltre che dalla corrente di elettroni provenienti dall'emettitore) dalla corrente di perdita inversa ( $I_{CO}$ ). Di conseguenza  $i_B$  non si annulla per  $v_{BE}=0$  ma vale  $i_B \approx -I_{CO}$ . Inoltre una corrente di collettore non trascurabile (in quanto pari a  $I_{CO} + \beta_F I_{CO}$ ) può circolare anche con  $i_B=0$ .

13

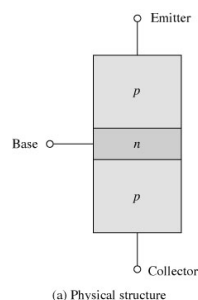
## TRANSISTORE BIPOLARE PNP

Il BJT pnp è costituito da una regione di semiconduttore di tipo n (*base*) interposta tra due regioni di tipo p (*emettitore* e *collettore*).

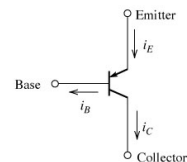
Il funzionamento del transistor pnp è del tutto simile a quello del BJT npn (una volta invertite le polarità delle tensioni e i versi delle correnti).

I segni convenzionali delle correnti ( $i_C$  e  $i_B$  positive uscenti e  $i_E$  positiva entrante) sono quelli realmente assunti in regione attiva diretta (come già per il BJT npn).

Nel simbolo circuitale l'emettitore è indicato da una freccia entrante.



(a) Physical structure

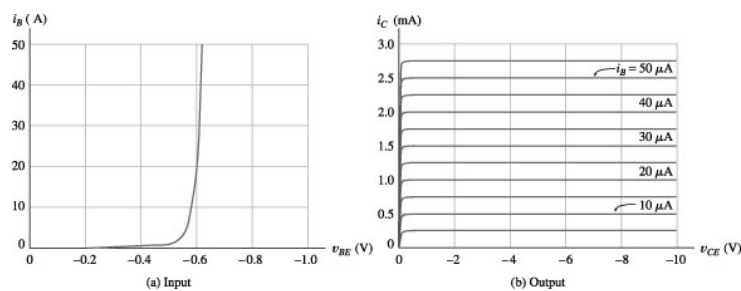


(b) Circuit symbol with reference directions for currents

14

## TRANSISTORE BIPOLARE PNP /2

Le caratteristiche statiche del transistor bipolare pnp sono uguali a quelle del transistor npn con l'unica differenza che le tensioni sono cambiate di segno.



15

## 4.2 RETTA DI CARICO E PUNTO DI LAVORO

- Stadio amplificatore ad emettitore comune.
- Analisi del circuito di ingresso.
- Analisi del circuito di uscita.
- Esercizio.
- Distorsione non lineare.

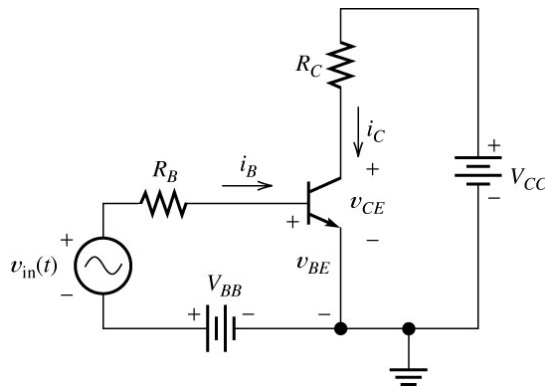
16



## STADIO AMPLIFICATORE AD EMETTITORE COMUNE

In un amplificatore ad emettitore comune il terminale di emettitore del BJT e' comune alla porta di ingresso (sulla base del BJT) e a quella di uscita (sul collettore).

Le due alimentazioni  $V_{BB}$  e  $V_{CC}$  fissano la *polarizzazione* del BJT in un *punto di lavoro statico* in cui e' possibile l'amplificazione del segnale di ingresso. Il generatore di tensione sinusoidale  $v_{in}(t)$  genera il segnale di ingresso.



17

## ANALISI DEL CIRCUITO DI INGRESSO

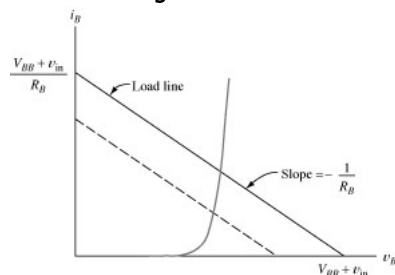
Applicando la II legge di Kirchhoff al circuito di ingresso, si ottiene:

$$V_{BB} + v_{in}(t) = R_B i_B(t) + v_{BE}(t)$$

Tale equazione rappresenta il vincolo che il circuito esterno impone sui valori di  $v_{BE}$  e  $i_B$ . La sua rappresentazione grafica e' una retta del piano  $i_B - v_{BE}$ , detta *retta di carico nel piano delle caratteristiche di ingresso*.

Inoltre  $v_{BE}$  e  $i_B$  devono appartenere alla caratteristica di ingresso del BJT. I valori di  $v_{BE}$  e  $i_B$  che soddisfano entrambe i vincoli sono le coordinate del punto di intersezione tra la caratteristica di ingresso del BJT e la retta di carico.

Il *punto di lavoro statico* o *punto di riposo* si ottiene ponendo  $v_{in}(t)=0$ . Al variare di  $v_{in}$  nel tempo, il *punto di lavoro istantaneo* si sposta sopra e sotto il punto di riposo.



(a) Input (load line shifts to dashed line for a smaller value of  $v_{in}$ )

18

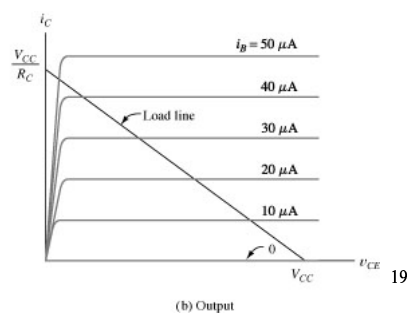
## ANALISI DEL CIRCUITO DI USCITA

Applicando la II legge di Kirchhoff al circuito di uscita, si ottiene:

$$V_{CC} = R_C i_C(t) + v_{CE}(t)$$

Tale equazione rappresenta il vincolo che il circuito esterno impone sui valori di  $v_{CE}$  e  $i_C$ . La sua rappresentazione grafica è una retta del piano  $i_C$ - $v_{CE}$ , detta *retta di carico nel piano delle caratteristiche di uscita*. Inoltre  $v_{CE}$  e  $i_C$  devono appartenere alla caratteristica di uscita corrispondente al valore di  $i_B$  precedentemente ottenuto. I valori di  $v_{CE}$  e  $i_C$  che soddisfano entrambe i vincoli sono le coordinate del punto di intersezione tra tale caratteristica di uscita e la retta di carico.

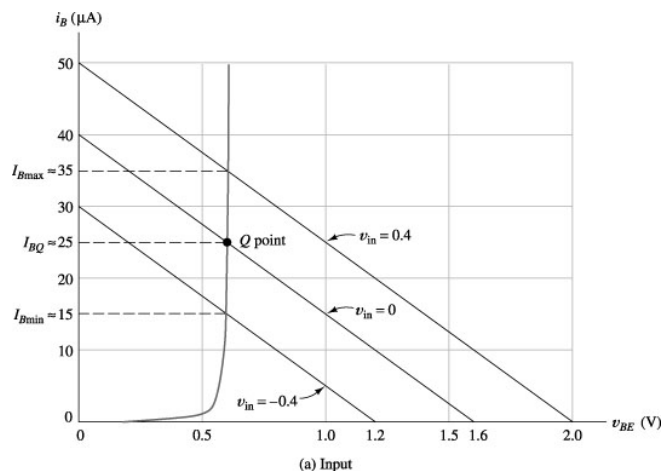
Se  $v_{in}$  aumenta, aumenta anche  $i_B$  (vedi caratteristica di ingresso). Ciò comporta  $v_{CE}$  diminuisca (vedi caratteristica di uscita). Il segnale di ingresso risulta pertanto invertito.



## ESERCIZIO

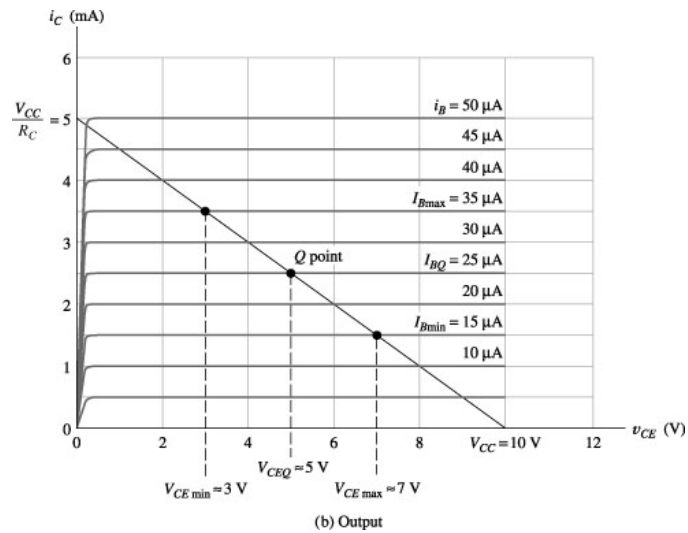
Sono dati:  $V_{CC}=10$  V,  $V_{BB}=1.6$  V,  $R_B=40$  k $\Omega$ ,  $R_C=2$  k $\Omega$ ,  $v_{in}(t)=0.4 \sin(2000\pi t)$ . Trovare il punto di riposo e i valori massimi e minimi di  $v_{CE}$ . Determinare il guadagno di tensione.

1) Determinazione di  $i_{BQ}$ ,  $i_{Bmax}$ ,  $i_{Bmin}$ .



## ESERCIZIO /2

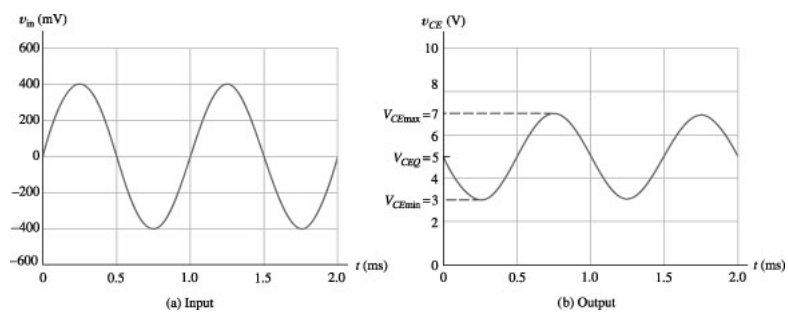
2) Determinazione di  $v_{CEQ}$ ,  $V_{CEmax}$ ,  $V_{CEmin}$ .



21

## ESERCIZIO /3

2) Determinazione del guadagno di tensione.



Considerando piu` punti (oltre  $v_{CEQ}$ ,  $V_{CEmax}$ ,  $V_{CEmin}$ ) e` possibile costruire la forma d'onda  $v_{CE}(t)$ , la quale risulta una sinusoide di ampiezza 2 V, frequenza uguale a quella del segnale di ingresso (1000 Hz) e invertita.

Il guadagno di tensione risulta pertanto:  $A_v = -2/0.4 = -5$ .

22

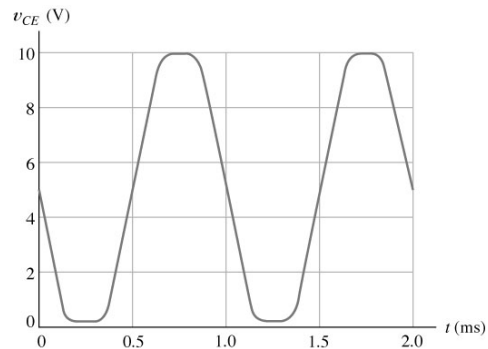
## DISTORSIONE NON LINEARE

In realt  la tensione di uscita degli amplificatori **non e' mai una sinusoide perfetta**. Cio' a causa della non-linearita' delle caratteristiche del BJT (curvatura non nulla e spaziatura non uniforme al variare di  $i_B$ ). Si dice che l'amplificatore ha introdotto una *distorsione non lineare*.

Nell'esercizio appena svolto se l'ampiezza di  $v_{in}$  e' aumentata a 1.2 V, la distorsione su  $v_{CE}$  risulta molto piu' evidente.

I picchi positivi di  $v_{CE}$  sono tagliati a 10 V ( $=V_{CC}$ ) in corrispondenza degli istanti in cui  $i_B \approx i_C \approx 0$ .

I picchi negativi di  $v_{CE}$  sono tagliati a circa 0.2-0.3 V, quando  $i_B$  e' cosi' grande da spostare il punto di lavoro istantaneo nella regione delle caratteristiche di uscita in cui  $v_{CE} \approx 0.2-0.3$  V per qualunque  $i_C$ .

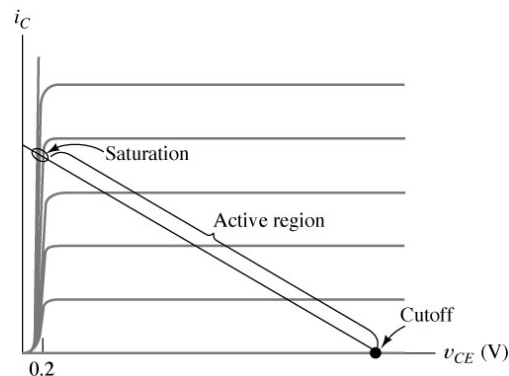


23

## DISTORSIONE NON LINEARE /2

L'amplificazione non introduce apprezzabile distorsione non lineare solo se l'ampiezza del segnale di ingresso e' sufficientemente limitata da far si' che il punto di lavoro istantaneo del BJT non esca mai dalla regione attiva diretta.

La regione di funzionamento del BJT in cui  $i_C \approx 0$  e' detta *interdizione*. Quella in cui  $v_{CE} \approx 0.2-0.3$  V e' detta *saturazione*.



24

## 4.3 MODELLI DC A LARGO SEGNALE DEL BJT

- Regioni di funzionamento del BJT.
- Modello DC in regione attiva diretta.
- Modello DC in regione di saturazione.
- Modello DC in regione di interdizione.

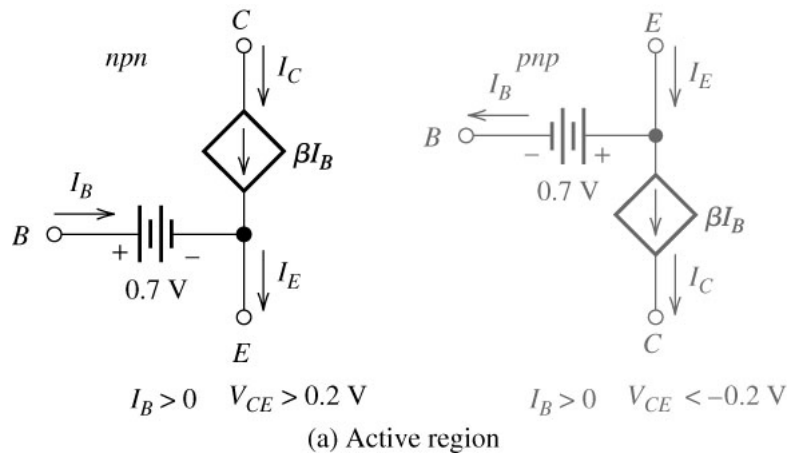
25

### REGIONI DI FUNZIONAMENTO DEL BJT

<i>REGIONE</i>	<i>GIUNZIONE B-E</i>	<i>GIUNZIONE B-C</i>
ATTIVA DIRETTA	On	Off
SATURAZIONE	On	On
INTERDIZIONE	Off	Off
ATTIVA INVERSA	Off	On

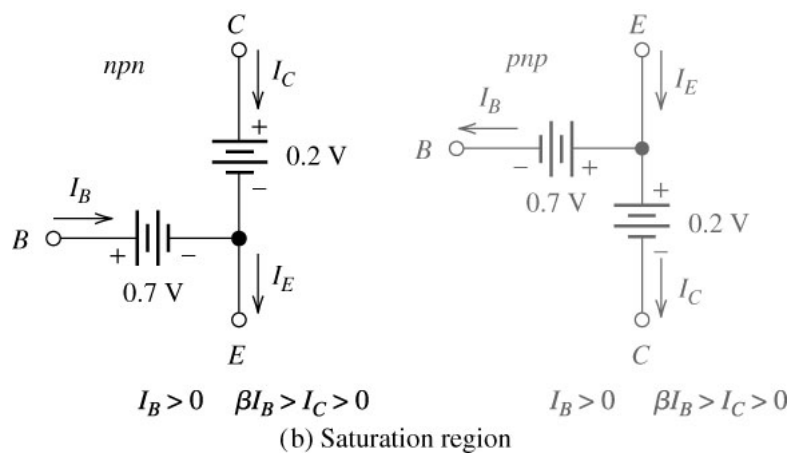
26

## MODELLO DC IN REGIONE ATTIVA DIRETTA



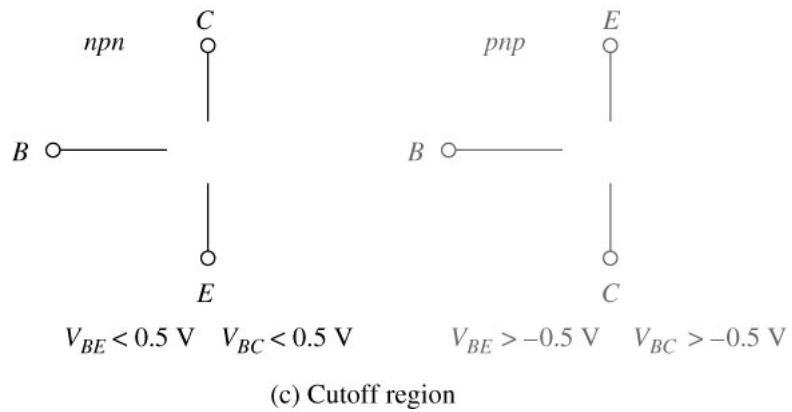
27

## MODELLO DC IN SATURAZIONE



28

### MODELLO DC IN INTERDIZIONE



29

## 4.4 CIRCUITI DI POLARIZZAZIONE

- Analisi DC dei circuiti a BJT.
- Circuito di polarizzazione a base fissa.
- Circuito di polarizzazione a doppia alimentazione.
- Circuito di polarizzazione a 4 resistenze.

30

## ANALISI DC DEI CIRCUITI A BJT

Negli amplificatori i circuiti di polarizzazione hanno la funzione di fissare il punto di riposo dei transistori all'interno della regione attiva diretta, cioè dove può effettivamente avere luogo l'amplificazione dei segnali di corrente e/o tensione.

Siccome i BJT sono caratterizzati da grosse variazioni dei propri parametri elettrici (particolarmente del  $\beta_F$ ) da componente a componente (se realizzati in forma discreta) e con la temperatura, è importante che il punto di riposo sia il più possibile indipendente da tali variazioni (*permanenza del punto di riposo*).

31

## ANALISI DC DEI CIRCUITI A BJT /2

- 1.** Si assume che ogni BJT operi in una determinata regione di funzionamento e si sostituisce ad ogni BJT il corrispondente modello DC.
- 2.** Si risolve il circuito ottenendo il punto di riposo di ogni BJT.
- 3.** Si verifica, per ogni BJT, che la soluzione ottenuta soddisfi le condizioni imposte dalla regione di funzionamento assunta.
- 4.** In caso affermativo l'analisi è completa. Altrimenti si assume una diversa regione di funzionamento e si ripetono i punti 2-4 fino a quando si ottiene una soluzione valida.

32

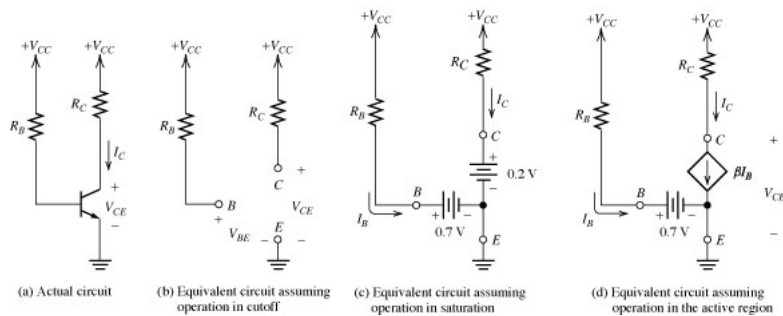


## CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A BASE FISSA

$V_{CC}=15\text{ V}$ ,  $R_B=200\text{ k}\Omega$ ,  $R_C=1\text{ k}\Omega$ ,  $\beta_F = 100$ .

Supponiamo che il BJT sia **interdetto**:  $I_B=0 \Rightarrow V_{BE}=V_{CC}=15\text{ V} \Rightarrow$  il punto di lavoro ottenuto non è consistente con l'ipotesi fatta.

Supponiamo che il BJT sia in **saturazione**:  $I_C=(V_{CC}-0.2)/R_C=14.8\text{ mA}$ ,  $I_B=(V_{CC}-0.7)/R_B=71.5\text{ }\mu\text{A} \Rightarrow \beta_F I_B < I_C$ .  $\Rightarrow$  il punto di lavoro ottenuto non è consistente con l'ipotesi fatta.



33

## CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A BASE FISSA / 2

Supponiamo che il BJT operi in **regione attiva diretta**:

$$I_B=(V_{CC}-0.7)/R_B=71.5\text{ }\mu\text{A},$$

$$I_C= \beta_F I_B= 7.15\text{ mA},$$

$$V_{CE}=V_{CC}-R_C I_C=7.85\text{ V}.$$

Risulta verificato che:  $I_B>0$  e  $V_{CE}>0.2\text{ V}$ . Pertanto il BJT opera realmente in regione attiva diretta e i valori ottenuti per  $I_B$ ,  $I_C$  e  $V_{CE}$  rappresentano effettivamente il punto di lavoro.

Se ora  $\beta_F = 300$  (anziché 100):

Nell'ipotesi di **regione attiva diretta**:  $I_B=(V_{CC}-0.7)/R_B=71.5\text{ }\mu\text{A}$ ,  $I_C= \beta_F I_B= 21.45\text{ mA}$ ,  $V_{CE}=V_{CC}-R_C I_C=-6.45\text{ V} < 0.2\text{ V}$  ! Il punto di lavoro ottenuto non è consistente con l'ipotesi di funzionamento in regione attiva diretta.

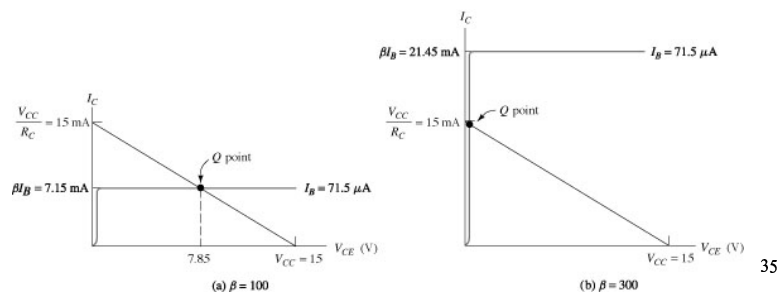
Nell'ipotesi di funzionamento in **saturazione**:  $I_C=(V_{CC}-0.2)/R_C=14.8\text{ mA}$ ,  $I_B=(V_{CC}-0.7)/R_B=71.5\text{ }\mu\text{A} \Rightarrow I_B>0$  e  $\beta_F I_B > I_C$ .  $\Rightarrow$  il punto di lavoro ottenuto è consistente con l'ipotesi fatta. Il BJT è effettivamente in saturazione.

34

### CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A BASE FISSA /3

Con  $\beta_F = 100$  il punto di riposo del BJT è prossimo al punto medio della retta di carico. D'altra parte con  $\beta_F = 300$  il punto di riposo è in saturazione. Dal momento che variazioni di  $\beta_F$  tra componente e componente di questo ordine di grandezza sono frequenti nei BJT discreti, il circuito visto non è adatto come circuito di polarizzazione di amplificatori per la produzione di massa (aggiustare  $R_B$  in ogni amplificatore per compensare la variazione di  $\beta_F$  non è praticabile!).

Il circuito considerato è detto a base fissa in quanto  $I_B$  è fissata da  $V_{CC}$  e  $R_B$ . Se vogliamo che il punto di lavoro non cambi al variare di  $\beta_F$  bisogna che  $I_B$  vari adattandosi al  $\beta_F$ !



### POLARIZZAZIONE A DOPPIA ALIMENTAZIONE

$V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $V_{BB} = 5\text{ V}$ ,  $R_C = 2\text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 2\text{ k}\Omega$ ,  $\beta_F = 100$ .

Ipotizziamo il BJT operante in regione attiva diretta:

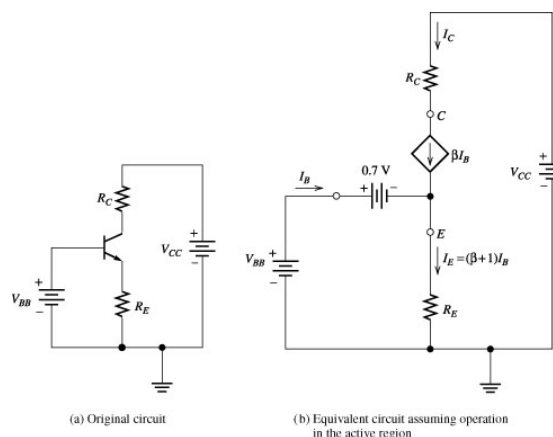
$$I_E = (V_{BB} - 0.7) / R_E = 2.15\text{ mA (indipendente da } \beta_F)$$

$$I_B = I_E / (\beta_F + 1) = 21.3\text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta_F I_B = 2.13\text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E = 6.44\text{ V}$$

Ipotesi di funzionamento in regione attiva diretta: OK.



## POLARIZZAZIONE A DOPPIA ALIMENTAZIONE /2

Rifatti i calcoli con  $\beta_F = 300$ , confrontiamo i risultati con quelli ottenuti con  $\beta_F = 100$ .

$\beta_F$	$I_B$	$I_C$	$V_{CE}$
100	21.3 $\mu A$	2.13 mA	6.44 V
300	7.14 $\mu A$	2.14 mA	6.42 V

Il punto di lavoro sulla caratteristica di uscita ( $I_C$ ,  $V_{CE}$ ) è circa indipendente da  $\beta_F$ , mentre  $I_B$  diminuisce al variare di  $\beta_F$ .

Nonostante le sue buone proprietà di permanenza del punto di lavoro, il circuito in esame non viene generalmente utilizzato per due motivi: (a) richiede due alimentazioni, (b) non consente di iniettare in base un segnale AC (la base è cortocircuitata a massa per i segnali AC).

37

## CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE

Le due resistenze  $R_1$  e  $R_2$  formano un (quasi) partitore di tensione che ha lo scopo di fornire una tensione circa costante (indipendente da  $\beta_F$ ) sulla base del BJT. Ciò è possibile se si scelgono  $R_1$  e  $R_2$  in modo che le correnti che le attraversano sono grandi rispetto a  $I_B$ . Come abbiamo già visto nel circuito di polarizzazione a doppia alimentazione, una tensione costante sulla base del BJT si traduce in un punto di lavoro ( $I_C$ ,  $V_{CE}$ ) poco dipendente da  $\beta_F$ .

Siccome la base del BJT non è direttamente connessa all'alimentazione o a massa, è possibile iniettarvi un segnale AC tramite una capacità di accoppiamento.

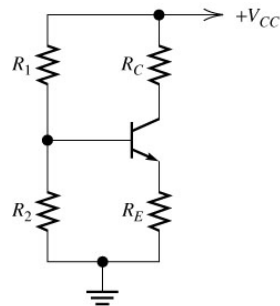
38

## CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE /2

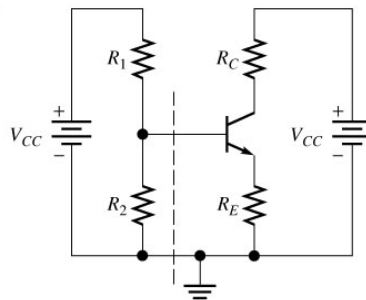
Applicando il teorema di Thevenin tra la base del BJT e massa guardando verso sinistra della linea tratteggiata:

$$R_B = R_1 || R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \text{ resistenza equivalente}$$

$$V_B = R_2 V_{CC} / (R_1 + R_2) \text{ tensione di Thevenin}$$



(a) Original circuit



(b) Equivalent circuit showing separate voltage sources for base and collector circuits

39

## CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE /3

Supposto il BJT funzionante nella regione attiva diretta:

$$V_B = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

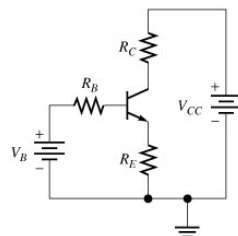
$$I_E = (\beta_F + 1) I_B$$

da cui:

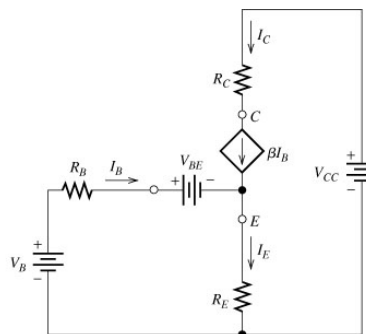
$$I_B = (V_B - V_{BE}) / [R_B + (\beta_F + 1) R_E]$$

$$I_C = \beta_F I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E$$



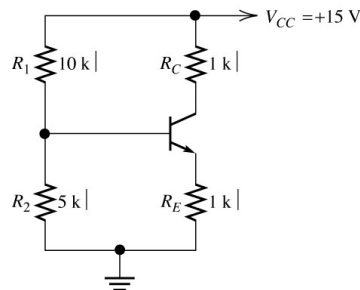
(c) Circuit using Thévenin equivalent in place of  $V_{CC}$ ,  $R_1$ , and  $R_2$



(d) Equivalent to part (c) with active-region transistor model

40

### CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE /4



$\beta_F$	$I_B$	$I_C$	$V_{CE}$
100	41.2 $\mu A$	4.12 mA	6.72 V
300	14.1 $\mu A$	4.24 mA	6.51 V

41

### CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE /5

Affinché il (quasi) partitore di tensione  $R_1$ - $R_2$  fornisca effettivamente una tensione costante alla base del BJT, bisogna che  $R_1$  e  $R_2$  siano piccole. All'aumentare di  $R_1$  e  $R_2$  le variazioni del punto di lavoro con  $\beta_F$  aumentano.

Valori troppo piccoli di  $R_1$  e  $R_2$  portano a correnti troppo elevate (dissipazione termica e possibile sovrariscaldamento). Come compromesso si sceglie  $R_2$  in modo che la corrente che la attraversa sia 10÷20 volte maggiore della massima  $I_B$  che ci si aspetta.

Inoltre è opportuno che  $V_B$  sia grande rispetto a  $V_{BE}$ , in modo da rendere  $I_B$  sufficientemente insensibile alle variazioni di  $V_{BE}$  con la temperatura (2mV/K) e alle variazioni di  $V_B$  stessa dovuta alle tolleranze su  $R_1$  e  $R_2$ . Generalmente si fissa  $V_B = V_{CC}/3$ .

Il circuito a 4 resistenze è largamente utilizzato per la polarizzazione degli amplificatori a discreti. Nei circuiti integrati i resistori consumano troppa area ed altri schemi vengono utilizzati per la polarizzazione dei BJT (generatori di corrente).

42

## 4.5 CIRCUITO EQUIVALENTE PER PICCOLI SEGNALI DEL BJT

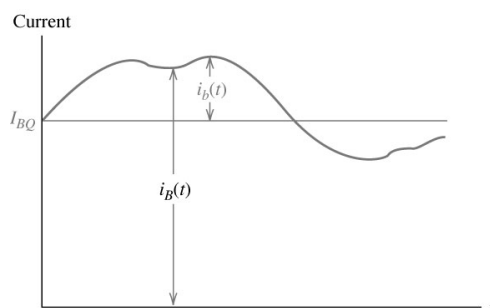
- Regime di piccolo segnale.
- Modello matematico per piccoli segnali.
- Circuito equivalente a due parametri.

43

### REGIME DI PICCOLO SEGNALE

I segnali di corrente ( $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_e$ ) o tensione ( $v_{be}$ ,  $v_{ce}$ ,  $v_{cb}$ ) sono definiti come la variazione della grandezza considerata rispetto al valore di riposo della stessa.

Si è in regime di piccolo segnale se le ampiezze di tali variazioni sono "sufficientemente piccole" da potersi linearizzare le relazioni tra correnti e tensioni del BJT nell'intorno del punto di riposo.



$$i_B(t) = I_{BQ} + i_b(t)$$

$$i_C(t) = I_{CQ} + i_c(t)$$

$$i_E(t) = I_{EQ} + i_e(t)$$

$$v_{BE}(t) = V_{BEQ} + v_{be}(t)$$

$$v_{CE}(t) = V_{CEQ} + v_{ce}(t)$$

$$v_{CB}(t) = V_{CBQ} + v_{cb}(t)$$

44

## MODELLO MATEMATICO PER PICCOLI SEGNALI

In regione attiva diretta la corrente di base vale:

$$i_B = (1 - \alpha_F) I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \approx (1 - \alpha_F) I_{ES} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \quad (1)$$

Utilizzando le relazioni  $i_B(t) = I_{BQ} + i_b(t)$ ,  $v_{BE}(t) = V_{BEQ} + v_{be}(t)$ , si può scrivere:

$$I_{BQ} + i_b(t) = (1 - \alpha_F) I_{ES} \exp\left(\frac{V_{BEQ}}{V_T}\right) \exp\left(\frac{v_{be}(t)}{V_T}\right) \quad (2)$$

Siccome la (1) vale anche per i valori di riposo, dalla (2) si ottiene:

$$I_{BQ} + i_b(t) = I_{BQ} \exp\left(\frac{v_{be}(t)}{V_T}\right) \quad (3)$$

Nell'ipotesi che  $v_{be}(t)/V_T \ll 1$ , la (3) può scriversi come:

$$I_{BQ} + i_b(t) \approx I_{BQ} \left( 1 + \frac{v_{be}(t)}{V_T} \right) \quad (4)$$

45

## MODELLO MATEMATICO PER PICCOLI SEGNALI / 2

Dalla (4) si ottiene infine:

$$i_b(t) = \frac{v_{be}(t)}{r_\pi} \quad (5)$$

nella quale si è posto:

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{\beta_F V_T}{I_{CQ}} \quad (6)$$

$r_\pi$  ha (in virtù della (5)) il significato di resistenza equivalente (per piccoli segnali) della giunzione B-E. A temperatura ambiente ( $V_T \approx 0.026$  V) e con  $\beta_F = 100$  e  $I_{CQ} = 1$  mA, si ha  $r_\pi = 2.6$  kΩ.

Dalla relazione  $i_C(t) = \beta_F i_B(t)$ , si ottiene:

$$I_{CQ} + i_c(t) = \beta_F I_{BQ} + \beta_F i_b(t) \quad (7)$$

da cui si ottiene la relazione ai piccoli segnali:

$$i_c(t) = \beta_F i_b(t) \quad (8)$$

46

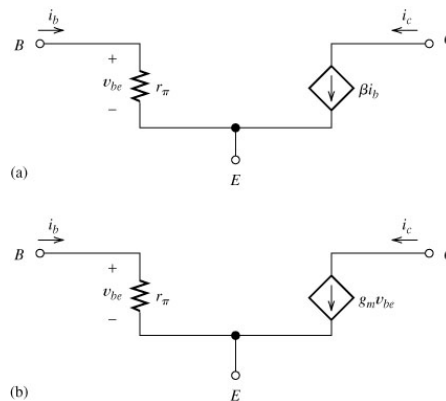
## CIRCUITO EQUIVALENTE A DUE PARAMETRI

Le equazioni (5) e (8) definiscono le relazioni esistenti tra correnti e tensioni di piccolo segnale. Tali relazioni possono essere rappresentate dai circuito equivalenti (a) e (b). Nel secondo si e' posto:

$$g_m = \frac{\beta_F}{r_\pi} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

La quantità  $g_m$  prende il nome di *transconduttanza*. In termini di  $r_\pi$  e  $g_m$ , le relazioni tra correnti e tensioni di piccolo segnale sono le seguenti:

$$i_b(t) = \frac{v_{be}(t)}{r_\pi} \quad i_c(t) = g_m v_{be}(t)$$



47

## 4.6 STADIO AMPLIFICATORE AD EMETTITORE COMUNE

- Schema elettrico.
- Circuito equivalente per piccoli segnali.
- Guadagno di tensione.
- Impedenza di ingresso.
- Guadagno di corrente e di potenza.
- Impedenza di uscita.

48

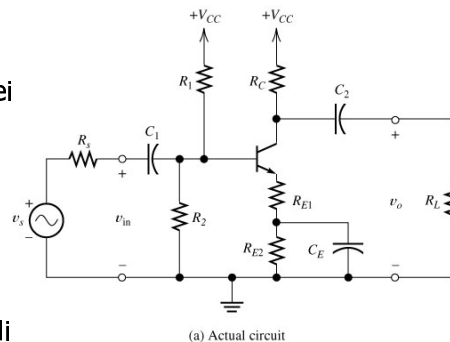


### SCHEMA ELETTRICO

In condizioni statiche i condensatori sono dei circuiti aperti e pertanto le resistenze  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$  e  $R_E = R_{E1} + R_{E2}$  realizzano una rete di polarizzazione a 4 resistenze.  $C_1$  accoppia la sorgente del segnale di ingresso alla base del BJT, mentre  $C_2$  accoppia il segnale di uscita (preso sul collettore del BJT) al carico.  $C_E$ , detta *capacità di bypass*, costituisce un percorso a bassa impedenza per la  $i_e$  verso massa.

$C_1$ ,  $C_2$  e  $C_E$  sono scelte abbastanza grandi da contribuire una piccola impedenza alla min. frequenza del segnale di ingresso. In prima approssimazione li consideriamo dei corti-circuiti nell'analisi AC. A frequenze elevate entrano in gioco gli effetti reattivi interni al BJT. Ci limitiamo all'analisi per frequenze intermedie (*a centro banda*).

Se  $R_{E1} = 0$ , l'emettitore del BJT è effettivamente comune alla porta di ingresso e quella di uscita (per i segnali).



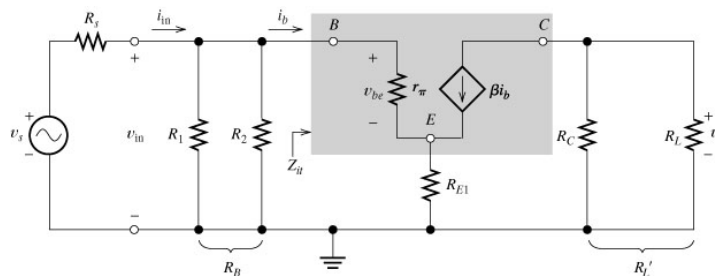
49

### CIRCUITO EQUIVALENTE PER PICCOLI SEGNALI

Ai condensatori sono sostituiti dei corti circuiti, al BJT il suo circuito equivalente per piccoli segnali a bassa frequenza.

I generatori indipendenti di tensione DC vengono sostituiti con corti circuiti dal momento che ad essi è associabile un segnale di tensione nullo (variazione di tensione nulla).

Per effetto di tali sostituzioni  $R_1$  ed  $R_2$  sono in parallelo (definiamo  $R_B = R_1 || R_2$ ). Lo stesso vale per  $R_C$  e  $R_L$  (definiamo  $R_L' = R_C || R_L$ ).



(b) Small-signal midband equivalent circuit

50

### GUADAGNO DI TENSIONE

La corrente attraverso  $R_{E1}$  e' data da  $i_e = (\beta_F + 1)i_b$ . Pertanto la tensione di ingresso può scriversi come:

$$v_{in} = r_{\pi}i_b + R_{E1}(\beta_F + 1)i_b \quad (1)$$

La tensione di uscita e' data dalla caduta di tensione su  $R_L'$  ovvero:

$$v_o = -R_L'\beta_F i_b \quad (2)$$

Dividendo membro a membro la (1) e la (2) si ottiene il *guadagno di tensione*:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{\beta_F R_L'}{r_{\pi} + (\beta_F + 1)R_{E1}} \quad (3)$$

$A_v$  e' negativo e in modulo può essere fatto grande, ovvero l'amplificatore ad emettitore comune e' un amplificatore di tensione invertente.

Il *guadagno di tensione a vuoto* e' dato da:

$$A_{vo} = -\frac{\beta_F R_C}{r_{\pi} + (\beta_F + 1)R_{E1}} \quad (4)$$

51

### GUADAGNO DI TENSIONE /2

Se  $R_{E1} = 0$ :

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{\beta_F R_L'}{r_{\pi}} \quad (5)$$

Se  $(\beta_F + 1)R_{E1} \gg r_{\pi}$  e  $\beta_F \gg 1$ , dalla (3) si ottiene:

$$A_v \approx -\frac{\beta_F R_L'}{(\beta_F + 1)R_{E1}} \approx -\frac{R_L'}{R_{E1}} \quad (6)$$

In queste condizioni  $A_v$  e' circa indipendente dai parametri del BJT.

La resistenza  $R_{E1}$  in serie all'emettitore riduce il guadagno di tensione rispetto al caso  $R_{E1} = 0$ , ma lo rende meno sensibile ai parametri del transistor (e come vedremo aumenta l'impedenza di ingresso).

52

## IMPEDENZA DI INGRESSO

L'impedenza di ingresso vista sulla base del BJT e' ottenibile dalla (1) come:

$$Z_{it} = \frac{v_{in}}{i_b} = r_x + (\beta_F + 1)R_{E1} \quad (7)$$

L'impedenza di ingresso vista dal generatore del segnale di ingresso e' il parallelo di  $R_B$  e  $Z_{it}$ :

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{Z_{it}}} \quad (8)$$

Con le approssimazioni fatte l'impedenza di ingresso e' una pura resistenza. Pertanto puo' essere ottenuta come rapporto della  $v_{in}$  e della  $i_{in}$  istantanee. Se nel circuito equivalente fossero state presenti capacita' e/o induttanze, sarebbe stato necessario dividere i fasori associati.

53

## GUADAGNO DI CORRENTE E DI POTENZA

Il *guadagno di corrente* e' in generale ottenibile come:

$$A_i = \frac{i_o}{i_{in}} = A_v \frac{Z_{in}}{R_L} \quad (9)$$

Il *guadagno di corrente di corto circuito* e' semplicemente dato da:

$$A_{isc} = -\beta_F \quad (10)$$

Il *guadagno di potenza* e' dato (nell'ipotesi di impedenze di ingresso e di carico puramente resistive) dal prodotto:

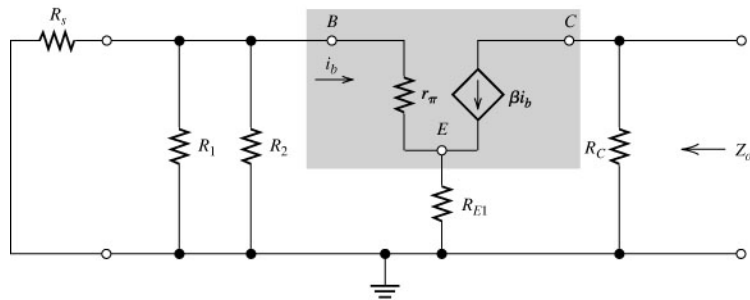
$$G = A_v A_i \quad (11)$$

54

## IMPEDENZA DI USCITA

Per il calcolo dell'*impedenza di uscita* il generatore di segnale  $v_s$  deve essere cortocircuitato. In queste condizioni  $i_b=0$  e pertanto anche  $\beta_F i_b=0$ , da cui:

$$Z_o = \frac{v_o}{-i_o} = R_C \quad (7)$$



(c) Equivalent circuit used to find  $Z_o$

55

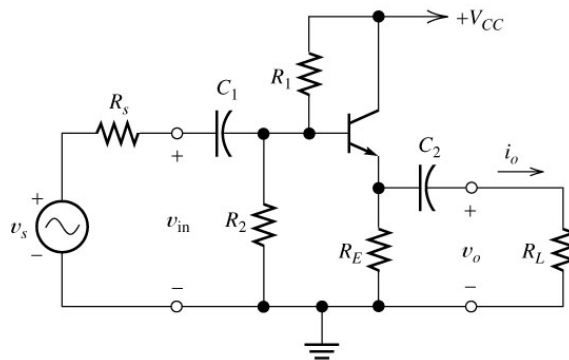
## 4.7 INSEGUITORE DI EMETTITORE

- Schema elettrico.
- Circuito equivalente per piccoli segnali.
- Guadagno di tensione.
- Impedenza di ingresso.
- Impedenza di uscita.

56

## SCHEMA ELETTRICO

Le resistenze  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_E$  costituiscono la rete di polarizzazione (rispetto alla rete a 4 resistenze in questo caso  $R_C=0$ ).  $C_1$  accoppia la sorgente del segnale di ingresso alla base del BJT, mentre  $C_2$  accoppia il segnale di uscita (preso sull'emettitore del BJT) al carico. Il collettore e' nodo comune alle porte di ingresso e di uscita (per questo il circuito viene anche detto *stadio amplificatore a collettore comune*).



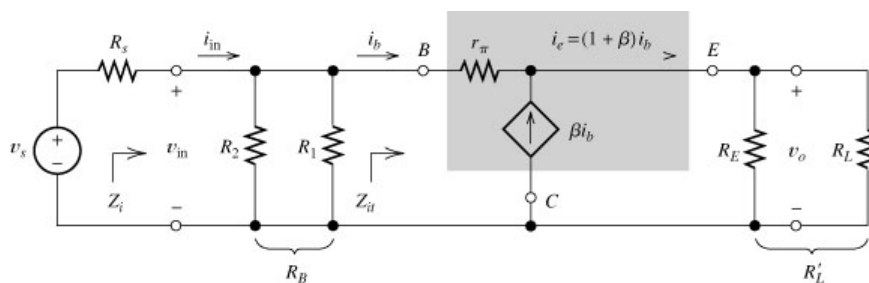
(a) Actual circuit

57

## CIRCUITO EQUIVALENTE PER PICCOLI SEGNALI

Per ottenere il circuito equivalente ai piccoli segnali per frequenze a centro banda condensatori e alimentazioni DC vengono sostituite con corti circuiti, mentre il BJT viene rimpiazzato dal suo circuito equivalente a bassa frequenza.

Nel circuito equivalente  $R_1$  ed  $R_2$  sono in parallelo. Definiamo  $R_B = R_1 || R_2$  e  $R_L' = R_E || R_L$ .



(b) Small-signal midband equivalent circuit

58

## GUADAGNO DI TENSIONE

La corrente attraverso  $R'_L$  è data da  $i_e = (\beta_F + 1)i_b$ . Pertanto la tensione di uscita può scriversi come:

$$v_o = R'_L(\beta_F + 1)i_b \quad (1)$$

Scrivendo l'equazione di Kirchhoff alle maglie tra l'ingresso e massa attraverso  $r_\pi$  e il carico, si ottiene:

$$v_{in} = r_\pi i_b + R'_L(\beta_F + 1)i_b \quad (2)$$

Dividendo membro a membro la (1) e la (2) si ottiene il *guadagno di tensione*:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{(\beta_F + 1)R'_L}{r_\pi + (\beta_F + 1)R'_L} \quad (3)$$

$A_v$  è positivo (stadio non invertente) e sempre minore di 1. Con  $\beta_F \gg 1$ ,  $A_v$  è molto prossimo 1, da cui il nome di *inseguitore di tensione*.

59

## IMPEDENZA DI INGRESSO

L'*impedenza di ingresso vista sulla base del BJT* è ottenibile dalla (2) come:

$$Z_{ii} = \frac{v_{in}}{i_b} = r_\pi + (\beta_F + 1)R'_L \quad (4)$$

Mentre l'*impedenza di ingresso vista dal generatore del segnale* di ingresso è il parallelo di  $R_B$  e  $Z_{ii}$ :

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{1/R_B + 1/Z_{ii}} \quad (5)$$

L'*impedenza di ingresso* dello stadio *inseguitore di emettitore* è relativamente alta rispetto alle altre configurazioni di amplificatori a BJT.

60

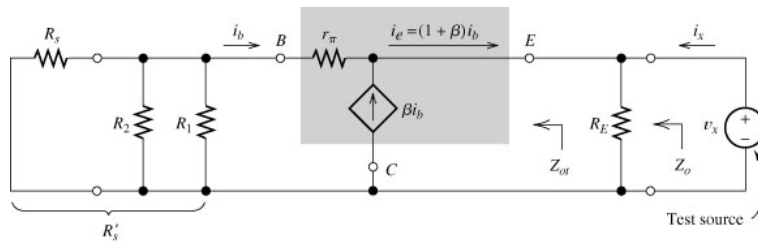
## IMPEDENZA DI USCITA

Sommando le correnti nel nodo superiore di  $R_E$  si ottiene:

$$i_b + \beta_F i_b + i_x = \frac{v_x}{R_E} \quad (6)$$

Definito  $R'_S = R_S || R_1 || R_2$ , l'equazione di Kirchhoff alle maglie applicata alla maglia contenente  $v_x$ ,  $r_\pi$  e  $R'_S$  fornisce:

$$v_x + r_\pi i_b + R'_S i_b = 0 \quad (7)$$



(c) Equivalent circuit used to find output impedance  $Z_o$

61

## IMPEDENZA DI USCITA / 2

Risolvendo la (7) rispetto a  $i_b$  e sostituendo il risultato nella (6) si ottiene:

$$Z_o = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{(\beta_F + 1)/(R'_S + r_\pi) + (1/R_E)} \quad (8)$$

Dalla (8)  $Z_o$  è riconoscibile essere dato dal parallelo di  $R_E$  e della impedenza  $Z_{otv}$  la quale ha il significato di impedenza di uscita vista guardando dentro l'emettitore del BJT ed è data da:

$$Z_{ot} = \frac{R'_S + r_\pi}{(\beta_F + 1)} \quad (9)$$

L'impedenza di uscita dell'inseguitore di emettitore è relativamente piccola rispetto a quella degli altri amplificatori a BJT a singolo stadio.

Questa proprietà insieme a quella di avere elevate impedenze di ingresso fanno dell'inseguitore di emettitore un buon stadio separatore.

62

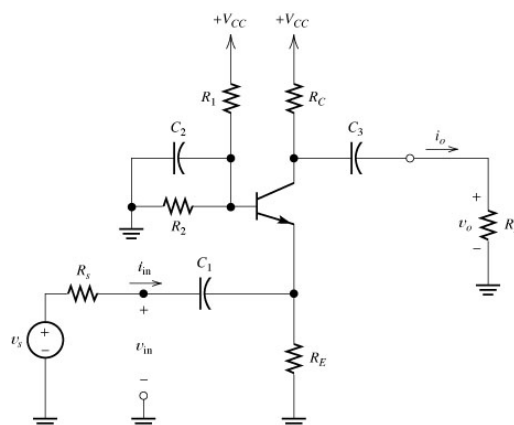
## 4.8 STADIO AMPLIFICATORE A BASE COMUNE

- Schema elettrico.
- Funzioni di rete.

63

### SCHEMA ELETTRICO

Le resistenze  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$  e  $R_E$  costituiscono una rete di polarizzazione a 4 resistenze.  $C_1$  accoppia la sorgente del segnale di ingresso all'emettitore del BJT, mentre  $C_3$  accoppia il segnale di uscita (preso sul collettore del BJT) al carico.  $C_2$  cortocircuita  $R_2$  per i segnali. La base è nodo comune (per i segnali) alle porte di ingresso e di uscita.



64



## FUNZIONI DI RETE

Lo stadio a base comune è un amplificatore di tensione non invertente con guadagni di tensione potenzialmente elevati. Ha un guadagno di corrente minore di 1, piccola impedenza di ingresso e moderata impedenza di uscita. Definito  $R'_L = R_L || R_C$ , le espressioni del guadagno di tensione e delle impedenze di ingresso e di uscita sono le seguenti:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\beta_F R'_L}{r_\pi} \quad (1)$$

$$Z_{in} = R_E || \frac{r_\pi}{(\beta_F + 1)} \quad (2)$$

$$Z_o = R_C \quad (3)$$