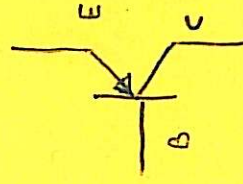
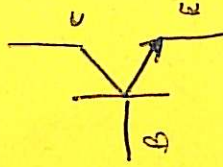


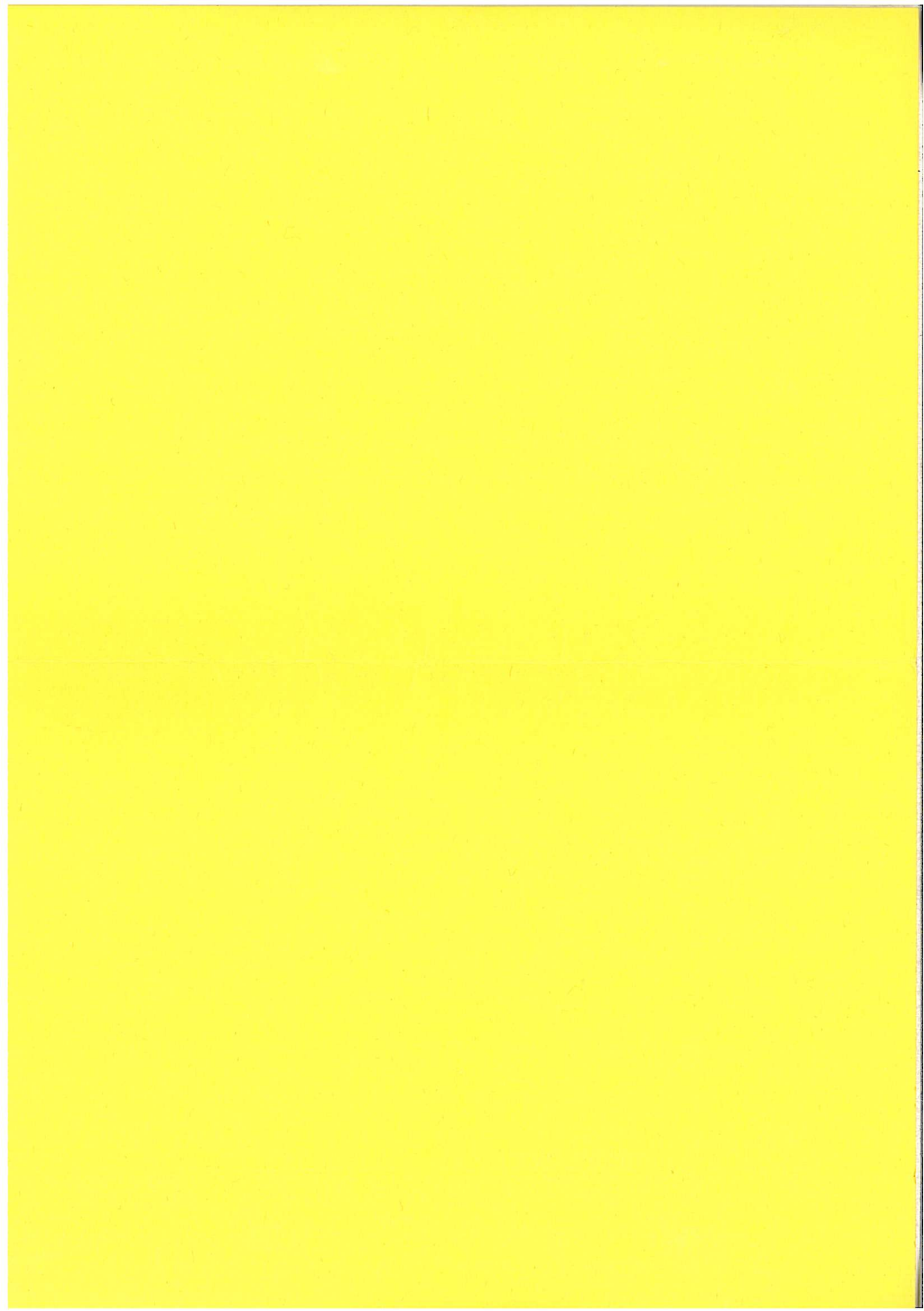
Prof. Gottardo Marco

A.S. 2004-2005

Il transistor bipolare BJT.



Modello ai grandi segnali



$$I_P = (\beta + 2)I_B \quad \text{quindi} \quad I_C = I_O = \beta I_B$$

evidenzia  $I_P$

evidenziando  $I_O$

$$I_P = (\beta + 2) \frac{I_O}{\beta} = I_O$$

si ottiene

$$\frac{\beta}{\beta} \left( \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \right) I_P = I_O$$

se torno indietro di un passaggio e suppongo

come sempre avviene che  $\beta \gg 2$  allora

$$\frac{\beta}{\beta + 2} \approx 1$$

quindi  $I_O = I_P$  ed ho raggiunto lo scopo di copiare dentro ad un circuito integrato un valore di corrente in un punto specifico.

Il valore di corrente è programmato fuori dal circuito integrato tramite una singola resistenza.

Questo è lo scopo dello "spettro" di corrente.

Prof. Gottardo Marco Marzo 2004

Questa dispensa raccoglie i concetti fondamentali a riguardo della polarizzazione del BJT.

Il transistor viene impiegato secondo il suo modello di grandi segnali.

La teoria qui contenuta serve al calcolo del punto di riposo.

Un secondo volume "tratterà" in maniera approfondita il modello di piccoli segnali.

e quindi l'impiego del transistor (o

dei transistori per le configurazioni multi

stadio) per la progettazione degli

amplificatori di tensione, di corrente, di

potenza.

La presente è una indispensabile introduzione

per la seconda.

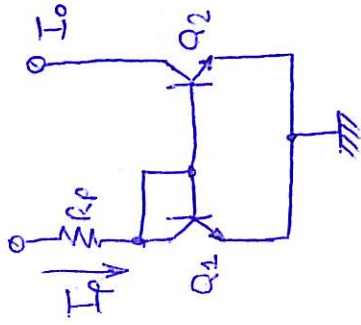
La collana di "dispense elettroniche" sono rivolte agli allievi degli istituti tecnici, professionali, o anche a corsi hobbyistici da me tenuti presso il centro ZIP o altri.

## INDICE DEGLI ARGOMENTI

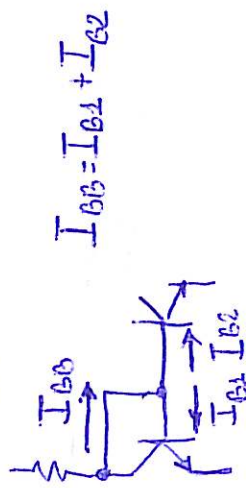
- pag 1 Configurazioni PNP e NPN.
- pag 2 Zone di lavoro del BJT (Tabella. fondamentale)
- pag 3 Caratteristiche necessarie per avere effetto transistor.
- pag 4 Definizione di guadagno statico di corrente ( $\beta_F$ )
- pag 5 Modello ai grandi segnali
- pag 6 Simbologia
- pag 7 Configurazione del circuito con BJT (EC)
- pag 8 Caratteristica di uscita del BJT
- pag 9 Retta di carico
- pag 10 Polarizzazione a 4 resistenze.
- pag 17 Secondo esempio di polarizzazione con 4 resistenze
- pag 23 BC BJT come interruttore controllato.
- pag 24 Utile esempio di polarizzazione.
- pag 28 calcolo della  $I_B$  saturazione.
- pag 30 la connessione Darlington
- pag 31 Effetto Early.
- pag 34 Cenni del modello ai piccoli segnali.
- pag 37 Esempio riassuntivo completo.
- pag 43 Regole pratiche "Rule of Thumb" per determinare  $\beta_R$  di polarizzazione.
- pag 48 Lo specchio di corrente.

## ESERCIZIO

Studiare lo specchio di corrente.



OGGETTIVO: DIMOSTRARE CHE  $I_O = I_P$   
 osserviamo il nodo a cui è applicata  $R_p$  e applichiamo la 1° Legge di Kirchhoff.



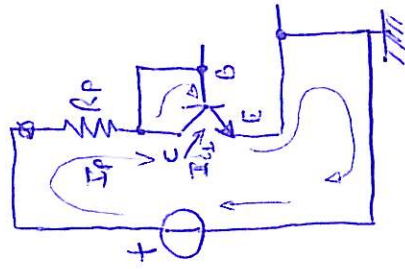
$$I_{B3} = I_{B1} + I_{B2}$$

scrivo l'equazione della

maglia esterna tra  $V_{CC}$  e

massa (nota che il collettore

è forzato ad essere equipotenziale alla base.



$$I_P R_p + \underbrace{V_{CE1}}_{\text{ZERO}} + V_{BE2} - V_{CC} = 0$$

$$R_p I_P = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_p}$$

supposto che il transistor sia in

zona di Hiva diretta  $V_{BE}$  vale 0,7 volt

$I_P = I_{C1} + I_{B3}$  supponiamo che  $Q1 \approx Q2$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{V_B}{V_T}}$$

$$I_{B3} = I_{B1} + I_{B2}$$

$$I_{B1} = I_{B2}$$

$$I_P = 2I_B + I_{C1}$$

quindi

$$I_{C1} = \beta I_B \quad (49)$$

si ha...

$R_1 = 17500 \Omega$  TAVOLA DI CALCOLARE  $R_c$

APPLICA LA 3<sup>a</sup> REGOLA

$V_e$  deve stare a metà tra  $V_{cc}$  e  $V_e$

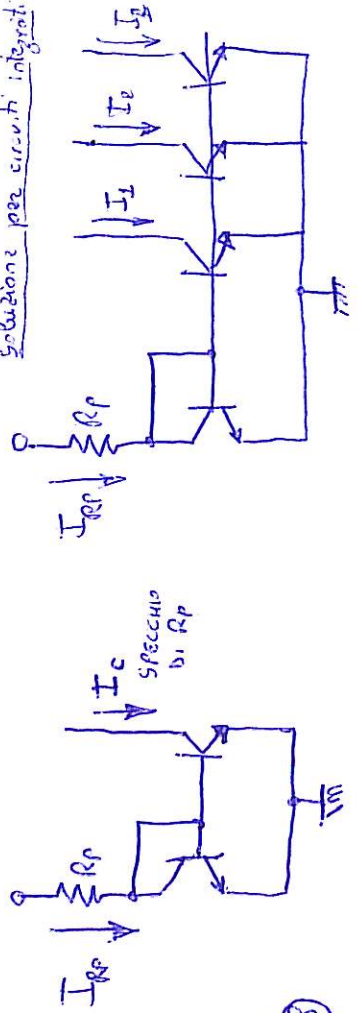
$$V_{ce} = \frac{V_{cc} - V_e}{2} = 3,85 + 2,3 \overset{\text{OFF SET}}{=} 6,15 \text{ V}$$

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_c}{I_c} = \frac{3,85}{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 1925 \Omega$$

ABBIAMO TROVATO TUTTE E 4 LE RESISTENZE

Specchio di corrente

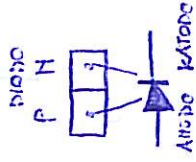
Le resistenze sono ingombranti da integrare nei C.I., quindi delle volte si preferisce simulare un lausibile di 2 BJT collegati a specchio di corrente.



Soluzione per circuiti integrati

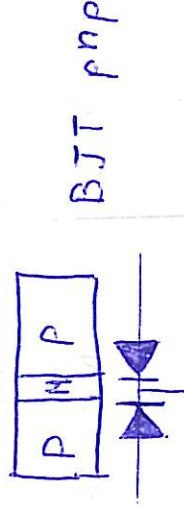
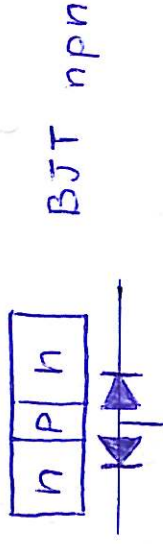
Il transistor bipolare BJT.

B J T  
BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR



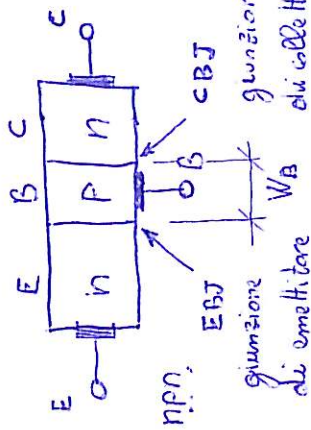
Pur non essendo semplicemente l'insieme di due diodi il transistor BJT è formato come esso da due giunzioni drogate in modo particolare

CI SONO DUE POSSIBILI CASI



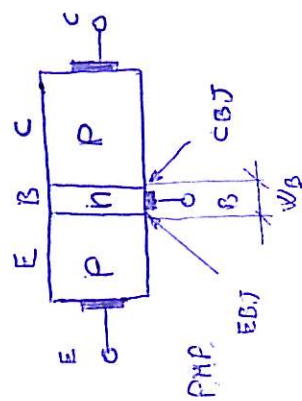
Dalla schematizzazione sopra riportata si potrebbe pensare che il transistor sia un componente simmetrico, ma ovviamente non è così.

Un transistor ha 3 terminali EMETTORE, BASE, COLLETORE



- E = EMIETE CARICHE
- B = MODULAZIONE FLUSSO DI CARICHE
- C = RACCOGLIE LE CARICHE
- W = LARGHEZZA DELLA BASE

RICORDIAMO CHE UNA GIUNZIONE PN SI DICE POLARIZZATA DIRETTAMENTE QUANDO LA TENSIONE RISULTA MAGGIORE ALL'ANODO RISPETTO AL CATODO DI ALMENO 0,7V QUESTA E' LA  $V_f$  DEI DIODI.



QUESTA TABELLA RIASSUME IL FUNZIONAMENTO DEL BJT (SIA PNP CHE NPN). E' FONDAMENTALE CONOSCERLA

EBJ	CBJ	MODO DI FUNZIONAMENTO
INVERSA	INVERSA	SPENTO
DIRETTA	DIRETTA	SATURAZIONE
DIRETTA	INVERSA	ATTIVA DIRETTA AMPLIFICATORE
INVERSA	DIRETTA	ATTIVA INVERSA PORTE NOT IN

ESEMPIO DI APPLICAZIONE DELLA REGOLA D'ORO.

Considero una rete e 4 resistenze che devo calcolare.

sono date  $I_C = 2 \mu A$ ,  $\beta = 50$ ,  $V_{CC} = 10V$

INFORME REGOLA 2

$$V_B = 3V \text{ ne consegue } V_E = V_B - V_{BE} = 2,3 \text{ Volt}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \text{ per definizione } R_E = \frac{2,3 \text{ volt}}{2,04 \text{ mA}}$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad I_C = \beta I_B$$

$$R_E = 1127 \Omega \quad \frac{I_C}{\beta} = I_B$$

$$I_B = 40 \mu A \quad I_B = 0,04 \text{ mA} \quad I_E = 2,04 \text{ mA}$$

INFORME REGOLA 1

$$I_{R1} = 10 I_B = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \text{ Considero } R_1 \text{ trascurabile.}$$

$$10 \cdot 40 \mu A = \frac{10V}{R_1 + R_2} \quad R_1 + R_2 = \frac{10V}{0,0004} = 25K\Omega$$

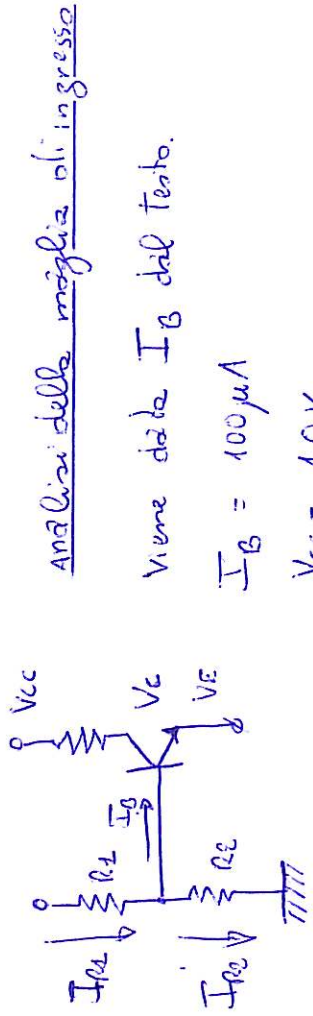
$$R_1 + R_2 = 25K\Omega \quad V_B = 3V = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2}$$

quindi trova  $R_2$

$$3 \cdot \frac{25000}{10} = R_2 \Rightarrow R_2 = 7500 \Omega$$

Per differenza  
trova  $R_1$   
25000 - 7500 =  $R_1$

DETERMINARE I VALORI ACCETTABILI PER LE QUATTRO RESISTENZE DI POLARIZZAZIONE.



Nella polarizzazione corretta deve ottenersi

$$I_B \ll I_1$$

Viene data la "RULE OF TALE" (REGOLA D'ORO) a cui attenersi per sviluppare concretamente i circuiti di polarizzazione.

$$I_{R1} \neq I_{R2}$$

$$1) I_{R1} \geq 10 I_B \quad (\text{meglio } \approx 100)$$

$$2) V_B \geq 2V$$

$$3) V_C \text{ A META' STRADA TRA } V_{CC} \text{ E } V_E$$

AFFINCHÉ LA DOPPIA GIUNZIONE SI COMPORTI DA TRANSISTOR È NECESSARIO CHE SI VERIFICHINO CHE LA LARGHEZZA DELLA "BASE"  $W_B$  SIA MOLTO MINORE DI  $L_B$

Inoltre i drogaggi non hanno concentrazioni uguali nei tre cristalli.

$N_E$  = drogaggio emettitore

$N_B$  = drogaggio della base

$N_C$  = concentrazione della presenza di agente nel collettore.

Per avere amplificazione deve valere:

$$N_E \gg N_B (> N_C)$$

Definiamo con  $L_B$  il percorso medio che una carica riesce a percorrere nel cristallo prima di ricombinarsi. Se la larghezza della base  $W_B$  è minore della lunghezza  $L_B$  allora le cariche possono attraversare la giunzione, senza ricombinarsi completamente.

All'interno del transistor vi sono correnti di elettroni che di lacune.

Lo scopo di un transistor è quello di fornire una grande  $I_C$  in funzione di una piccola  $I_B$ .

Per ottenere un amplificatore si deve far lavorare il transistor in zona attiva diretta.  
 Per ottenere un interruttore elettronico si fa lavorare in saturazione (interruttore chiuso) e interdizione (interruttore aperto).

Se costruttore fornisce il parametro  $\beta$ .

$\beta_F$  guadagno statico in corrente

$\beta_F$  guadagno dinamico in corrente (e  $\beta_0$ )  
 è un numero puro, delle volte indicato con  $h_{FE}$ .

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B}$$

È quindi possibile trovare un legame tra la corrente di ingresso e la corrente di uscita del transistor.  
 La corrente di ingresso è il segnale di comando, la corrente di collettore pilota il carico.

ORA TRAVO LE DUE  $I_C$

$$I_C|_{50} = 50 \cdot 35 \cdot 44 \cdot 10^{-6} = 0,001772 A$$

$$I_C|_{250} = 250 \cdot 7,149 \cdot 10^{-6} = 0,0018725 A$$

CONCLUSIONI: È entrata in gioco una retroazione negativa ovvero il sistema tende ad

opporci alle variazioni di certe grandezze.

$I_C$  e  $V_{CE}$  modificazione pensatamente delle altre ( $I_B$ ).

$$I_C = \beta_F I_B = \frac{\beta_F (V_{BB} - V_{BE})}{R_{BB} + (1 + \beta_F) R_E}$$

Solo certe condizioni si può semplificare

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

CONDIZIONI

$$V_{BB} \gg \Delta V_{BE}$$

$$R_E \gg \frac{R_{BB}}{\beta_F}$$



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (\beta + 1) R_E}$$

$$I_B (2,6k + 1k (\beta + 1)) = 1,9V$$

$I_B = \frac{1,9}{3600 + 1000\beta}$  ORA ESEGUO DUE CALCOLI  
 DISTINTI, UNO PER  $\beta = 50$   
 E UNO PER  $\beta = 250$ .

$$I_{B(50)} = \frac{1,9}{3600 + 1000 \cdot 50} = 35 \mu A$$

$$I_{B(250)} = \frac{1,9}{3600 + 1000 \cdot 250} = 7,69 \mu A$$

ORA RISOLVO LE EQUAZIONI DI USCITA E TROVO  $V_{CE}$ .

$$-20 + 5k (\beta I_B + V_{CE}) + (\beta_F + 1) I_B \cdot 1k = 0$$

$$V_{CE} = 20 - 5k (\beta I_B) - (\beta_F + 1) I_B \cdot 1k$$

ORA DEVO PARAMETRIZZARE DUE VARIABILI  $\beta$  E  $I_B$   
 LI POSSO INTRODURRE ASSIEME MOLTO RENTEMENTE.

$$V_{CE} \Big|_{\beta=50, I_{B50}} = 20 - 5000 \cdot 50 \cdot 35 \cdot 10^{-6} - 51 \cdot 35 \cdot 10^{-6} \cdot 1000$$

$$I_{B50} \downarrow = 9,465 \text{ volt}$$

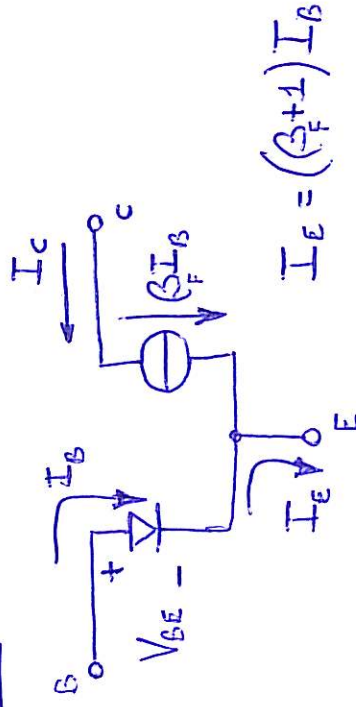
(44)

Il transistor non è un componente lineare, non si può applicare in esso la legge di Ohm.

Con alcuni accorgimenti è possibile linearizzare il componente, questo consente di eseguire uno studio con il metodo di Kirchhoff o il teorema di Thevenin.

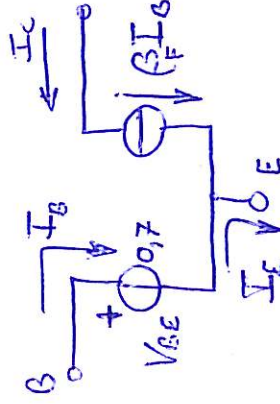
### MODELLO AI GRANDI SEGNALI

#### BJT PNP



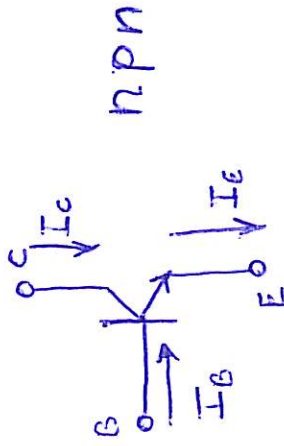
$$I_E = (\beta_F + 1) I_B$$

Esempio BE polarizzato direttamente a lora;

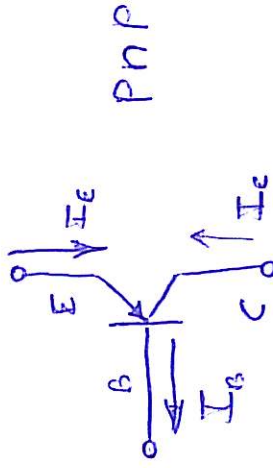


SIMBOLI

La freccia indica il verso reale della corrente in emettitore.



nPN

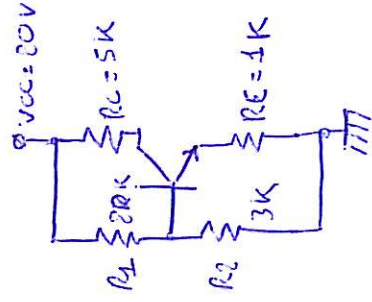


pNP

Attenzione: Come per il diodo a giunzione, una volta polarizzato direttamente EBJ o CBJ è necessario impostare il valore della corrente che attraversa il componente con delle resistenze in serie.

Le rete resistive di "polarizzazione" posta attorno al transistor lo pone in uno dei 4 tipi di funzionamento spiegati nella tabella di pag 2.

RETE DI POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE (REGOLA PRATICA)

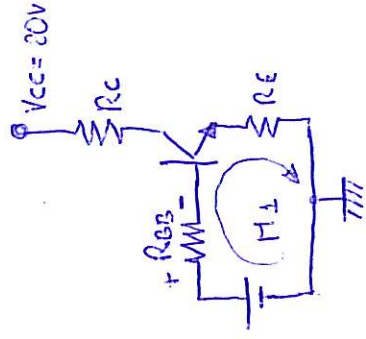


TRASFORMALO

SCHEMA SECONDO

THEVENIN

(MODELLO STATICO)



Vengono dati i seguenti parametri:

$\beta = 50$  prima condizione

$\beta = 250$  seconda condizione

Trovare il punto di lavoro  $Q = (I_C, V_{CE})$

$$R_{BB} = \frac{20 \cdot \beta}{23} = 2,6 K \quad V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot 3K}{20K + 3K} = 2,6 \text{ volt}$$

quindi si ha che la maglia  $M_1$  di ingresso è governata dall'equazione:

$$I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E - V_{BB} = 0 \quad I_E = (\beta + 1) I_B$$

sostituisco  $I_E$

$$I_B R_{BB} + V_{BE} + R_E (\beta + 1) I_B - V_{BB} = 0$$

$$I_B R_{BB} + (\beta + 1) I_B R_E = V_{BB} - V_{BE}$$

$$I_B [R_{BB} + (\beta + 1) R_E] = V_{BB} - V_{BE}$$

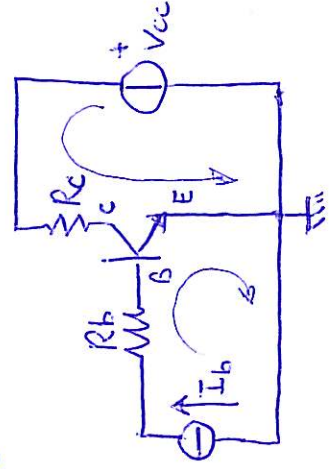
## FONDAMENTALE

Se si cerca di pilotare il transistor in tensione, ovvero senza la resistenza di polarizzazione, avviene l'immediata distruzione del componente.

Quando si inserisce un transistor in un circuito esso si trova posto nel lato comune di due maglie.

La maglia di ingresso alla quale si applica il segnale da pilotare e la maglia di uscita dalla quale preleviamo il segnale amplificato.

Il terminale da si trova in entrambe le maglie determina la configurazione del circuito. Ad esempio, lo schema sottoripetuto è una configurazione ad emettitore comune.

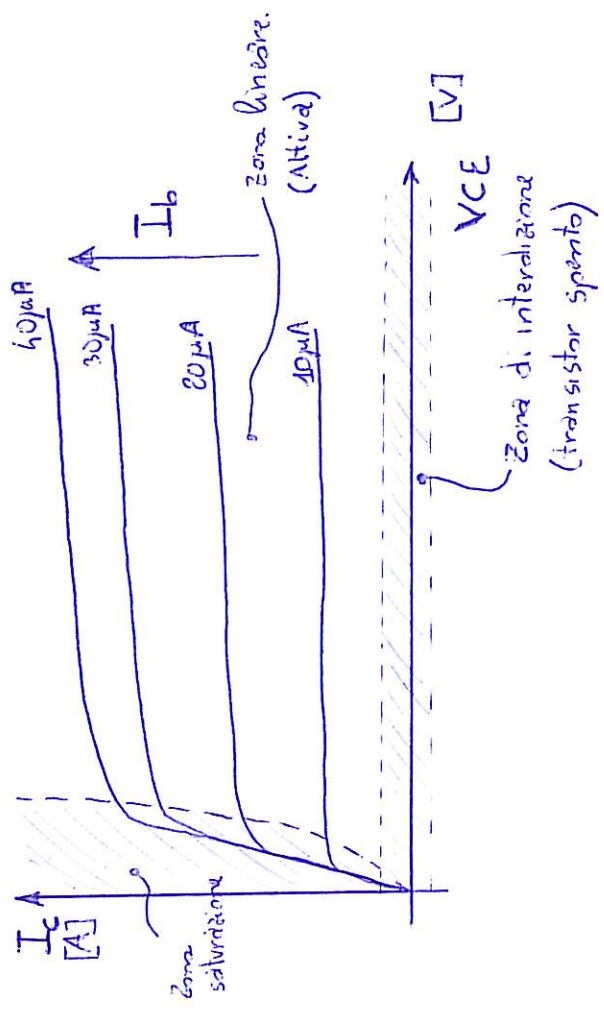


$$\begin{aligned} V_g &= R_g \frac{V_{\pi}}{R_{\pi}} + V_{\pi} + R_E (g_m V_{\pi} + \frac{V_{\pi}}{R_{\pi}}) \\ &= V_{\pi} \left( \frac{R_g}{R_{\pi}} + 1 + R_E g_m + \frac{R_E}{R_{\pi}} \right) \end{aligned}$$

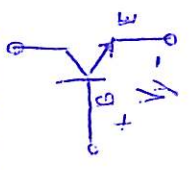
$$A_V = \frac{V_o}{V_g} = \frac{-g_m V_{\pi} R_c}{V_{\pi} \left( \frac{R_g}{R_{\pi}} + 1 + R_E g_m + \frac{R_E}{R_{\pi}} \right)}$$

Rimangono da calcolare le resistenze di ingresso e di uscita dello schema iniziale.

La caratteristica di un BJT è data da una famiglia di curve, e tale grafico è divisibile in 3 settori che identificano le tre possibili zone di funzionamento.



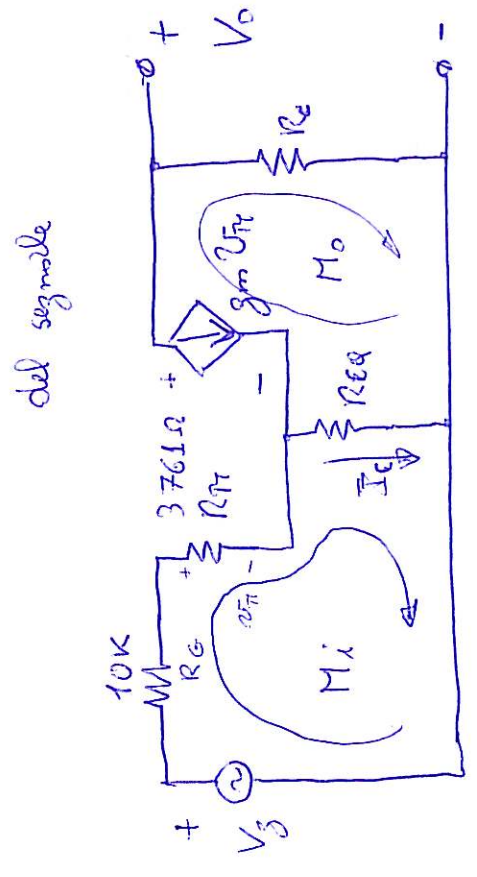
Consideriamo il transistor NPN, se polarizziamo direttamente la base compare tra B e E ovvero ai capi di BEJ, una tensione che è pari a  $V_f$  di un diodo, ecco quindi  $0,7$  Volt



Procedo con il calcolo del guadagno

$$A_V = \frac{V_o}{V_i}$$

dove  $V_o$  è la tensione su  $R_E$  mentre  $V_i$  è proprio  $V_g$  del segnale



Conduttanza 
$$g = \frac{1}{R}$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_g} \quad V_o = -g \cdot V_{T_T} \cdot R_C$$

$$V_g = R_g I_g + V_{T_T} + R_E I_E$$

tramite le relazioni  $I = \frac{V_{T_T}}{R_{T_T}}$  e  $I_E = g_m V_{T_T} + \frac{V_{T_T}}{R_{T_T}}$

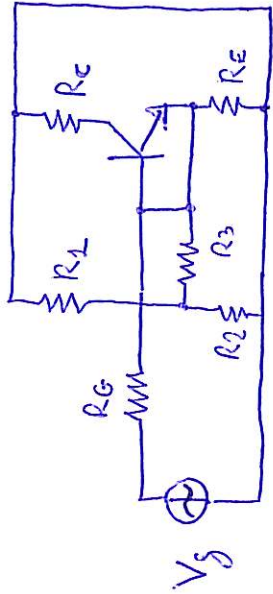
con  $I$  = corrente di ingresso (non coincide con la corrente di base)

Posso ricavare  $V_g$ .

GUADAGNO AI PICCOLI SEGNALI

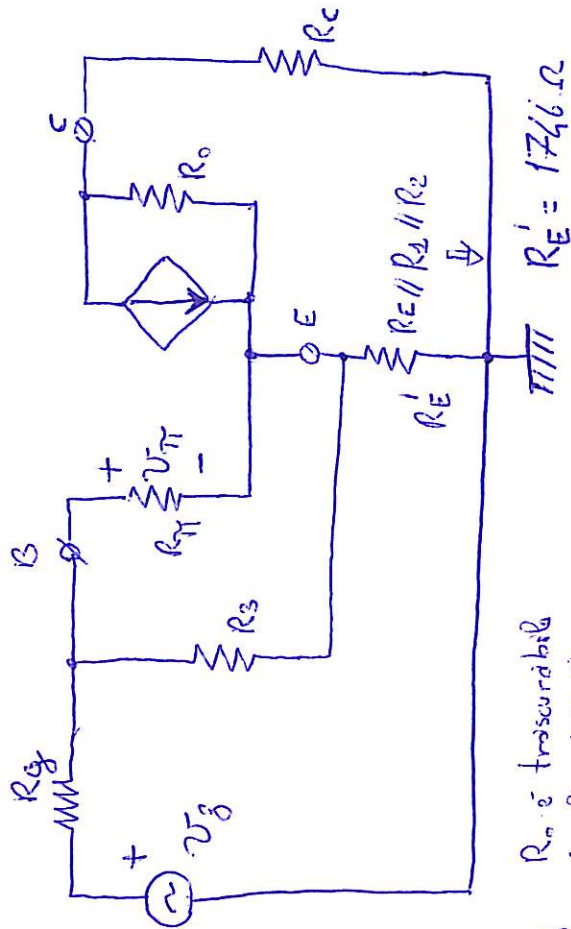
Si suppone che la frequenza sia molto elevata e quindi i condensatori di disaccoppiamento entrano in corto circuito.

Ne risulta il modello semplificato privo dei condensatori.



Inoltre si mettono in corto circuito tutti i generatori escluso il segnale in ingresso.

Successivamente sostituisco il BJT con il suo modello ai piccoli segnali.



$R_{\pi}$  è trascurabile (molto bassa)

(40)

Se nello schema di pag 7 aumento la  $I_B$ , la  $V_{BE}$  non aumenta, rimane costante a  $V_{BE} = 0,7$  volt, ma se ha un abbassamento della caduta in inverso nella giunzione  $V_{BE}$  quindi controllo una tensione sulla resistenza di carico  $R_C$  (di conseguenza la corrente sul carico  $R_C$ ) agendo su un piccolo segnale di ingresso. (EFFETTO TRANSISTOR).

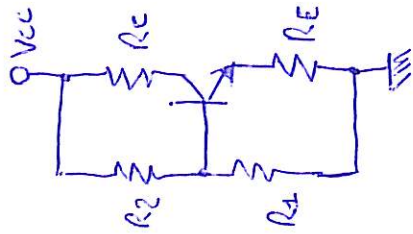
Retta di carico

Usando il punto  $I_C$  max di un BJT connesso alla sua rete di polarizzazione, inteso nella zona di saturazione, con il valore di  $V_{CE}$  nel medesimo circuito di polarizzazione nella zona di interazione, si ottiene la retta di carico. Impostata con la  $R_B$  una certa corrente  $I_B$  è possibile leggere in ordinata il valore della corrente  $I_C$  corrispondente e in ascissa la  $V_{CE}$ . Il punto trovato sulla retta di carico si indica con  $Q'$  e si chiama il punto di riposo relativo alla rete di polarizzazione usata.

(9)

## ESERCIZIO BJT polarizzato con 4 Resistenze.

Determinare lo stato del BJT



BJT  $V_{CE} = 0,7 \text{ Volt}$

$\beta_F = 80$

$V_{CE_{sat}} = 0,2 \text{ Volt}$

Dati circuito

$V_{CC} = 12 \text{ V}$

$R_1 = R_2 = 50 \text{ K}\Omega$

$R_E = 1 \text{ K}\Omega$

SOLUZIONE

Ipotesizzare il BJT in zona attiva diretta e poi verificare le condizioni.

Domande: Determinare  $R_C$  in modo che il BJT sia in zona attiva diretta con una potenza max dissipata pari a  $20 \text{ mWatt}$ .

Per risolvere più facilmente il problema devo cercare di ricavare uno schema equivalente ma privo di retroazione.

$$\begin{cases} I_B 113,9 \text{ K} + 0,6 + 201 \cdot I_B \cdot R_E - 3,56 = 0 \\ 201 \cdot I_B + V_{CE} + 201 \cdot I_B \cdot 1800 - 24 = 0 \end{cases}$$

$$I_B (113,9 + 201 R_E) + 0,6 - 3,56 = 0$$

$$I_B [R_C \cdot 200 + (201 \cdot 1800)] + V_{CE} - 24 = 0$$

$$I_B = \frac{3,56 - 0,6}{113,900 + 201 \cdot R_E} = 0,0000062 \text{ A}$$

$$\underline{\underline{I_B = 6,2 \cdot 10^{-6} \text{ A}}}$$

trovato.  $I_B$  posso scrivere il valore di  $V_{CE}$  dalla seconda equazione.

$$6 \cdot 10^{-6} [10000 \cdot 200 + 201 \cdot 1800] + V_{CE} - 24 = 0$$

$$24 - 14,17 = V_{CE} \Rightarrow V_{CE} = 9,83$$

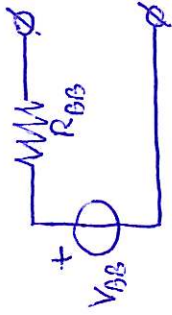
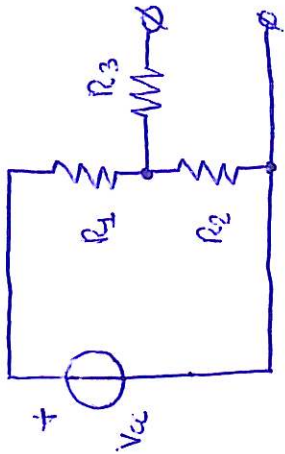
Il punto di riposo Q si trova quindi sulla retta di carico alle coordinate:  $Q = (V_{CE}, I_C) = (9,83 \text{ V}, 1,24 \mu\text{A})$

$$I_C = \beta_F I_B = 200 \cdot 6 \cdot 10^{-6}$$

$$\underline{\underline{I_C = 1,24 \text{ mA}}}$$

Con questi passaggi si è risolta l'analisi ai grandi segnali (statica). Ora si procede con quella ai piccoli segnali (dinamica)

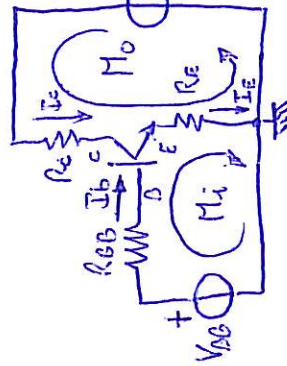
APPLICO IL TEOREMA DI THEVENIN  
 PER OTTENERE IL GENERATORE REALE  
 DI TENSIONE EQUIVALENTE AI MORSETTI



$$R_{BB} = (R_1 // R_2) + R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 = 113,9 \text{ k}\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{cc} = 3,56 \text{ Volt}$$

Ora posso studiare le due maglie di base e di collettore  
 in maniera piú agevole tramite le leggi di Kirchhoff.



$$\begin{cases} I_{BB} R_{BB} + V_{BE} + I_{E} R_E - V_{BB} = 0 \\ I_C R_C + V_{CE} + I_{E} R_E - 2\mathcal{U} = 0 \end{cases}$$

Valgono anche le relazioni:

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

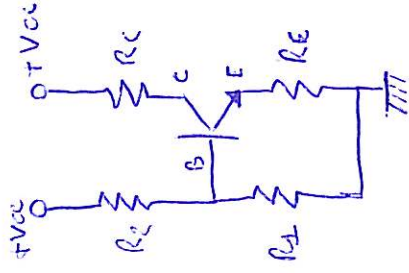
$$I_C = \beta_F I_B$$

$$V_{BE} = 0,6$$

Sostituendo nel sistema...

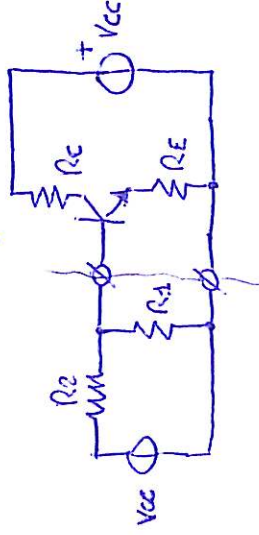
$$\begin{cases} I_B R_{BB} + V_{BE} + (\beta_F + 1) I_B R_E - V_{BB} = 0 \\ (\beta_F I_B) R_C + V_{CE} + (\beta_F + 1) I_B R_E - 2\mathcal{U} = 0 \end{cases}$$

trovando la corrente tra  $R_E$  e  $R_C$  ottengo uno  
 schema equivalente una volta applicate  $V_{cc}$  anche  
 a  $R_2$ .

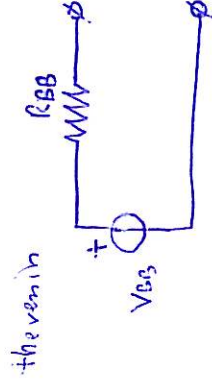


cosí facendo ho eliminato  
 la retroazione.

Posso ridisegnare lo schema.

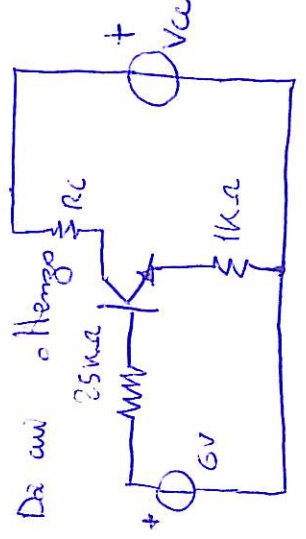


APPLICO THEVENIN AI MORSETTI DI INPUT (STACCO IL CARICO,  
 ovvero lo schema a monte dei due morsetti).

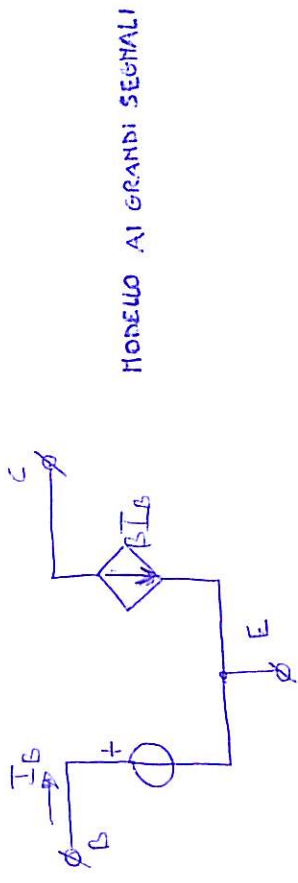


$$R_{BB} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 25 \text{ k}\Omega$$

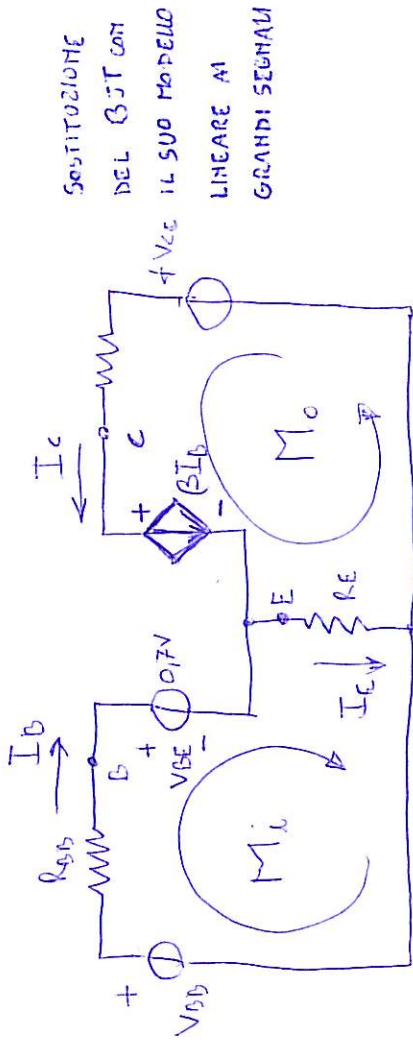
$$V_{BB} = \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 6 \text{ V}$$



Del circuito così ottenuto inserisco il modello lineare del BJT appeso da addebiandolo in zona attiva diretta.



Si ottiene il circuito lineare:



TPN.

Per determinare i valori delle correnti uscite:

$$I_E = I_B + I_C$$

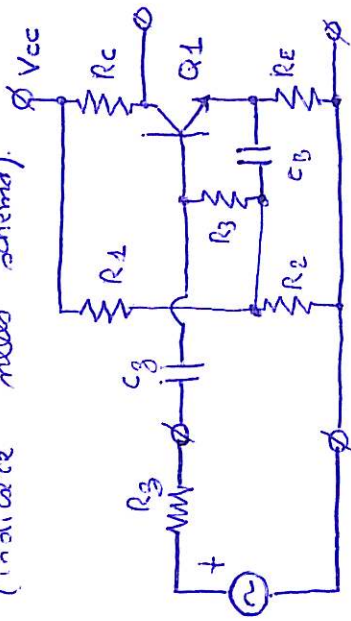
$$I_C = \beta_F I_B$$

### ESERCIZIO (Riassumo tutti i concetti base).

Dato il circuito in figura con i parametri indicati;

- 1) determinare il punto di riposo del BJT.
- 2) calcolare il guadagno AV di piccoli segnali  $\frac{V_o}{V_s}$  a centro banda.

3) Determinare la resistenza di ingresso e uscita (indicare nello schema).



calcolare il punto  
"q" =  $(I_{CQ}, V_{CEQ})$

$$R_C = 10K$$

$$R_E = 1.8K$$

$$R_1 = 390K$$

$$R_2 = 68K$$

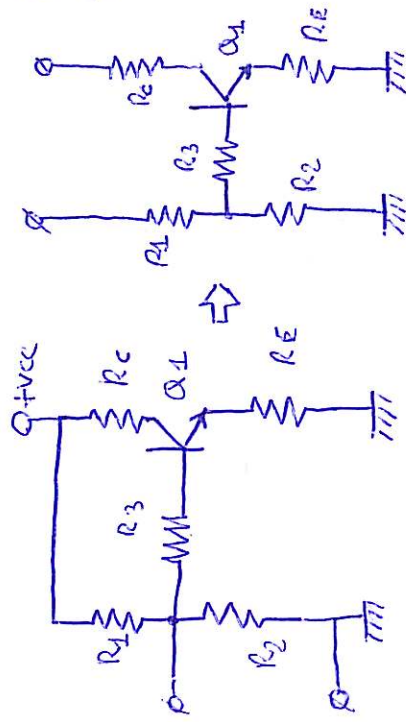
$$R_3 = 56K$$

$$V_{CC} = 24V$$

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

$$\beta_F = \beta_0 = 200$$

Si procede con l'analisi in D.C.

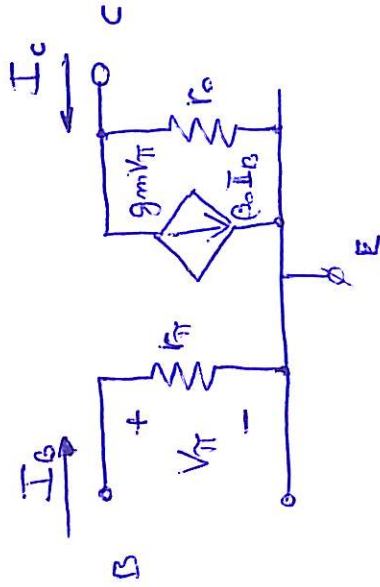


In questa maniera riesco ad avere una situazione

più di retroazioni sicuramente più agevole da gestire.



modello ai piccoli segnali (che sostituisce il BJT nell'analisi in alternata).



I parametri sono dati dalle relazioni:

$$r_{\pi} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad r_o = \frac{|V_A| + |V_{CE}|}{I_C}$$

con  $\beta_0$  si indica il rapporto  $I_C$  dinamico con

$I_B$  dinamico. Di solito non coincide con

$\beta_F$  in situazione statica

$\beta_0$  piccoli segnali  $\neq \beta_F$  grandi segnali

Kirchhoff all'emittente

$$I_E = I_B + I_C$$

dalla relazione  $I_C = \beta_F I_B$  si trova  $I_E = I_B + \beta_F I_B$

Ritrovo  $I_B$  ed ottengo:

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

La corrente sulla maglia  $M_1$  è data dall'equazione di Kirchhoff (seconda legge):

$$I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E - V_{BB} = 0$$

Sostituisco il valore trovato di  $I_E$  nell'equazione

$$I_B R_B + V_{BE} + I_B (1 + \beta_F) R_E - V_{BB} = 0$$

Sapendo che la giunzione Base-Elettore quando polarizzata direttamente equivale a un diodo, l'equazione diventa:

$$I_B R_B + 0,7 \text{ volt} + I_B (1 + \beta_F) R_E - V_{BB} = 0$$

L'unica incognita è la corrente di Base visto che il parametro  $\beta_F$  è dato dal costruttore e in questo caso vale 80.

Ritorno  $I_B$ .

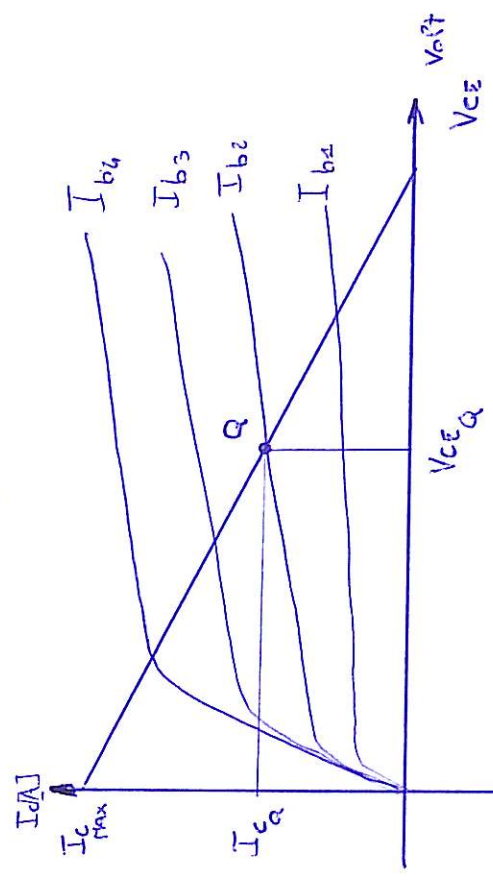
possiamo indicare con la lettera corsiva  $R_e$  totale tensione base emettitore.

$$V_{BE} = V_{BE} + V_{be}$$

La tensione di collettore  $\bar{v}$  espressa dall'equazione:

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

questa è anche l'equazione della retta di carico



$V_{CE_Q}$  = tensione collettore-emettitore al punto di riposo

$I_{C_{max}}$  = Corrente massima che sopporta il BT in saturazione

$I_{C_Q}$  = Corrente di collettore al punto di riposo. (35)

$$I_B (R_B + R_E (\beta_F + 1)) = V_{BB} - 0,7$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - 0,7}{R_B + R_E (\beta_F + 1)}$$

$$I_B = \frac{6 - 0,7}{25k\Omega + 1k(\beta_F + 1)} = 50 \mu A = 50 \cdot 10^{-6} A = 0,05 \text{ mA}$$

Ora verifichiamo la maglia di uscita

$$I_C R_C + \beta_F I_B + I_E R_E - V_{CC} = 0$$

Le incognite sono  $V_{CE}$  e  $R_E$ .  
Bisogna impostare un sistema con una seconda equazione relativa alle potenze per risolvere la seconda incognita.

$$P_{dissipata} = V_{BE} I_B + V_{CE} I_C \leq 20 \text{ mW}$$

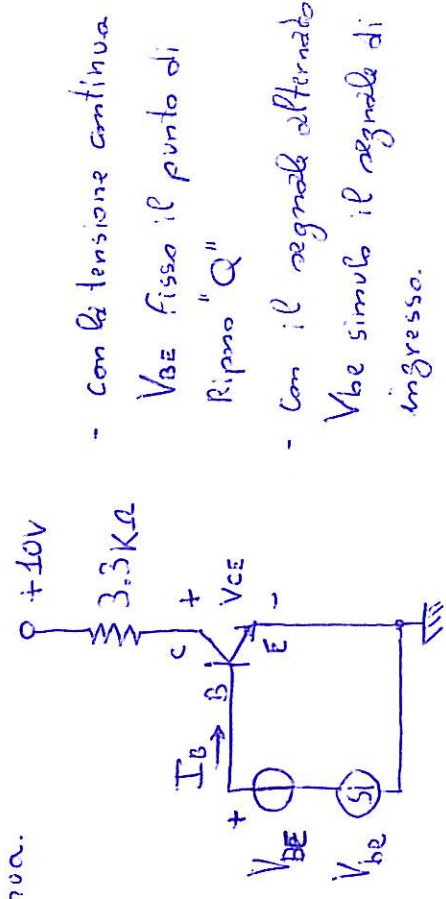
MODELLO AI PICCOLI SEGNALI

Quando si intende usare il BJT in zona lineare allo scopo di costruire un amplificatore è necessario ricorrere al modello di piccoli segnali.

Per studiare gli amplificatori di segnale si userà il principio di sovrapposizione degli effetti dove il circuito equivalente in continua (DC) che antituisce il punto di riposo e uno in alternata che mostra il guadagno ottenuto sul segnale di ingresso.

Gli amplificatori possono essere di tensione, di corrente e di potenza.

Senza tutto è necessario fissare il punto di lavoro "Q" con una rete di polarizzazione in continua.



- con la tensione continua VBE fisso il punto di Riposo "Q"
- con il segnale alternato Vbe simula il segnale di ingresso.

Il sistema risultante è:

$$\begin{cases} I_C R_C + \beta I_B + I_E R_E - V_{CC} = 0 \\ V_{BE} I_B + V_{CE} I_C \leq 20 \text{ mW} \end{cases}$$

Ci sono due equazioni e due incognite quindi per il teorema di Roche Capelli esiste una soluzione. Risolvo per sostituzione di variabile ed ottengo.

$$V_{CE} \leq \frac{-V_{BE} I_B + 20 \text{ mW}}{I_C}$$

Ricambiando che vale  $I_C = \beta I_B$

e che anche vale  $V_{BE} = 0,7$  volt quando questa funzione è polarizzato direttamente. Sostituisco:

$$V_{CE} \leq \frac{-0,7 \cdot 50 \cdot 10^{-6} + 20 \cdot 10^{-3}}{80 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ A}}$$

da cui si ottiene  $V_{CE} \leq 6,99$  volt

Questo valore di Vce è maggiore del tipico 0,2 volt della saturazione, quindi viene con fermata la zona attiva diretta.

Passo ricavare la seconda variabile ovvero  $R_C$

$$R_C I_C = V_{CC} - 4,99 - R_E I_E$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - 4,99 - R_E I_E}{I_C}$$

Nota:

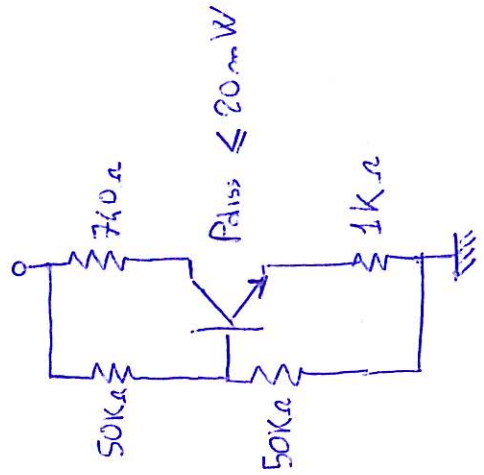
$$I_E = I_B (1 + \beta)$$

$$= 50 \cdot 10^{-6} \cdot 81$$

$$R_C = \frac{12 - 4,99 - (50 \cdot 10^{-6} \cdot 81) \cdot 1000 \Omega}{80 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}$$

$$\approx 740 \Omega$$

Quindi lo schema completo diventa:



ATTENUAZIONE DELL'EFFETTO HEARLY

L'effetto Healy è dannoso per il punto in merito del transistor perché comporta una difficoltà nello trasferire potenza tra la BJT e il carico.

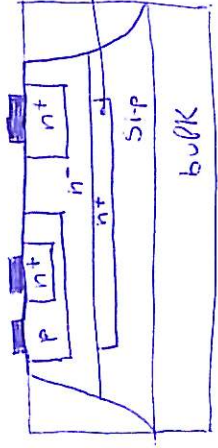
Una dissipazione interna inoltre fa aumentare la temperatura del componente.

Per ovviare a ciò il costruttore realizza il BJT in modo che il collettore sia meno drogato della base.

In definitiva il BJT deve essere costruito assimetricamente per quanto riguarda le densità 'N' dei drogaggi delle zone di Emettitore, Base, Collettore.

$$N_E \gg N_B > N_C$$

Il BJT non è quindi un componente simmetrico.

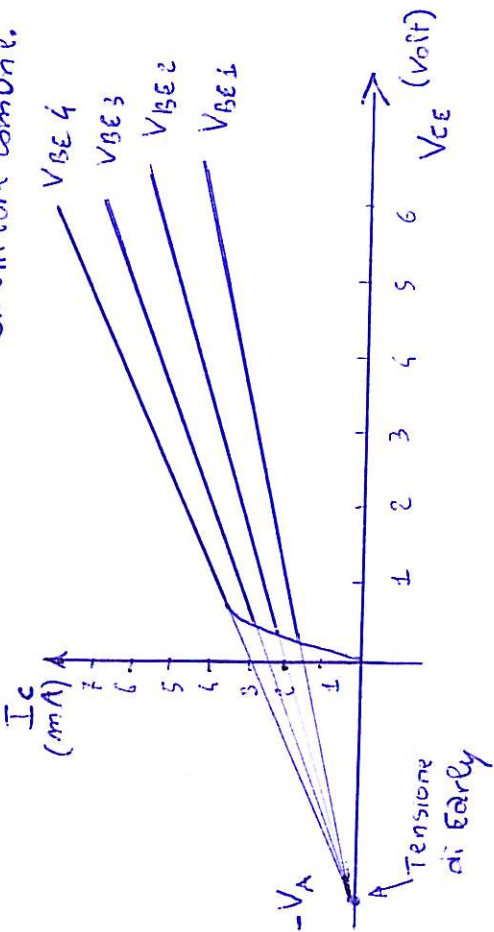


STRATO DI SUGGERIMENTO  
Serve per ridurre la resistenza di Collettore.

ASPETTO REALE DEL BJT PNP

EFFETTO EARLY SULLE CURVE CARATTERISTICHE

Caratteristiche di uscita ad emettitore comune.

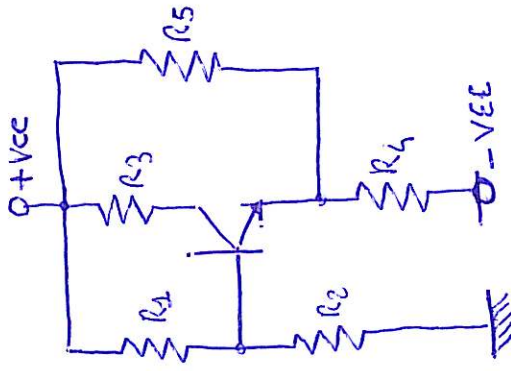


della  $R_o$  la resistenza di uscita del transistor ad emettitore comune, si ha che questa è rappresentata dalla pendenza della curva.

$R_o$  ha importanti repercussions sul funzionamento del transistor come amplificatore (un buon amplificatore deve avere  $R_o$  più basso possibile per meglio trasferire la potenza al carico).

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

VEDIATO UN SECONDO ESEMPIO ANALOGO, IN CUI SI CAMBIA LA TOPOLOGIA DELLA RETE DI POLARIZZAZIONE.



$V_{CC} = V_{EE} = 5V$

$R_1 = R_2 = 50K\Omega$

$R_3 = 1K\Omega$

$R_4 = 10K\Omega$

$R_5 = 2K\Omega$

dati del BJT

$V_{BE} = 0,7 \text{ volt}$

$\beta_F = 100$

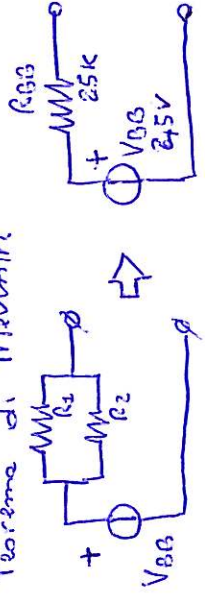
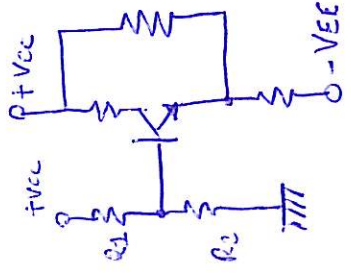
$V_{CE\text{ SAT}} = 0,2 \text{ volt}$

Determinare la zona di lavoro del BJT.

Soluzione

cerco di rappresentare il circuito in una maniera più semplice, senza retroazione

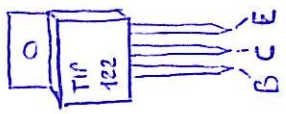
alla maglia di ingresso applico il teorema di Thevenin.



$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 25K$

$V_{th} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 2,5V$

Transistor Darlington TIP 122 (NPN)



Satura con una corrente di base di circa 10 mA e fornisce un  $\beta_F$  di circa 250. Adatto ad interfacciare piccoli motori DC per asservimenti e circuiti logici.

Il complementare del TIP 122 è il TIP 127 (PNP). Il corpo del transistor è in formato TO220.

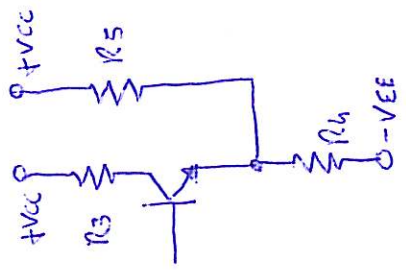
In collettore possono transitare, in zona di saturazione BA senza eccessivi surriscaldamenti

EFFETTO EARLY

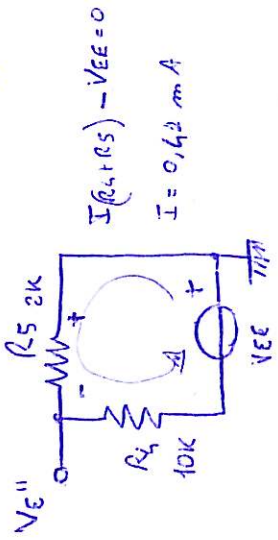
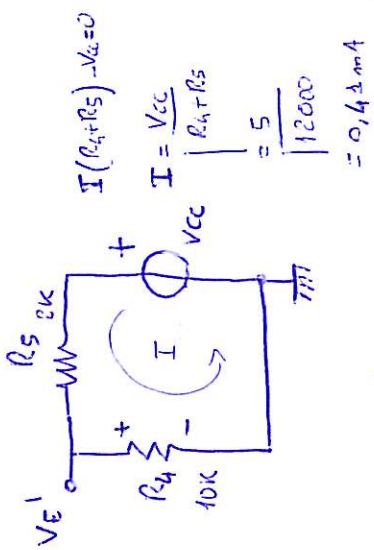
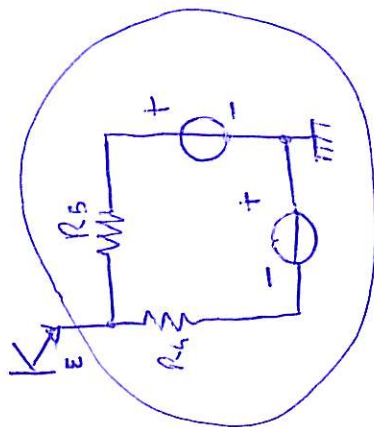
Aumentando  $V_{CE}$  aumenta molto la tensione di polarizzazione inverte della giunzione BC, al contrario, la tensione di polarizzazione diretta della giunzione BE rimane praticamente invariata e circa 0,7 Volt ( $V_{BE} = \text{cost}$  in zona attiva o saturazione) ci sono due conseguenze.

- 1) aumenta  $I_B$  a causa dell'aumento del gradiente di elettroni in Base
  - 2) Riduzione della corrente di ricombinazione in base
- ENTRANO GLI EFFETTI CONTRIBUISCO AD AUMENTARE  $I_C$ .

MAGLIA DI USCITA



APPLICO IL PRINCIPIO DI SOVRAPPORZIONE DEGLI EFFETTI.



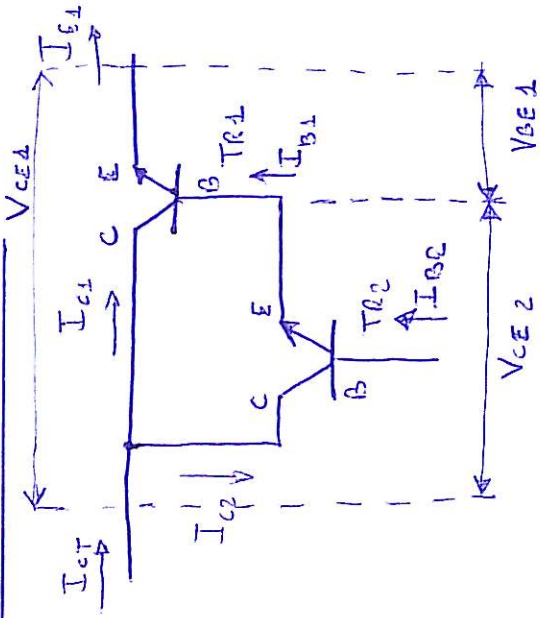
$$V_E = V_{E'} + V_{E''}$$

$$= 4,47 + 0,82 \text{ V}$$

$$= 3,28 \text{ volt}$$

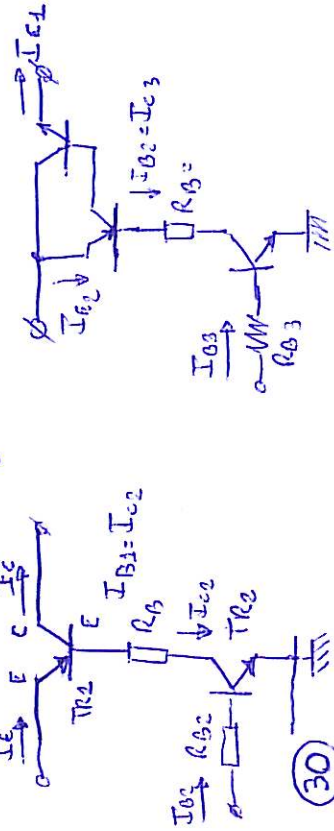
$$R_{eq} = R_5 // R_4 = \frac{2000 \cdot 10000}{12000} = 1,66 \text{ k}\Omega$$

CONNESSIONE DARLINGTON

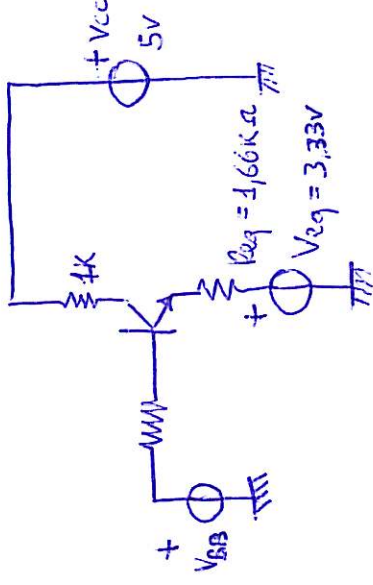


siccome vale  $V_{CE1} = V_{CE2} + V_{BE1}$  il transistor di ingresso difficilmente va in saturazione, ed è questa causa di dissipazione termica nelle applicazioni del ON/OFF.

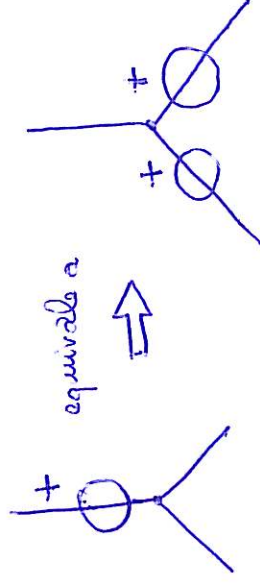
Se aumentiamo il numero dei transistor questo difetto viene incrementato, così che si preferisce passare a configurazioni con transistor complementari.



Riduzione lo schema con i nuovi parametri calcolati.

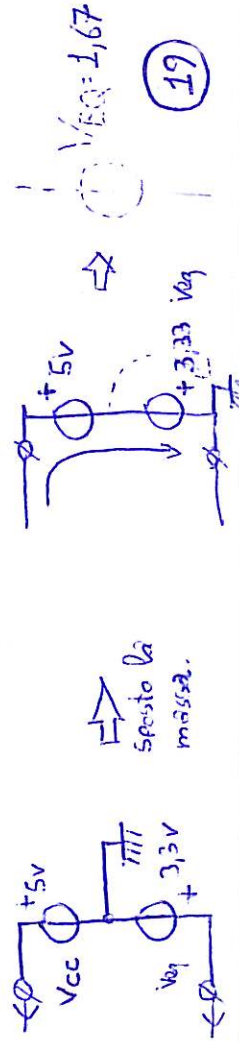


ORA SERVE APPLICARE UNA RESISTENZA CHE VALE PER SPOSTARSI A MONTE O A VALLE DI UN MONDO



con i generatori dello stesso valore.

Con questa tecnica sono in grado di togliere il generatore sull'emettitore "distribuibilo" nelle maglie di base e la maglia di collettore.



NOTA IMPORTANTE

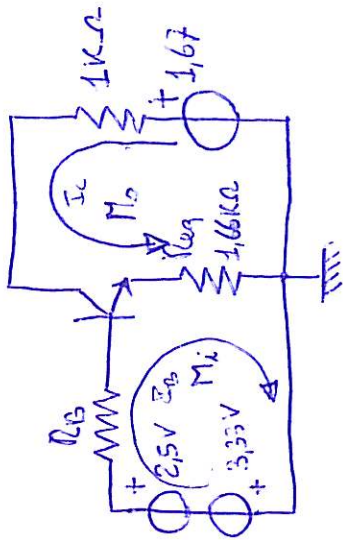
Poiché  $\beta_F$  è un parametro che può essere fortemente variabile anche per transistor della stessa serie è necessario per i calcoli basarsi sul valore minimo garantito dal costruttore.

Per progettazioni più precise è necessario testare il componente con un multimetro in grado di dare una stima di  $h_{fe}$ .

È importante anche sapere che  $\beta_F$  può non essere costante in funzione sia della temperatura che della corrente di collettore.

I transistor di segnale hanno  $h_{fe}$  ovvero  $\beta_F$  molto elevate, mentre i transistor di potenza (più adatti a lavorare con elevate tensioni e correnti di collettore) ha un valore più modesto.

Un modesto valore di  $\beta_F$  implica una maggiore corrente di base per porre il componente alla saturazione. Per ovviare a questo è conveniente se uno lo stratagemma di collegare (nel medesimo contenitore) due transistor in cascata, questa configurazione si chiama DARLINGTON.



$M_1$  = MAGLIA DI INGRESSO

$M_2$  = MAGLIA DI USCITA

comincio con la maglia di ingresso

$$I_B R_{B1} + V_{BE} + I_E 1,66 k\Omega + 3,33 - 2,5 = 0$$

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

si ricorda che vale  $I_E = I_B + \beta I_B = I_B (1 + \beta)$

$$I_B R_{B1} + 0,7 + I_B \cdot 101 \cdot 1,66 k\Omega + 0,83 = 0$$

$$I_B (25 k\Omega + 101 \cdot 1,66 k\Omega) + 0,7 + 0,83 = 0$$

$$I_B = \frac{-0,7 - 0,83}{-192,660} \approx -8 \mu A$$

QUESTA CONDIZIONE DI CORRENTE DI BASE NEGATIVA È INCOMPATIBILE CON LA ZONA ATTIVA DIRETTA.



### CALCOLO DELLA $I_{BSAT}$

Esiste una formula diretta che consente di calcolare la corrente di iniezione in base per portare il transistor BJT in zona di saturazione.

$$I_{BSAT} = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C \cdot \beta}$$

dove  $R_C$  è la resistenza di collettore

Una volta trovato questo valore di corrente si può trovare il valore della resistenza che lo impone tramite l'equazione:

$$I_B R_B + V_{BE} - V_S = 0$$

Ricavata ovviamente dalla seconda relazione di Kirchhoff sulla maglia di ingresso.

Ora controlliamo la maglia di uscita.

$$I_C \cdot 1K + V_{CE} + I_E R_{EQ} - 1,67V = 0$$

Sostituisco  $I_C = \beta I_B$

Rimane come incognita  $V_{CE}$ , e poi risolviamo il sistema.

$$V_{CE} = 1,67V - I_E R_{EQ} - I_C \cdot 1K \quad I_E = I_B (\beta + 1)$$

$$I_B = 8 \mu A$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$= 100 \cdot 8 \cdot 10^{-6}$$

$$= 0,0008 A$$

$$V_{CE} = 1,67 - 0,0008 \cdot 1,660 \Omega - 0,0008 \cdot 1000$$

$$I_E = 1,660 \Omega$$

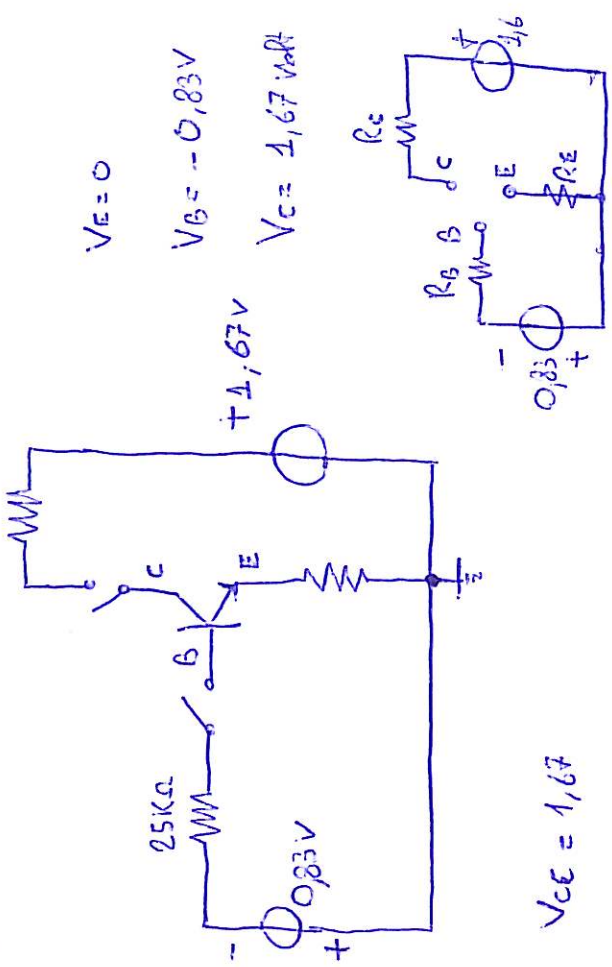
$$V_{CE} = 1,67 - 0,0008 \cdot 1,660 - 0,8$$

$$\text{Si ricava } V_{CE} = -0,1458 \text{ Volt}$$

QUESTO È UN VALORE ASSURDO, INFATTI LA  $V_{CE}$  SCENDE AL MASSIMO A 0,2 Volt QUANDO IL BJT È IN SATURAZIONE (SI INTENDE BJT NPN)

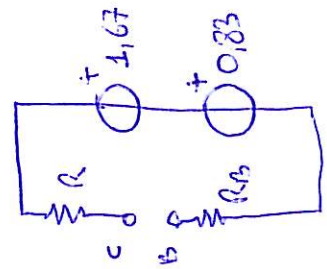
QUINDI L'IPOTESI DI ZONA ATTIVA DIRETTA NON È CONFERMATA DALLA SITUAZIONE CIRCUITALE.

Ipotizziamo che il transistor si trovi in interazione.



$V_E = 0$   
 $V_B = -0,83V$   
 $V_C = 1,67V$

$V_{CE} = 1,67$   
 $V_{BE} = -0,83$



$V_{BE} = \text{INVERSA}$   
 $V_{BC} = \text{INVERSA}$

QUINDI IL BJT  
 È INTERDETTO

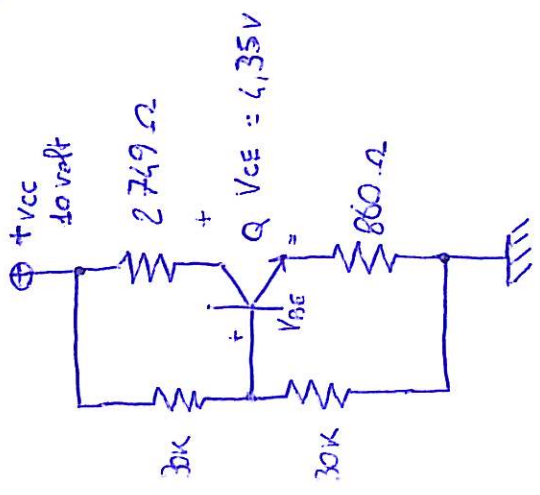
Rifacciamo ora le stesse prove ma sostituendo la resistenza  $R_2$  con una di  $330k\Omega$ . Si vedrà che il BJT passa in zona attiva diretta.

In definitiva si ha:

$$2 \cdot 10^{-3} \cdot R_C + 4,5 \text{ volt} + 4 \cdot 10^{-5} (51) - 10 = 0$$

$$R_C = \frac{10 - 4 \cdot 10^{-5} (51) - 4,5}{2 \cdot 10^{-3}} \approx 2749 \Omega$$

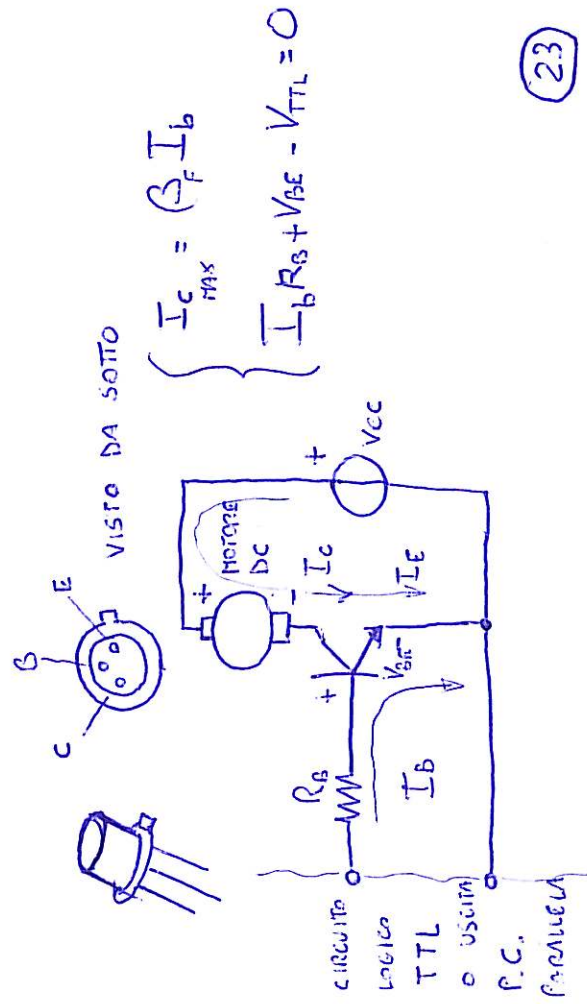
Il dimensionamento circuitale per ottenere una corrente  $I_C$  sul carico di  $2mA$  come richiesto mantenendo il transistor in zona attiva diretta è riprodotto nello schema qui sotto.



ESEMPIO DI UTILIZZO DI UN BJT COME INTERCETTATORE

È noto dal corso di sistemi che un circuito logico TTL fornisce dei segnali di comando non adatti a pilotare carichi quali motori o lampadine nonché bobine di relè. I BJT vengono usati per creare dei validi circuiti di interfaccia tra i due mondi a bassa e più alta potenza.

50 BC111 è un BJT NPN in grado di supportare una  $I_{C\text{MAX}} = 1\text{A}$  e con un  $\beta \approx 100$ .



sopponendo inoltre che il componente si trovi in Zona Attiva Diretta, allora è nota anche  $I_B$

$$I_C = I_B \beta \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{50} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ A}$$

$$\begin{cases} 4 \cdot 10^{-5} \cdot 15k\Omega + 0,7 + 4 \cdot 10^{-5} (54) 860\Omega = 0 \\ 2 \cdot 10^{-3} \cdot R_C + V_{CE} + 4 \cdot 10^{-5} (54) - 10 = 0 \end{cases}$$

se  $R_{0B} \ll (1 + \beta) R_C$

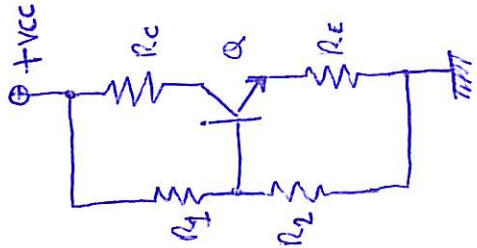
si ha  $V_{CEQ} = \frac{V_{CC} - V_E}{\beta} = \frac{V_{CC} - R_C I_C}{\beta} = 4,35\text{V}$

Quindi:  $V_{CB} = 4,35 - 0,7 = 3,65 \text{ volt} > 0$

ne consegue che la giunzione è polarizzata inversa e quella di emettitore è polarizzata diretta, quindi il BJT è in zona ATTIVA DIRETTA come ipotizzato

ESEMPIO

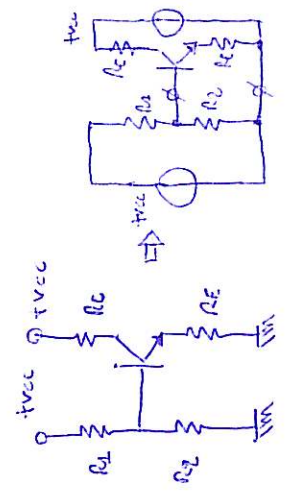
Determinare  $R_1, R_2$  per avere  $I_{CQ} = 2mA$



Parametri del BJT:

$\beta_F = 50$   
 $V_{CC} = 10 \text{ Volt}$

Risolvere il circuito semplificato tramite il teorema di Thévenin.



$R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$   
 $V_{Th} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

$I_C = \beta I_B$   
 $I_E = I_B (1 + \beta) = I_B + \beta I_B$

L'equazione della maglia di ingresso è:

$I_B R_{Th} + V_{BE} + I_E R_E - V_{BB} = 0$

L'equazione della maglia di uscita è:

$I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E - V_{CC} = 0$

Sul sistema che ho ottenuto impongo le condizioni del problema, ad esempio sulla seconda equazione  $I_C = 2mA$

$$\begin{cases} I_B R_{Th} + 0,7 + I_E R_E - 5 = 0 \\ 2 \cdot 10^{-3} \cdot R_C + V_{CE} + I_E R_E - 10 = 0 \end{cases}$$

ORA DEVO PARAMETRIZZARE IL SISTEMA AL FINE CHE ESSO ABBI A AL MASSIMO 2 INCOGNITE (ATTUALMENTE NE PRESENTA 4).

Supponiamo quindi  $R_1 = R_2 = 30K\Omega$  di cui  $R_{Th} = 15K\Omega$ .  
 Supponiamo inoltre  $R_E = 860\Omega$ . Rimangono le incognite  $V_{CE}$  e  $I_B$

Teorema di Thévenin (dalla del generatore equivalente di tensione)  
 annulla i generatori a sinistra dei morsetti e trovo  $R_{Th}$  della rete passiva, poi con il principio di sovrapposizione trovo il generatore equivalente visto dai morsetti.

