

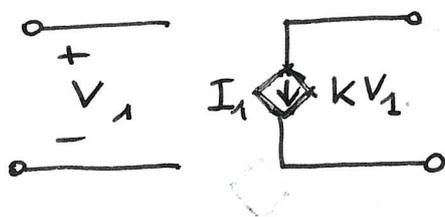
CAP IV - FISICA dei TRANSISTOR BIPOLARI

Il transistor bipolare venne inventato da Shockley, Brattain e Bardeen ai Bell Laboratories nel 1945.

Nelle lezioni andrò a vedere la struttura e le modalità di funzionamento del transistor bipolare, studierò la fisica del transistor, deriverò le equazioni che rappresentano le caratteristiche IV e svilupperò un modello equivalente che può essere utilizzato per l'analisi dei circuiti e la loro progettazione.

Nella sua forma più semplice il transistor bipolare può essere visto come un generatore di corrente dipendente da una tensione.

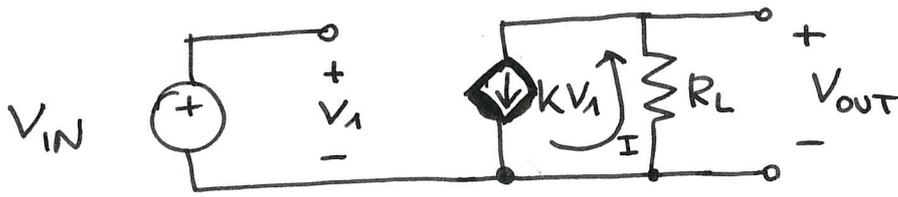
Consideriamo un generatore dipendente di corrente ideale:



fornisce ai suoi capi una corrente I_1 proporzionale a V_1 : $I_1 = kV_1$.

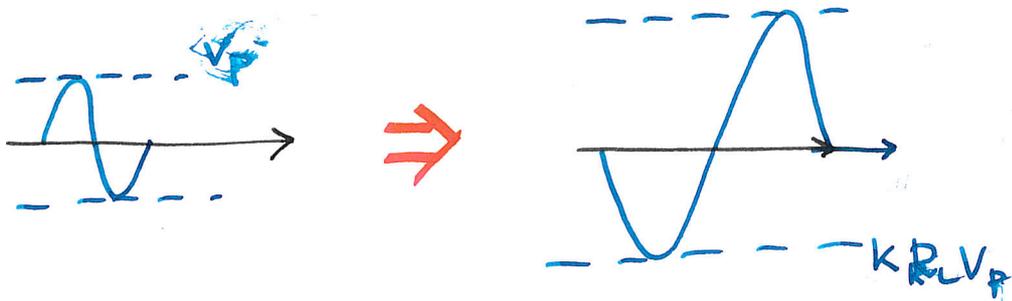
Se, per esempio, $k = 1 \text{ mA V}^{-1}$, una tensione in ingresso di 1V fornisce, in uscita, una corrente da 1mA

Collegiamo ora il generatore di corrente ad un generatore di tensione ideale, in ingresso, e poniamo una resistenza di carico R_L in uscita 2



Avremo $V_{OUT} = - R_L K V_1 = - K R_L V_{IN}$

Se $K \cdot R_L > 1$, il circuito amplifica la tensione in ingresso

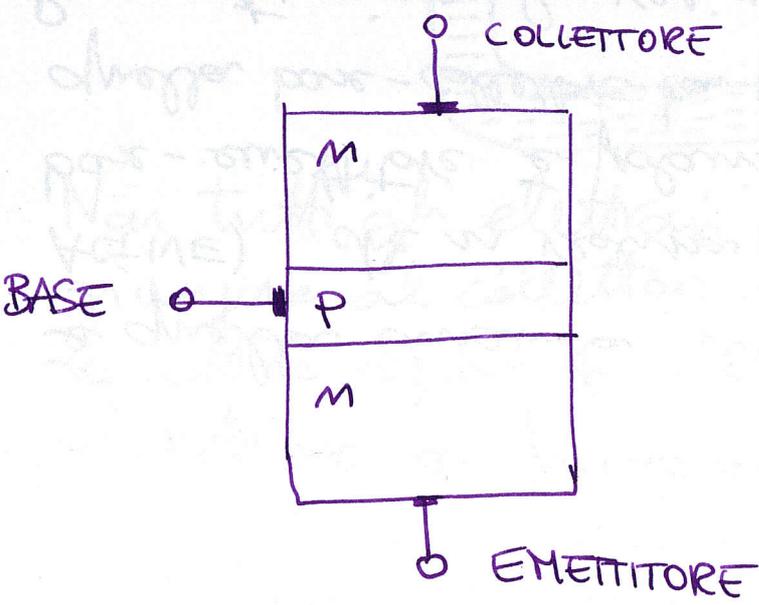


Il risultato è che un generatore di corrente controllato in tensione è in grado di amplificare un segnale. Come vedremo in seguito i transistor bipolari sono un esempio di generatori di corrente controllati in tensione e pertanto possono essere utilizzati per amplificare un segnale in tensione.

I transistor bipolari sono divisi in tre terminali che prendono il nome di

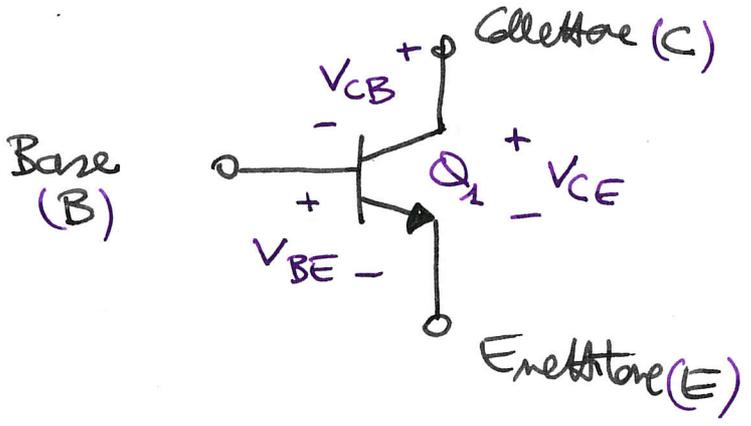
- emettitore (E)
- base (B)
- collettore (C)

I tre terminali sono connessi da due giunzioni p-n come indicato in figura:



Il transistor chiamato 'npn' ha una giunzione pn base-emettitore e una giunzione pn base-collettore

Come vedremo in seguito, l'emettitore 'emette' portatori di carica e il 'collettore' li raccoglie mentre la base permette di controllare il numero dei portatori di carica che attraversano le due giunzioni. Dal punto di vista circuitale, il transistor è indicato dal simbolo seguente.



Indichiamo le tensioni ai tre terminali con V_E, V_B e V_C e le differenze con

V_{BE}, V_{CB} e V_{CE} .

Il simbolo del transistor è Q_1 .

A seconda della polarizzazione (diretta o inversa) delle due giunzioni base-emettitore e base collettore è possibile individuare quattro regioni di funzionamento del transistor

GIUNZ.

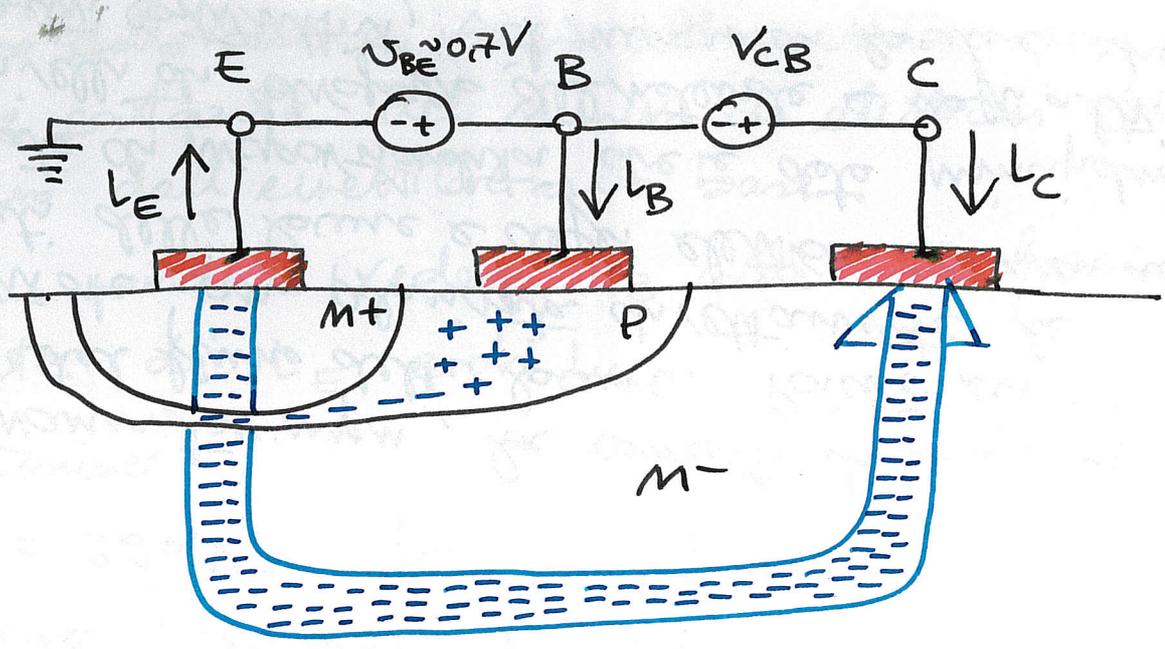
BASE-COLLETTORE

GIUNZ.
BASE-EMETTITORE

	FORWARD BIAS	REVERSE BIAS
FORWARD BIAS	SATURATION (CLOSED SWITCH)	FORWARD ACTIVE [GOOD AMPLIFIER]
REVERSE BIAS	REVERSE ACTIVE [POOR AMPLIFIER]	CUT OFF (OPEN SWITCH)

La regione di funzionamento più utilizzata è quella chiamata diretta attiva (FORWARD ACTIVE), che si realizza quando la giunzione base-emettitore è polarizzata direttamente, mentre quella base-collettore ha polarizzazione inversa.

Per costruire la regione drogata p è molto sottile (a seconda del dispositivo va da ~ 1 μm a poche decine di μm); si osserva pertanto un moto di elettroni dall'emettitore al collettore, attraverso la base. Il moto è regolato dalla tensione base emettitore, V_{BE} :



Non tutti gli elettroni emessi dall'emettitore giungono al collettore. Nel transito attraverso la sottile regione p, una piccola frazione si ricombina con le lacune presenti. Poiché lo spessore della regione p è limitato, la componente di ricombinazione è molto piccola. Il transistor si chiama bipolare perché portatori di carica di entrambe le polarità (elettroni e lacune) prendono parte al processo di trasporto. Grazie ad un drogaggio più elevato dell'emettitore rispetto alla base (uno o due ordini di grandezza), gli elettroni che migrano dall'emettitore al collettore risentono molto poco della diffusione delle lacune della base all'emettitore, mantenendo questa corrente molto piccola.

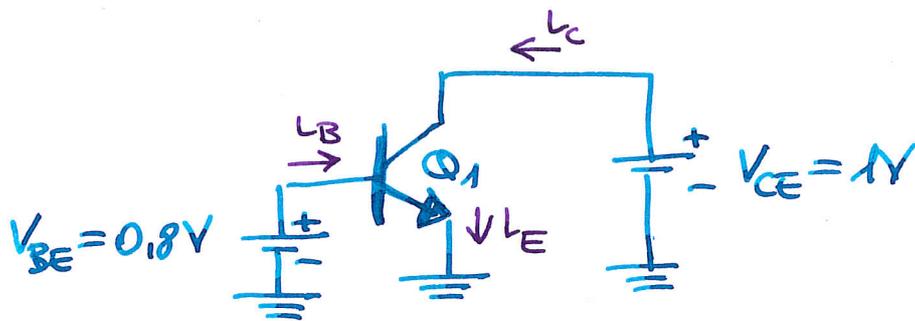
Esempi tipici di doping zero:

EMETTITORE (n ⁺) $N_D \sim 10^{20} \frac{\text{dronatori}}{\text{cm}^3}$	BASE (p) $N_A \sim 10^{18} \frac{\text{accettori}}{\text{cm}^3}$	COLLETTORE (n ⁻) $N_D \sim 10^{16} \frac{\text{dronatori}}{\text{cm}^3}$
---	---	---

Concludiamo inoltre che il transistor non può essere modellato con due semplici diodi back-to-back.

Consideriamo il circuito in figura:

6



Studiando il circuito, e notando che si trova in regione di attivazione, la corrente di collettore avrà un andamento esponenziale del tipo

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

dove I_S è la corrente di saturazione della giunzione (con valori tipici dell'ordine dei μA)

e $V_T = 26 mV$.

Nel transistor npn, la corrente di base, I_B , viene dal flusso delle lacune. Poiché in una giunzione pn planare direttamente le correnti delle lacune e degli elettroni sono in un rapporto di proporzionalità che è dato principalmente dai livelli di drogaggio del materiale e dagli altri parametri costruttivi, il numero di lacune che

entrano dalla base e vanno all'emettitore sono una
frangere costante del numero di elettroni che 7
viaggiano dall'emettitore alla base.

Possiamo pertanto vedere I_B come una frangere
costante di I_E e di I_C .

Si assume

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

dove il parametro $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ viene chiamato
guadagno in corrente (forward current gain) e
assume valori tipici tra 50 e 200.
La corrente di emettitore è data dalla somma
delle altre due correnti

$$I_E = I_B + I_C$$

$$= \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$= \frac{I_S}{\alpha} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$\text{con } \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad (\text{e conseguentemente } \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha})$$

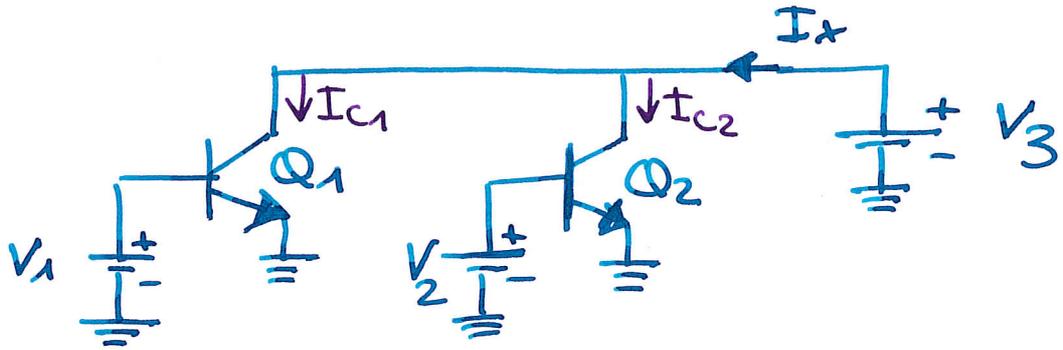
Se

$$50 < \beta < 200 \Rightarrow 0.98 < \alpha < 0.995$$

Esempio

8

Si costruisca il circuito in figura con due transistor identici, Q_1 e Q_2 , che lavorino nella regione diretta attiva



Determinare $V_1 - V_2$ in modo che $I_{C1} = 10 I_{C2}$.

Prendendo il rapporto delle due correnti di collettore avremo

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_s \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}{I_s \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)}$$

ma

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 10 = \exp\left(\frac{V_1 - V_2}{V_T}\right)$$

Pertanto

$$V_1 - V_2 = V_T \ln 10$$

$$\text{a } T = 300 \text{ K, } V_T = 26 \text{ mV}$$

$$\text{Quindi } V_1 - V_2 \approx 60 \text{ mV}$$

Il risultato ottenuto è lo stesso che si è trovato per i diodi: 9

+ per osservare un cambiamento di una decade nella corrente di collettore è necessario variare V_{BE} di 60mV

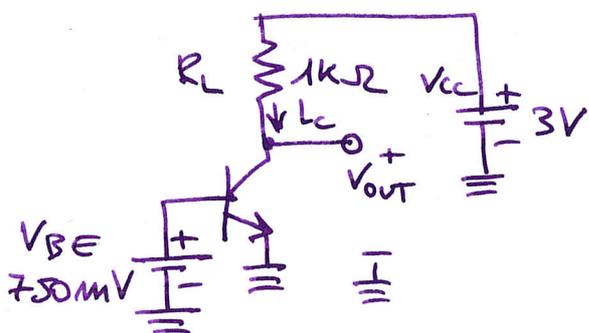
Altre proprietà della giunzione pn, valide anche per il transistor sono:

+ un cambiamento di una ottava (fattore 2) nella corrente di collettore si ottiene variando V_{BE} di 18mV

+ la caduta di tensione su V_{BE} mostra una dipendenza dalla temperatura di circa $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$

ESERCIZIO

- a) Determinare V_{OUT} nel circuito, assumendo $I_S = 5 \cdot 10^{-16} \text{ A}$
b) Calcolare V_{OUT} dimezzando la resistenza



$$\textcircled{a} I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} = 5 \cdot 10^{-16} e^{750/26} = 1,69 \text{ mA}$$

$$V_{OUT} = V_{CC} - R_C I_C \\ = 3\text{V} - 1,69\text{V} = 1,31\text{V}$$

$$\textcircled{b} V_{OUT} = 3\text{V} - \frac{1}{2} \times 1,69 = 2,16\text{V}$$

Esempio

10

Un transistor bipolare ha una corrente di saturazione $I_S = 5 \cdot 10^{-16} \text{ A}$ e lavora nella regione di retta attiva con $V_{BE} = 0,75 \text{ V}$. Se il guadagno in corrente, β , varia da 50 a 200 calcolare i corrispondenti valori delle correnti ai tre terminali.

Fissato V_{BE} , la corrente di collettore è indipendente da β

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} = 5 \cdot 10^{-16} \cdot e^{750/26} = 1,685 \text{ mA}$$

Poiché

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad \text{avremo}$$

$$8,43 \mu\text{A} < I_B < 33,7 \mu\text{A}$$

Infine

$$I_E = I_B + I_C$$

$$1,693 \text{ mA} < I_E < 1,719 \text{ mA}$$

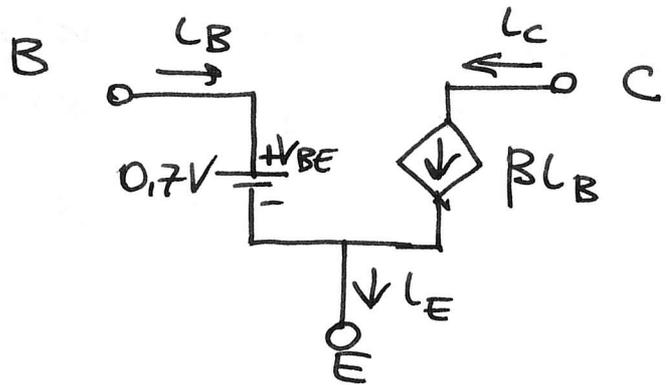
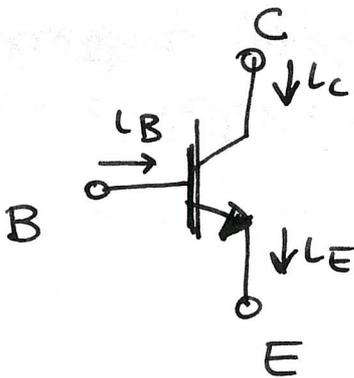
Possiamo ora costruire un modello del funzionamento del transistor BJT per grandi segnali, in modo da poterlo utilizzare nello studio dei circuiti con BJT.

LARGE-SIGNAL MODEL and CHARACTERISTICS

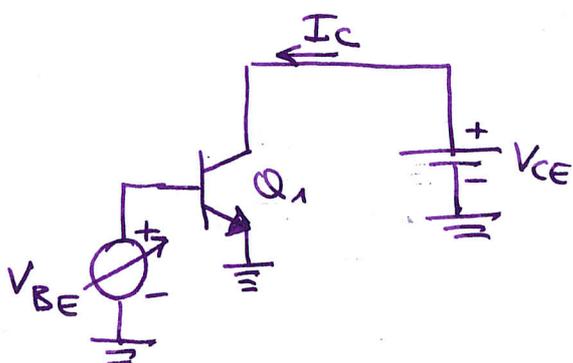
Nella regione diretta attiva

V_{BE} è polarizzato direttamente ($V_{BE} \sim 0,7V$)
 e inoltre $I_C > 0$ ($I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$)

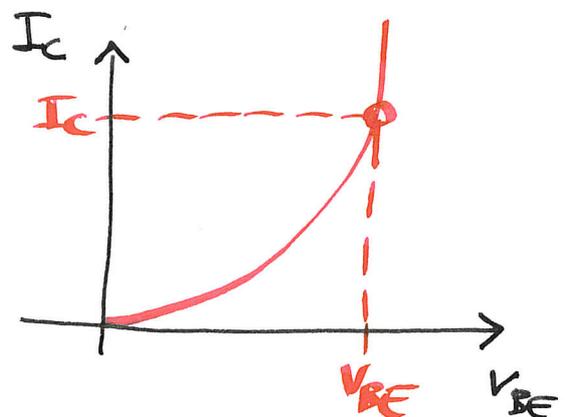
Possiamo quindi sostituire al transistor il seguente circuito (modello):



La prima curva caratteristica che studiamo è quella esponenziale, tipica del diodi. Assumendo costante la tensione di collettore, plottiamo I_C in funzione di V_{BE}

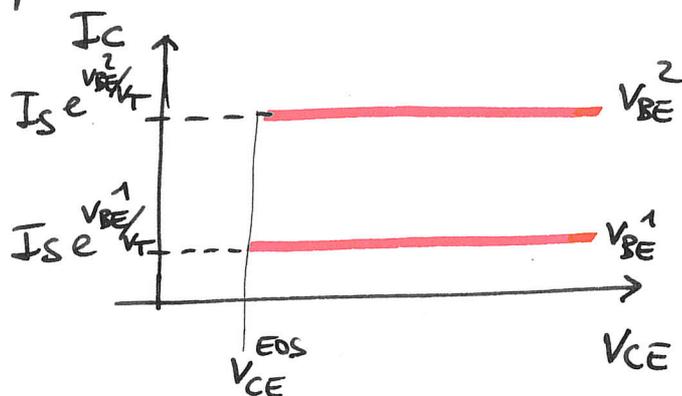
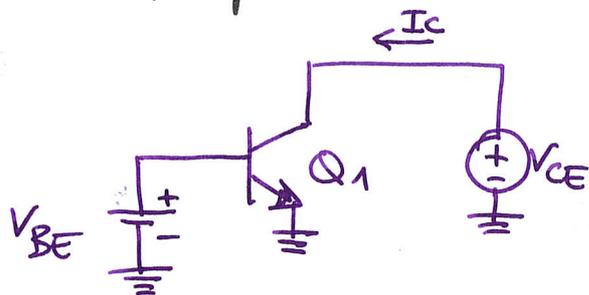


⇒



La corrente I_C non dipende da V_{CE} , pertanto valori differenti di V_{CE} non modificano la caratteristica.

la seconda caratteristica che studiamo è I_C , 12
 fissato V_{BE} , questa volta in funzione di V_{CE}

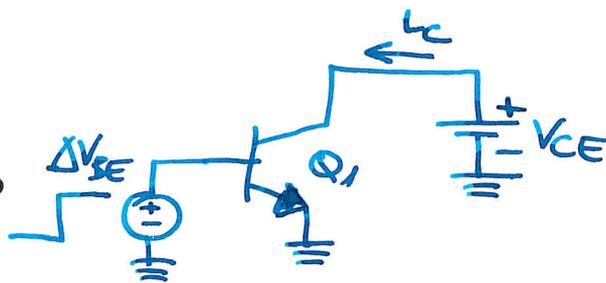


Al di sopra di un certo valore di V_{CE} ($V_{CE} > V_{CE}^{EOS}$)
 necessario affinché il transistor operi nella regione
 diretta attiva, le curve sono orizzontali,
 costanti in funzione di V_{CE} . Il loro valore
 cambia a seconda della tensione della giunzione
 V_{BE} .

Ritornando alla prima caratteristica, I_C versus V_{BE} ,
 possiamo chiederci quale cambiamento nelle corrente
 di collettore produce un piccolo cambiamento della
 tensione della giunzione BE. Definiamo un
 parametro chiamato transconduttanza (misurato in A/V)
 e dato da

$$g_m \equiv \frac{dI_C}{dV_{BE}}$$

Un possibile circuito per
 verificare la transconduttanza
 è dato dalle figure:



Scrivendo esplicitamente le corrente di 13
collettore nella regione diretta attiva e differenziando
avuto

$$g_m \equiv \frac{d}{dV_{BE}} (I_S e^{V_{BE}/V_T})$$
$$= \frac{1}{V_T} I_S e^{V_{BE}/V_T} = \frac{I_C}{V_T}$$

Nel caso di $I_C = 1 \text{ mA}$, con $V_T = 26 \text{ mV}$ si
ottiene

$$g_m = 38,5 \text{ mS} = 38,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} = \frac{1}{26 \Omega}$$

La transconduttanza rappresenta semplicemente
la pendenza della caratteristica $I_C - V_{BE}$ per un
valore fisso di V_{BE} e I_C^0 . In altre parole, se
 V_{BE} subisce una piccola perturbazione $\pm \Delta V$ attorno
al valore centrale V_{BE} , allora le corrente di collettore
registra un cambiamento $\pm g_m \Delta V$ attorno al
valore I_C^0 , dove $g_m = \frac{I_C^0}{V_T}$

La transconduttanza è fondamentalmente una
funzione della corrente di collettore piuttosto che della
corrente di base. Per esempio, se I_C rimane costante
ma β varia, allora g_m rimane costante mentre
la corrente di base, I_B , cambia.

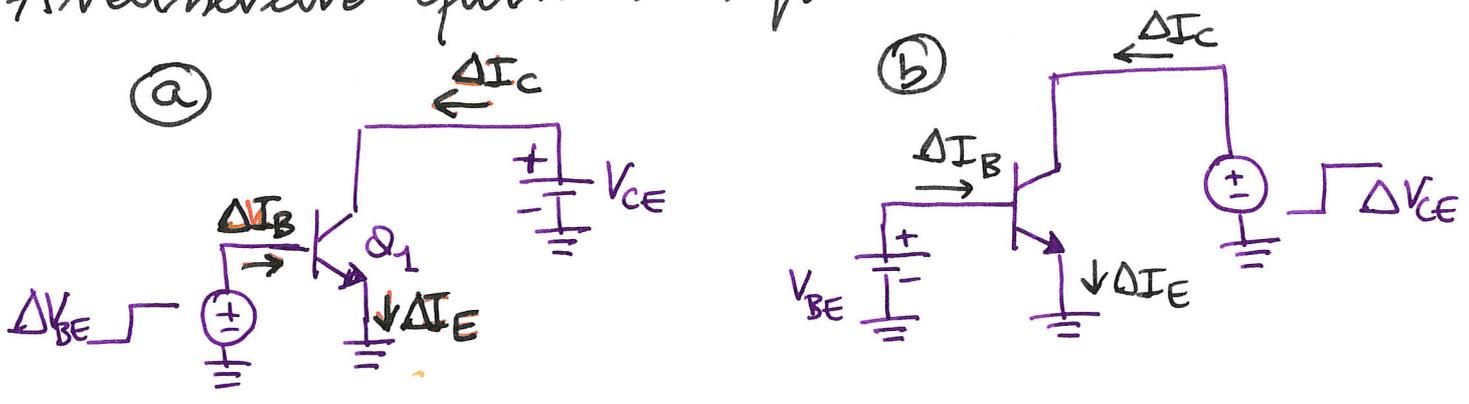
SMALL SIGNAL MODEL

I circuiti elettronici, per esempio nel caso degli amplificatori, possono incorporare un grande numero di transistor, cioè di dispositivi non lineari, creando complicazioni e difficoltà nell'ordinare il circuito.

Il modello a piccoli segnali che svilupperemo permette di considerarli, attorno al punto di lavoro, come dispositivi lineari nel caso di piccole variazioni delle tensioni ai capi dei tre terminali.

Per derivare il modello a piccoli segnali applicheremo una piccola differenza di tensione ai capi di due dei terminali (mantenendo il terzo ad un potenziale costante), studiare come variano le correnti che fluiscono ai capi dei tre terminali.

Analizzeremo quindi i seguenti circuiti:



Nel circuito a) perturbiamo V_{BE} mentre la tensione di collettore rimane costante. Dalle definizioni di

transconduttanza
$$g_m = \frac{d I_C}{d V_{BE}} \text{ arco}$$

$$\Delta I_C = g_m \Delta V_{BE}$$

Indichiamo con $V_{\pi} \equiv \Delta V_{BE}$ un modo che $\Delta I_C = g_m V_{\pi}$

Nella regione diretta attiva ($I_C = \beta I_B$) avere 15

$$\Delta I_B = \frac{\Delta I_C}{\beta} = \frac{g_m}{\beta} \Delta V_{BE} = \frac{g_m}{\beta} V_{\pi}$$

L'andamento lineare ricade la legge di Ohm e permette di definire

$$r_{\pi} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{V_{\pi}}{\frac{g_m}{\beta} V_{\pi}} = \frac{\beta}{g_m}$$

Questo significa che la giunzione pn tra base e collettore, nella regione diretta attiva, può essere modellata da una resistenza per piccoli segnali uguale a $\frac{\beta}{g_m}$.

Passiamo ora al circuito di figura b): teniamo fissa ad un valore costante V_{BE} e perturbiamo la tensione collettore-emettitore, V_{CE} .

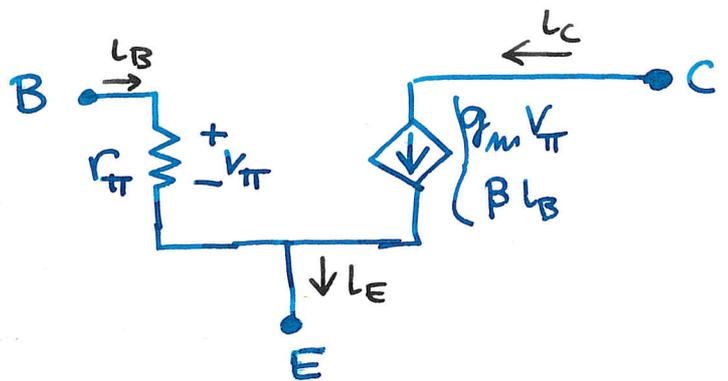
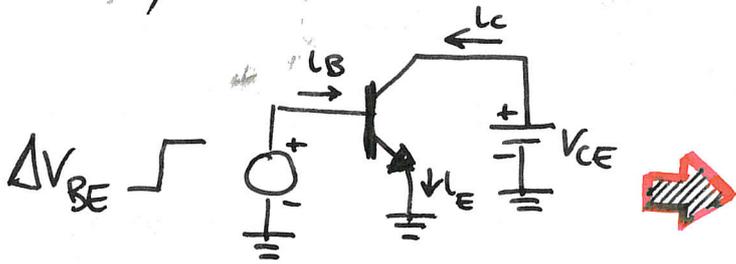
Poiché $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$ e $I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{V_{BE}/V_T}$,

una piccola variazione ΔV_{CE} non porta a variazioni sensibili nelle correnti dei tre terminali.

(Ricordiamo che $I_E = I_C + I_B$)

I modelli, nel caso di piccoli segnali, per il transistor BJT, che lavora nella regione diretta attiva, sono:

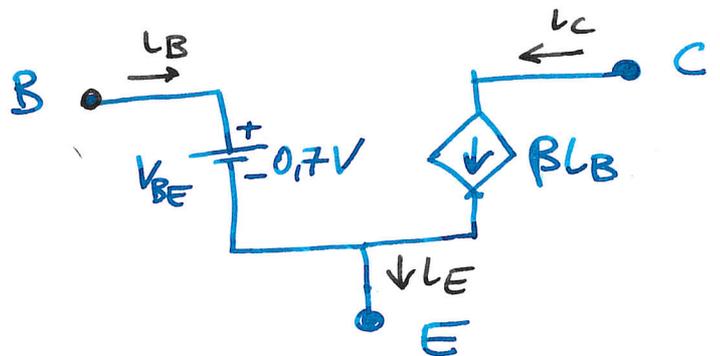
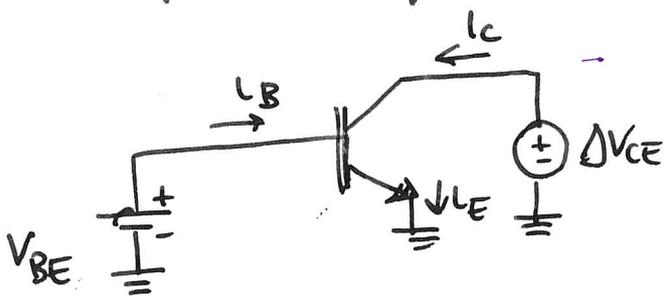
Caso a)



$$Con r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$$

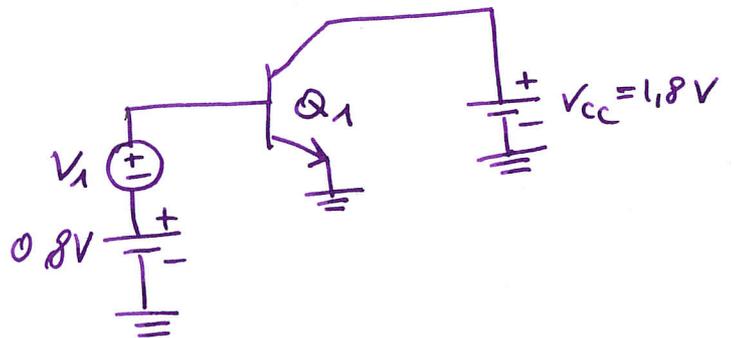
$$V_{\pi} \equiv V_{BE}$$

Nel caso b) invece il modello rimane quello sviluppato per grandi segnali



ESERCIZIO

Nel circuito in figura v_1 rappresenta il segnale generato da un microfono. I parametri di Q_1 sono: $I_S = 3 \cdot 10^{-16} A$, $\beta = 100$. Q_1 lavora nelle regioni di diretta attiva.



- a) se $v_1 = 0$ determinare i parametri a piccoli segnali di Q_1
- b) se v_1 genera un segnale di ampiezza 1mV, come si riflette sulle correnti di collettore e di base?

a) bias nella regione diretta attiva.

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = 3 \cdot 10^{-16} e^{\frac{800}{26}}$$

$$= 3 \cdot 10^{-16} e^{30.769} = 6.92 \text{ mA}$$

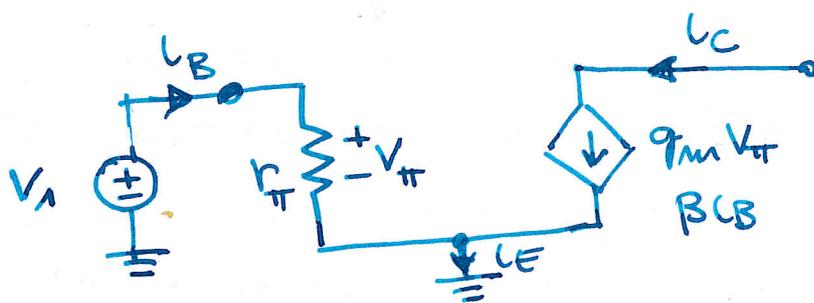
la transconduttanza g_m è

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{6.92 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{3.75 \Omega}$$

e

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 375 \Omega$$

b) Disegnare il circuito equivalente



Poiché $V_{\pi} = V_1$, $\Delta I_C = g_m V_1 = \frac{1 \text{ mV}}{3.75 \Omega} = 0.267 \text{ mA}$

$$\Delta I_B = \frac{\Delta I_C}{\beta} = \frac{\Delta I_C}{r_{\pi} g_m} = \frac{V_T g_m}{r_{\pi} g_m} = \frac{1 \text{ mV}}{375 \Omega} = 2.67 \mu\text{A}$$

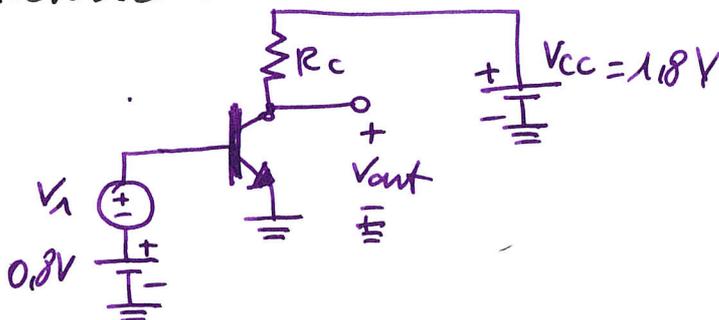
e questo è uguale a $\frac{\Delta I_C}{\beta}$.

Il circuito studiato non è molto utile in quanto il segnale prodotto dal microfono produce una variazione della corrente I_C che però fluisce attraverso il generatore da 1,8V che mantiene il collettore ad una tensione costante.

18

ESERCIZIO

Consideriamo una versione modificata del circuito precedente dove una resistenza R_C converte la corrente di collettore che è attraverso in una caduta di tensione



a)

La corrente di collettore che avevamo calcolato, $I_C = 6,92 \text{ mA}$ attraverso la resistenza R_C , pertanto

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{CC} - R_C I_C \\ &= 1,8 \text{ V} - 100 \Omega \times 6,92 \text{ mA} = \\ &= 1,8 - 0,692 = 1,108 \text{ V} \end{aligned}$$

b)

Come visto in precedenza, 1mV su V_1 produce $\Delta I_C = 0,267 \text{ mA}$. Sulla resistenza R_C produce una variazione nella caduta di potenziale $\Delta V = 0,267 \text{ mA} \times 100 \Omega = 26,7 \text{ mV}$. Il circuito amplifica la tensione in un rapporto di 26,7 volte.

L'EFFETTO EARLY

19

Nella trattazione dei transistor bipolari ci siamo concentrati sui principi fondamentali, ignorando effetti al secondo ordine nel dispositivo e nel modello che ne descrive il comportamento per grandi e piccoli segnali.

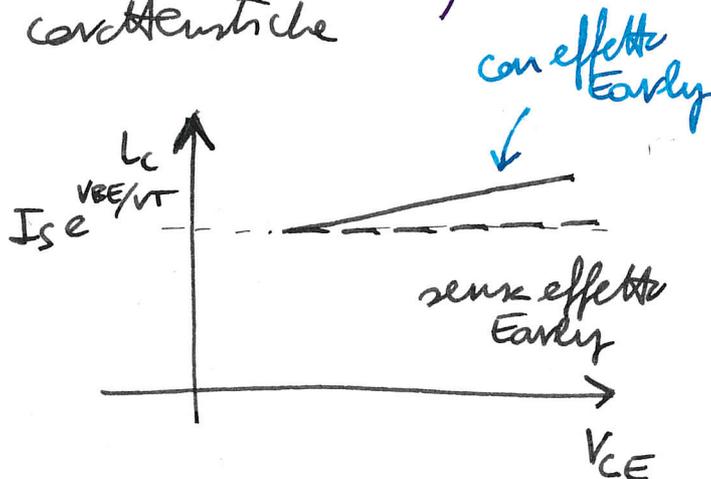
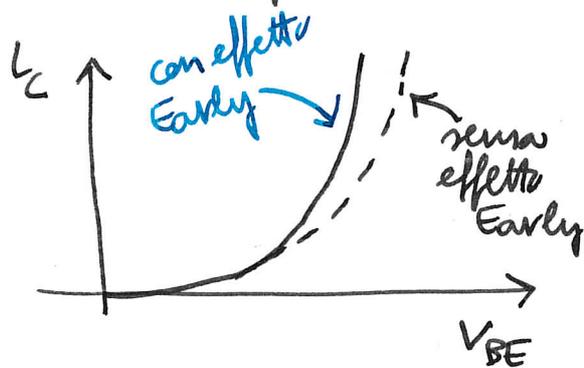
Esaminando in maniera più accurata le curve I_C/V_{CE} per valori costanti di V_{BE} , ci si accorge che la pendenza delle curve aumenta progressivamente con V_{BE} . Inoltre se proviamo ad estrapolare tutte le curve, si vede come si incontrino in un punto comune a $V_{CE} = -V_A$ (chiamato Early voltage in onore a James ~~W~~ Early che per primo studiò tale effetto).

Per i transistor comuni, V_A è nella regione 10^4 - 10^5 V.

L'effetto Early si traduce nella espressione delle corrente I_C per mezzo di un fattore moltiplicativo

$$I_C \approx I_S e^{V_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

e questo si riflette nelle due caratteristiche



Vediamo da come cambiare i modelli per grandi e piccoli segnali a causa dell'effetto Early. 20

LARGE SIGNAL MODEL

La corrente di collettore viene modificata

$$I_C = \left(I_S e^{V_{BE}/V_T} \right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

mentre la corrente di base rimane indipendente da V_{CE}

$$I_B = \frac{\left(I_S e^{V_{BE}/V_T} \right)}{\beta}$$

e infine $I_E = I_C + I_B$

SMALL SIGNAL MODEL

Il generatore di corrente controllata in tensione non cambia e pertanto

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{d}{dV_{BE}} \left[\left(I_S e^{V_{BE}/V_T} \right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \right]$$
$$= \frac{I_C}{V_T}$$

similmente

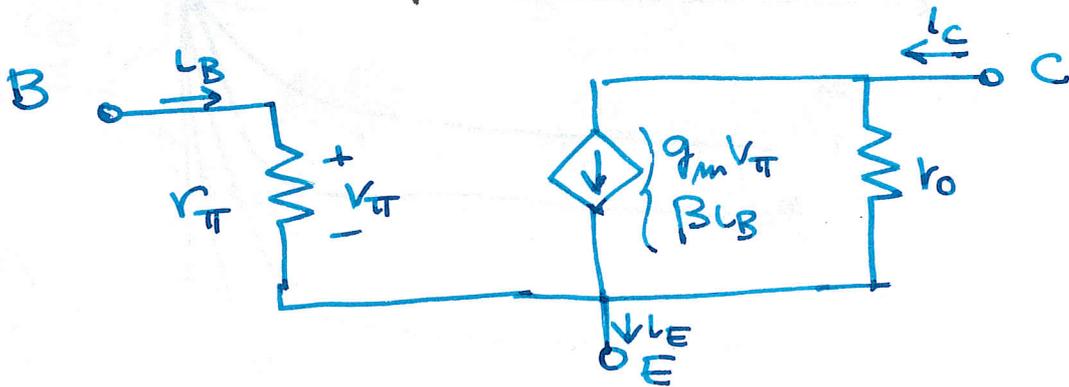
$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = \beta \frac{V_T}{I_C}$$

Mentre una resistenza appaiva

$$r_o = \frac{V_A}{I_C}$$

viene ad essere inserita come resistenza di output.

Il modello diventa pertanto



IL TRANSISTOR BIPOLARE NELLA REGIONE DI SATURAZIONE

Nel caso in cui anche la giunzione base-collettore risulta polarizzata direttamente, il transistor bipolare entra nella regione chiamata di saturazione. L'effetto è che con un aumento di \$I_{B}\$ viene fornita alle base con una diminuzione effettiva del guadagno in corrente \$\beta\$.

Ottenere $I_C^{SAT} < \beta I_B$ e possiamo definire

$$\beta_{SAT} = \frac{I_C^{SAT}}{I_B} < \beta$$

Inoltre, nelle regioni di saturazione

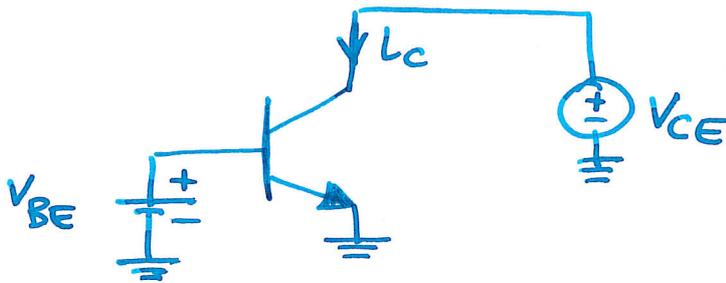
$$I_C > 0 \quad e \quad 0 < V_{CE} < V_{CE}^{EOS} = 0,12V$$

EDGES OF SATURATION

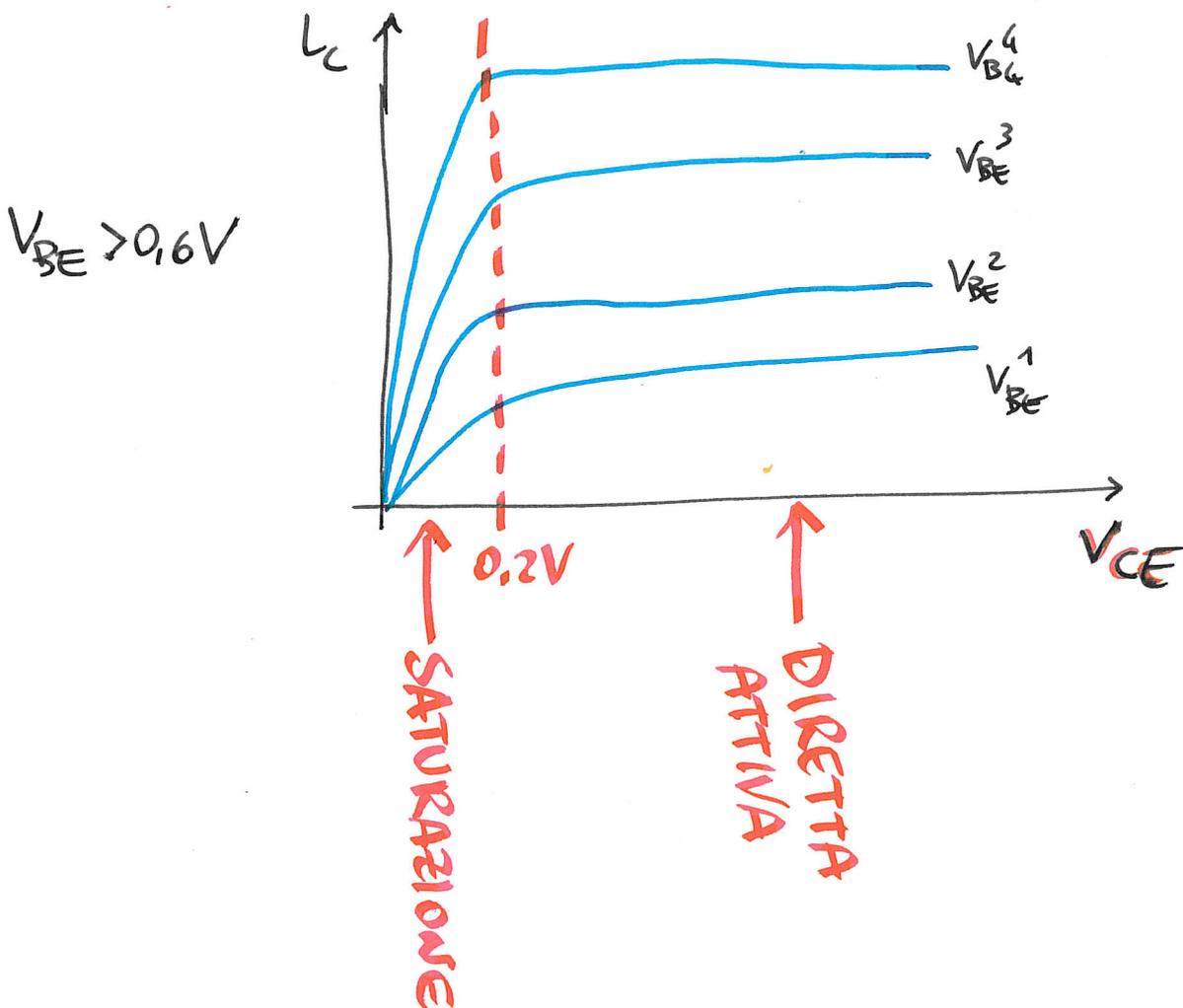
È istruttivo studiare il modello del transistor per grandi segnali (LARGE-SIGNAL MODEL) e le caratteristiche I/V nella regione di saturazione.

22

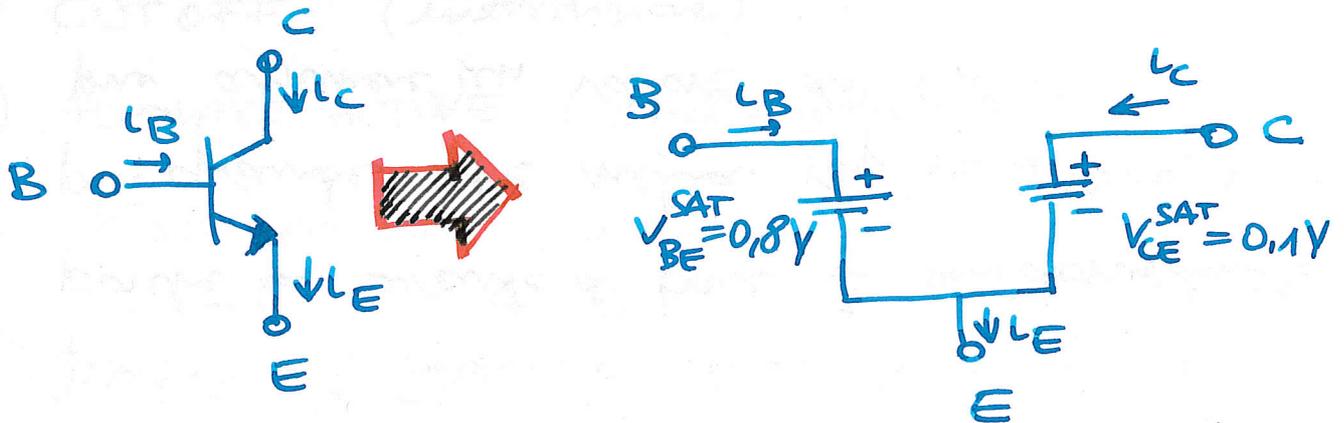
Studiamo il circuito



Al diminuire di V_{CE} (per $V_{CE} < 0.2V$) la corrente diminuisce rapidamente, fino ad arrivare a zero per $V_{CE} = 0$



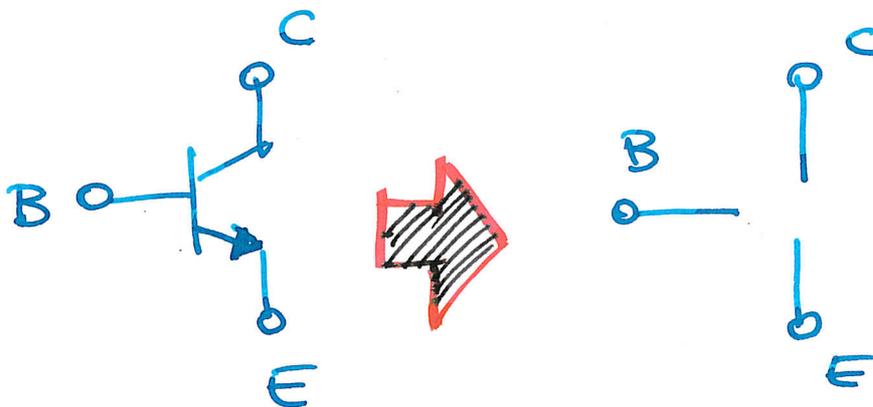
Nel modello a grandi segnali per il transistor bipolare nella regione di saturazione, le due giunzioni B-E e C-B vengono modellate con due generatori di tensione costante, $V_{BE} = 0,8V$ e $V_{CE} = 0,1V$ 23



LA REGIONE DI INTERDIZIONE (CUTOFF)

Si verifica quando entrambe le giunzioni base-emettitore e base-collettore sono polarizzate inversamente.

Avremo $I_C = 0$ e pertanto il transistor può essere considerato un circuito aperto



ALCUNE CONSIDERAZIONI SULLA TENSIONE BASE-EMETTITORE, V_{BE}

24

- per fare in modo che il transistor bipolare sia pienamente in conduzione, la giunzione B-E deve avere una caduta di tensione di 0,7V

$$V_{BE}^{ON} = 0,7V$$

- la tensione può essere abbassata fino a 0,6V ma sotto questo valore la giunzione B-E non è più polarizzata direttamente

$$V_{BE}^{EOC} = 0,6V$$

EOC \equiv Edge Of Conduction

- quando il transistor è in saturazione, poiché la corrente di base è considerevolmente più grande che nella regione attiva, si può assumere un valore di 0,8V

$$V_{BE}^{SAT} = 0,8V$$

COME DETERMINARE IL REGIME DI FUNZIONAMENTO DI UN TRANSISTOR BIPOLARE

25

Nei casi che considereremo, il BJT può trovarsi in una delle regioni seguenti:

- 1) CUTOFF (interdizione)
- 2) FORWARD ACTIVE (diretta attiva)
- 3) SATURATION (saturazione)

Si può procedere come segue:

Ⓐ Determinare la tensione di circuito aperto della giunzione base-emettitore, cioè la caduta di tensione ai capi dei terminali B-E, avendo rimesso il BJT del circuito.

se $V_{BE} < V_{BE}^{EOL} = 0,6V \rightarrow$ IL BJT È IN INTERDIZIONE **STOP**

altrimenti può trovarsi nella regione di SATURAZIONE o DIRETTA ATTIVA **CONTINUE**

Ⓑ Impostare la regione diretta attiva con $V_{BE} = 0,7V$ e determinare il punto di lavoro del BJT

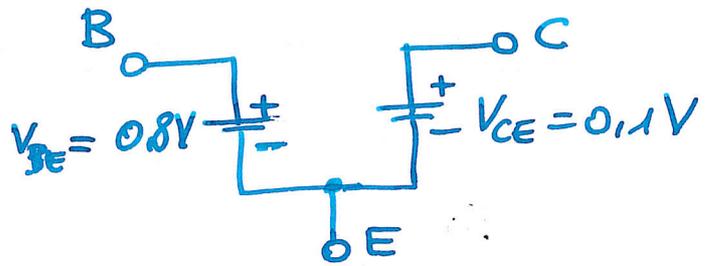
$$Q = Q(I_C, V_{CE})$$

se $V_{CE} > V_{CE}^{EOS} = 0,2V \rightarrow$ IL BJT È NELLA REGIONE DIRETTA ATTIVA **STOP**

altrimenti si trova nella regione di saturazione. 26

Piccolo I_C usando il modello a grandi segnali per la saturazione.

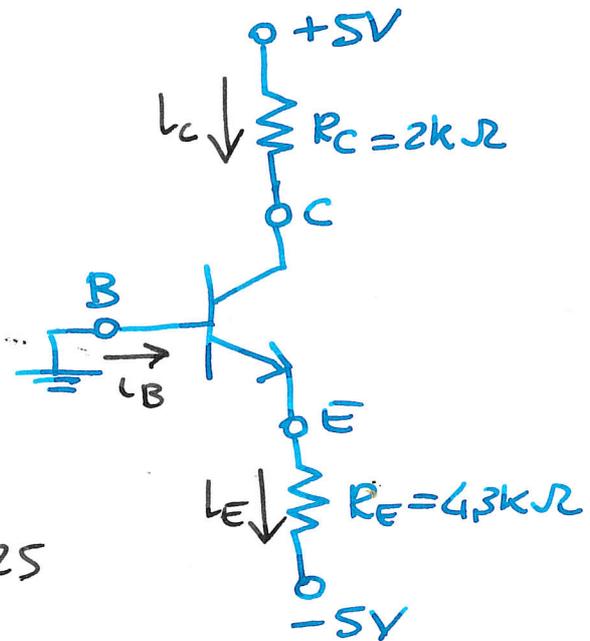
Calcolare $\beta_{SAT} = \frac{I_C^{SAT}}{I_B}$



o $\beta_{SAT} < \beta$ siamo nella regione di saturazione **STOP**

ESERCIZIO

Dato il circuito in figura, determinare la regione di funzionamento del BJT e tutte le tensioni e correnti nel circuito. Assumere $\beta = 125$



Assumere sia nella regione diretta attiva. Il modello assume $V_{BE} = 0.7V$

Quindi $V_E = V_B - V_{BE} = -0.7V$

Pertanto $I_E = \frac{V_E + 5V}{R_E} = \frac{4.3V}{43k} = 1mA$

sempre per l'ipotesi di regione diretta attiva, ²⁷

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}, \quad I_E = I_B + I_C = \frac{1+\beta}{\beta} I_C$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta} = \frac{125}{126}$$

$$I_C = \alpha I_E = \frac{125}{126} \times 1 \text{ mA} \\ = 0,992 \text{ mA}$$

$$V_C = 5V - R_C I_C = 5 - 2k \times 0,992 \text{ mA} \\ = 5 - 1,984 = 3,016 \text{ V} \approx 3 \text{ V}$$

$$\text{Calcoliamo } V_{CE} = V_C - V_E = 3 + 0,7 \text{ V} = 3,7 \text{ V} > 0,2 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 3,7 \text{ V} > V_{CE}^{\text{EOS}} = 0,2 \text{ V}$$

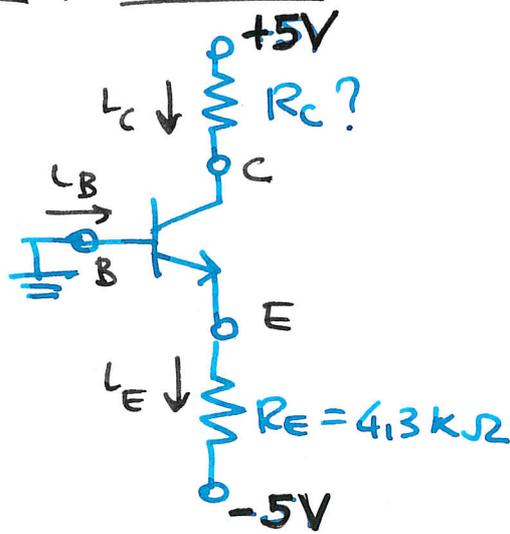
Quindi il transistor è nella regione diretta attiva.

Calcoliamo infine

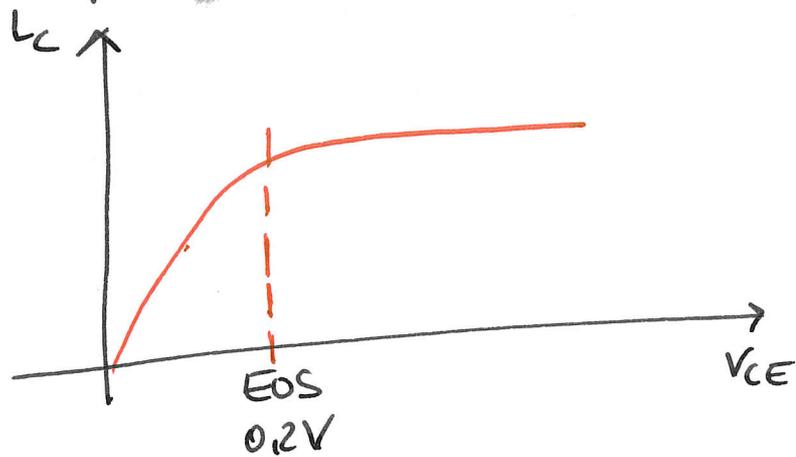
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0,992 \text{ mA}}{125} = 7,94 \mu\text{A}$$

ESERCIZIO

Dato il circuito dell'esercizio precedente, a quale valore bisogna portare R_C per portare il transistor al limite della saturazione?



Disegnare le caratteristiche I_C/V_{CE} con I_B fissa.



Le caratteristiche saranno praticamente le stesse fino all'Edge of Saturation.

Dato che $V_E = -0.7V$ e che vogliamo $V_{CE} = 0.2V$,
 dobbiamo avere $V_C = V_E + V_{CE} = -0.7V + 0.2V = -0.5V$

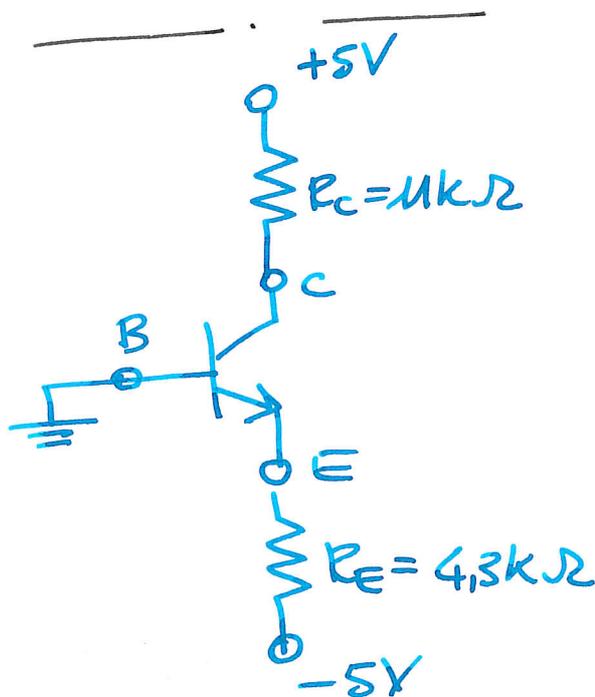
La corrente I_C è quella ottenuta nella regione diretta attiva dell'esercizio precedente, $I_C = 0.992mA$

Poiché $V_C = +5V - R_C I_C$

$$R_C = \frac{5V - V_C}{I_C} = \frac{5.5V}{0.992mA} \approx 5.5k\Omega$$

ESERCIZIO

Calcolare correnti e tensioni del circuito quando $R_C = 1k\Omega$
 ($\beta = 125$)



Il BJT sarà nella regione di saturazione. 29

Supponiamo di non saperlo e ipotizziamo in
travi nella regione di diretta attiva:

$$V_E = -0,7V$$

$$I_E = \frac{V_E + 5V}{R_E} = \frac{4,3V}{4,3k\Omega} = 1mA$$

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\beta}{1+\beta} I_E = \frac{125}{126} \cdot 1mA = 0,992mA$$

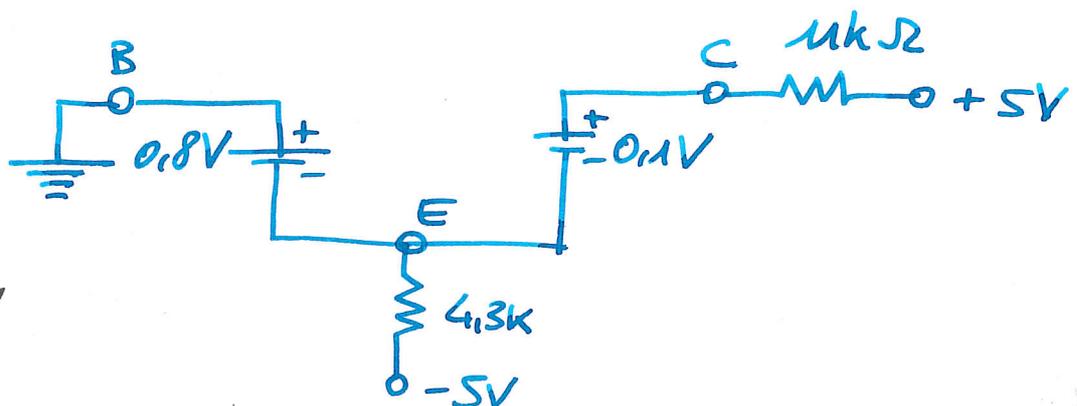
Calcoliamo V_C e poi V_{CE}

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C = 5V - 1k\Omega \times 0,992mA = -5,9V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = -5,9V + 0,7V = -5,2V \text{ IMPOSSIBILE!}$$

Imponiamo quindi la regione di saturazione.

Il circuito equivalente diventa:



$$V_E = -0,8V$$

$$I_E = \frac{V_E + 5V}{R_E} = \frac{4,2}{4,3k} = 0,977mA$$

$$V_C = V_E + 0,1V = -0,7V; \quad I_C = \frac{5V + 0,7}{1k} = 0,518mA$$

Perché $I_E = I_B + I_C$, avremo

30

$$I_B = I_E - I_C = 0,977\text{mA} - 0,518\text{mA} = 0,459\text{mA}$$

Calcolare il β di SATURAZIONE

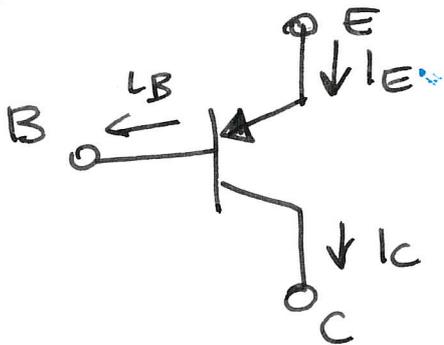
$$\beta_{SAT} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0,518}{0,459} = 1,13 < \beta = 125$$

La regione di saturazione è quindi confermata.
Visto il valore di β_{SAT} , il transistor si trova in profonda saturazione.

IL TRANSISTOR PNP

Se si scambiano l'ordine delle giunzioni viene creato un transistor pnp.

Il suo simbolo circuitale è il seguente



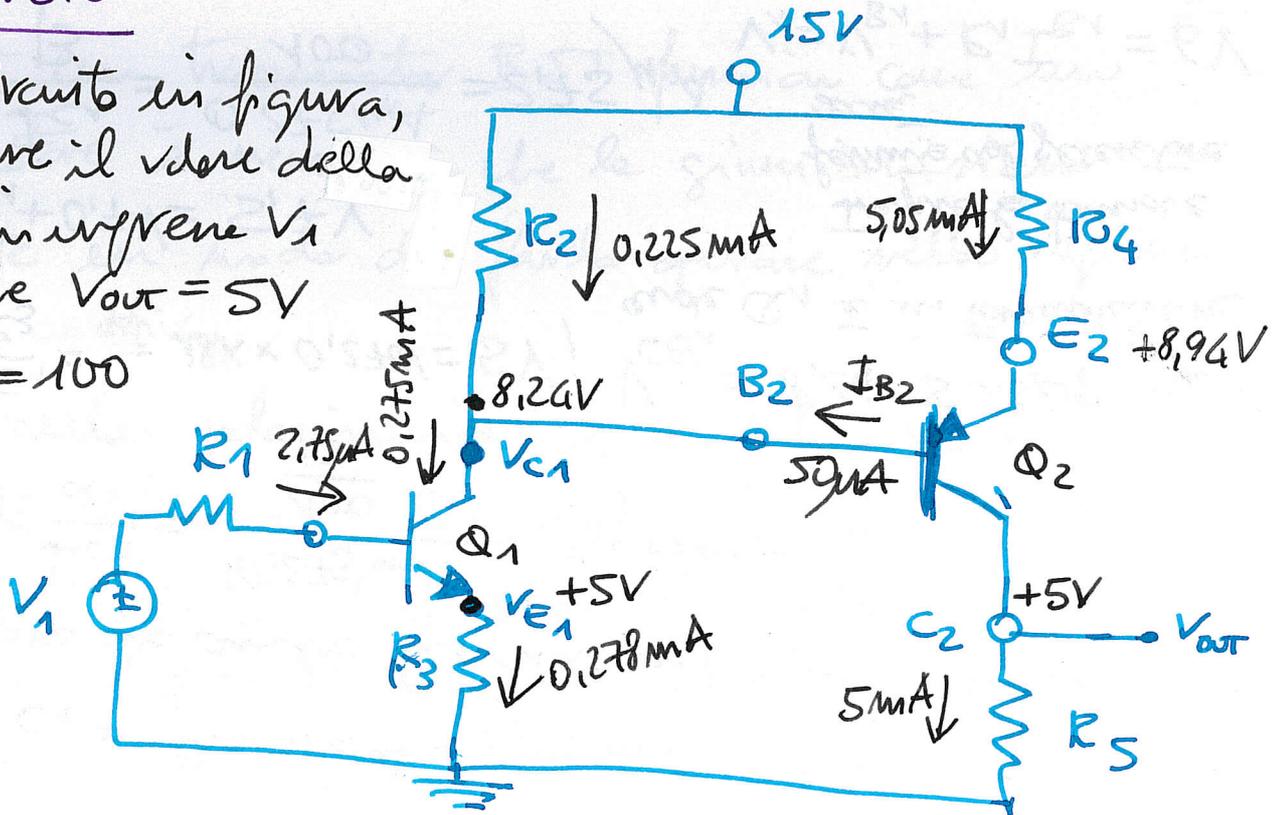
Il terminale con la freccia identifica sempre l'emettitore e il verso indica il verso della corrente dell'emettitore.

Per convenzione vengono disegnati in modo che i versi delle correnti siano sempre dall'alto verso il basso.

ESERCIZIO

Dato il circuito in figura, determinare il valore della tensione in ingresso V_1 in modo che $V_{out} = 5V$

$$\beta_1 = \beta_2 = 100$$



$$R_1 = 10k\Omega; R_2 = 30k\Omega; R_3 = 18k\Omega; R_4 = 1.2k\Omega; R_5 = 1k\Omega$$

Calcolare il valore della tensione e della corrente in tutti i punti del circuito.

Partire da V_{out} . Dato che $V_{out} = V_{C2} = 5V$, abbinare il valore delle correnti di collettore di C_2

$$I_{C2} = \frac{V_{out}}{R_5} = \frac{5V}{1k\Omega} = 5mA$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} \quad e \quad I_{E2} = \frac{I_{C2}}{\alpha} \quad \text{con } \alpha = \frac{\beta}{1+\beta} = \frac{100}{101}$$

$$I_{E2} = \frac{5mA}{\frac{100}{101}} = 5.05mA$$

$$I_{B2} = \frac{5mA}{100} = 50\mu A$$

$$V_{E_2} = 15V - R_C I_{E_2} = 15V - 1,2k \times 5,05mA \\ = 15V - 6,06V = 8,94V$$

$$V_{B_2} = V_{E_2} - 0,7V = 8,24V$$

Nei calcoli abbiamo assunto che Q_2 sia nella regione diretta attiva. Verifichiamo

$$V_{EC_2} = V_{E_2} - V_{C_2} = 8,94V - 5V = 3,94V > 0,2V$$

OK, Q_2 è nella regione forward active.

Passiamo all'altro ramo.

la corrente che fluisce in R_2 è

$$I_2 = \frac{15V - V_{B_2}}{R_2} = \frac{15V - 8,24V}{30k\Omega} = \frac{6,76}{30k} = 0,225mA$$

la corrente di collettore di Q_1 sarà la somma di $I_{B_2} + I_2$

$$I_{C_1} = 0,225mA + 0,05mA = 0,275mA$$

Ipotesi che anche Q_1 sia in Forward active

$$I_{E_1} = \frac{I_{C_1}}{\alpha} = \frac{0,275mA}{\frac{100}{101}} = 0,278mA$$

$$V_{E_1} = R_3 I_{E_1} = 18k \times 0,278V = 5V; \quad V_{CE_1} = 8,24 - 5 = 3,24V > 0,2V$$

onde Q_1 è in Forward active

$$V_{B_1} = V_{E_1} + 0,7V = 5,7V$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta} = \frac{0,275mA}{100} = 2,75\mu A$$

Impieghi la tensione fornita dal generatore sarà

$$V_1 = V_{B_1} + R_1 I_{B_1} = 6V$$

RETI di POLARIZZAZIONE x i transistor BJT

33

Affinchè un transistor BJT funzioni come un amplificatore è necessario che le giunzioni siano polarizzate in modo da farlo operare nella regione diretta attiva.

Lo scopo della polarizzazione è di definire per bene il punto di lavoro, Q-point, del BJT; quest'ultimo è rappresentato dai valori DC delle corrente di collettore e della tensione collettore-emettitore

$$Q = Q(I_C, V_{CE}).$$

Una buona regola è che le prestazioni del circuito con il transistor siano indipendenti dal particolare transistor utilizzato, pertanto un buon amplificatore con BJT richiede un punto di lavoro $Q(I_C, V_{CE})$ che è relativamente indipendente da V_{BE}^{ON} e da β .

In base agli studi svolti finora, per ottenere una corrente di bias I_C è possibile seguire tre strade:

$$I_C = \beta I_B = \alpha I_E = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

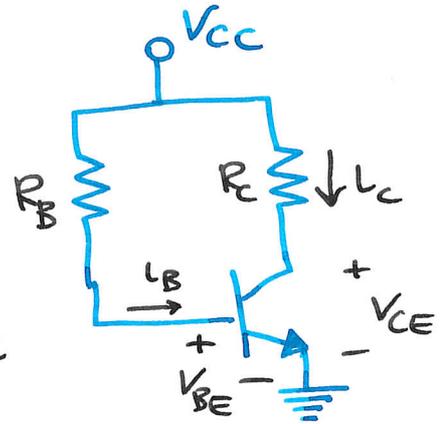
cioè tramite I_B , I_E o V_{BE} . In seguito discuteremo i meriti e difetti di ognuno dei tre.

POLARIZZAZIONE DEL BJT TRAMITE I_B

34

Il circuito in figura permette di generare una corrente I_B necessaria per sostenere la corrente $I_C = \beta I_B$

La resistenza R_C serve per ottenere V_C e quindi V_{CE}



$$I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}^{ON}}{R_B} \quad \text{e} \quad V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

Studiamo ora il circuito dal punto di vista numerico assumendo $V_{CC} = 12V$, e resistenze al 5%. (R_C e R_B). $\beta = 100$
Inoltre il punto di lavoro desiderato è $Q = Q(I_C, V_{CE}) = Q(1mA, 5V)$

$$R_B = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}^{ON}}{I_C} = 100 \frac{12 - 0.7}{1} = 1.13 M\Omega$$

Il valore più vicino alle resistenze disponibili è $1.1 M\Omega$ pertanto

$$I_C = 100 \frac{1.3}{1.1 M} = 1.03 mA$$

Inoltre

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 5}{1.03 mA} = 6.8 k\Omega \quad \text{che è un valore standard disponibile}$$

Studiare infine come variano I_C e V_{CE} in funzione dei parametri del BJT, β e V_{BE}^{ON} .
Il loro campo di variabilità è

$$50 \leq \beta \leq 200 \quad \text{e} \quad 0.4V \leq V_{BE}^{ON} \leq 0.8V$$

L'equazione $I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}^{ON}}{R_B}$ ci dice che 35

la corrente è minima quando β è minima e V_{BE}^{ON} è massima. Inoltre, dato che $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$, V_{CE} è minimo quando I_C è massimo, e viceversa.

Per $\beta = 50$ e $V_{BE}^{ON} = 0,8V$ avere

$$I_C^{MIN} = 50 \frac{12 - 0,8}{1,1M} = 0,51mA$$

$$\text{e } V_{CE} = 12 - 6,8 \times 0,51 = 8,5V$$

Nell'altra caso estremo, $\beta = 200$ e $V_{BE}^{ON} = 0,4V$, si ottiene

$$I_C^{MAX} = 200 \frac{12 - 0,4}{1,1M} = 2,1mA$$

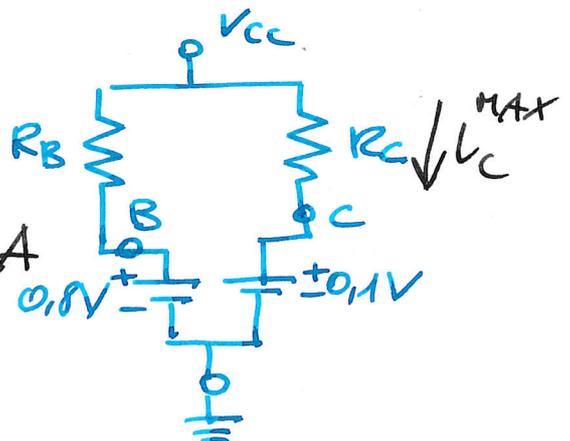
$$\text{e } V_{CE} = 12 - 6,8 \times 2,1 = -2,3V$$

IMPOSSIBILE

Il transistor è passato in saturazione.
Il circuito equivalente è:

Nel caso di destra

$$I_C^{MAX} = \frac{V_{CC} - 0,1}{R_C} = \frac{12 - 0,1}{68k} = 1,75mA$$



Concludendo, lo schema di polarizzazione, anche se semplice, non è accettabile in quanto è suscettibile di grosse variazioni del punto di lavoro che possono anche portare il BJT in saturazione.

Pertanto lo schema non viene mai usato in circuiti con BJT come amplificatori, ma viene usato per polarizzare il BJT in saturazione in applicazioni di 'switching' (dove il BJT deve comportarsi come circuito chiuso/aperto).

POLARIZZAZIONE del BJT Tramite I_E

Un'alternativa migliore per polarizzare il transistor è tramite la corrente I_E per ottenere $I_C = \alpha I_E$.
 Il motivo è che lo spread in α è molto più limitato rispetto a quello di β .

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

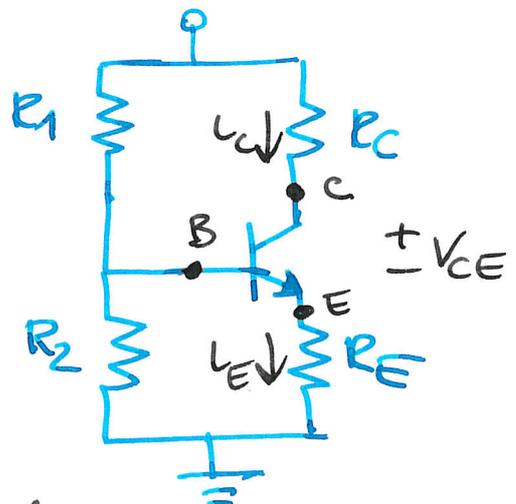
Pertanto se β varia nell'intervallo $50 < \beta < 200$,
 α rimane nelle vicinanze $0,980 < \alpha < 0,995$

con uno spread più piccolo dell'1,5%.

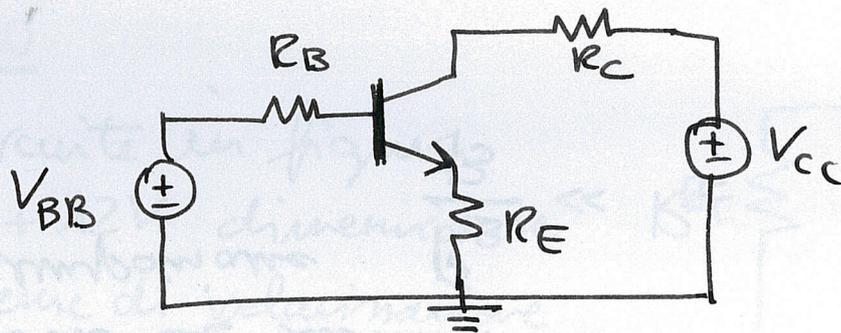
Per generare I_E dobbiamo polarizzare l'emettitore ad un valore $V_E > 0$ e utilizzare una resistenza R_E tale che

$$I_E = V_E / R_E.$$

Si usa il circuito in figura dove la base è polarizzata grazie ad un partitore di tensione $R_1 - R_2$.

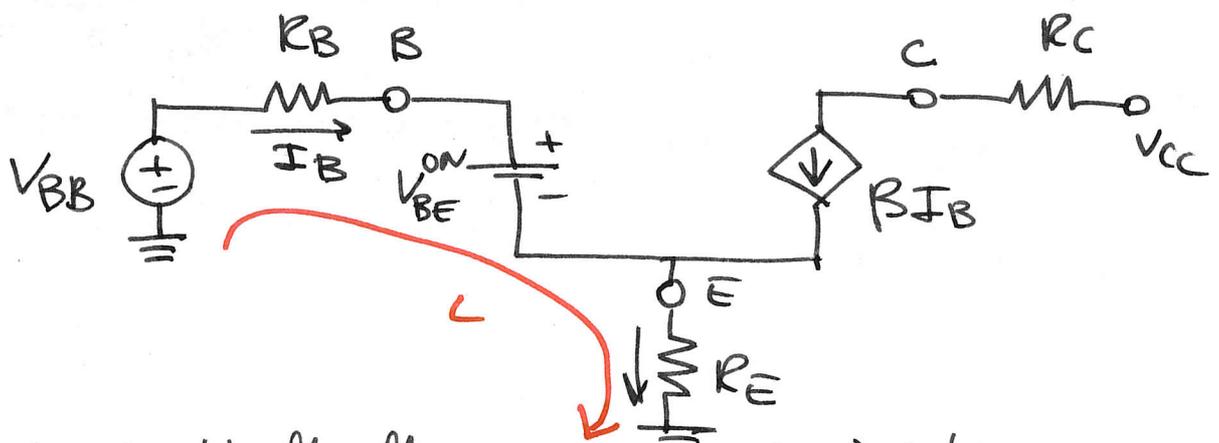


Studiamo il circuito rimpiazzando con l'equivalente di Thévenin la parte di sinistra



Done $V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ e $R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Se il BJT si trova nella regione di diretta attiva possiamo sostituire il suo circuito equivalente



Applicando Kirchhoff alla maglia di sinistra,

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}^{ON} + R_E I_E = V_{BE}^{ON} + I_B [R_B + (1+\beta)R_E]$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}^{ON}}{R_B + (1+\beta)R_E}$$

Per calcolare V_{CE} possiamo considerare, in ottime approssimazioni, $I_C \approx I_E$, quindi

$$V_{CE} \approx V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E$$

$$\approx V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$$

Per valutare l'effetto di β e di V_{BE}^{ON} sulla corrente di collettore, riscriviamo I_C dividendo numeratore e denominatore per β e

approssimando $\frac{\beta+1}{\beta} \approx 1$

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}^{ON}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E}$$

Per fare in modo che I_C sia poco sensibile alle variazioni dovute a V_{BE} , imponiamo

$$V_{BB} \gg V_{BE}^{ON}$$

Un buon compromesso è scegliere $V_E \approx 10 V_{BE}^{ON}$ e quindi polarizzare il collettore a metà strada tra V_{CC} e V_B .

Alcuni autori suggeriscono usare le regole $\frac{1}{3} - \frac{1}{3} - \frac{1}{3}$, cioè imponendo $V_E = \frac{1}{3} V_{CC}$, $V_{CE} = \frac{1}{3} V_{CC}$

in modo che $R_C I_C = \frac{1}{3} V_{CC}$

2) Per rendere I_C insensibile alle variazioni dovute a β imponiamo

$$\frac{R_B}{\beta} \ll R_E$$

ESERCIZIO

39

Dato il circuito in figura con $V_{CC} = +12V$ dimensionare le resistenze di polarizzazione in modo che $I_C = 1mA$

e che il potenziale V_C sia a metà strada tra V_{CC} e V_E .

Dato il circuito finale calcolare i valori nominali di I_C e V_{CE} .

Trovare infine la regione di variabilità di I_C e V_{CE} come conseguenza della spread dei parametri del BJT (β e V_{BE}^{ON}).

Poiché V_{BE}^{ON} varia nell'intervallo $0.4 < V_{BE}^{ON} < 0.8$, scegliamo $V_E = 10 \Delta V_{BE}^{ON} = 10 \times 0.4 = 4V$

Poiché V_C a metà strada $V_C = \frac{V_{CC} + V_E}{2} = 8V$

Dato che in prima approssimazione $I_C \approx I_E = 1mA$ scegliamo

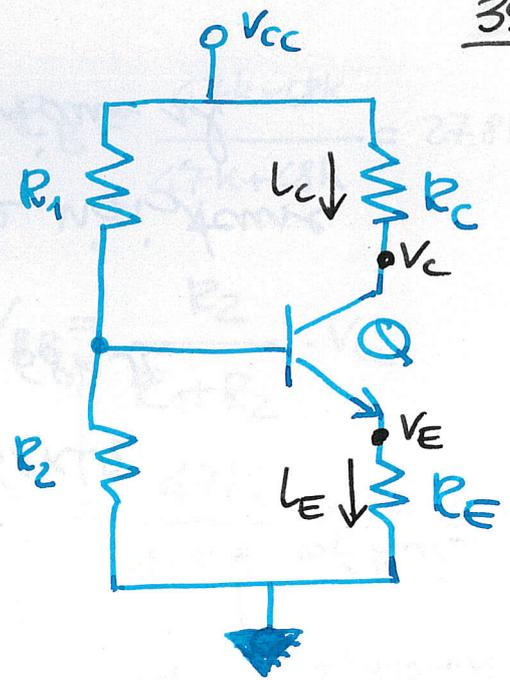
$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{4V}{1mA} = 4k\Omega$$

Inoltre

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C} = \frac{12 - 8}{R_C} \Rightarrow R_C = \frac{4V}{1mA} = 4k\Omega$$

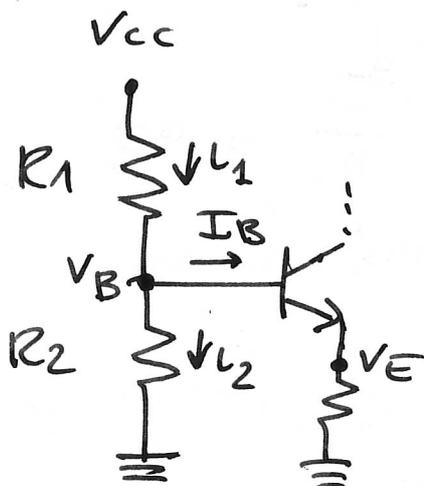
I valori 'standard' disponibili più vicini sono

$$R_C = R_E = 3.9k\Omega$$



La corrente nominale di base del BJT è 40

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1 \text{ mA}}{100} = 10 \mu\text{A}$$



Ipportare su R_2 una corrente
 $10 I_B = 100 \mu\text{A}$

Grazie alla legge di Kirchhoff
sulle correnti

$$I_2 + I_B = I_1 = 110 \mu\text{A}$$

Inoltre applicando quella sulle
tensioni

$$V_B = V_E + V_{BE}^{ON} = 4.7 \text{ V}$$

$$I_2 = \frac{V_B}{R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{V_B}{I_2} = \frac{4.7}{0.110 \text{ mA}} = 47 \text{ k}\Omega$$

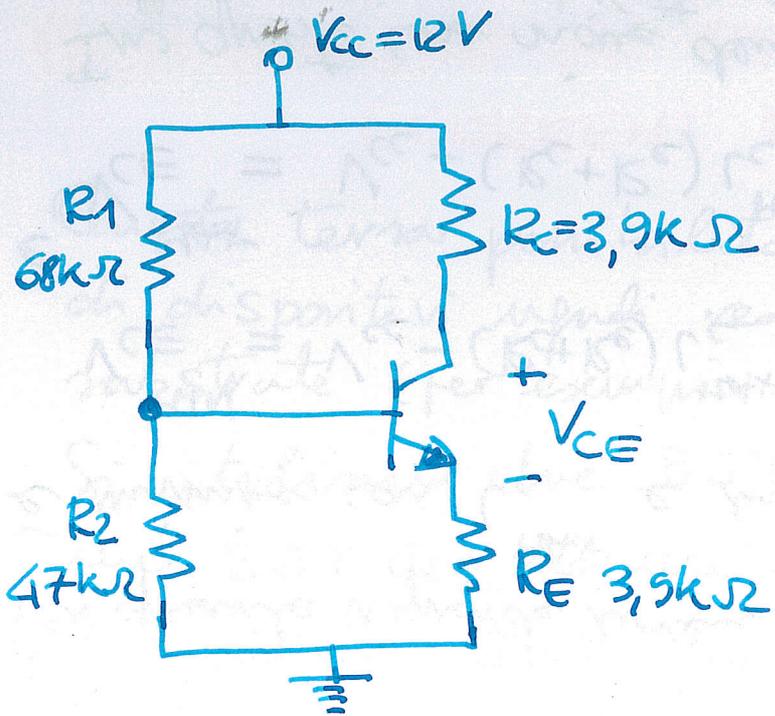
Infine

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{12 - 4.7}{0.110 \text{ mA}} = 66 \text{ k}\Omega$$

Il valore più vicino è $68 \text{ k}\Omega$

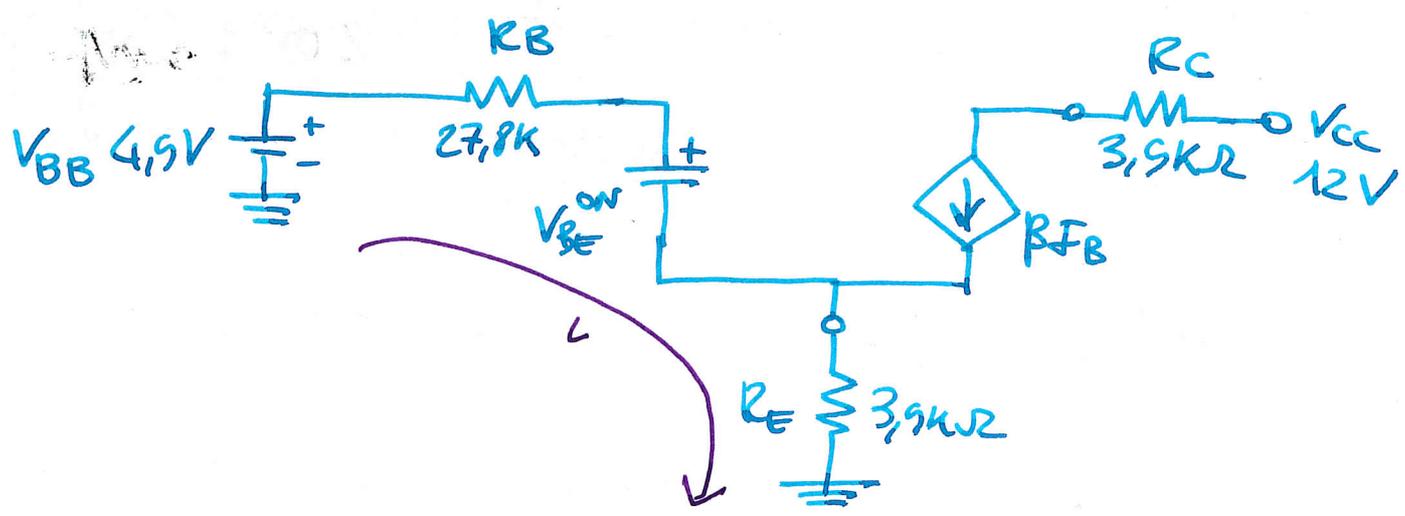
Quindi $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ e $R_1 = 68 \text{ k}\Omega$

Ridisegnare il circuito con le resistenze
appena calcolate e determinare il
punto di lavoro



$$R_B = \frac{47k \times 68k}{47k + 68k} = 27.8k\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{47k}{115k} \cdot 12 = 4.9V$$



$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}^{ON} + (1 + \beta) I_B R_E$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}^{ON}}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{4.9 - 0.7}{27.8k + 101 \times 3.9k} = 9.96 \mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 0.996 mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E \approx V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$$

$I_C \approx I_E$

Quindi $Q = Q(0.996 mA, 4.2V)$ $= 12 - 7.8 \times 0.996 = 4.2V$

Valutiamo ora la regione di variabilità per I_C 42
e V_{CE} in funzione di β e V_{BE}^{ON} .

$$\text{Dall'espressione di } I_C = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}^{ON}}{R_B + (1+\beta)R_E}$$

vediamo che \bar{I}_C è massima se β assume il valore più grande (200) e V_{BE}^{ON} quella più piccola (0,4V)

Pertanto

$$I_C^{MAX} = 200 \cdot \frac{4,9 - 0,4}{27,8 + 201 \times 3,9} = 1,109 \text{ mA}$$

Passando agli altri estremi avviene

$$I_C^{MIN} = 50 \cdot \frac{4,9 - 0,8}{27,8 + 51 \times 3,9} = 0,904 \text{ mA}$$

lo spread di I_C rispetto al valore nominale
è di $\pm 10\%$.

Per quanto riguarda invece V_{CE} [= $V_{CC} - (R_C + R_E)I_C$]

è minima con I_C^{MAX} e massima con I_C^{MIN}

$$V_{CE}^{MIN} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C^{MAX} = 12 - 7,8 \times 1,109 = 3,35 \text{ V}$$

$$\text{e } V_{CE}^{MAX} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C^{MIN} = 12 - 7,8 \times 0,904 = 4,95 \text{ V}$$

In queste cose non rientra il 20% ma sempre
nella regione di vertice attiva.

POLARIZZAZIONE DEL BJT tramite V_{BE} (CURRENT MIRROR)

43

Questa terza possibilità sfrutta l'utilizzo di dispositivi uguali realizzati sullo stesso substrate (per esempio nei circuiti integrati).

Si utilizzano due BJT e per polarizzare un BJT Q_2 ad una corrente specifica I_{C2} si usa un BJT 'geniale' Q_1 , collegato in configurazione di diodo (con base e collettore cortocircuitati) e lo polarizziamo con una corrente I_{C1} della stessa grandezza di I_{C2} .

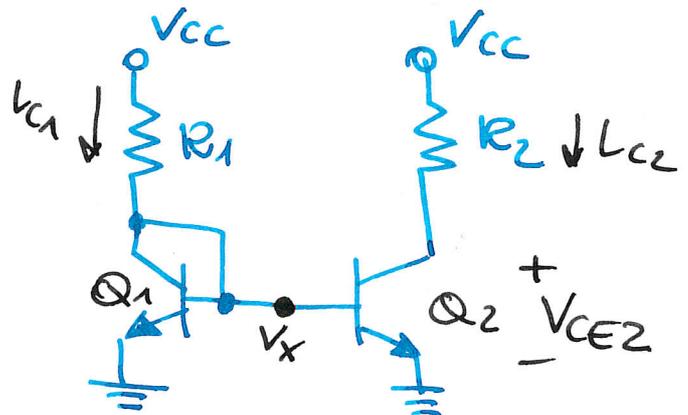
Q_1 sviluppa una tensione V_{BE} che viene fornita a Q_2 .

Q_1 si comporta come un diodo

$$I_{C1} = I_{S1} e^{V_X/V_T}$$

$$\downarrow$$

$$V_X = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$



Se Q_2 è nella regione diretta attiva,

$$I_{C2} = I_{S2} e^{V_X/V_T} = I_{S2} \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$

ma Q_1 e Q_2 sono identici

e poiché sono sullo stesso substrate, $I_{S1} = I_{S2}$, quindi $I_{C2} = I_{C1}$

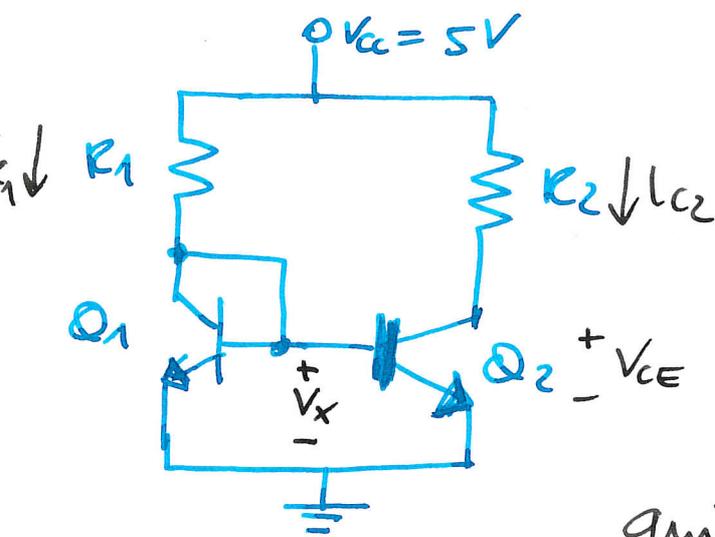
$$I_{C2} = I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_x}{R_1}$$

e

$$V_{CE2} = V_{CC} - R_2 I_{C2}$$

ESERCIZIO

Dato il circuito, specchio di corrente, in figura con $V_{CC} = 5V$, determinare R_1 e R_2 tramite valori standard del 5% in modo che $I_{C2} = 1mA$ e il collettore di Q_2 sia nel ramo della regione attiva



Del ramo di sinistra (Q_1)

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_x}{I_C} = \frac{5 - 0,7}{1mA} = 4,3k\Omega$$

mentre $V_{CE2} = 2,5V$ e

quindi

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{CE2}}{I_C} = \frac{5 - 2,5}{1mA} = 2,5k\Omega$$

usare $2,4k\Omega$