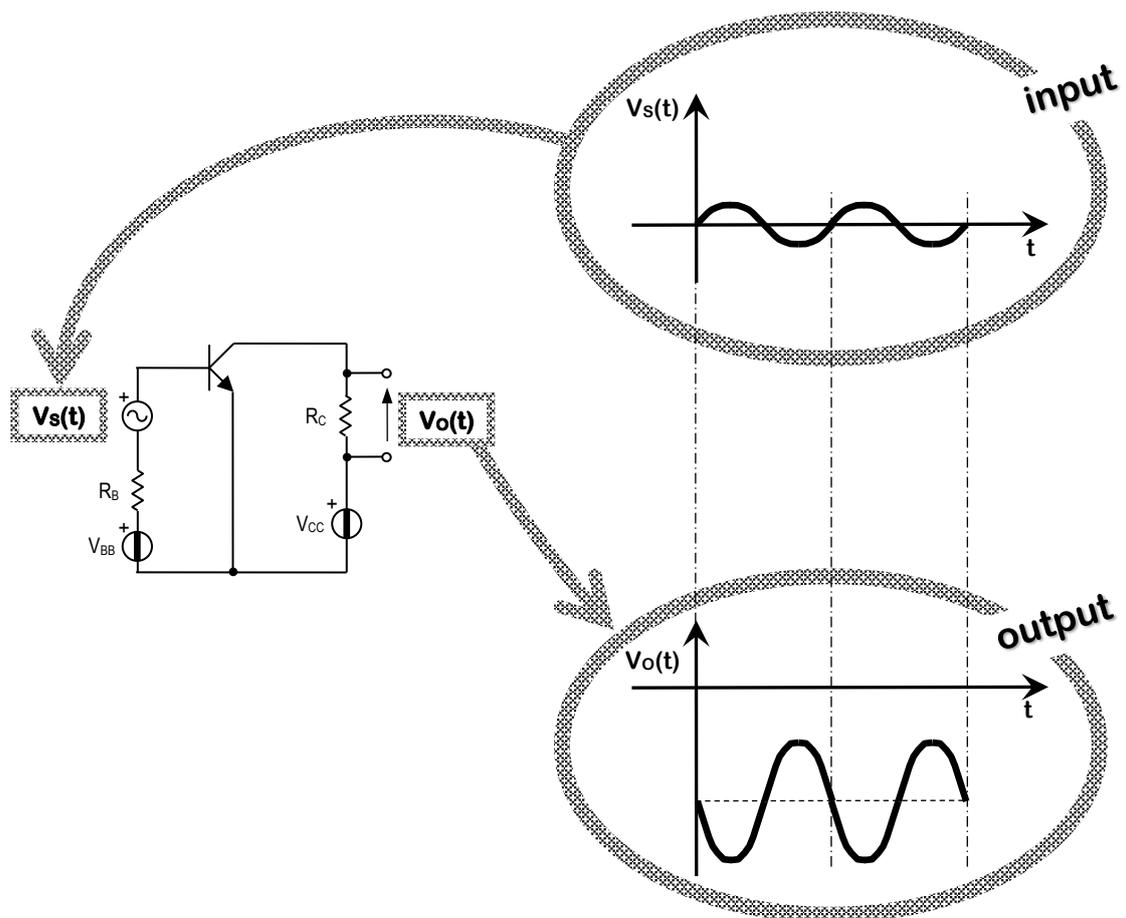


Elettronica analogica 4

Capitolo 3

Il transistor bipolare



Prof. Giuseppe Di Michele --- fascicolo di 56 pagine --- aprile 2022

Il transistor bipolare

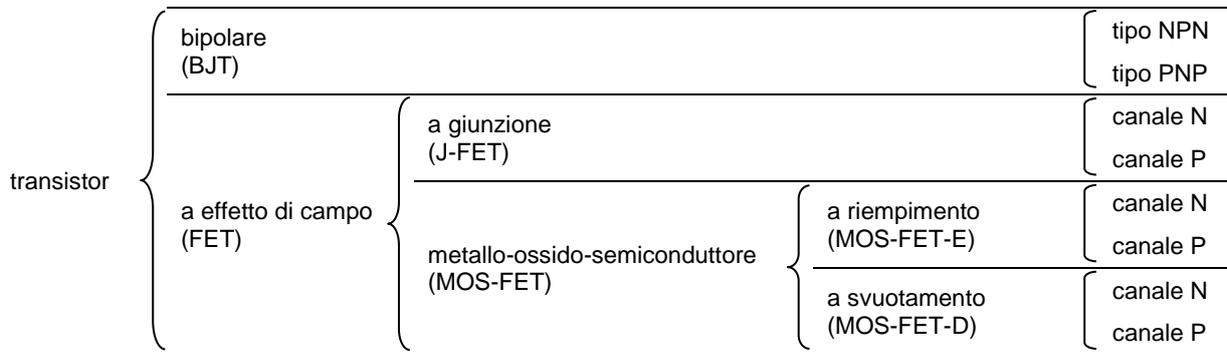
<u>Introduzione</u>	3
<u>3.1 -- Caratteristiche statiche e parametri del BJT-NPN</u>	4
> Caratteristiche statiche vere	
> Caratteristiche statiche approssimate	
<u>3.2 -- Polarizzazione</u>	5
> La polarizzazione fissa	
> Gli algoritmi di analisi e sintesi per la polarizzazione fissa	
<i>L'algoritmo di analisi</i>	
<i>L'algoritmo di sintesi</i>	
<i>La polarizzazione fissa a una sola alimentazione</i>	
Esercizi	
> La polarizzazione automatica	
> Gli algoritmi di analisi e sintesi per la polarizzazione automatica	
<i>L'algoritmo di analisi</i>	
<i>L'algoritmo di sintesi</i>	
<i>La polarizzazione automatica a una sola alimentazione</i>	
Esercizi	
<u>3.3 -- Funzionamento da interruttore</u>	23
> Il circuito di principio dell'interruttore elettronico	
<i>Interruttore aperto</i>	
<i>Interruttore chiuso</i>	
<i>Formule di riferimento</i>	
Esercizi	
<u>3.4 -- Funzionamento da amplificatore</u>	26
> Il circuito di principio dell'amplificatore	
<i>Metodo della caratteristica statica</i>	
Esercizi	
<i>Metodo della sovrapposizione degli effetti</i>	
Esercizi	
> Il circuito effettivo dell'amplificatore	
<i>Circuito statico e relativi parametri</i>	
<i>Circuito dinamico e relativi parametri</i>	
<i>Il dimensionamento dei condensatori</i>	
<i>La corretta polarizzazione</i>	
Esercizi	
<u>3.5 -- Il BJT-PNP</u>	46
<u>Appendice: il regime di piccoli segnali e le condizioni di non distorsione</u>	48
<u>Quadri riassuntivi</u>	51

Introduzione

I transistor sono componenti elettronici utilizzati per due scopi principali:

- 1) realizzare un interruttore elettronico;
- 2) realizzare un amplificatore.

Esistono vari tipi di transistor che si possono classificare come indicato nello schema seguente:



In questo capitolo presenteremo il transistor bipolare. Tratteremo in dettaglio il tipo NPN (sigla BJT-NPN), e presenteremo in maniera soltanto schematica il tipo PNP (sigla BJT-PNP). Ciò verrà fatto attraverso la successione dei seguenti paragrafi:

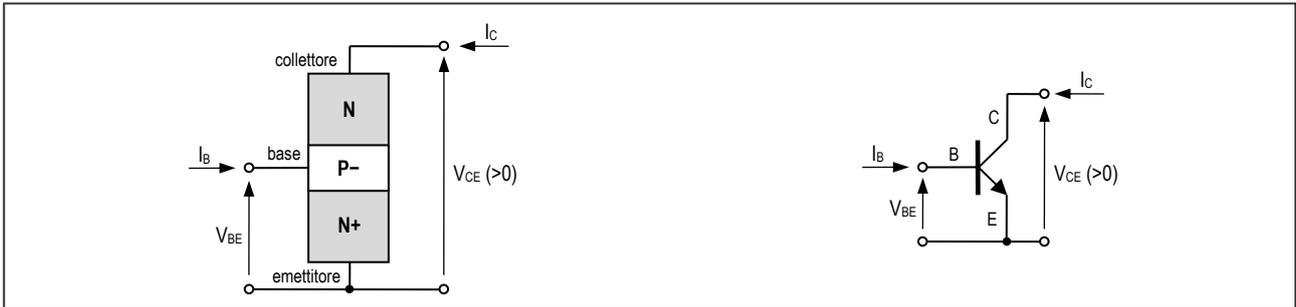
- 3.1 -- Caratteristiche statiche e parametri del BJT-NPN.** Nel primo paragrafo presenteremo il funzionamento fisico del BJT-NPN attraverso la descrizione delle sue caratteristiche statiche, e indicheremo i parametri principali atti a valutarle quantitativamente.
- 3.2 -- Polarizzazione.** Nel secondo paragrafo presenteremo i circuiti che permettono al BJT-NPN di funzionare chiamati, appunto, circuiti di polarizzazione.
- 3.3 -- Funzionamento da interruttore.** Nel terzo paragrafo presenteremo il funzionamento del transistor come interruttore.
- 3.4 -- Funzionamento da amplificatore.** Nel quarto paragrafo presenteremo il funzionamento del transistor come amplificatore.
- 3.5 -- Il BJT-PNP.** Nel quinto paragrafo presenteremo le caratteristiche statiche del transistor bipolare di tipo PNP.

Appendice: il regime di piccoli segnali e le condizioni di non distorsione -- Questa appendice costituisce un approfondimento di quanto trattato nel paragrafo 3.4 relativo al funzionamento del transistor come amplificatore.

Quadri riassuntivi -- Chiude il capitolo una serie di quadri riassuntivi dove sono riportati schematicamente tutti gli argomenti trattati.

3.1 -- Caratteristiche statiche e parametri del BJT-NPN

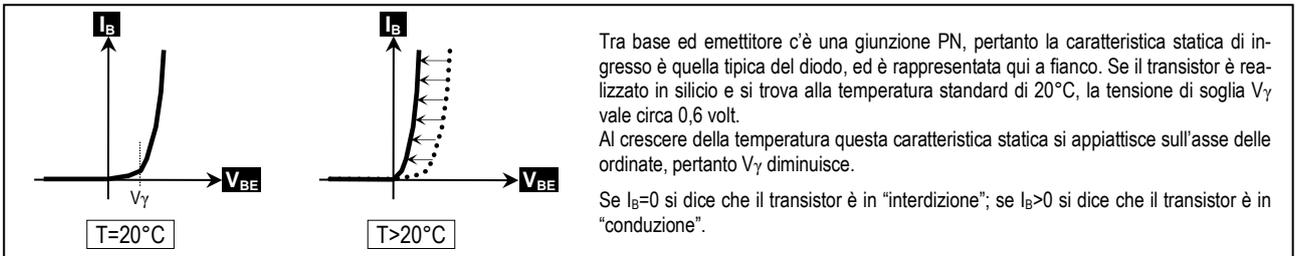
La figura che segue mostra la struttura fisica di principio del transistor BJT-NPN e il simbolo grafico con cui viene rappresentato nei circuiti.



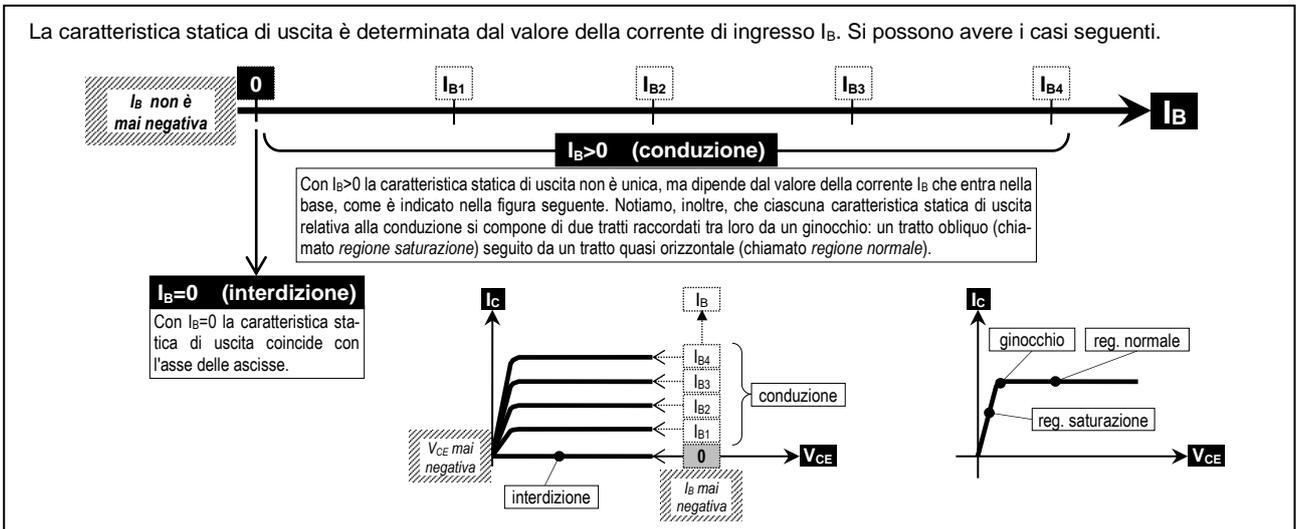
Il comportamento elettrico del transistor BJT-NPN è descritto dalle sue caratteristiche statiche di ingresso e di uscita. Mostriamo dapprima le caratteristiche statiche vere, poi quelle approssimate.

> Caratteristiche statiche vere

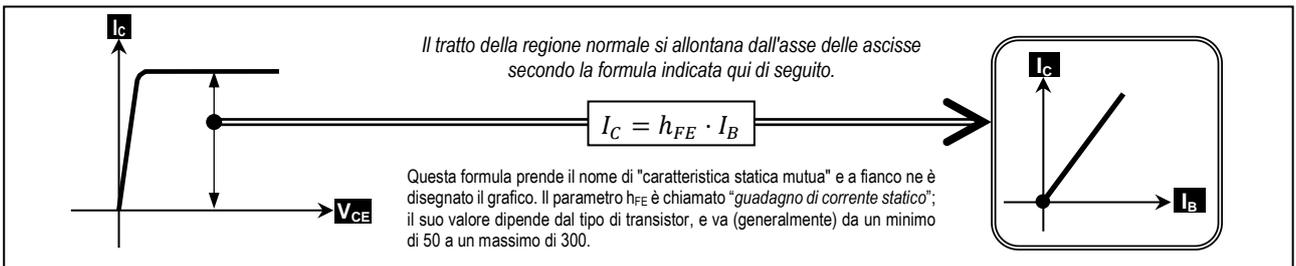
Caratteristica statica vera di ingresso ($V_{BE} \rightarrow I_B$)



Caratteristica statica vera di uscita ($V_{CE} \rightarrow I_C$ -- dipende dalla corrente I_B)

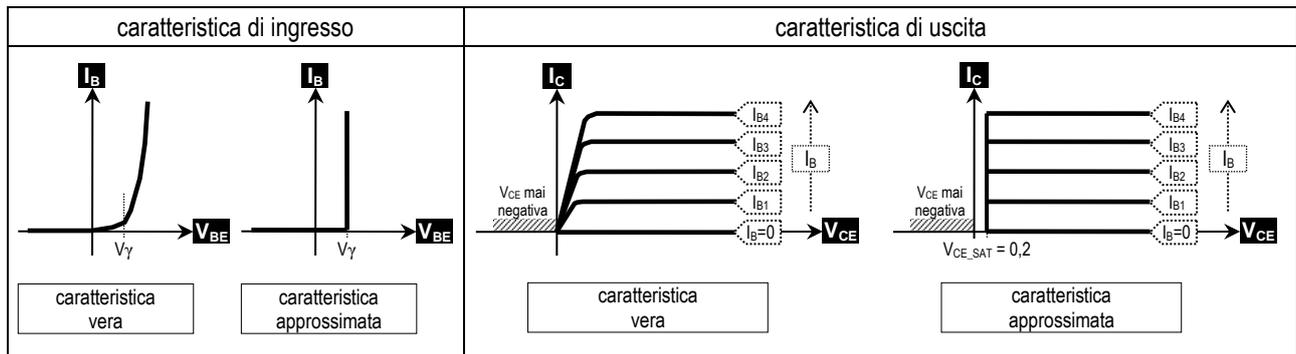


Caratteristica statica mutua ($I_B \rightarrow I_C$ in regione normale)



> Caratteristiche statiche approssimate

La figura che segue mostra le caratteristiche statiche approssimate di un BJT-NPN. Le caratteristiche statiche approssimate sono normalmente utilizzate nella soluzione dei problemi.



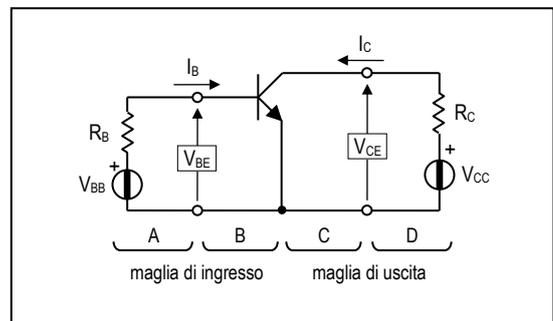
3.2 -- Polarizzazione

Per utilizzare il transistor BJT-NPN occorre inserirlo in un circuito che gli consenta di funzionare. Questo circuito è chiamato *circuito di polarizzazione*.

Esistono diversi circuiti di polarizzazione in grado di sfruttare tecnologicamente le proprietà fisiche del transistor, tuttavia nel seguito si farà riferimento alla sola polarizzazione in *emettitore comune* (EC) nelle due modalità *fissa* e *automatica*.

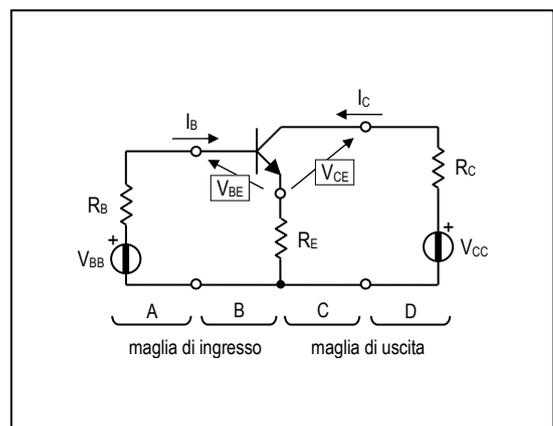
- **Polarizzazione fissa.** La polarizzazione in EC fissa è rappresentata nella figura a lato. Il transistor è collegato a sinistra col bipolo A (formando così la maglia di ingresso), e a destra col bipolo D (formando così la maglia di uscita).

Come vedremo più avanti, la polarizzazione fissa ha il difetto di provocare (in certe condizioni), l'aumento incontrollato della temperatura del transistor, detta *deriva termica*, che ne determina la distruzione.



- **Polarizzazione automatica.** La polarizzazione in EC automatica è rappresentata nella figura a lato. Il transistor, con l'aggiunta della resistenza di emettitore (R_E), è collegato a sinistra col bipolo A (formando così la maglia di ingresso), e a destra col bipolo D (formando così la maglia di uscita).

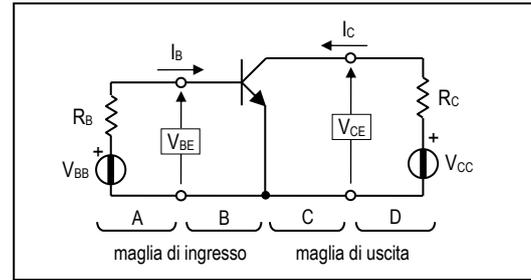
La polarizzazione automatica differisce da quella fissa per la presenza della resistenza R_E posta tra l'emettitore del transistor e la massa. Come vedremo più avanti, il ruolo della resistenza R_E è quello di evitare la deriva termica che invece può innescarsi nella polarizzazione fissa.



Nelle prossime pagine studieremo questi circuiti con il metodo della caratteristica statica.

> La polarizzazione fissa

La polarizzazione fissa del transistor BJT-NPN è indicata nella figura a lato. Il transistor è "caricato" in ingresso dal bipolo A e in uscita dal bipolo D. Per individuare il funzionamento dell'intero circuito si utilizza il metodo della caratteristica statica applicato sia alla maglia di ingresso che alla maglia di uscita. Tale metodo porta alla determinazione del circuito equivalente con cui il transistor può essere sostituito. Vediamo come stanno le cose.



Maglia di ingresso

La maglia di ingresso è formata dal bipolo di ingresso (bipolo A) e dall'ingresso del transistor (bipolo B). Intersecando le caratteristiche statiche di questi due bipoli si ottiene il punto di funzionamento della maglia, ossia la coppia di valori V_{BE} e I_B . A tal proposito si possono presentare i due casi seguenti: $V_{BB} < V_\gamma$ e $V_{BB} > V_\gamma$.

- **$V_{BB} < V_\gamma$ (interdizione)** → In questo caso l'intersezione tra le due curve avviene sul tratto orizzontale della caratteristica statica di ingresso del transistor, pertanto il bipolo B può essere sostituito da un *circuito aperto* che ne rappresenta il circuito equivalente. Effettuata questa sostituzione, la maglia di ingresso diventa un circuito lineare che fornisce i seguenti risultati:

$$\begin{cases} V_{BE} = V_{BB} \\ I_B = 0 \end{cases}$$

Si dice che il transistor è in *interdizione*. Notiamo che in questa situazione la corrente I_B è uguale a 0.

- **$V_{BB} > V_\gamma$ (conduzione)** → In questo caso l'intersezione tra le due curve avviene sul tratto verticale della caratteristica statica di ingresso del transistor, pertanto il bipolo B può essere sostituito da un *generatore di tensione di valore V_γ* che ne rappresenta il circuito equivalente. Effettuata questa sostituzione, la maglia di ingresso diventa un circuito lineare che fornisce i seguenti risultati:

$$\begin{cases} V_{BE} = V_\gamma \\ I_B = \frac{V_{BB} - V_\gamma}{R_B} \end{cases}$$

Si dice che il transistor è in *conduzione*. Notiamo che in questa situazione la corrente I_B è maggiore di 0.

Maglia di uscita

La maglia di uscita è formata dall'uscita del transistor (bipolo C) e dal bipolo di uscita (bipolo D). Intersecando le caratteristiche statiche di questi due bipoli si ottiene il punto di funzionamento della maglia, ossia la coppia di valori V_{CE} e I_C . Il problema, anche se concettualmente identico a quello già trattato per il circuito di ingresso, è operativamente più complesso in quanto la caratteristica statica d'uscita del transistor non è unica, ma dipende dal valore della corrente di base I_B . La soluzione, tuttavia, diventa semplice se si considerano separatamente i due casi definiti dalla maglia di ingresso: caso 1 → $I_B = 0$ ossia interdizione, caso 2 → $I_B > 0$ ossia condizione.

- **$I_B = 0$ (interdizione)** → In questo caso la caratteristica statica di uscita del transistor (bipolo C) è una retta sovrapposta all'asse delle ascisse, quindi può essere sostituita con un *circuito aperto* che ne rappresenta il circuito equivalente. Effettuata questa sostituzione, la maglia di uscita diventa un circuito lineare che fornisce i seguenti risultati:

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} \\ I_C = 0 \end{cases}$$

Si dice che il transistor è in *regione di interdizione*.

- **$I_B > 0$ (conduzione)** → In questo caso la caratteristica statica di uscita del transistor (bipolo C) risulta formata da un primo tratto quasi verticale raccordato con un secondo tratto quasi orizzontale di altezza $h_{FE} \cdot I_B$. Intersecando questa curva con la retta di carico definita dal bipolo D si possono ottenere i due casi seguenti.

- > **$V_{CC}/R_C < h_{FE} \cdot I_B$ (regione saturazione)** → In questo caso l'intersezione tra le due curve avviene sul tratto quasi verticale della caratteristica statica di C, quindi il bipolo C può essere sostituito con un *generatore di tensione di valore 0,2* che ne rappresenta il circuito equivalente. Effettuata questa sostituzione, la maglia di uscita diventa un circuito lineare che fornisce i seguenti risultati:

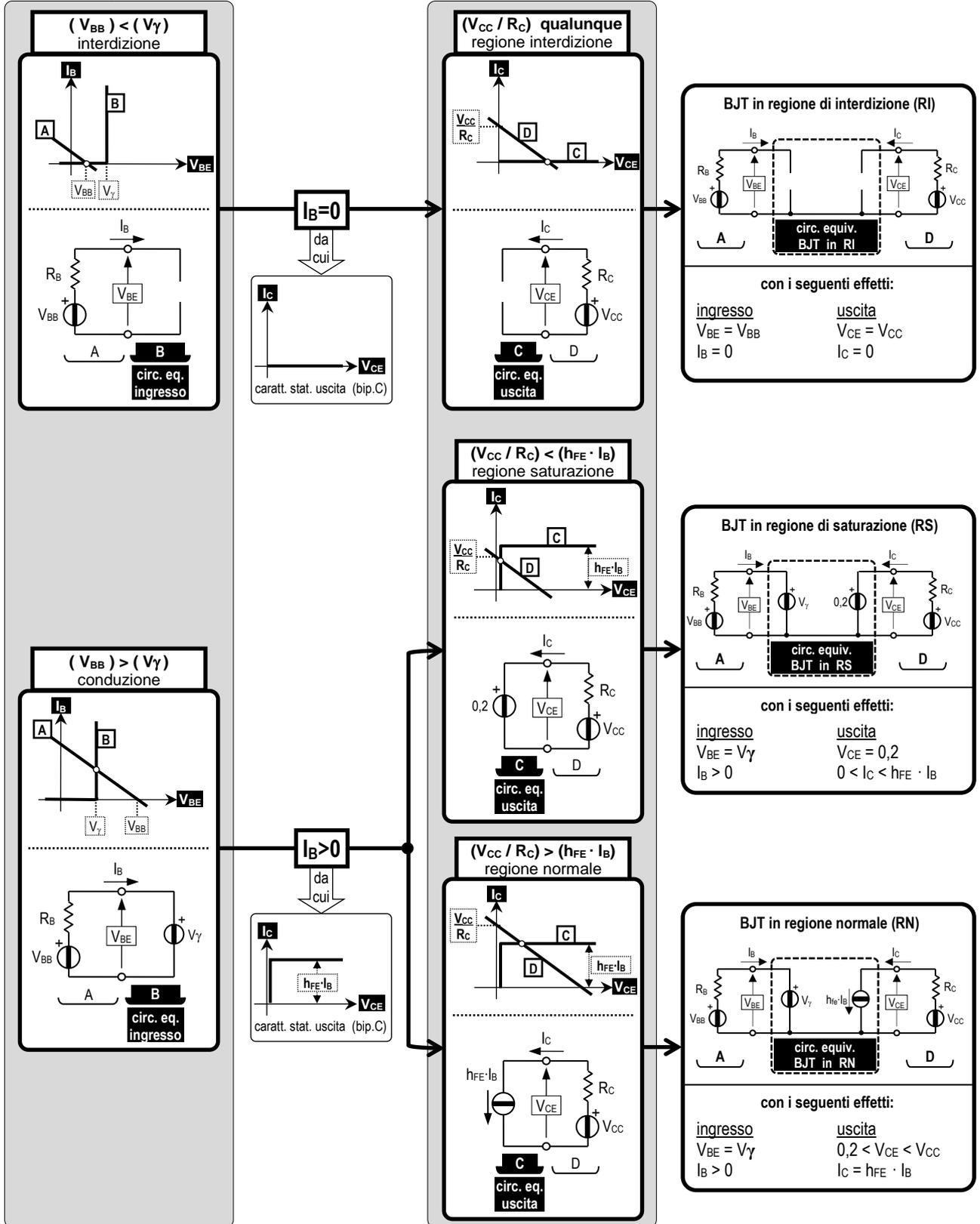
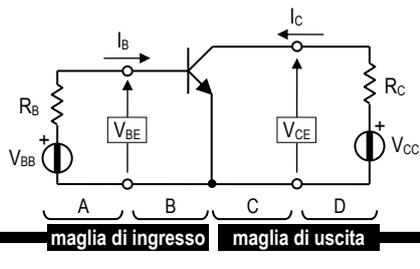
$$\begin{cases} V_{CE} = 0,2 \\ I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \end{cases}$$

Si dice che il transistor è in *regione di saturazione*.

- > **$V_{CC}/R_C > h_{FE} \cdot I_B$ (regione normale)** → In questo caso l'intersezione tra le due curve avviene sul tratto orizzontale della caratteristica statica di C, quindi il bipolo C può essere sostituito con un *generatore di corrente di valore $h_{FE} \cdot I_B$* che ne rappresenta il circuito equivalente. Effettuata questa sostituzione, la maglia di uscita diventa un circuito lineare che fornisce i seguenti risultati:

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot (h_{FE} \cdot I_B) \\ I_C = h_{FE} \cdot I_B \end{cases}$$

Si dice che il transistor è in *regione normale*.



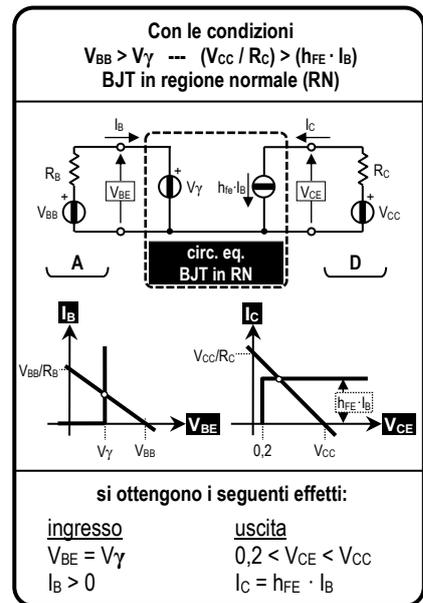
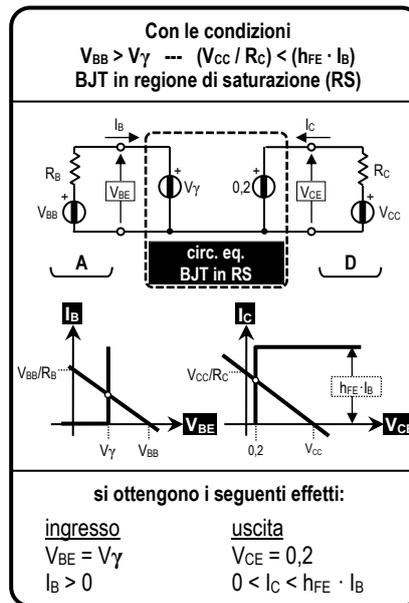
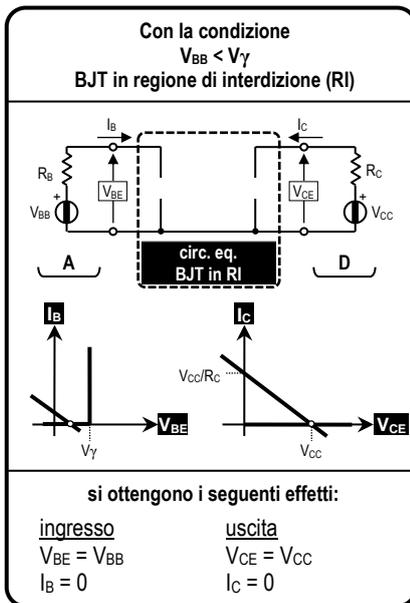
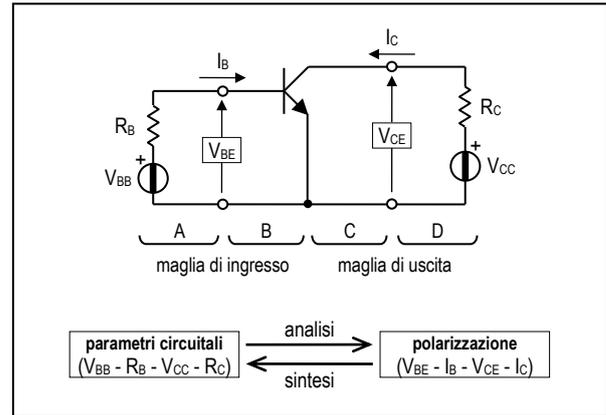
Ricordiamo che alla temperatura di 20°C si ha: $V_\gamma = 0,6$.

> Gli algoritmi di analisi e sintesi per la polarizzazione fissa

Indichiamo come si risolvono i tipici problemi di analisi e di sintesi con la polarizzazione fissa.

- Nel problema di analisi si conoscono i parametri circuitali ($V_{BB} - R_B - V_{CC} - R_C$), e si vogliono calcolare i valori di polarizzazione ($V_{BE} - I_B - V_{CE} - I_C$).
- Nel problema di sintesi (o progetto) si conoscono i valori di polarizzazione ($V_{BE} - I_B - V_{CE} - I_C$), e si vogliono calcolare i parametri circuitali ($V_{BB} - R_B - V_{CC} - R_C$).

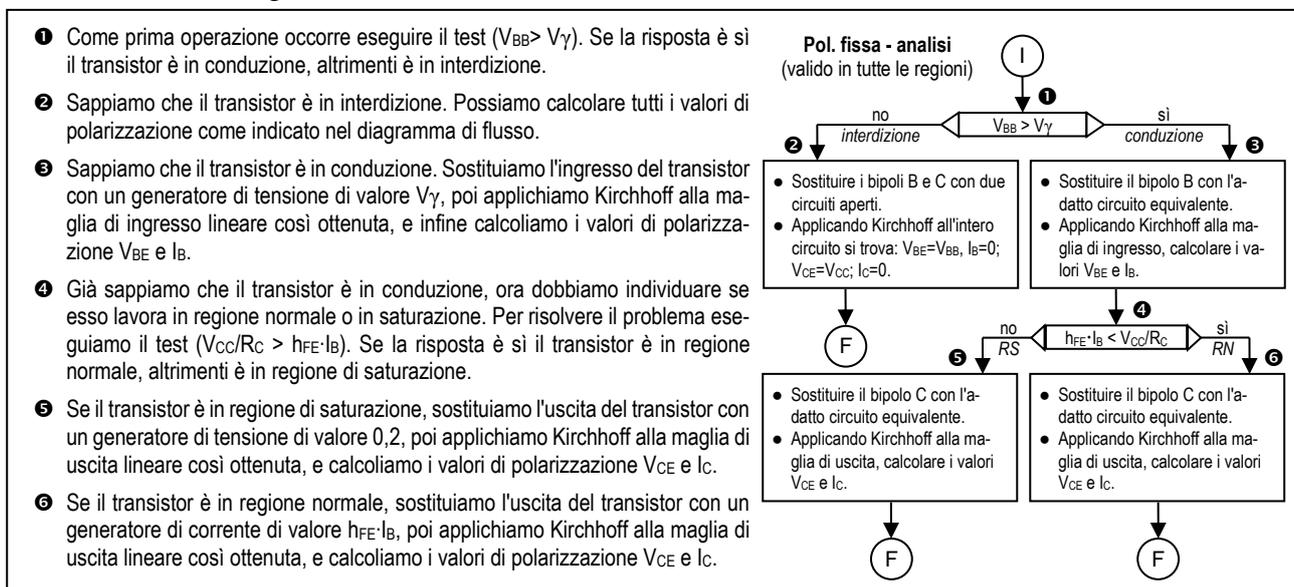
Prima di procedere alla presentazione degli algoritmi, riassumiamo i circuiti equivalenti del BJT-NPN relativi alle tre polarizzazioni presentate e i vincoli relativi ai valori di polarizzazione.



Ricordiamo che alla temperatura di 20°C si ha: $V_\gamma = 0,6$.

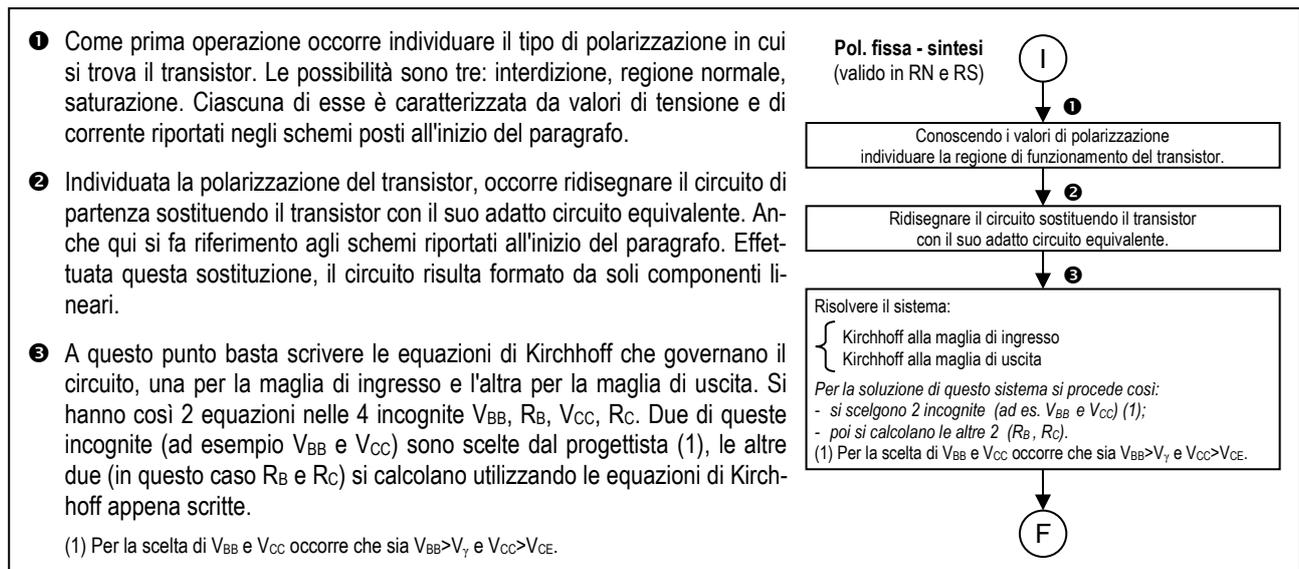
L'algoritmo di analisi

L'algoritmo di analisi è illustrato schematicamente nel diagramma di flusso riportato di seguito. Lo descriviamo in dettaglio.



L'algoritmo di sintesi

L'algoritmo di sintesi (valido quando il transistor è in conduzione, ossia in RN o in RS) è illustrato schematicamente nel diagramma di flusso riportato di seguito. Lo descriviamo in dettaglio.

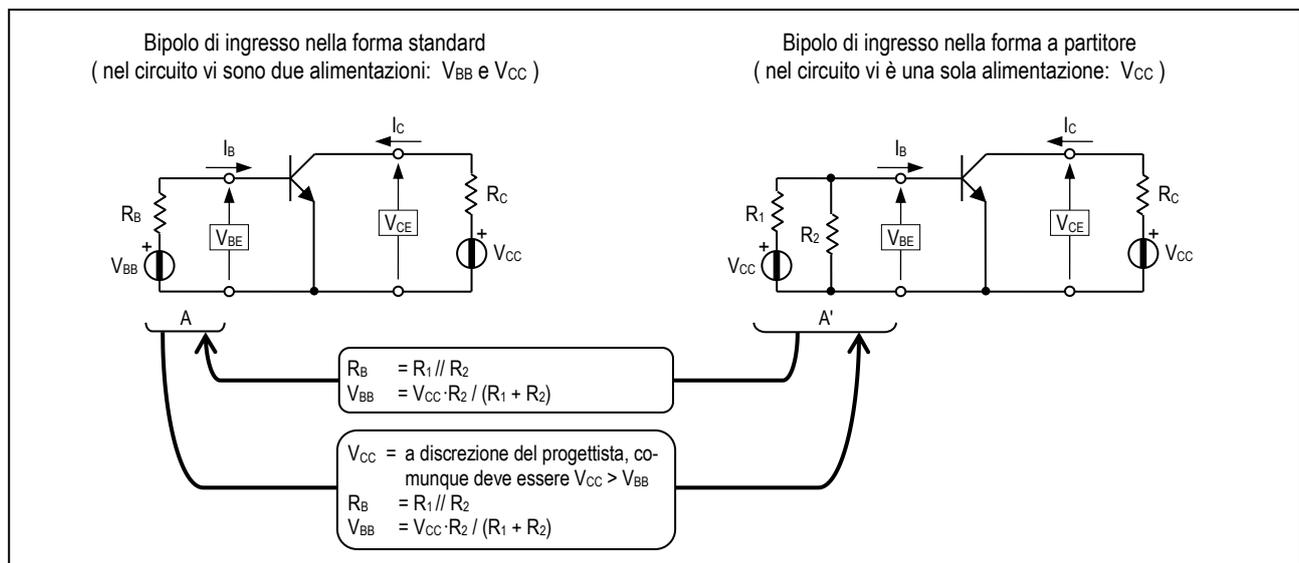


La polarizzazione fissa a una sola alimentazione

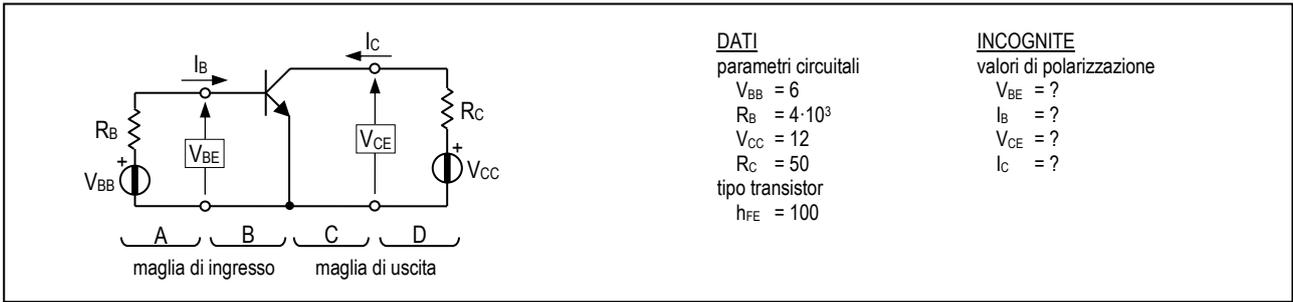
Nella polarizzazione fissa, il bipolo d'ingresso può essere realizzato in due forme:

- nella forma *standard*
(bipolo A → parametri: V_{BB} e R_B),
- nella forma *a partitore*, con alimentazione uguale a quella della maglia di uscita
(bipolo A' → parametri: V_{CC} , R_1 , R_2).

Per passare dall'una all'altra forma del bipolo di ingresso si utilizza il teorema di Thevenin.



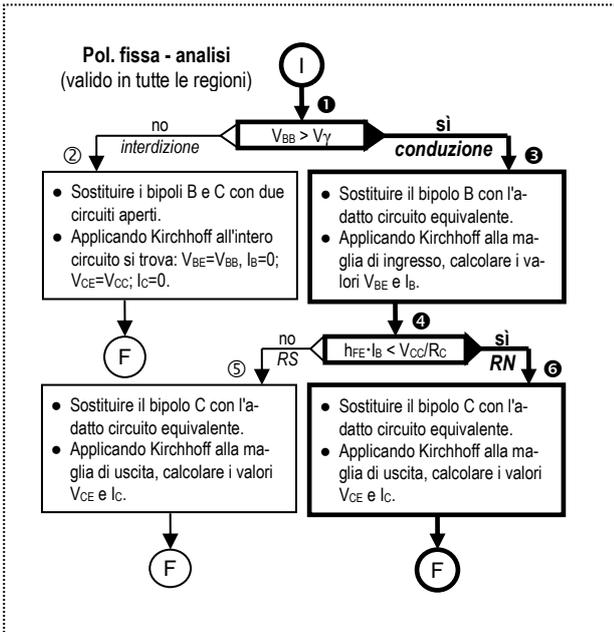
ESERCIZIO 1 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione fissa - analisi (regione normale)



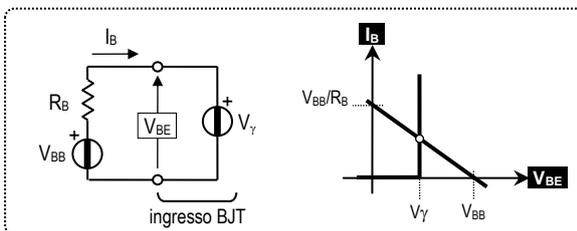
DATI
parametri circuitali
 $V_{BB} = 6$
 $R_B = 4 \cdot 10^3$
 $V_{CC} = 12$
 $R_C = 50$
tipo transistor
 $h_{FE} = 100$

INCOGNITE
valori di polarizzazione
 $V_{BE} = ?$
 $I_B = ?$
 $V_{CE} = ?$
 $I_C = ?$

Soluzione



- ❶ $(V_{BB} > V_{\gamma})$?
Inserendo i valori numerici si risponde:
sì → BJT in conduzione.
- ❸ Il circuito equivalente con cui sostituire l'ingresso del transistor (bipolo B) è un generatore di tensione di valore V_{γ} . Con questa sostituzione si ottiene la maglia di ingresso rappresentata nella figura seguente.



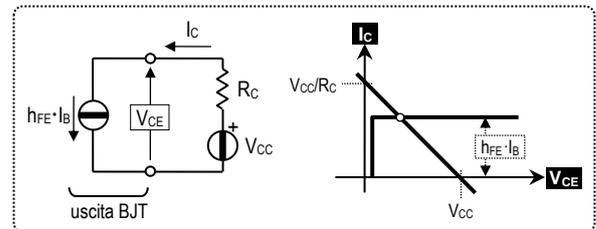
Applicando Kirchhoff a tale circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{\gamma} = 0 \\ V_{BE} = V_{\gamma} \end{cases}$$

Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{\gamma} &= 0,6 \text{ ipotesi} \\ V_{BE} &= 0,6 \\ I_B &= 1,35 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

- ❹ $(V_{CC}/R_C > h_{FE} \cdot I_B)$?
Inserendo i valori numerici si risponde:
sì → BJT in regione normale.
- ❻ Il circuito equivalente con cui sostituire l'uscita del transistor (bipolo C) è un generatore di corrente di valore $h_{FE} \cdot I_B$. Con questa sostituzione si ottiene la maglia di uscita rappresentata nella figura seguente.



Applicando Kirchhoff a tale circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} = 0 \\ I_C = h_{FE} \cdot I_B \end{cases}$$

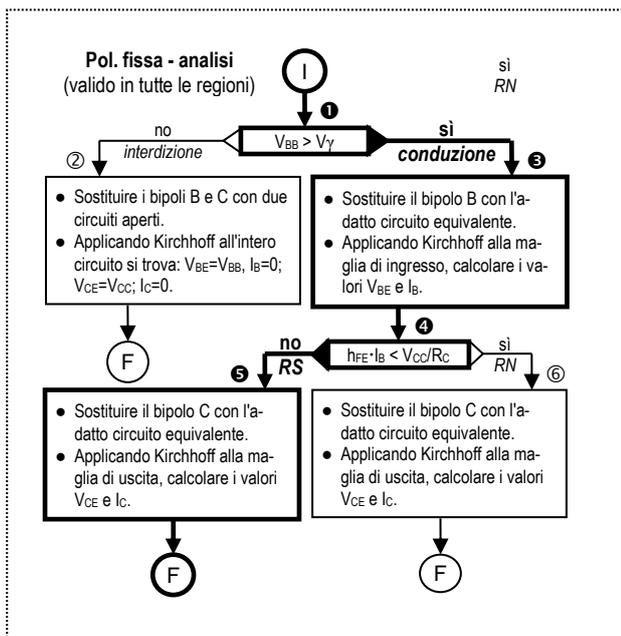
Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 5,25 \\ I_C &= 135 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

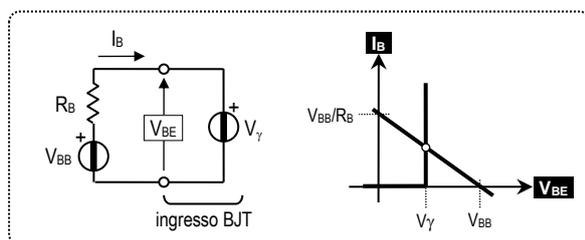
ESERCIZIO 2 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione fissa - analisi (regione saturazione)



Soluzione



- ❶ $(V_{BB} > V_\gamma)$?
Inserendo i valori numerici si risponde:
sì → BJT in conduzione.
- ❸ Il circuito equivalente con cui sostituire l'ingresso del transistor (bipolo B) è un generatore di tensione di valore V_γ . Con questa sostituzione si ottiene la maglia di ingresso rappresentata nella figura seguente.



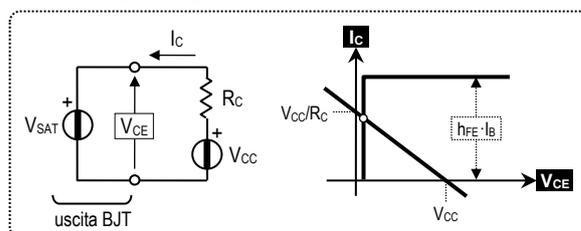
Applicando Kirchhoff a tale circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_\gamma = 0 \\ V_{BE} = V_\gamma \end{cases}$$

Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_\gamma &= 0,6 \text{ ipotesi} \\ V_{BE} &= 0,6 \\ I_B &= 1,35 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

- ❹ $(V_{CC}/R_C > h_{FE} \cdot I_B)$?
Inserendo i valori numerici si risponde:
no → BJT in RS.
- ❺ Il circuito equivalente con cui sostituire l'uscita del transistor (bipolo C) è un generatore di tensione di valore V_{SAT} . Con questa sostituzione si ottiene la maglia di uscita rappresentata nella figura seguente.



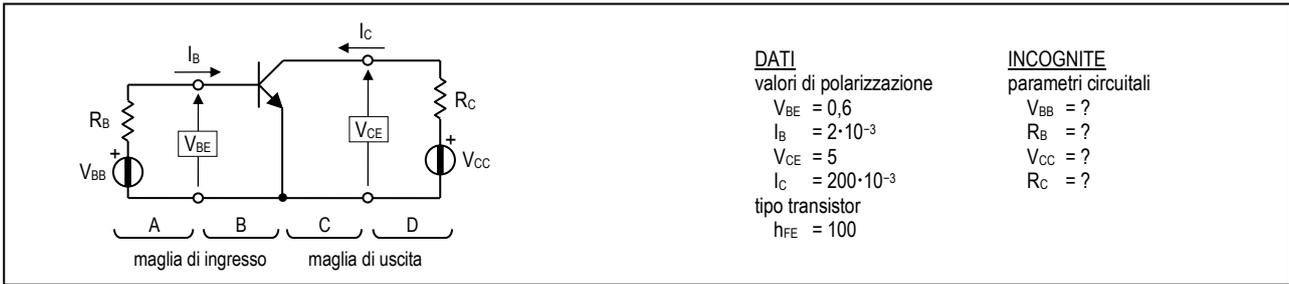
Applicando Kirchhoff a tale circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} = 0 \\ V_{CE} = V_{SAT} \end{cases}$$

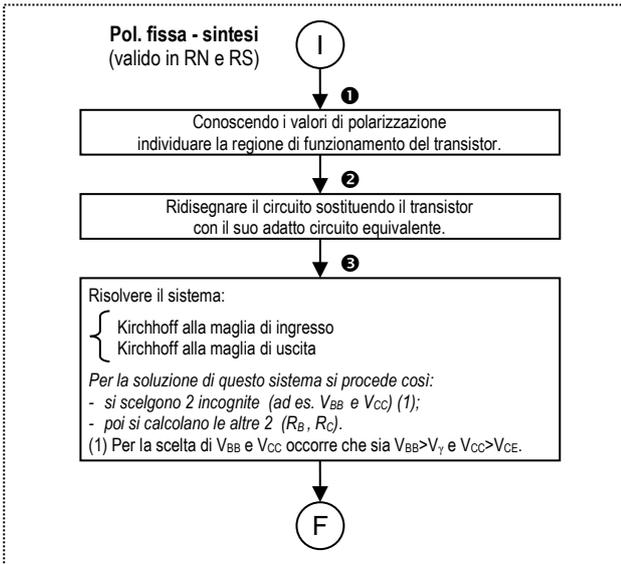
Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{SAT} &= 0,2 \text{ ipotesi} \\ V_{CE} &= 0,2 \\ I_C &= 156 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

ESERCIZIO 3 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione fissa - sintesi (regione normale)



Soluzione



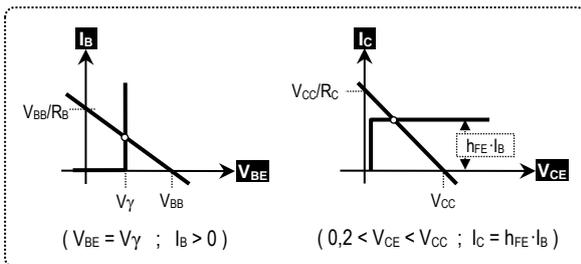
3 Applichiamo Kirchhoff alle maglie di ingresso e di uscita:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} = 0 \end{cases}$$

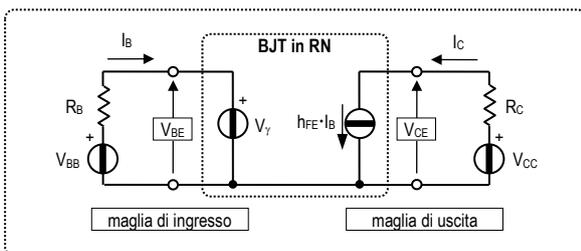
Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 10 \text{ scelta } (V_{CC} > V_{CE}) \\ V_{BB} &= 10 \text{ scelta } (V_{BB} > V_{BE}) \\ R_B &= 4,7 \cdot 10^3 \\ R_C &= 25 \end{aligned}$$

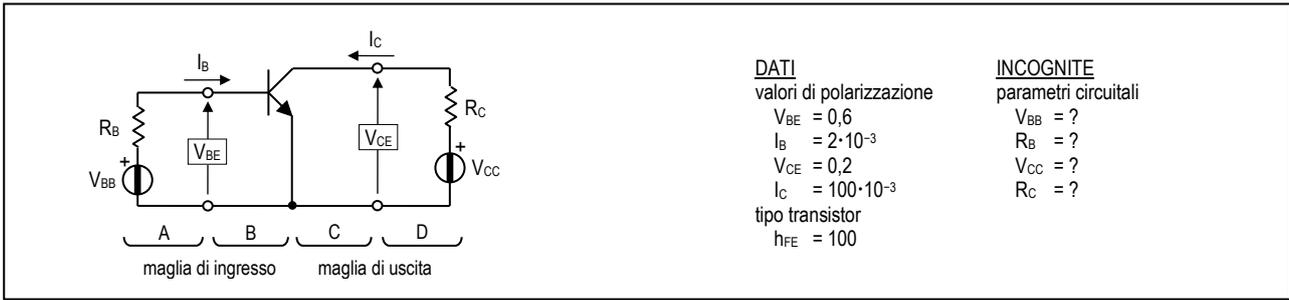
1 Poichè $V_{BE}=0,6$ si deduce che il BJT è in conduzione. Poichè $V_{CE}=5$ si deduce che il BJT è in regione normale. In queste condizioni la polarizzazione del BJT è rappresentata dalle seguenti caratteristiche statiche.



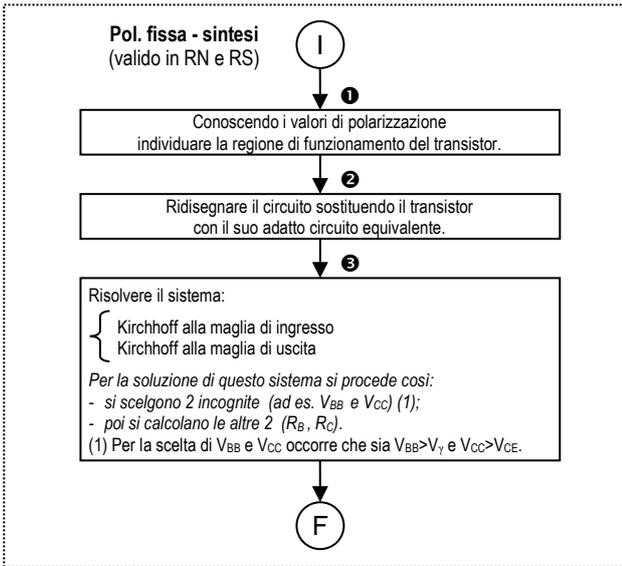
2 Occorre sostituire il transistor con il suo circuito equivalente valido per la regione normale. Con questa sostituzione, il circuito di partenza diventa quello rappresentato nella figura seguente.



ESERCIZIO 4 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione fissa - sintesi (regione saturazione)



Soluzione



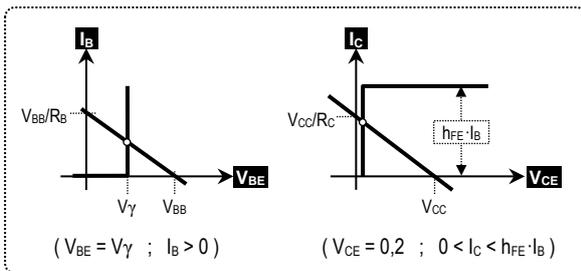
3 Applichiamo Kirchhoff alle maglie di ingresso e di uscita:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} = 0 \end{cases}$$

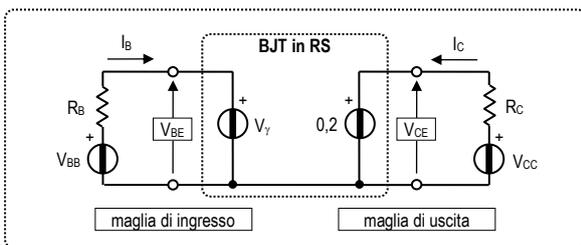
Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{BB} &= 10 \text{ scelta } (V_{BB} > V_\gamma) \\ V_{CC} &= 10 \text{ scelta } (V_{CC} > V_{CE}) \\ R_B &= 4,7 \cdot 10^3 \\ R_C &= 98 \end{aligned}$$

1 Poichè $V_{BE}=0,6$ si deduce che il BJT è in conduzione. Poichè $V_{CE}=0,2$ si deduce che il BJT è in saturazione. In queste condizioni la polarizzazione del BJT è rappresentata dalle seguenti caratteristiche statiche.



2 Occorre sostituire il transistor con il suo circuito equivalente valido per la regione di saturazione. Con questa sostituzione, il circuito di partenza diventa quello rappresentato nella figura seguente.

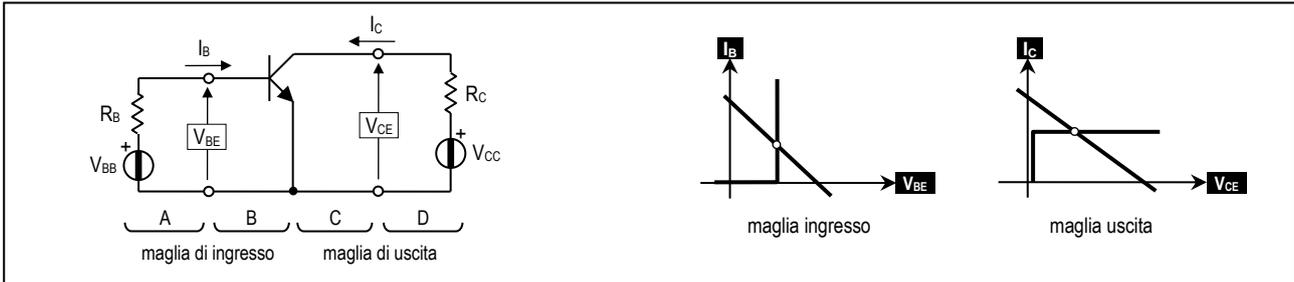


> La polarizzazione automatica

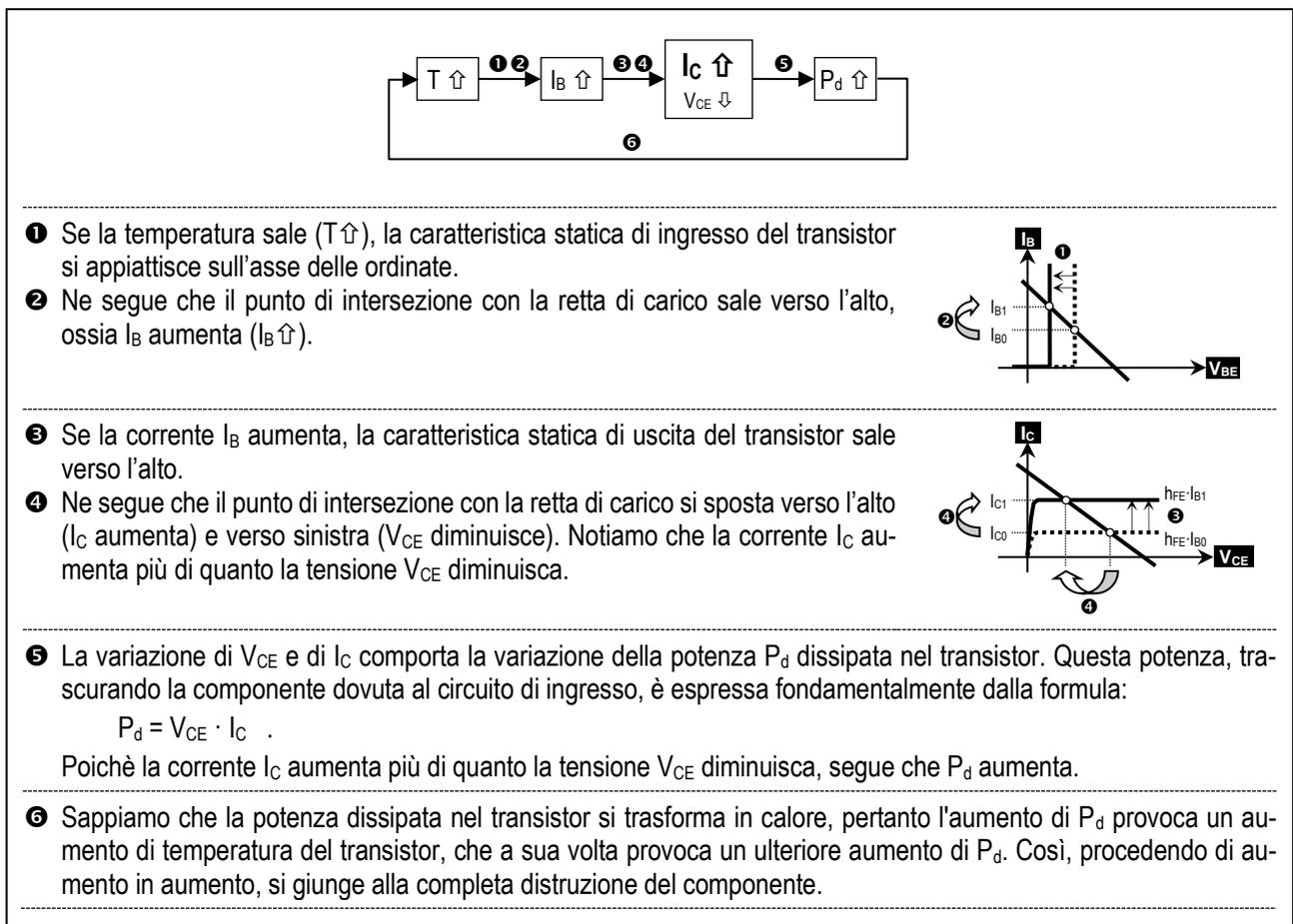
Consideriamo un BJT posto in regione normale tramite polarizzazione fissa. In queste condizioni nel transistor si ha un aumento incontrollato della temperatura (detto *deriva termica*) che ne causa in breve tempo la distruzione. Per impedire questa situazione occorre utilizzare la polarizzazione automatica che consiste nell'inserire una resistenza, detta resistenza di emettitore (simbolo R_E), tra l'emettitore del transistor e la massa. Analizziamo in dettaglio tutta questa problematica.

Il problema: la deriva termica nella polarizzazione fissa in regione normale.

Consideriamo un transistor BJT-NPN inserito in un circuito di polarizzazione fissa e posto in regione normale.

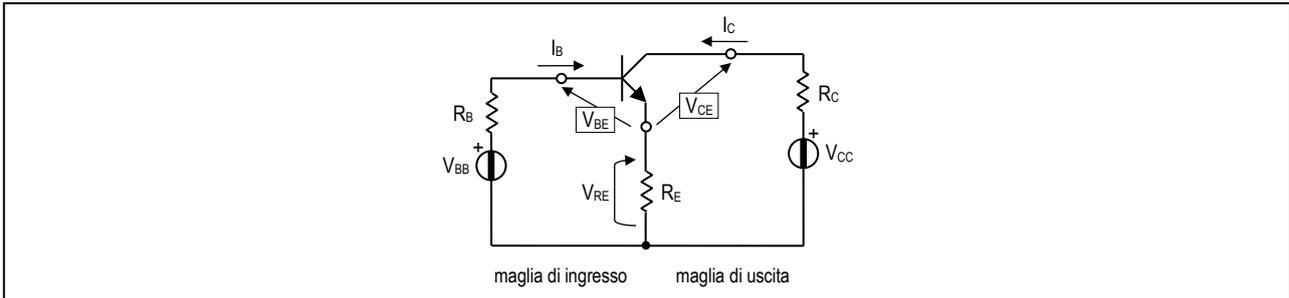


A causa delle correnti che scorrono nel transistor la sua temperatura aumenta ($T \uparrow$). Ciò provoca il verificarsi dei fenomeni rappresentati nello schema seguente.

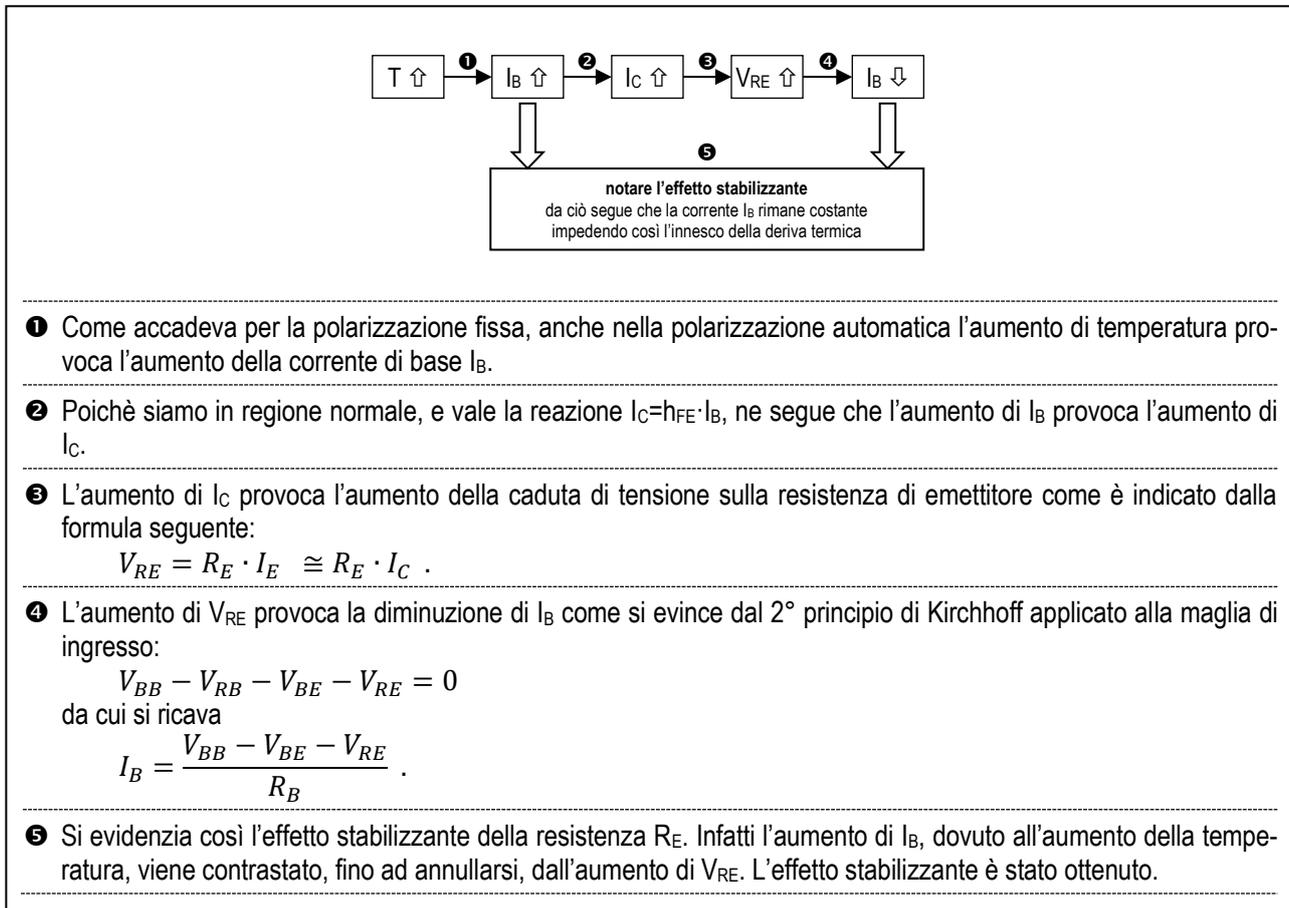


La soluzione: la polarizzazione automatica.

Consideriamo ora lo stesso BJT inserito in un circuito di polarizzazione automatica. Come è stato fatto per la polarizzazione fissa, supponiamo anche qui che il transistor sia polarizzato in regione normale.



A causa delle correnti che scorrono nel transistor, anche in questo caso la sua temperatura aumenta ($T \uparrow$). Questo aumento di temperatura, però, presto si stabilizza, evitando così la distruzione del componente. I fenomeni che portano a questa stabilizzazione sono riportati nello schema seguente.



La stabilità termica appena presentata si verifica in modo ottimale quando sono soddisfatte le seguenti relazioni:

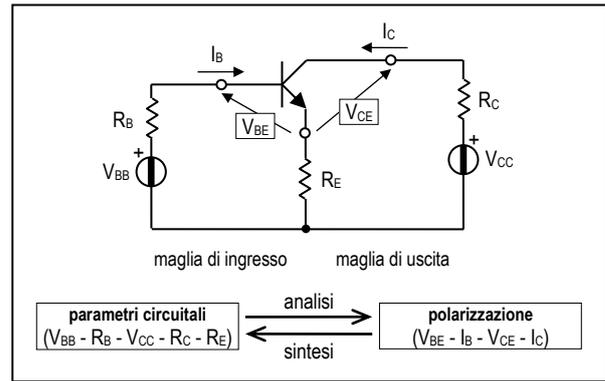
- 1) $V_{CC} = 10 \cdot V_{RE}$
- 2) $R_B = 20 \cdot R_E$

Queste equazioni (non dimostrate) sono chiamate *equazioni di stabilità*.

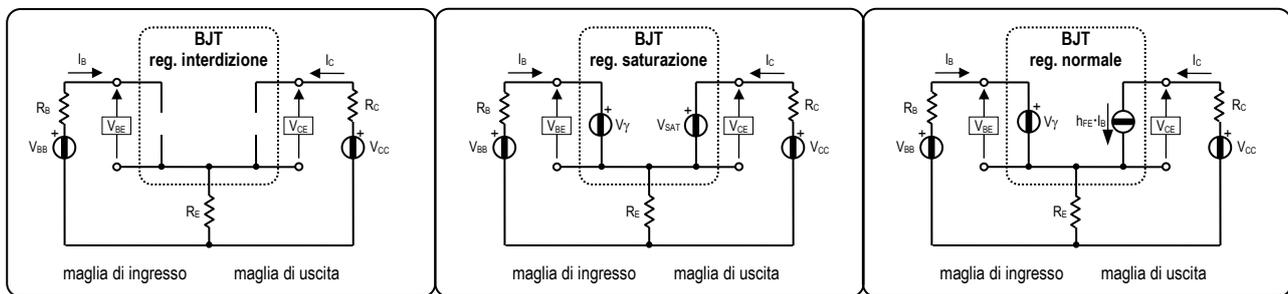
> Gli algoritmi di analisi e di sintesi per la polarizzazione automatica

Vediamo come si risolvono i problemi di analisi e di sintesi con la polarizzazione automatica.

- Nel problema di analisi si conoscono i parametri circuitali ($V_{BB} - R_B - V_{CC} - R_C - R_E$), e si vogliono calcolare i valori di polarizzazione ($V_{BE} - I_B - V_{CE} - I_C$).
- Nel problema di sintesi (o progetto) si conoscono i valori di polarizzazione ($V_{BE} - I_B - V_{CE} - I_C$), e si vogliono calcolare i parametri circuitali ($V_{BB} - R_B - V_{CC} - R_C - R_E$).



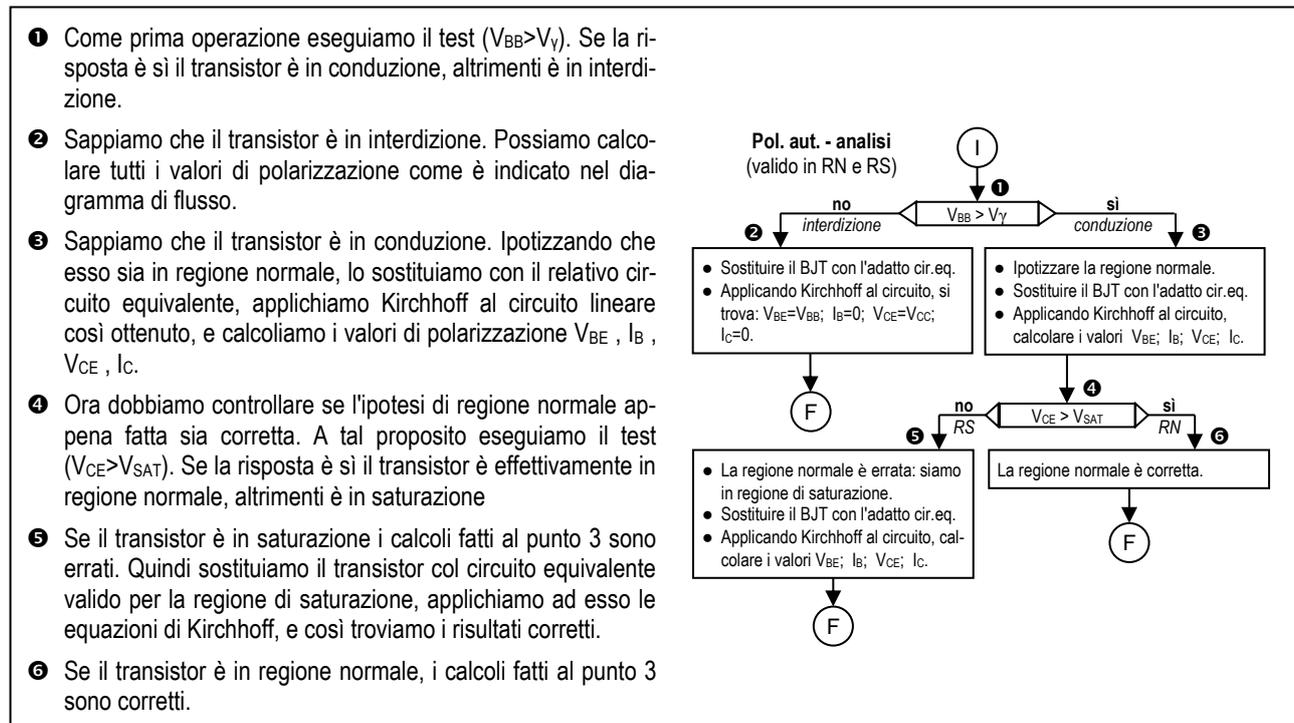
Anche qui riassumiamo i circuiti equivalenti del BJT-NPN relativi alle tre polarizzazioni presentate: regione di interdizione, regione di saturazione, regione normale.



Ricordiamo che alla temperatura di 20°C si ha: $V_Y=0,6$ e $V_{SAT}=0,2$.

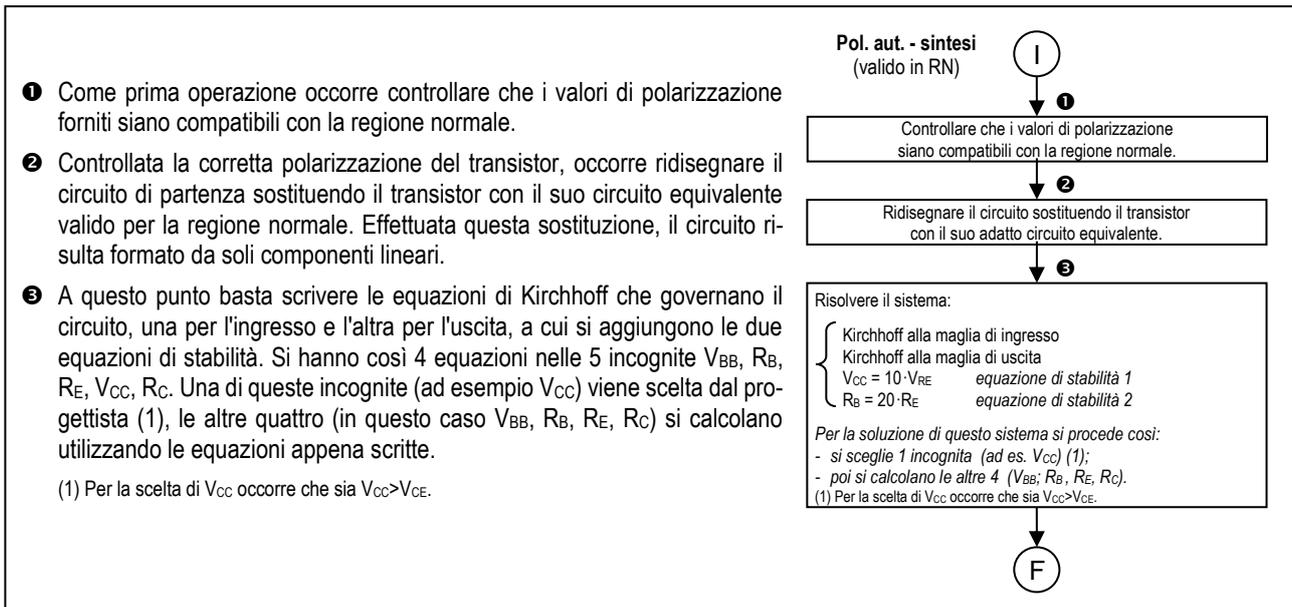
L'algoritmo di analisi.

L'algoritmo di analisi è illustrato schematicamente nel diagramma di flusso riportato di seguito. Lo descriviamo in dettaglio.



L' algoritmo di sintesi

Poichè questo circuito è usato esclusivamente nella polarizzazione in regione normale, l'algoritmo di sintesi riportato nella figura seguente si riferisce a questo tipo di polarizzazione.

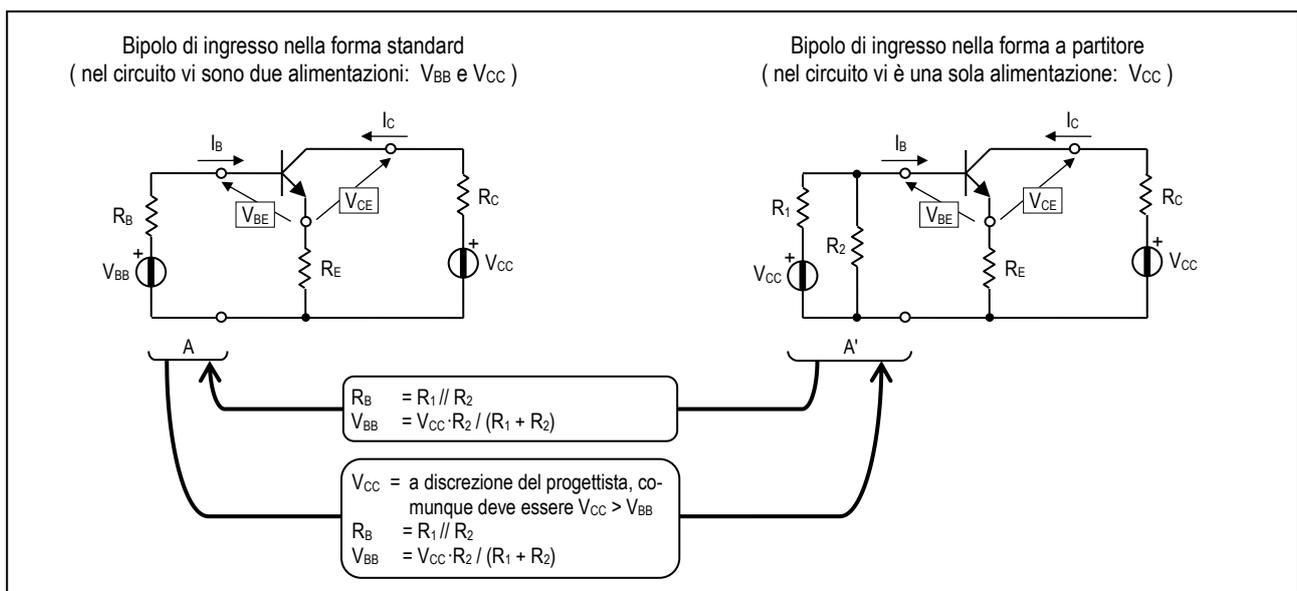


La polarizzazione automatica a una sola alimentazione

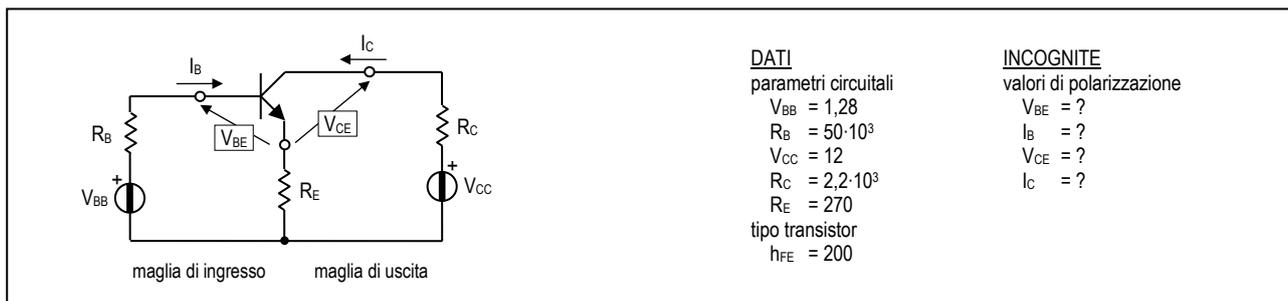
Nella polarizzazione automatica, il bipolo d'ingresso può essere realizzato in due forme:

- nella forma *standard*
(bipolo A → parametri: V_{BB} e R_B),
- nella forma *a partitore*, con alimentazione uguale a quella della maglia di uscita
(bipolo A' → parametri: V_{CC} , R_1 , R_2).

Per passare dall'uno all'altro tipo di bipolo d'ingresso si utilizza il teorema di Thevenin.



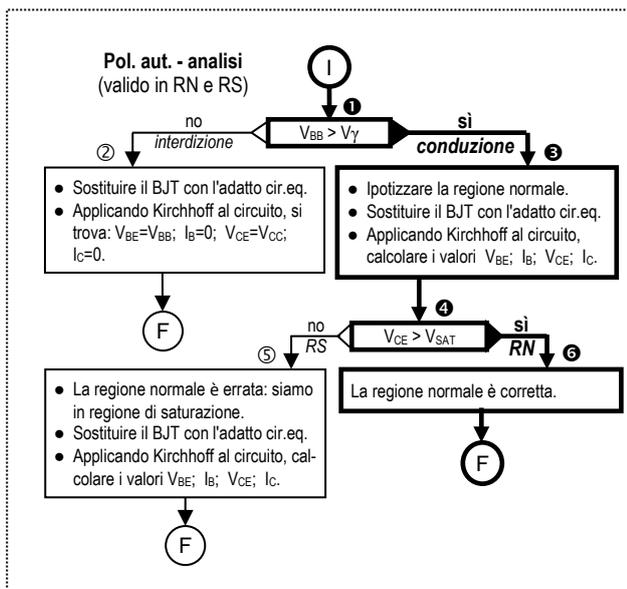
ESERCIZIO 1 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione automatica - analisi (regione normale)



DATI
 parametri circuitali
 $V_{BB} = 1,28$
 $R_B = 50 \cdot 10^3$
 $V_{CC} = 12$
 $R_C = 2,2 \cdot 10^3$
 $R_E = 270$
 tipo transistor
 $h_{FE} = 200$

INCOGNITE
 valori di polarizzazione
 $V_{BE} = ?$
 $I_B = ?$
 $V_{CE} = ?$
 $I_C = ?$

Soluzione



Inserendo i valori numerici si ottiene:

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

$$I_B = 6,5 \cdot 10^{-6}$$

$$V_{CE} = 8,79$$

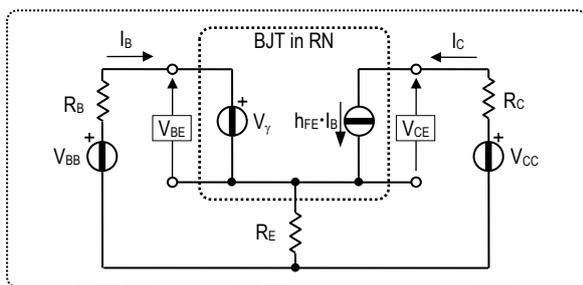
$$I_C = 1,3 \cdot 10^{-3}$$

4 ($V_{CE} > 0,2$) ?
 Inserendo i valori numerici si risponde:
 sì → BJT in RN .

6 La soluzione trovata al punto 3 è corretta.

1 ($V_{BB} > V_\gamma$) ?
 Inserendo i valori numerici si risponde:
 sì → BJT in conduzione.

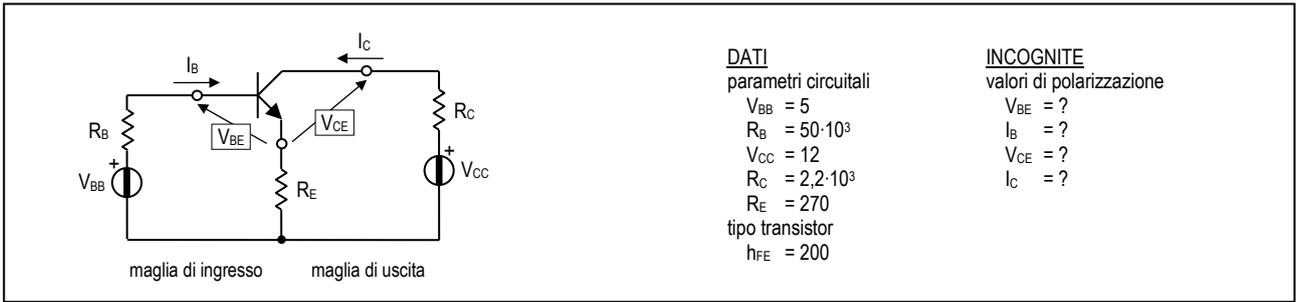
3 Ipotizziamo che il transistor lavori in regione normale. Sostituendo il transistor con il circuito equivalente relativo alla regione normale si ottiene il circuito seguente.



Applicando Kirchhoff a questo circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{BE} = 0,6 \quad [\text{reg. normale}] \\ I_C = h_{FE} \cdot I_B \quad [\text{reg. normale}] \end{cases}$$

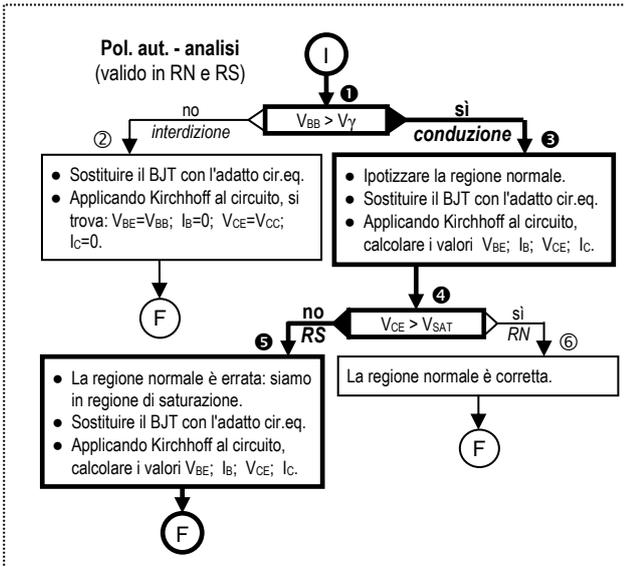
ESERCIZIO 2 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione automatica - analisi (regione saturazione)



DATI
 parametri circuitali
 $V_{BB} = 5$
 $R_B = 50 \cdot 10^3$
 $V_{CC} = 12$
 $R_C = 2,2 \cdot 10^3$
 $R_E = 270$
 tipo transistor
 $h_{FE} = 200$

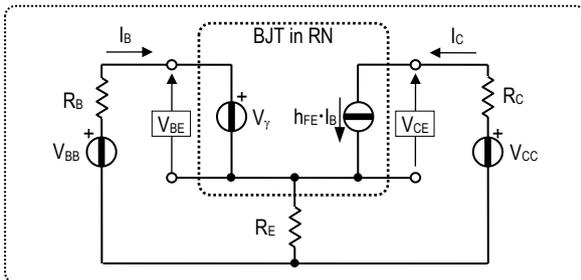
INCOGNITE
 valori di polarizzazione
 $V_{BE} = ?$
 $I_B = ?$
 $V_{CE} = ?$
 $I_C = ?$

Soluzione



❶ ($V_{BB} > 0,6$) ?
 Inserendo i valori numerici si risponde:
 sì → BJT in conduzione.

❷ Ipotizziamo che il transistor lavori in regione normale. Sostituendo il transistor con il circuito equivalente relativo alla regione normale si ottiene il circuito seguente.



Applicando Kirchhoff a questo circuito si ottiene:

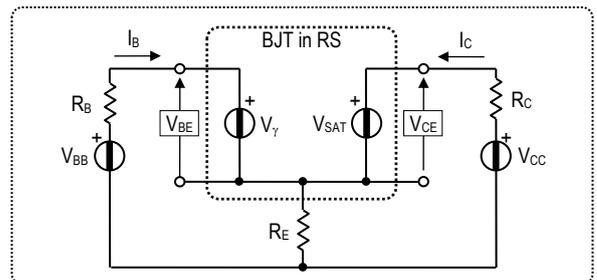
$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{BE} = 0,6 \quad [reg. normale] \\ I_C = h_{FE} \cdot I_B \quad [reg. normale] \end{cases}$$

Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0,6 \\ I_B &= 42,2 \cdot 10^{-6} \\ V_{CE} &= -8,89 \\ I_C &= 8,44 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

❸ ($V_{CE} > 0,2$) ?
 Inserendo i valori numerici si risponde:
 no → BJT in RS.

❹ Sostituendo il transistor con il circuito equivalente relativo alla regione di saturazione si ottiene il circuito seguente.



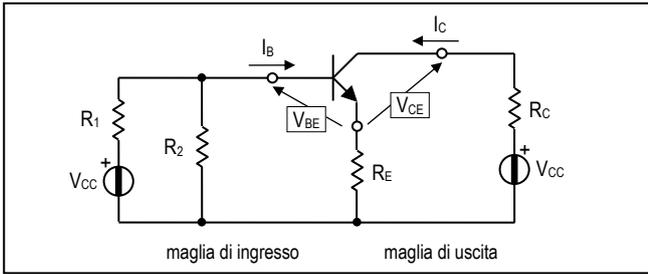
Applicando Kirchhoff a questo circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{BE} = 0,6 \quad [reg. saturazione] \\ V_{CE} = 0,2 \quad [reg. saturazione] \end{cases}$$

Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0,6 \\ I_B &= 61,9 \cdot 10^{-6} \\ V_{CE} &= 0,2 \\ I_C &= 4,77 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

ESERCIZIO 3 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione automatica - analisi (regione saturazione)

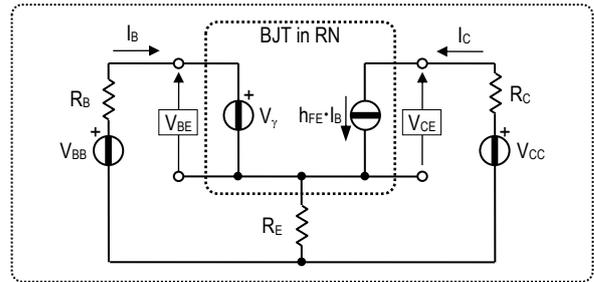
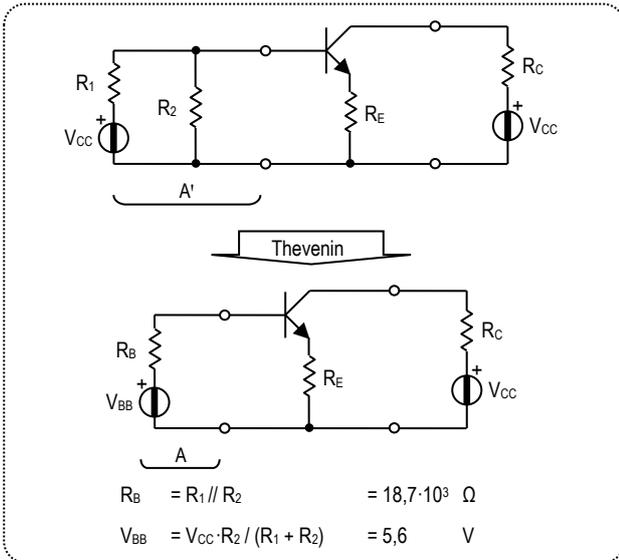


DATI
parametri circuitali
 $V_{CC} = 15$
 $R_1 = 50 \cdot 10^3$
 $R_2 = 30 \cdot 10^3$
 $R_C = 3 \cdot 10^3$
 $R_E = 930$
 tipo transistor
 $h_{FE} = 200$

INCOGNITE
valori di polarizzazione
 $V_{BE} = ?$
 $I_B = ?$
 $V_{CE} = ?$
 $I_C = ?$

Soluzione

Applicando Thevenin al bipolo A, riconduciamo il circuito proposto alla forma standard.



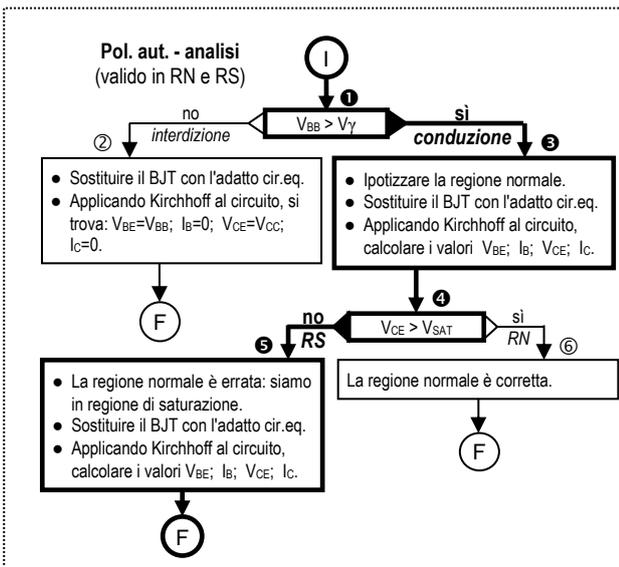
Applicando Kirchhoff a questo circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{BE} = 0,6 \text{ [reg. normale]} \\ I_C = h_{FE} \cdot I_B \text{ [reg. normale]} \end{cases}$$

Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0,6 \\ I_B &= 24,4 \cdot 10^{-6} \\ V_{CE} &= -4,26 \\ I_C &= 4,9 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Ora possiamo applicare l'algoritmo di analisi come già fatto negli esercizi precedenti.



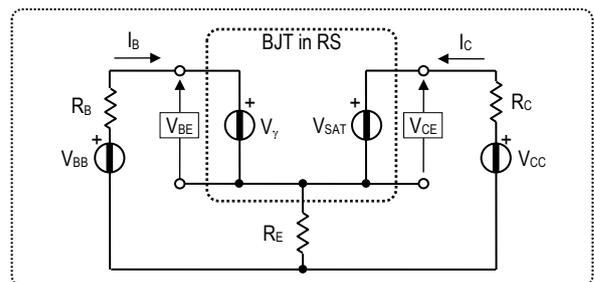
❶ $(V_{BB} > V_\gamma)$?
 Inserendo i valori numerici si risponde:
 sì → BJT in conduzione.

❸ Ipotizziamo che il transistor sia in regione normale. Sostituendo il transistor con il circuito equivalente relativo alla regione normale si ottiene il circuito seguente.

❹ $(V_{CE} > V_{SAT})$?

Inserendo i valori numerici si risponde:
 no → BJT in RS.

❺ Sostituendo il transistor con il circuito equivalente relativo alla regione di saturazione si ottiene il circuito seguente.



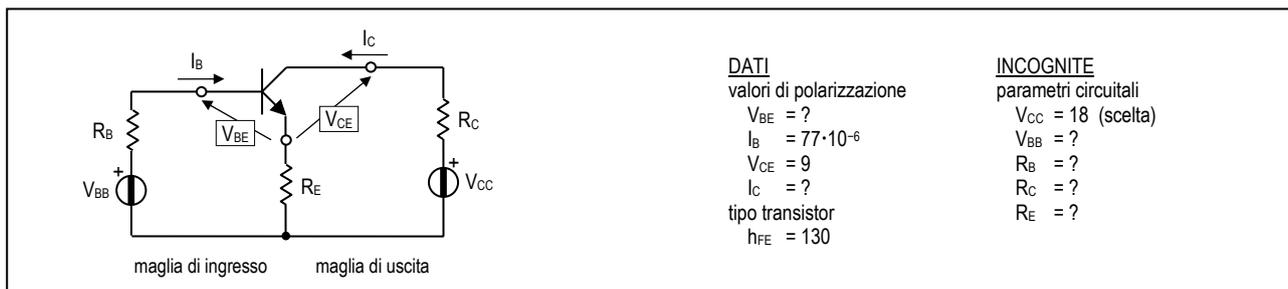
Applicando Kirchhoff a questo circuito si ottiene:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{BE} = 0,6 \text{ [reg. saturazione]} \\ V_{CE} = 0,2 \text{ [reg. saturazione]} \end{cases}$$

Inserendo i valori numerici si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0,6 \\ I_B &= 76 \cdot 10^{-6} \\ V_{CE} &= 0,2 \\ I_C &= 3,76 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

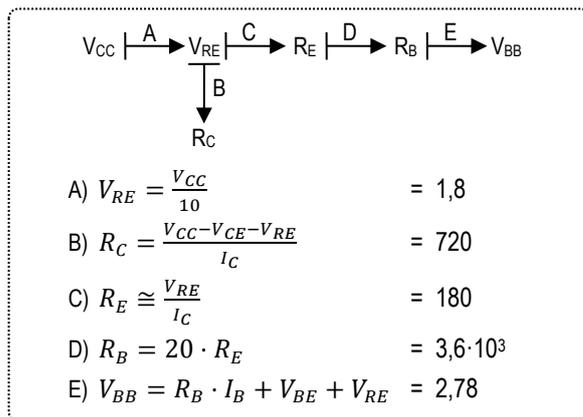
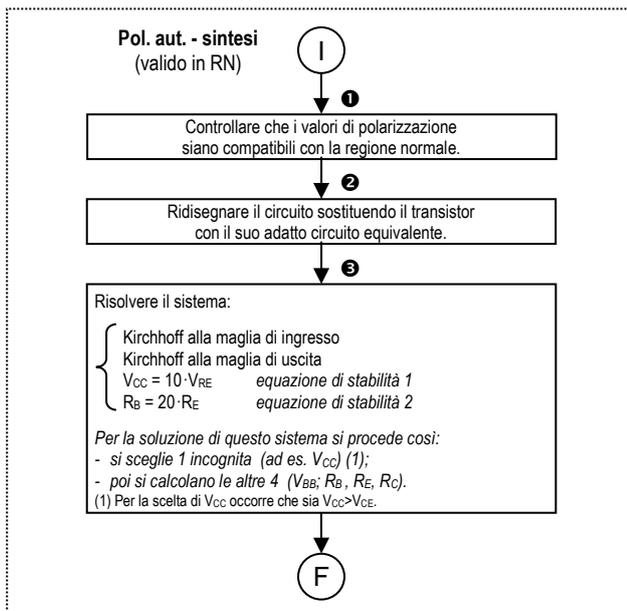
ESERCIZIO 4 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione automatica - sintesi (regione normale)



DATI
 valori di polarizzazione
 $V_{BE} = ?$
 $I_B = 77 \cdot 10^{-6}$
 $V_{CE} = 9$
 $I_C = ?$
 tipo transistor
 $h_{FE} = 130$

INCOGNITE
 parametri circuitali
 $V_{CC} = 18$ (scelta)
 $V_{BB} = ?$
 $R_B = ?$
 $R_C = ?$
 $R_E = ?$

Soluzione

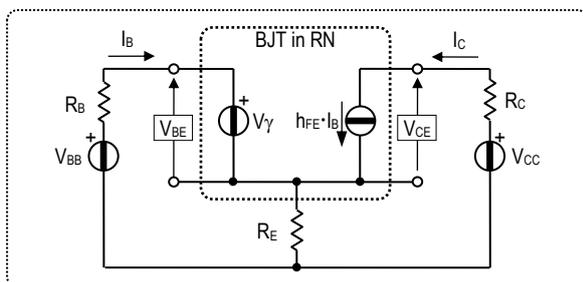


1 Poichè $V_{CE}=9$ si deduce che il transistor lavora in regione normale, quindi si possono completare i dati di ingresso:

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

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B = 10 \cdot 10^{-3}$$

2 Sostituendo il transistor con il circuito equivalente relativo alla regione normale si ottiene il circuito lineare seguente.

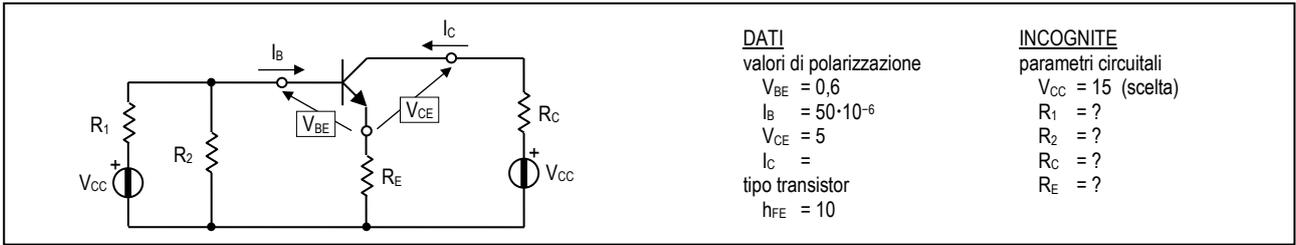


3 Applicando Kirchhoff a tale circuito si ottiene il seguente sistema risolvibile nel quale sono inserite anche le 2 equazioni di stabilità:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} = 10 \cdot R_E \cdot (I_B + I_C) \quad [stabilità 1] \\ R_B = 20 \cdot R_E \quad [stabilità 2] \end{cases}$$

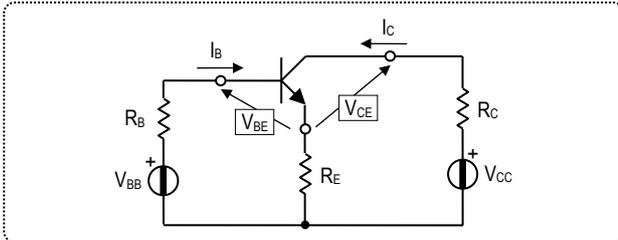
Risolviamolo utilizzando l'algoritmo seguente.

ESERCIZIO 5 - Transistor BJT-NPN in polarizzazione automatica - sintesi (regione normale)

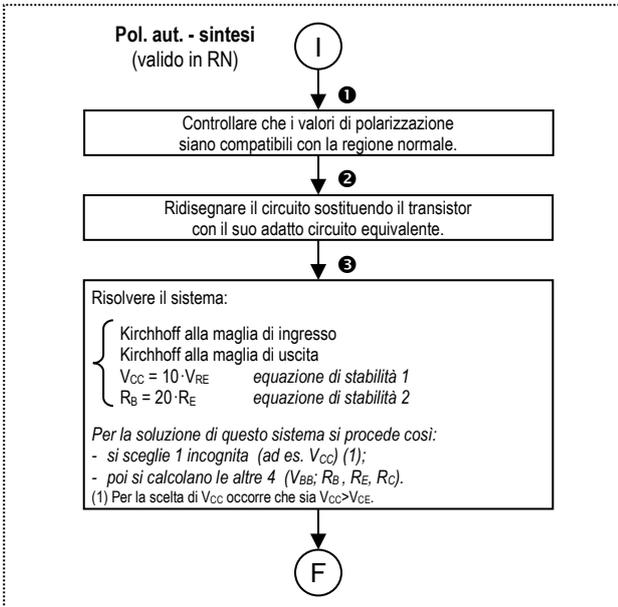


Soluzione

Si inizia col progettare il circuito a doppia alimentazione

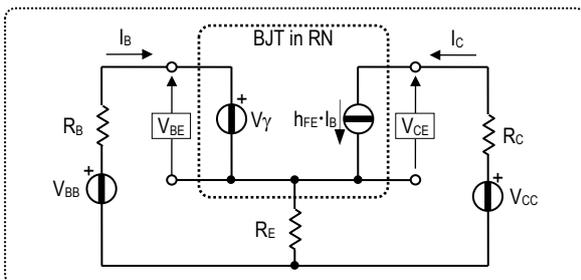


A questo circuito si applica l'algoritmo di sintesi.



1 Poichè $V_{CE}=5$ si deduce che il transistor lavora in regione normale, quindi si possono completare i dati di ingresso:
 $I_C = h_{FE} \cdot I_B = 5 \cdot 10^{-3}$

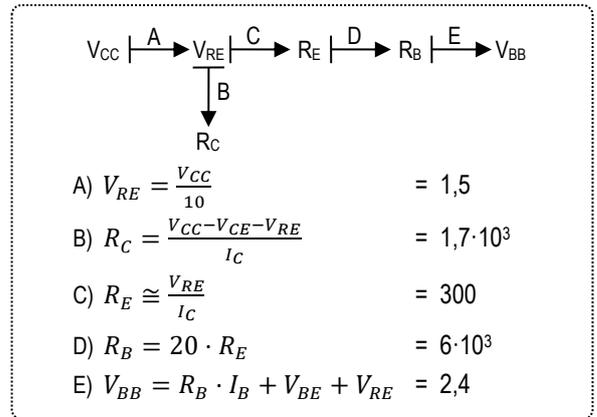
2 Sostituendo il transistor con il circuito equivalente relativo alla regione normale si ottiene il circuito lineare seguente.



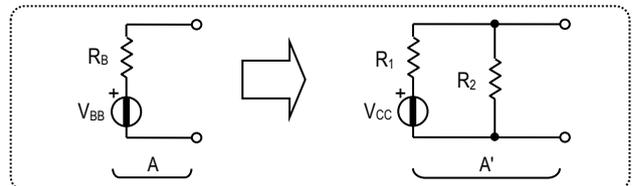
3 Applicando Kirchhoff a tale circuito si ottiene il seguente sistema risolvibile nel quale sono inserite anche le 2 equazioni di stabilità:

$$\begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} = 10 \cdot R_E \cdot (I_B + I_C) \text{ [stabilità 1]} \\ R_B = 20 \cdot R_E \text{ [stabilità 2]} \end{cases}$$

Risolviamolo utilizzando l'algoritmo seguente.



Ora si progetta il partitore di ingresso



Applicando il teorema di Thevenin si hanno le equazioni:

$$\begin{cases} R_1 = \frac{V_{CC} \cdot R_B}{V_{BB}} \\ R_2 = \frac{V_{CC} \cdot R_B}{V_{CC} - V_{BB}} \end{cases}$$

inserendo i valori numerici si ottiene:

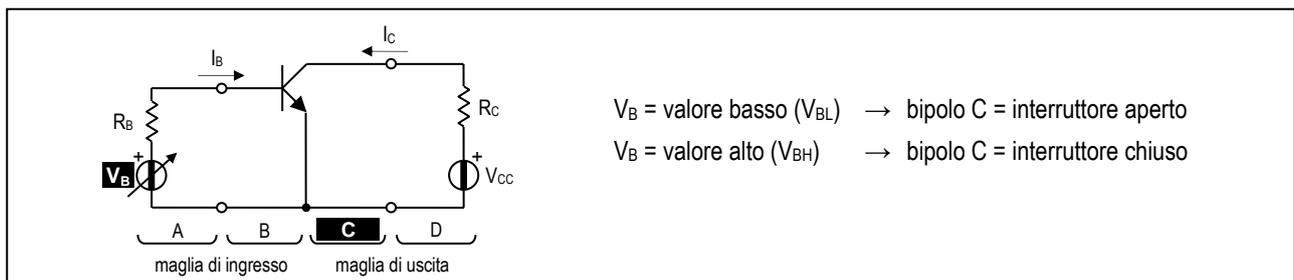
$$\begin{aligned} R_1 &= 37,5 \cdot 10^3 \\ R_2 &= 7,1 \cdot 10^3 \end{aligned}$$

3.3 -- Funzionamento da interruttore

Il BJT, opportunamente polarizzato, può essere utilizzato per realizzare un interruttore elettronico.

> Il circuito di principio dell'interruttore elettronico

Il circuito adatto a realizzare un interruttore elettronico è rappresentato nella figura seguente. In questo circuito la tensione V_B , detta *tensione di comando*, può assumere due valori: un valore basso (V_{BL}) e un valore alto (V_{BH}). Ora, dimensionando opportunamente il circuito, si può fare in modo che quando V_B assume il valore basso (V_{BL}), il bipolo C (ossia l'uscita del transistor) si comporta come un *interruttore aperto*, e quando V_B assume il valore alto (V_{BH}) il bipolo C si comporta come un *interruttore chiuso*.

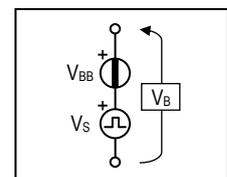


Indichiamo le condizioni che devono essere soddisfatte affinché ciò accada.

$V_B = V_{BL} \rightarrow$ bipolo C circuito aperto (ossia BJT in interdizione)	$V_B = V_{BH} \rightarrow$ bipolo C circuito chiuso (ossia BJT in saturazione)
<p>Affinchè, con $V_B = V_{BL}$, il bipolo C si comporti come un interruttore aperto, occorre che il BJT sia in <i>interdizione</i>. Ciò avviene quando è soddisfatta la condizione seguente:</p> <p>A) $V_{BL} < V_Y$</p> <p style="text-align: center;">DIMOSTRAZIONE</p> <p><u>Maglia di ingresso</u> Se $V_{BL} < V_Y$ si ha:</p> <ul style="list-style-type: none"> Le caratteristiche statiche dei bipoli A e B sono quelle rappresentate a fianco. Ne segue $I_B = 0$. <p><u>Maglia di uscita</u> Poichè $I_B = 0$ si ha:</p> <ul style="list-style-type: none"> Le caratteristiche statiche dei bipoli C e D sono quelle rappresentate a fianco. Ne segue $I_C = 0$. Pertanto il bipolo C si comporta (approssimativamente) come un circuito aperto. 	<p>Affinchè, con $V_B = V_{BH}$, il bipolo C si comporti come un interruttore chiuso, occorre che il BJT sia in <i>saturazione</i>. Ciò avviene quando sono soddisfatte le condizioni seguenti:</p> <p>A) $V_{BH} > V_Y$ B) $\frac{V_{CC}}{R_C} < h_{FE} \cdot I_B$ [dove: $I_B = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B}$]</p> <p style="text-align: center;">DIMOSTRAZIONE</p> <p><u>Maglia di ingresso</u> Se $V_{BH} > V_Y$ si ha:</p> <ul style="list-style-type: none"> Le caratteristiche statiche dei bipoli A e B sono quelle rappresentate a fianco. Ne segue $I_B = (V_{BH} - V_Y) / R_B$, valore > 0. <p><u>Maglia di uscita</u> Poichè $I_B > 0$ si ha:</p> <ul style="list-style-type: none"> Se si verifica la condizione $(V_{CC}/R_C) < h_{FE} \cdot I_B$, le caratteristiche statiche dei bipoli C e D sono quelle rappresentate a fianco. Ne segue che $V_{CE} = 0,2$. Pertanto il bipolo C si comporta (approssimativamente) come un circuito chiuso.

NOTA. Come realizzare la tensione di comando variabile V_B . La tensione variabile V_B , necessaria per comandare l'interruttore elettronico, può essere realizzata ponendo in serie una tensione costante V_{BB} e una tensione variabile V_S avente la forma di onda quadra simmetrica di ampiezza V_M . In queste condizioni si ottengono i seguenti valori di V_B :

- con $V_S = -V_M$ si ottiene la tensione bassa, infatti $\rightarrow V_B = V_{BB} - V_M (=V_{BL})$;
- con $V_S = +V_M$ si ottiene la tensione alta, infatti $\rightarrow V_B = V_{BB} + V_M (=V_{BH})$.



ESERCIZIO 1 - Transistor BJT-NPN interruttore - analisi

	<p>DATI</p> <p>Parametri circuitali</p> <p>$V_{BB} = 1$</p> <p>$V_{SL} = -0,5$</p> <p>$V_{SH} = +0,5$</p> <p>$R_B = 1 \cdot 10^3$</p> <p>$V_{CC} = 10$</p> <p>$R_C = 100$</p> <p>Tipo transistor</p> <p>$h_{FE} = 100$</p>	<p>QUESITO</p> <p>Verificare che:</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ con $V_S = V_{SL} (= -0,5)$ il bipolo C sia un circuito aperto (BJT in interdizione) ➤ con $V_S = V_{SH} (= +0,5)$ il bipolo C sia un circuito chiuso (BJT in saturazione)
--	--	--

Soluzione

formule di riferimento	
<p>$V_B = V_{BL} \rightarrow$ bipolo C circuito aperto (ossia BJT in interdizione)</p> <p>A) $V_{BL} < V_Y$</p>	<p>$V_B = V_{BH} \rightarrow$ bipolo C circuito chiuso (ossia BJT in saturazione)</p> <p>A) $V_{BH} > V_Y$</p> <p>B) $\frac{V_{CC}}{R_C} < h_{FE} \cdot I_B \xrightarrow{\text{dove}} I_B = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B}$</p>

Verifica circuito aperto.

➤ Condizione A

1) $V_{BL} = V_{BB} + V_{SL}$ $\left[\begin{array}{l} V_{BB} = 1 \text{ dato} \\ V_{SL} = -0,5 \text{ dato} \end{array} \right. \rightarrow V_{BL} = 0,5$

2) $V_{BL} < V_Y$ $\left[\begin{array}{l} V_{BL} = 0,5 \text{ calcolo 1} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \end{array} \right. \rightarrow \text{Condizione verificata.}$

Verifica circuito chiuso.

➤ Condizione A

3) $V_{BH} = V_{BB} + V_{SH}$ $\left[\begin{array}{l} V_{BB} = 1 \text{ dato} \\ V_{SH} = 0,5 \text{ dato} \end{array} \right. \rightarrow V_{BH} = 1,5$

4) $V_{BH} > V_Y$ $\left[\begin{array}{l} V_{BH} = 1,5 \text{ calcolo 3} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \end{array} \right. \rightarrow \text{Condizione verificata.}$

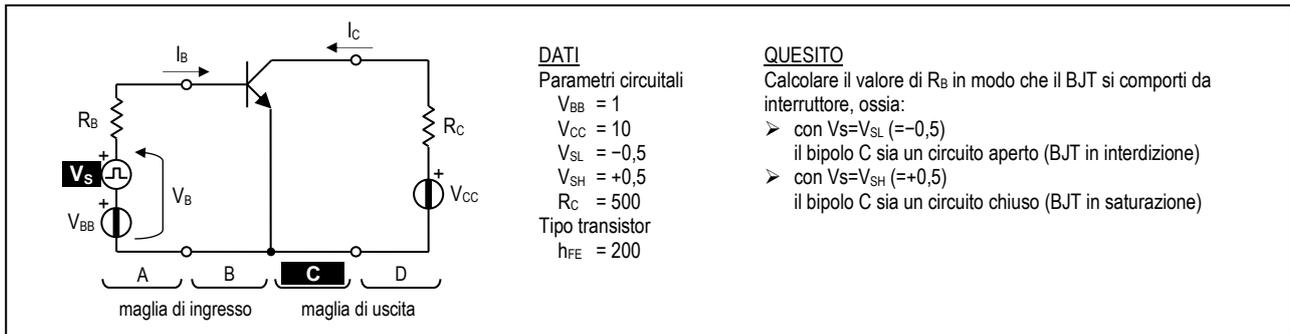
➤ Condizione B

5) $I_B = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B}$ $\left[\begin{array}{l} V_{BH} = 1,5 \text{ calcolo 3} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \\ R_B = 1 \cdot 10^3 \text{ dato} \end{array} \right. \rightarrow I_B = 0,9 \cdot 10^{-3}$

6) $\frac{V_{CC}}{R_C} < h_{FE} \cdot I_B$ $\left[\begin{array}{l} V_{CC} = 10 \text{ dato} \\ R_C = 100 \text{ dato} \\ h_{FE} = 100 \text{ dato} \\ I_B = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ calcolo 5} \end{array} \right. \rightarrow \text{Condizione NON verificata.}$

Conclusioni. La condizione B del circuito chiuso ha dato esito negativo, pertanto il circuito presentato NON funziona da interruttore.

ESERCIZIO 2 - Transistor BJT-NPN interruttore - sintesi



Soluzione

formule di riferimento	
<p>$V_B = V_{BL} \rightarrow$ bipolo C circuito aperto (ossia BJT in interdizione)</p> <p>A) $V_{BL} < V_Y$</p>	<p>$V_B = V_{BH} \rightarrow$ bipolo C circuito chiuso (ossia BJT in saturazione)</p> <p>A) $V_{BH} > V_Y$</p> <p>B) $\frac{V_{CC}}{R_C} < h_{FE} \cdot I_B \xrightarrow{\text{dove}} I_B = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B}$</p>

Progetto circuito aperto. Con la condizione $V_S = V_{SL} \rightarrow$ il bipolo C deve essere un circuito aperto (BJT in interdizione).

➤ Condizione A

$$1) V_{BL} = V_{BB} + V_{SL} \quad \left[\begin{array}{l} V_{BB} = 1 \text{ dato} \\ V_{SL} = -0,5 \text{ dato} \end{array} \right. \rightarrow V_{BL} = 0,5$$

$$2) V_{BL} < V_Y \quad \left[\begin{array}{l} V_{BL} = 0,5 \text{ calcolo 1} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \end{array} \right. \rightarrow \text{Questa condizione è verificata qualunque sia il valore di } R_B.$$

Progetto circuito chiuso. Con la condizione $V_S = V_{SH} \rightarrow$ il bipolo C deve essere un circuito chiuso (BJT in saturazione).

➤ Condizione A

$$3) V_{BH} = V_{BB} + V_{SH} \quad \left[\begin{array}{l} V_{BB} = 1 \text{ dato} \\ V_{SH} = 0,5 \text{ dato} \end{array} \right. \rightarrow V_{BH} = 1,5$$

$$4) V_{BH} > V_Y \quad \left[\begin{array}{l} V_{BH} = 1,5 \text{ calcolo 3} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \end{array} \right. \rightarrow \text{Questa condizione è verificata qualunque sia il valore di } R_B.$$

➤ Condizione B

$$5) I_B = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B} \quad \left[\begin{array}{l} V_{BH} = 1,5 \text{ calcolo 3} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \end{array} \right. \rightarrow I_B = \frac{0,9}{R_B}$$

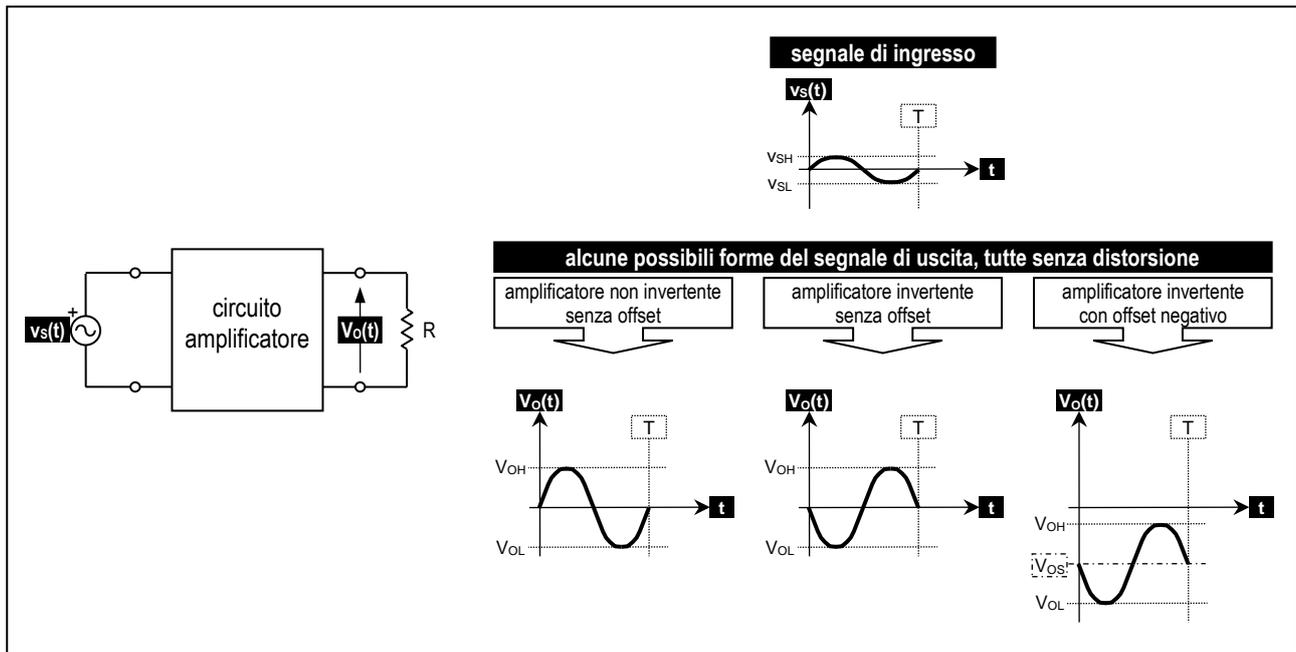
$$6) \frac{V_{CC}}{R_C} < h_{FE} \cdot I_B \quad \left[\begin{array}{l} V_{CC} = 10 \text{ dato} \\ R_C = 500 \text{ dato} \\ h_{FE} = 200 \text{ dato} \\ I_B = \frac{0,9}{R_B} \text{ calcolo 5} \end{array} \right. \rightarrow \text{Questa condizione è verificata solo se la resistenza } R_B \text{ rispetta il seguente vincolo:}$$

$$R_B < 9 \cdot 10^3 \rightarrow R_B = 5 \cdot 10^3 \text{ [scelta]}$$

3.4 -- Funzionamento da amplificatore

Il BJT, oltre a realizzare un interruttore elettronico, può realizzare anche un amplificatore. L'amplificatore è un circuito che riceve in ingresso una piccola tensione variabile nel tempo $v_s(t)$, detta *segnale di ingresso*, e fornisce in uscita, su una resistenza di carico R_C , una tensione variabile nel tempo $V_o(t)$, detta *segnale di uscita*.

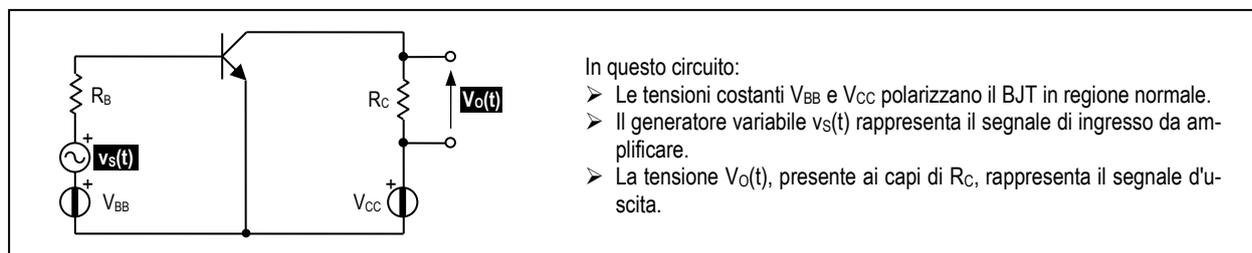
Affinchè l'amplificazione avvenga in maniera corretta, ossia *senza distorsione*, occorre che il segnale di uscita $V_o(t)$ sia proporzionale al segnale di ingresso $v_s(t)$, a meno di un eventuale sfasamento e dell'aggiunta di un eventuale offset. In particolare, se lo sfasamento tra ingresso e uscita è di 180° , allora si dice che l'amplificatore è invertente. La figura che segue mostra alcuni esempi di amplificazione senza distorsione.



Un amplificatore può essere realizzato tramite un circuito elettronico comprendente il transistor BJT come componente principale. Per arrivare alla definizione di questo circuito seguiremo il seguente procedimento logico.

1) Per prima presenteremo il *circuito di principio* dell'amplificatore

Questo circuito è rappresentato nella figura seguente.



Questo circuito di principio, anche se realizza correttamente l'amplificazione del segnale di ingresso, non può essere utilizzato per i seguenti motivi:

- a. Nel circuito di principio dell'amplificatore il transistor BJT funziona in regione normale, quindi è sottoposto alla deriva termica e così si scalda fino a distruggersi.



Per evitare questo inconveniente occorre utilizzare la polarizzazione automatica con l'introduzione della resistenza di emettitore R_E .

b. Nel circuito di principio dell'amplificatore sia la sorgente di segnale $v_s(t)$, sia il carico R_C sono attraversati dalla corrente costante di polarizzazione, questa situazione in molti casi non è tollerata.

↓↓

Per evitare questo inconveniente occorre che questi due componenti non siano percorsi dalla corrente costante di polarizzazione.

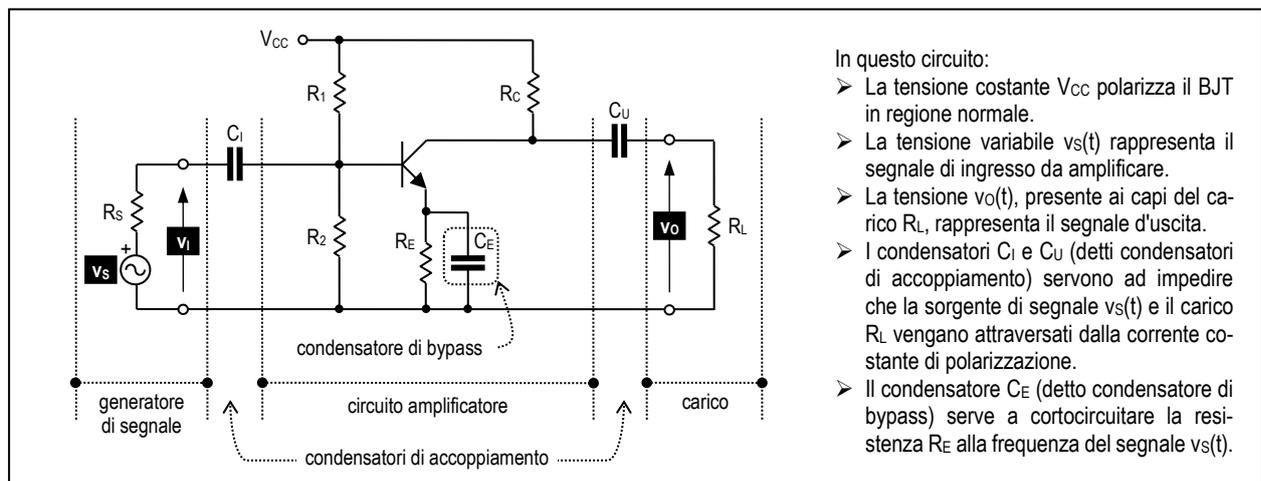
c. Nel circuito di principio dell'amplificatore il BJT è polarizzato da due diversi generatori di tensione (V_{BB} per la maglia di ingresso e V_{CC} per la maglia di uscita), ciò rende alto il costo del circuito.

↓↓

Per evitare questo inconveniente occorre utilizzare un'unica tensione di alimentazione.

2) Poi presenteremo il *circuito effettivo* dell'amplificatore

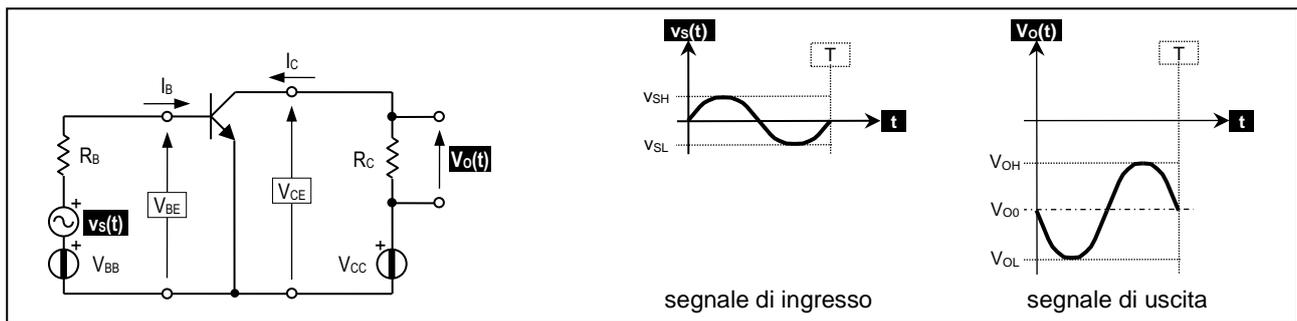
Tutti i problemi presenti nel circuito di principio dell'amplificatore sono risolti con il circuito effettivo dell'amplificatore riportato nella figura seguente.



Nelle prossime pagine analizzeremo in dettaglio i due circuiti appena presentati.

> Il circuito di principio dell'amplificatore

La figura che segue mostra il circuito di principio dell'amplificatore.

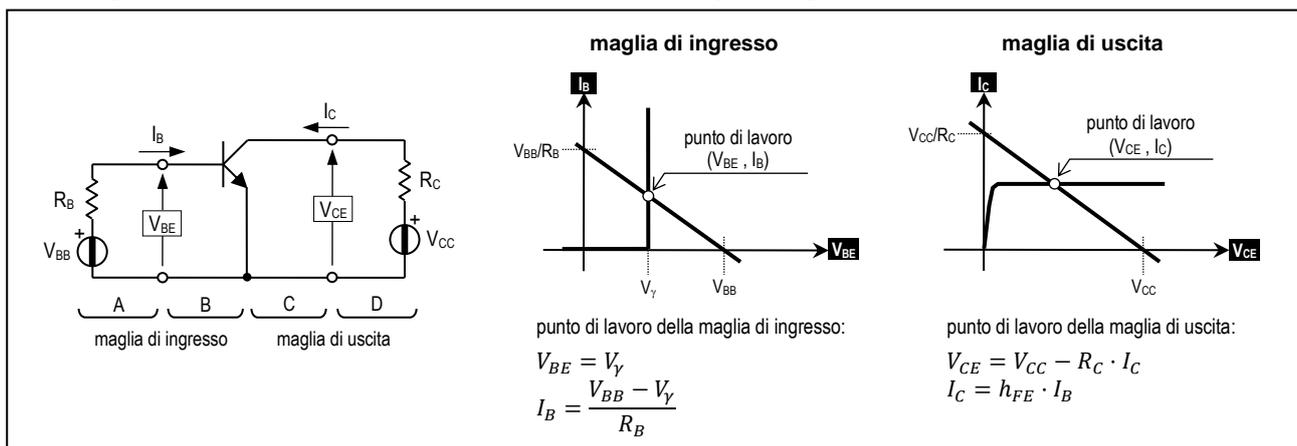


In questo circuito la tensione variabile $v_s(t)$ rappresenta il segnale da amplificare, e la tensione $V_o(t)$ presente ai capi del carico R_C rappresenta il segnale amplificato.

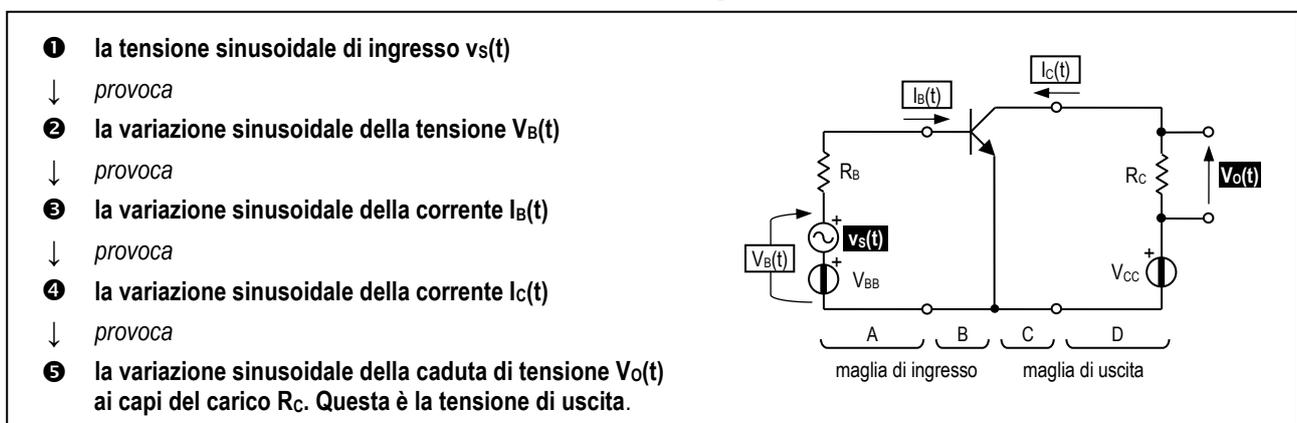
Per studiare questo circuito si possono utilizzare due metodi: il primo è il *metodo della caratteristica statica*, il secondo è il *metodo della sovrapposizione degli effetti*.

Metodo della caratteristica statica.

Per utilizzare il BJT come amplificatore occorre innanzi tutto polarizzarlo in regione normale utilizzando i generatori di tensione costante V_{BB} e V_{CC} . La figura seguente mostra il circuito che si ottiene.

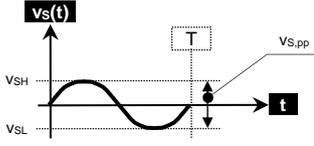
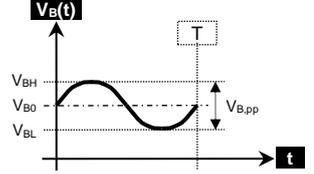
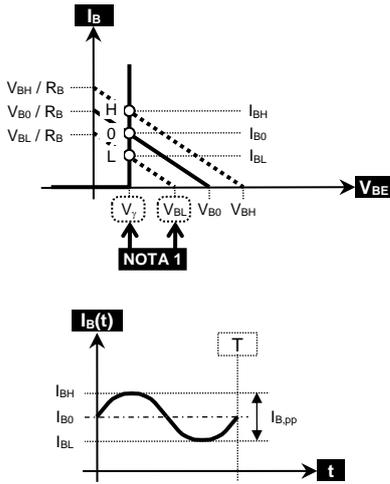
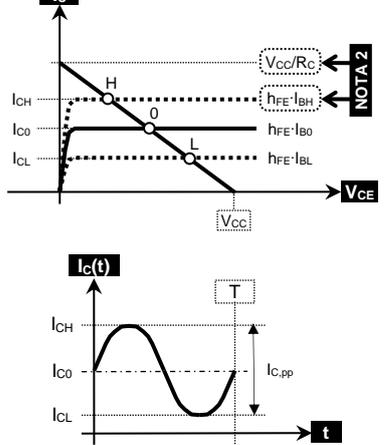
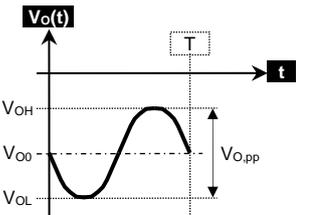


Ora, se si aggiunge al circuito la tensione sinusoidale $v_s(t)$, chiamata segnale di ingresso, ponendola in serie alla tensione costante V_{BB} , allora accadono i seguenti fenomeni elettrici.



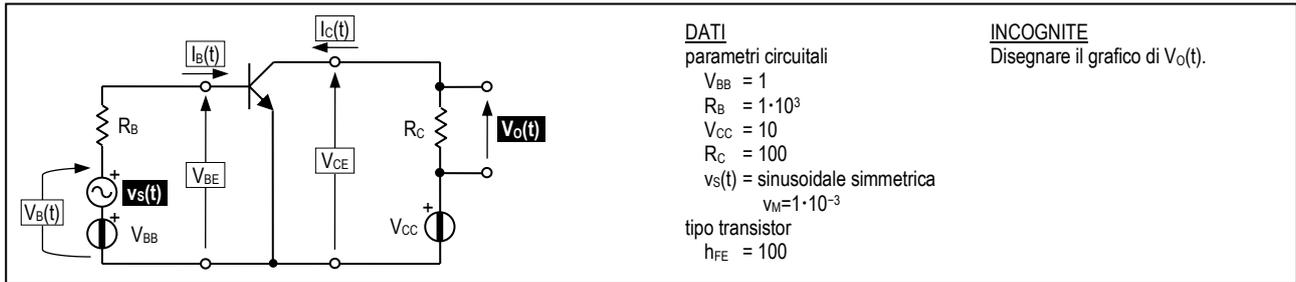
Poichè il circuito è dimensionato in modo che la tensione sinusoidale di uscita $V_o(t)$ abbia ampiezza maggiore della tensione sinusoidale di ingresso $v_s(t)$, ecco che si è realizzato un amplificatore.

Analizziamo in dettaglio la sequenza dei fenomeni elettrici appena indicati.

<p style="text-align: center;">1 -- Il segnale $v_S(t)$</p> <p>Supponiamo che il segnale $v_S(t)$ sia sinusoidale, con ampiezza v_M e valor medio nullo: $v_S(t) = \text{sinusoidale}$. Valori notevoli: $v_{SL} = -v_M$ $v_{SH} = v_M$ $v_{S,pp} = 2 \cdot v_{SM}$.</p>	
<p style="text-align: center;">2 -- La tensione $V_B(t)$</p> <p>Il segnale sinusoidale $v_S(t)$ si somma alla tensione costante V_{BB} dando origine alla tensione complessiva $V_B(t)$ di valore: $V_B(t) = V_{BB} + v_S(t)$. Valori notevoli: $V_{BL} = V_{BB} + v_{SL}$ $V_{BH} = V_{BB} + v_{SH}$ $V_{B,pp} = v_{S,pp}$.</p>	
<p style="text-align: center;">3 -- La corrente $I_B(t)$</p> <p>➤ La caratteristica statica oscillante del bipolo A. La tensione $V_B(t)$ determina la posizione della caratteristica statica del bipolo A. Poichè la tensione $V_B(t)$ oscilla sinusoidalmente, accade che anche la caratteristica statica del bipolo A oscilla sinusoidalmente spostandosi orizzontalmente intorno alla posizione centrale (identificata dall'ascissa V_{B0}), con posizione minima (ascissa V_{BL}) e posizione massima (scissa V_{BH}).</p> <p>➤ La corrente oscillante $I_B(t)$. La caratteristica statica oscillante del bipolo A interseca la caratteristica statica fissa del bipolo B (ingresso del BJT). <u>ipotizzando che l'intersezione tra le due caratteristiche statiche avvenga sempre in conduzione [NOTA 1]</u>, accade che il loro punto di intersezione oscilla sinusoidalmente muovendosi in verticale intorno alla posizione 0, con escursione minima nella posizione L ed escursione massima nella posizione H. Per quanto riguarda la corrente I_B essa vale:</p> $I_B(t) = \frac{V_B(t) - V_Y}{R_B} \quad \text{sostituendo } V_B(t) \text{ si ottiene: } I_B(t) = \frac{[V_{BB} + v_S(t)] - V_Y}{R_B}$ <p>Valori notevoli: $I_{BL} = \frac{V_{BL} - V_Y}{R_B}$ $I_{BH} = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B}$ $I_{B,pp} = \frac{v_{S,pp}}{R_B}$.</p> <p>NOTA 1 Questa ipotesi è soddisfatta se: $V_{BL} > V_Y$ (condizione 1 di non distorsione).</p>	
<p style="text-align: center;">4 -- La corrente $I_C(t)$</p> <p>➤ La caratteristica statica oscillante del bipolo C. La corrente $I_B(t)$ determina la posizione della caratteristica statica del bipolo C. Poichè la corrente $I_B(t)$ oscilla sinusoidalmente, accade che anche il tratto orizzontale della caratteristica statica del bipolo C (uscita del BJT) oscilla sinusoidalmente spostandosi verticalmente intorno alla posizione centrale (di altezza $h_{FE} \cdot I_{B0}$), con altezza minima $h_{FE} \cdot I_{BL}$ e altezza massima $h_{FE} \cdot I_{BH}$.</p> <p>➤ La corrente oscillante $I_C(t)$. La caratteristica statica oscillante del bipolo C (uscita del BJT) interseca la caratteristica statica fissa del bipolo D (carico dell'amplificatore). <u>ipotizzando che l'intersezione tra le due caratteristiche statiche avvenga sempre in regione normale [NOTA 2]</u>, accade che il loro punto di intersezione oscilla sinusoidalmente lungo la caratteristica statica D intorno alla posizione 0, con escursione minima nella posizione L ed escursione massima nella posizione H. Per quanto riguarda la corrente I_C essa vale:</p> $I_C(t) = h_{FE} \cdot I_B(t) \quad \text{sostituendo } I_B(t) \text{ si ottiene: } I_C(t) = h_{FE} \cdot \frac{[V_{BB} + v_S(t)] - V_Y}{R_B}$ <p>Valori notevoli: $I_{CL} = h_{FE} \cdot I_{BL}$ $I_{CH} = h_{FE} \cdot I_{BH}$ $I_{C,pp} = h_{FE} \cdot I_{B,pp}$.</p> <p>NOTA 2 Questa ipotesi è soddisfatta se: $V_{CC}/R_C > h_{FE} \cdot I_{BH}$ (condizione 2 di non distorsione).</p>	
<p style="text-align: center;">5 -- La tensione $V_O(t)$</p> <p>La corrente $I_C(t)$, attraversando la resistenza R_C, provoca su di essa la caduta di tensione $V_O(t)$ che vale:</p> $V_O(t) = -R_C \cdot I_C(t) \quad \text{sostituendo } I_C(t) \text{ si ottiene: } V_O(t) = -R_C \cdot h_{FE} \cdot \frac{[V_{BB} + v_S(t)] - V_Y}{R_B}$ <p>Valori notevoli: $V_{OL} = -R_C \cdot I_{CH}$ $V_{OH} = -R_C \cdot I_{CL}$ $V_{O,pp} = h_{FE} \cdot \frac{R_C}{R_B} \cdot v_{S,pp}$.</p> <p>La tensione $V_O(t)$ risulta in opposizione di fase rispetto alla tensione di ingresso $v_S(t)$, ha un offset negativo, ed è amplificata rispetto alla tensione di ingresso della quantità:</p> $A = h_{FE} \cdot \frac{R_C}{R_B}$ <p>Se questo coefficiente è maggiore di 1, allora si ha l'amplificazione del segnale di ingresso, altrimenti se ne ha l'attenuazione.</p>	

Nell'appendice a pag. 48 sono mostrati gli effetti non lineari derivanti dal mancato rispetto delle condizioni di non distorsione.

ESERCIZIO - Amplificatore, circuito di principio - analisi (col metodo della caratteristica statica)



Soluzione

Considerando le sole tensioni costanti V_{BB} e V_{CC} , controlliamo che il BJT sia polarizzato in regione normale.

- 1) $V_{BB} > V_Y$ $\left\{ \begin{array}{l} V_{BB} = 1 \text{ dato} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \end{array} \right. \rightarrow 1 > 0,6 \text{ sì: il BJT è in conduzione}$
- 2) $I_B = \frac{V_{BB} - V_Y}{R_B}$ $\left\{ \begin{array}{l} V_{BB} = 1 \text{ dato} \\ V_Y = 0,6 \text{ ipotesi} \\ R_B = 1 \cdot 10^3 \text{ dato} \end{array} \right. \rightarrow I_B = 0,4 \cdot 10^{-3}$
- 3) $\frac{V_{CC}}{R_C} > h_{FE} \cdot I_B$ $\left\{ \begin{array}{l} V_{CC} = 10 \text{ dato} \\ R_C = 100 \text{ dato} \\ h_{FE} = 100 \text{ dato} \\ I_B = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ calcolo 2} \end{array} \right. \rightarrow 0,1 > 0,04 \text{ sì: il BJT è in regione normale}$

Confermata la regione normale, passiamo ora all'analisi del circuito amplificatore.

<p style="text-align: center;">1 Il segnale $v_S(t)$</p> <p>$v_S(t)$ = sinusoidale simmetrica I valori notevoli di questa funzione sono i seguenti:</p> $\left\{ \begin{array}{l} v_{SH} = v_M \\ v_{SO} = 0 \\ v_{SL} = -v_M \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_{SH} = +10^{-3} \\ v_{SO} = 0 \\ v_{SL} = -10^{-3} \end{array} \right.$	
<p style="text-align: center;">2 La tensione $V_B(t)$</p> <p>$V_B(t) = V_{BB} + v_S(t)$ I valori notevoli di questa funzione sono i seguenti:</p> $\left\{ \begin{array}{l} V_{BH} = V_{BB} + v_{SH} \\ V_{BO} = V_{BB} \\ V_{BL} = V_{BB} + v_{SL} \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{BH} = 1 + 10^{-3} \\ V_{BO} = 1 \\ V_{BL} = 1 - 10^{-3} \end{array} \right.$	
<p style="text-align: center;">3 La corrente $I_B(t)$</p> $I_B(t) = \frac{V_B(t) - V_Y}{R_B}$ <p>I valori notevoli di questa funzione sono i seguenti:</p> $\left\{ \begin{array}{l} I_{BH} = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B} \\ I_{BO} = \frac{V_{BO} - V_Y}{R_B} \\ I_{BL} = \frac{V_{BL} - V_Y}{R_B} \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{BH} = 401 \cdot 10^{-6} \\ I_{BO} = 400 \cdot 10^{-6} \\ I_{BL} = 399 \cdot 10^{-6} \end{array} \right.$ <p>NOTA 1 - Controllo della condizione 1 di non distorsione. Affinchè l'amplificatore funzioni senza distorsione occorre che il punto di lavoro della maglia di ingresso si mantenga sempre in conduzione durante tutta l'oscillazione. Ciò accade se si verifica la condizione:</p> $V_{BL} > V_Y$ <p>Inserendo i valori numerici, questa condizione risulta verificata.</p>	

4 La corrente $I_C(t)$

$$I_C(t) = h_{FE} \cdot I_B(t)$$

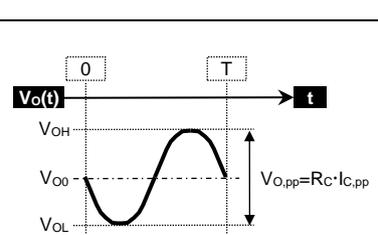
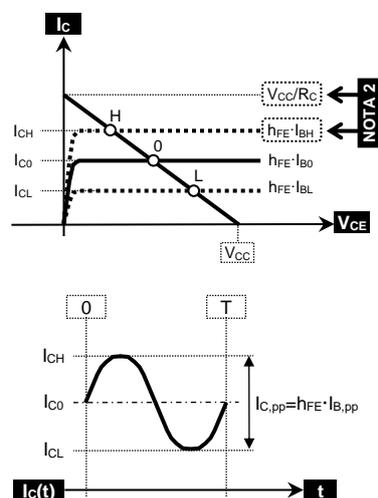
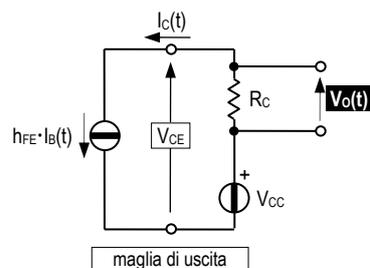
I valori notevoli di questa funzione sono i seguenti:

$$\begin{cases} I_{CH} = h_{FE} \cdot I_{BH} \\ I_{CO} = h_{FE} \cdot I_{BO} \\ I_{CL} = h_{FE} \cdot I_{BL} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_{CH} = 40,1 \cdot 10^{-3} \\ I_{CO} = 40 \cdot 10^{-3} \\ I_{CL} = 39,9 \cdot 10^{-3} \end{cases}$$

NOTA 2 - Controllo della condizione 2 di non distorsione. Affinchè l'amplificazione avvenga senza distorsione occorre che il punto di lavoro della maglia di uscita si mantenga sempre in regione normale durante tutta l'oscillazione. Ciò accade se si verifica la condizione:

$$V_{CC}/R_C > h_{FE} \cdot I_{BH} .$$

Inserendo i valori numerici, questa condizione risulta verificata.



5 La tensione $V_O(t)$

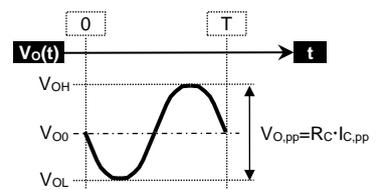
$$V_O(t) = -R_C \cdot I_C(t)$$

I valori notevoli di questa funzione sono i seguenti:

$$\begin{cases} V_{OH} = -R_C \cdot I_{CL} \\ V_{OO} = -R_C \cdot I_{CO} \\ V_{OL} = -R_C \cdot I_{CH} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{OH} = -4,01 \\ V_{OO} = -4 \\ V_{OL} = -3,99 \end{cases}$$

Dai dati ricavati sopra è facile calcolare le ampiezze picco-picco.

$$\begin{aligned} v_{S,pp} = v_{SH} - v_{SL} &\rightarrow v_{S,pp} = 2 \cdot 10^{-3} \\ V_{O,pp} = V_{OH} - V_{OL} &\rightarrow V_{O,pp} = 20 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$



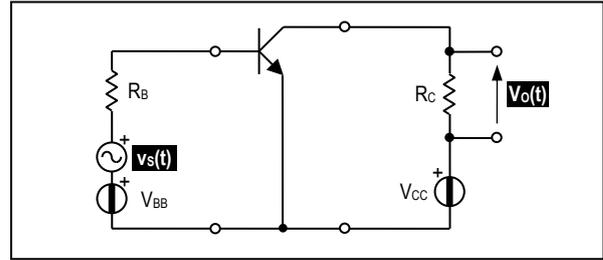
Dunque, si osserva l'effettiva amplificazione del segnale del valore

$$A = \frac{V_{O,pp}}{V_{S,pp}} = 10 .$$

A questa amplificazione si aggiungono un'inversione di fase e una tensione di offset negativa (V_{OO}).

Metodo della sovrapposizione degli effetti.

Analizziamo il circuito di principio dell'amplificatore utilizzando il metodo della sovrapposizione degli effetti. Notiamo che questo metodo è applicabile solo nel caso in cui la polarizzazione del transistor (dovuta all'azione dei generatori V_{BB} e V_{CC}) sia in regione normale, e rimanga sempre in tale regione anche con l'aggiunta del segnale $v_s(t)$, pertanto le condizioni di non distorsione si ritengono sempre soddisfatte.



Il metodo della sovrapposizione degli effetti consiste nel seguente algoritmo.

Nel seguito indicheremo con:

- *lettere maiuscole* le grandezze prodotte dai generatori costanti V_{BB} e V_{CC} (grandezze relative ai valori di polarizzazione),
- *lettere minuscole* le grandezze prodotte dal segnale variabile $v_s(t)$ (grandezze relative al segnale da amplificare).

1 Calcolare la tensione ai capi del carico R_C dovuta all'azione delle sole tensioni costanti V_{BB} e V_{CC}

➔ si ottiene la tensione parziale V_O

Con l'azione delle sole tensioni V_{BB} e V_{CC} si ha:

- Ipotizzando che il BJT sia correttamente polarizzato in regione normale, possiamo sostituirlo con il circuito equivalente statico valido per questa regione. Si ottiene così il circuito disegnato a lato che viene chiamato **circuito statico** dell'amplificatore.
- Considerando questo circuito, il valore della tensione parziale V_O ai capi di R_C si ottiene combinando le formule seguenti:

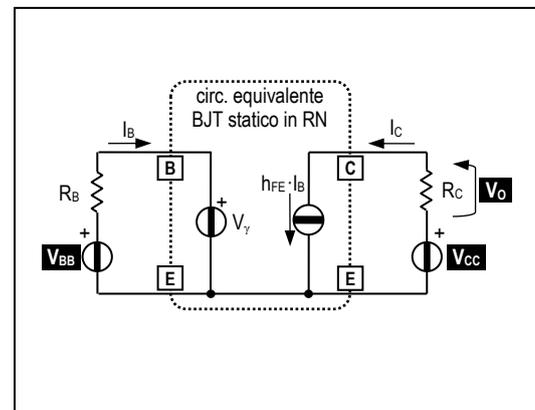
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_Y}{R_B}$$

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B$$

$$V_O = -R_C \cdot I_C$$

Combinando queste formule si ottiene:

$$V_O = -h_{FE} \cdot \frac{R_C}{R_B} \cdot (V_{BB} - V_Y)$$



2 Calcolare la tensione ai capi del carico R_C dovuta all'azione del solo segnale variabile $v_s(t)$

➔ si ottiene la tensione parziale $v_o(t)$.

Con l'azione del solo segnale variabile $v_s(t)$ si ha:

- Poiché il BJT è polarizzato in regione normale e funziona in regime variabile di piccoli segnali, possiamo sostituirlo con il *circuito equivalente dinamico* valido per questo tipo di funzionamento (vedi il riquadro seguente). Si ottiene così il circuito disegnato a lato che viene chiamato **circuito dinamico** dell'amplificatore.
- Considerando questo circuito, il valore della tensione parziale $v_o(t)$ ai capi di R_C andrebbe calcolata utilizzando il metodo dei numeri complessi, ma poiché non vi sono effetti reattivi, si può usare il metodo della corrente continua considerando l'eccitazione pari al valore massimo superiore v_{SH} della tensione sinusoidale $v_s(t)$. La risposta del circuito alla tensione costante v_{SH} è la seguente:

$$i_{bH} = \frac{v_{SH}}{R_B + h_{ie}}$$

$$i_{cH} = h_{fe} \cdot i_{bH}$$

$$v_{OL} = -R_C \cdot i_{cH}$$

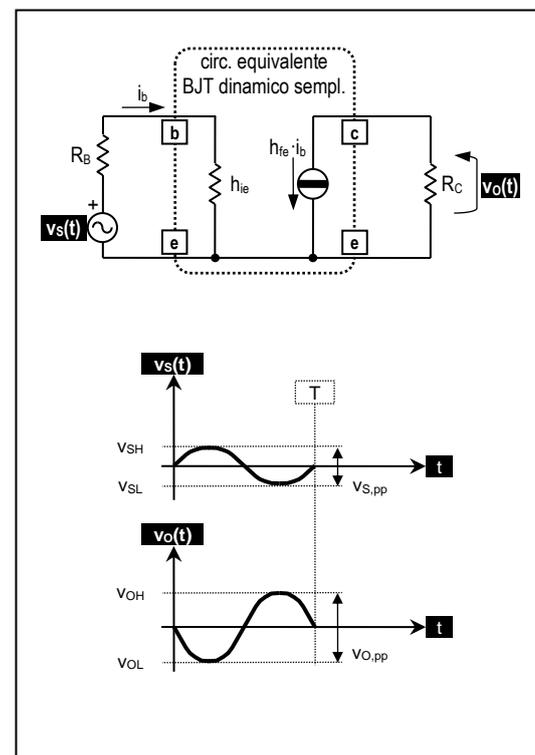
Combinando queste formule si ottiene:

$$v_{OL} = -h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_B + h_{ie}} \cdot v_{SH}$$

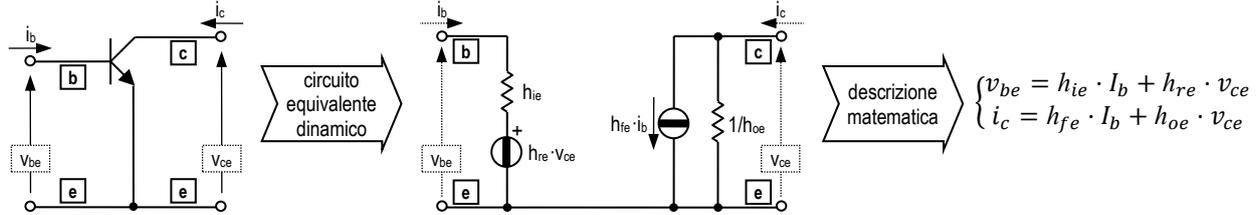
da cui si ottiene il seguente valore picco-picco:

$$v_{O,pp} = h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_B + h_{ie}} \cdot v_{S,pp}$$

Abbiamo, dunque, una tensione di uscita $v_o(t)$ amplificata e in opposizione di fase rispetto all'ingresso $v_s(t)$.



Il circuito equivalente dinamico del transistor quando questo è polarizzato in regione normale. Quando il transistor, polarizzato in regione normale, è soggetto all'azione di piccoli segnali, si comporta come il quadripolo disegnato nella figura che segue.



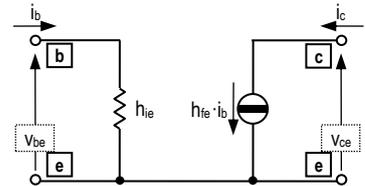
I parametri che appaiono in questo circuito hanno il seguente significato:

- h_{ie}** resistenza differenziale base-emettitore con morsetti di uscita cortocircuitati ($v_{ce}=0$).
 - > Il significato degli indici è il seguente: i = input, e = emettitore comune.
 - > La formula che definisce questo parametro è la seguente: $h_{ie}=(v_{be}/i_b)$ con $v_{ce}=0$.
 - > Il valore di h_{ie} va da alcune centinaia ad alcune migliaia di Ω . Il suo valore viene quasi sempre dato dal costruttore, tuttavia può essere anche calcolato applicando la formula: $h_{ie}=0,026/I_B$.
- h_{re}** amplificazione inversa di tensione con morsetti di ingresso aperti ($i_b=0$).
 - > Il significato degli indici è il seguente: r = reverse, e = emettitore comune.
 - > La formula che definisce questo parametro è la seguente: $h_{re}=(v_{be}/v_{ce})$ con $i_b=0$.
 - > Il valore di h_{re} è molto piccolo ($10^{-4} \div 10^{-3}$).
- h_{oe}** conduttanza differenziale base-collettore con morsetti di ingresso aperti ($i_b=0$).
 - > Il significato degli indici è il seguente: o = output, e = emettitore comune.
 - > La formula che definisce questo parametro è la seguente: $h_{oe}=(i_c/v_{ce})$ con $i_b=0$.
 - > Il valore di h_{oe} è molto piccolo ($10 \cdot 10^{-3} \div 100 \cdot 10^{-3}$).
- h_{fe}** guadagno di corrente differenziale con morsetti di uscita cortocircuitati ($v_{ce}=0$).
 - > Il significato degli indici è il seguente: f = forward, e = emettitore comune.
 - > La formula che definisce questo parametro è la seguente: $h_{fe}=(i_c/i_b)$ con $v_{ce}=0$.
 - > Il valore di h_{fe} (guadagno di corrente dinamico) è molto simile a quello di h_{FE} (guadagno di corrente statico), quindi, in assenza di indicazioni diverse, possiamo considerarlo uguale al valore di h_{FE} .

Il circuito equivalente semplificato. I parametri h_{re} e h_{oe} , essendo molto piccoli, vengono spesso trascurati infatti:

- > Il parametro h_{re} produce la tensione comandata $h_{re} \cdot v_{ce}$. Poiché h_{re} è molto piccolo, altrettanto piccola sarà anche questa tensione che, pertanto, viene considerata nulla, ossia un corto-circuito.
- > Il parametro h_{oe} produce la resistenza $1/h_{oe}$. Poiché il valore di h_{oe} è molto piccolo, allora la resistenza ad esso associata è molto grande, e quindi viene considerata un circuito aperto.

Si ottiene così il circuito equivalente semplificato riportato nella figura a lato, molto utilizzato nella soluzione dei problemi che non richiedono un'alta precisione dei calcoli.



3 Sommare tra loro le tensioni parziali V_O e $v_o(t)$

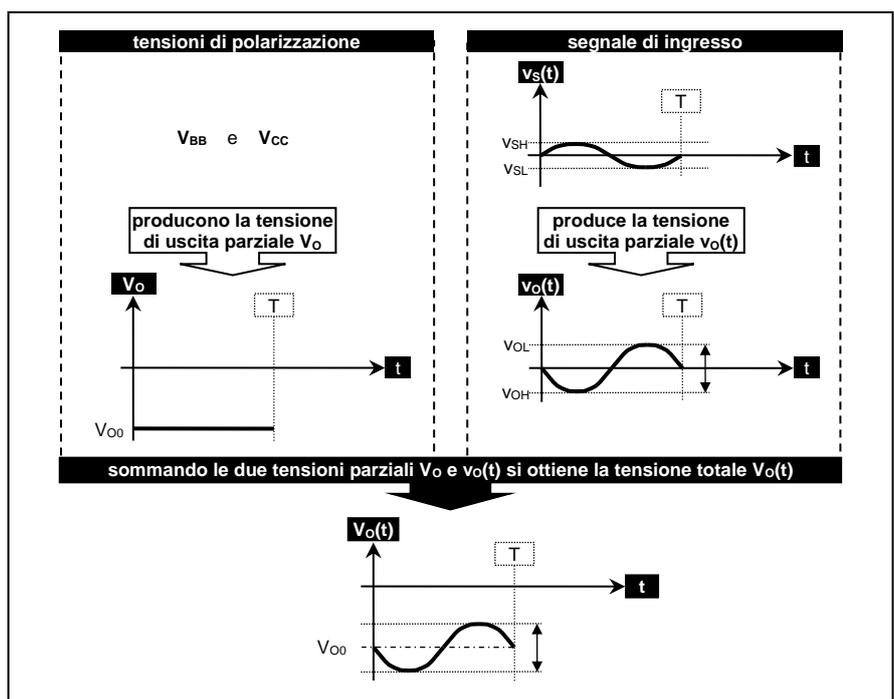
→ si ottiene la tensione totale $V_O(t)$.

Sommando tra loro le tensioni parziali V_O e $v_o(t)$, si ottiene la tensione totale $V_O(t)$:

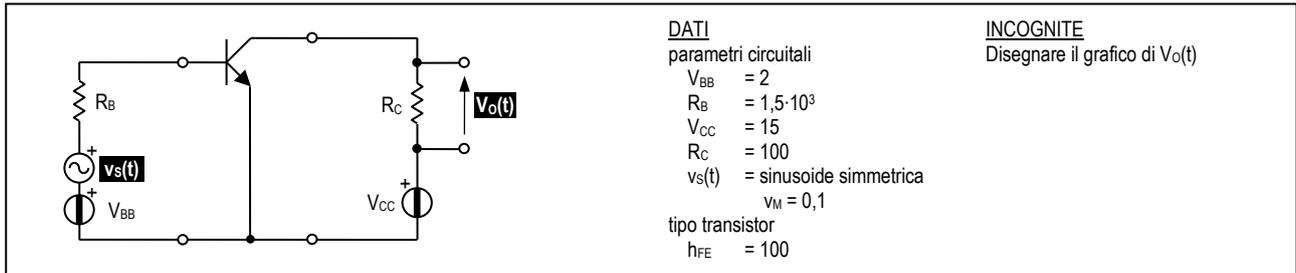
$$V_O(t) = V_O + v_o(t)$$

Questo risultato è illustrato nella figura riportata a lato. Si nota che:

- a) $V_O(t)$ ha un offset negativo;
- b) $V_O(t)$ è in opposizione di fase rispetto a $v_s(t)$;
- c) $V_O(t)$, a seconda del valore dei parametri del circuito, può avere ampiezza maggiore o minore del segnale di ingresso $v_s(t)$.

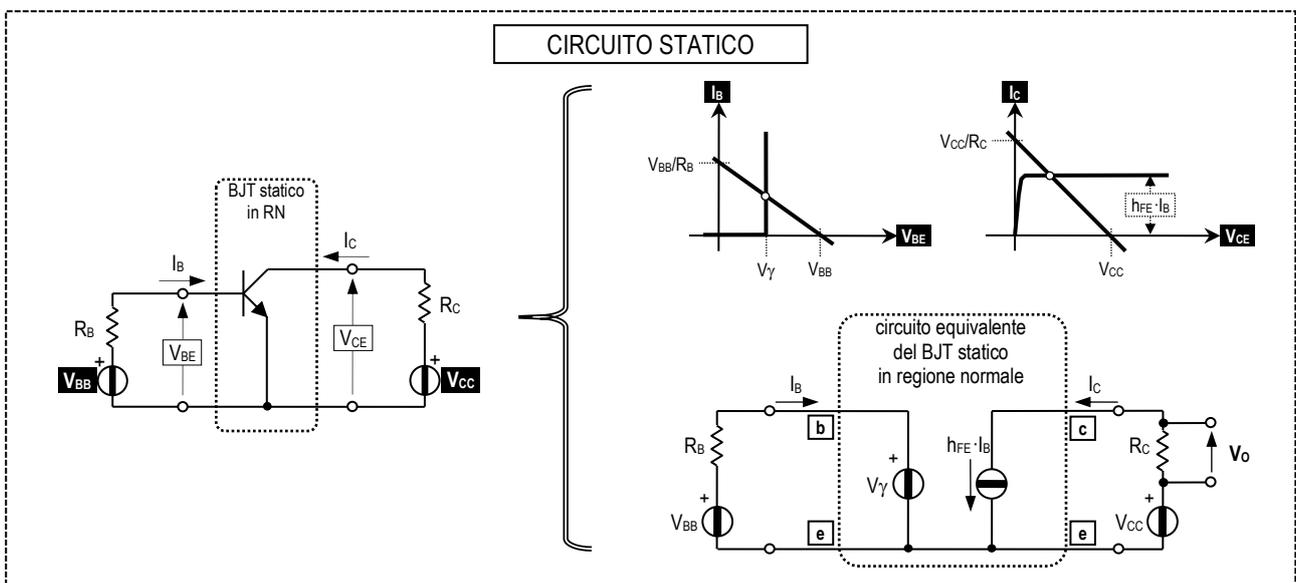


ESERCIZIO - Amplificatore, circuito di principio - analisi (col metodo della sovrapposizione degli effetti)



Soluzione

1 Calcolare la tensione ai capi del carico R_C dovuta all'azione delle sole tensioni costanti V_{BB} e V_{CC}
 → si ottiene la tensione parziale V_o



Verifica della polarizzazione in regione normale.

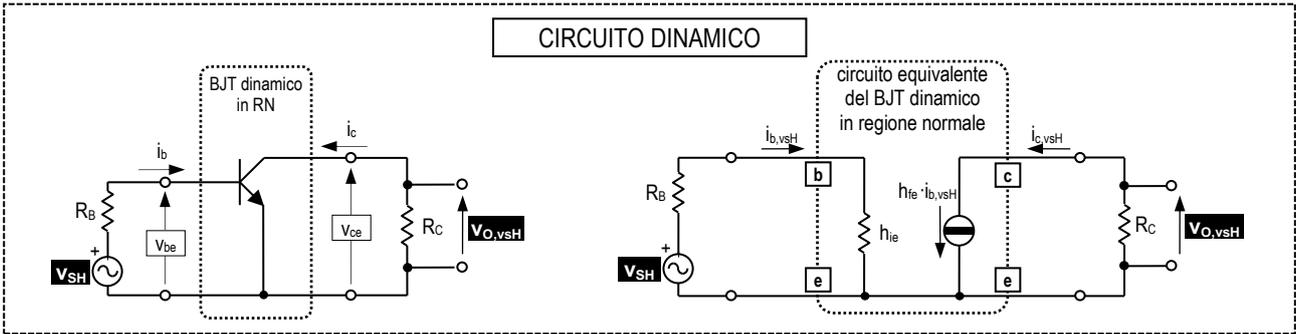
- | | | |
|--|---|---|
| 1) $V_{BB} > V_Y$ | $V_{BB} = 2$ dato
$V_Y = 0,6$ ipotesi | → $2 > 0,6$
sì → BJT in conduzione |
| 2) $I_B = \frac{V_{BB} - V_Y}{R_B}$ | $V_{BB} = 2$ dato
$V_Y = 0,6$ ipotesi
$R_B = 1,5 \cdot 10^3$ | → $I_B = 0,93 \cdot 10^{-3}$ |
| 3) $\frac{V_{CC}}{R_C} > h_{FE} \cdot I_B$ | $V_{CC} = 15$ dato
$R_C = 100$ dato
$h_{FE} = 100$ dato
$I_B = 0,93 \cdot 10^{-3}$ calcolo 1 | → $0,15 > 0,093$
sì → BJT in regione normale |

Calcolo di V_o .

- | | | |
|-----------------------------|---|----------------------------|
| 4) $I_C = h_{FE} \cdot I_B$ | $h_{FE} = 100$ dato
$I_B = 0,93 \cdot 10^{-3}$ calcolo 2 | → $I_C = 93 \cdot 10^{-3}$ |
| 5) $V_o = -R_C \cdot I_C$ | $R_C = 100$ dato
$I_C = 93 \cdot 10^{-3}$ calcolo 4 | → $V_o = -9,3$ |

2 Calcolare la tensione ai capi del carico R_C dovuta all'azione del solo segnale variabile $v_S(t)$

→ si ottiene la tensione parziale $v_O(t)$



Calcolo della risposta alla tensione massima v_{SH} del segnale di ingresso $v_S(t)$.

$$6) i_{b,vsH} = \frac{v_{SH}}{R_B + h_{ie}} \quad \left[\begin{array}{l} v_{SH} = 0,1 \text{ dato} \\ h_{ie} = \frac{0,026}{I_B} \text{ formula base} \\ R_B = 1,5 \cdot 10^3 \text{ dato} \end{array} \right. \rightarrow i_{b,vsH} = 56 \cdot 10^{-6}$$

$$7) i_{c,vsH} = h_{fe} \cdot i_{b,vsH} \quad \left[\begin{array}{l} h_{fe} = h_{FE} = 100 \text{ dato} \\ i_{b,vsH} = 97 \cdot 10^{-6} \text{ calcolo 6} \end{array} \right. \rightarrow i_{c,vsH} = 5,6 \cdot 10^{-3}$$

$$8) v_{O,vsH} = -R_C \cdot i_{c,vsH} \quad \left[\begin{array}{l} R_C = 100 \text{ dato} \\ i_{c,vsH} = 5,6 \cdot 10^{-3} \text{ calcolo 7} \end{array} \right. \rightarrow v_{O,vsH} = -0,56$$

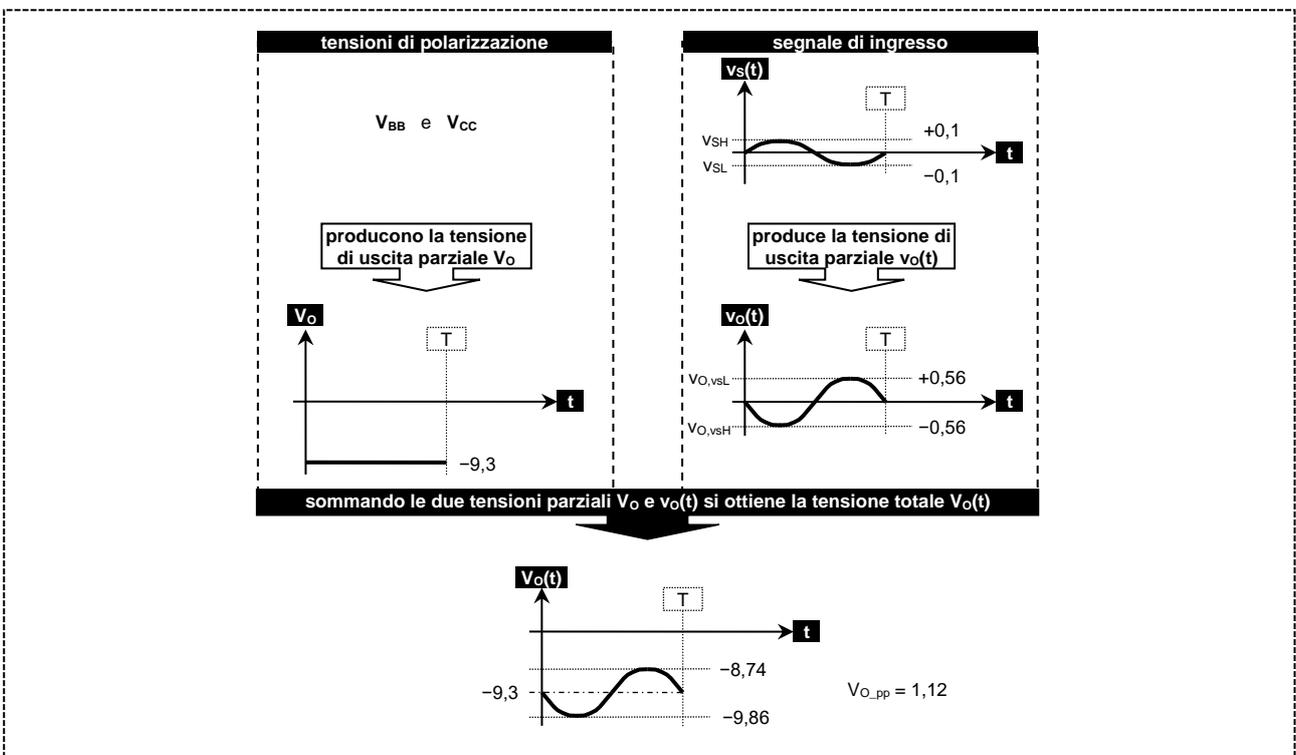
Calcolo della risposta alla tensione minima v_{SL} del segnale di ingresso $v_S(t)$.

9) Vista la simmetria del problema, il valore di $v_{O,vSL}$ si ottiene invertendo il segno di $v_{O,vsH}$.

$$v_{O,vSL} = -v_{O,vsH} \quad [v_{O,vsH} = -0,56 \text{ calcolo 8} \rightarrow v_{O,vSL} = +0,56$$

3 Sommare tra loro le tensioni parziali V_O e $v_O(t)$

→ si ottiene la tensione totale $V_O(t)$



Calcolo amplificazione.

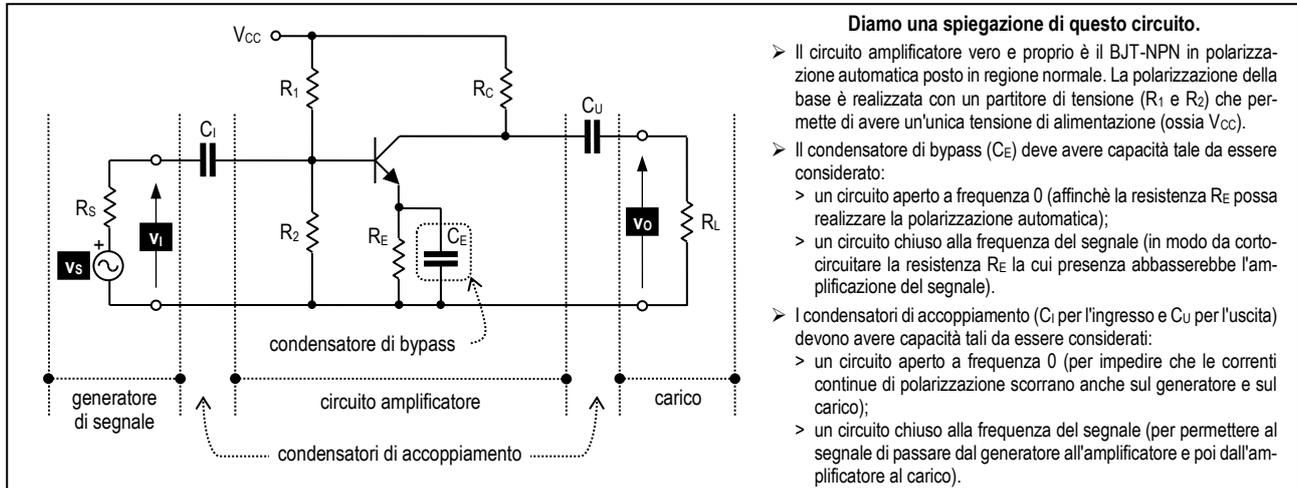
$$10) A = \frac{v_{O_pp}}{v_{S_pp}} \quad \left[\begin{array}{l} v_{S_pp} = 0,2 \text{ grafico} \\ v_{O_pp} = 1,12 \text{ grafico} \end{array} \right. \rightarrow A = 5,6 \text{ (in opposizione di fase)}$$

> Il circuito effettivo dell'amplificatore

Il circuito di principio dell'amplificatore che abbiamo appena presentato ha tre grossi inconvenienti che lo rendono inutilizzabile:

- il primo inconveniente è che tale circuito è privo della resistenza di emettitore, il che produce la fuga termica del transistor, ossia il suo surriscaldamento fino alla completa distruzione;
- il secondo inconveniente è che in tale circuito la corrente di polarizzazione scorre sia sul generatore di segnale che sul carico con conseguente dissipazione di potenza su entrambi i dispositivi.
- il terzo inconveniente è che il circuito presenta due diverse alimentazioni (V_{BB} e V_{CC}) con conseguente aumento del costo di realizzazione.

Per eliminare questi inconvenienti si utilizza il seguente circuito.



Questo circuito va studiato con il metodo della sovrapposizione degli effetti illustrato nello schema seguente.

- | | | |
|---|---|--|
| <u>Dimensionamento dell'amplificatore</u> | } | ➊ Calcolare la tensione ai capi del carico R_L dovuta all'azione della tensione costante V_{CC} |
| | | ➋ Calcolare la tensione ai capi del carico R_L dovuta all'azione della tensione variabile $v_s(t)$ |
| | | ➌ Sommare tra loro le tensioni parziali V_0 e $v_0(t)$ |
| <u>Dimensionamento dei condensatori</u> | } | ➍ Dimensionamento del condensatore C_1 |
| | | ➎ Dimensionamento del condensatore C_U |
| | | ➏ Dimensionamento del condensatore C_E |
| <u>La corretta polarizzazione</u> | } | ➐ Retta di carico statica |
| | | ➑ Retta di carico dinamica |
| | | ➒ Confronto tra le rette di carico statica e dinamica |

Nel seguito indicheremo con:

- **lettere maiuscole** le grandezze prodotte dal generatore costante V_{CC} (grandezze relative ai valori di polarizzazione),
- **lettere minuscole** le grandezze prodotte dal segnale variabile $v_s(t)$ (grandezze relative al segnale da amplificare).

Dimensionamento dell'amplificatore (calcoli ➊ ➋ ➌)

➊ Calcolare la tensione ai capi del carico R_L dovuta all'azione della tensione costante V_{CC}

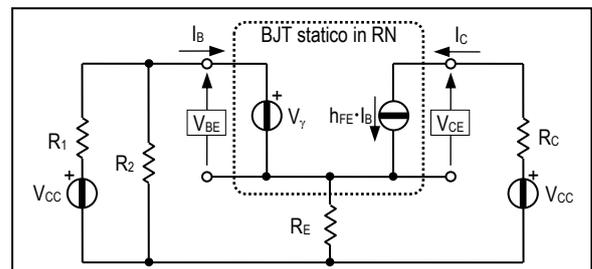
➔ si ottiene la tensione parziale V_0

Circuito statico.

In queste condizioni il circuito subisce le seguenti trasformazioni:

- Poichè agisce la sola tensione V_{CC} , il generatore di segnale $v_s(t)$ è sostituito da un corto circuito.
- Poichè siamo in regime costante, i condensatori sono sostituiti da circuiti aperti.
- Poichè il BJT è polarizzato in regione normale, possiamo sostituirlo con il circuito equivalente statico valido per la regione normale.

Si ottiene così il circuito disegnato a lato che viene chiamato *circuito statico* dell'amplificatore.



Circuito statico in forma canonica.

Applicando Thevenin al bipolo di ingresso

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

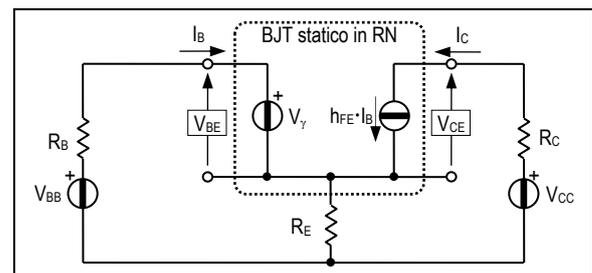
si arriva al circuito finale disegnato a lato.

Ricordiamo che, per avere una buona stabilità termica, devono essere soddisfatte le seguenti relazioni:

$$V_{CC} = 10 \cdot V_{RE}$$

$$R_B = 20 \cdot R_E$$

La tensione di uscita parziale V_0 è nulla in quanto la resistenza di carico R_L è isolata dal circuito amplificatore per la presenza dei condensatori di accoppiamento che, in condizioni statiche, si comportano come circuiti aperti.



2 Calcolare la tensione ai capi del carico R_L dovuta all'azione della tensione variabile $v_S(t)$

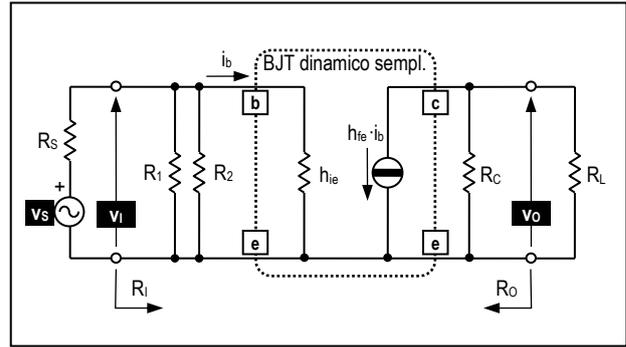
→ si ottiene la tensione parziale $v_O(t)$

Circuito dinamico.

In queste condizioni il circuito subisce le seguenti trasformazioni:

- Poichè agisce la sola tensione V_S , il generatore V_{CC} è sostituito da un corto circuito.
- Poichè siamo in regime variabile (alla frequenza del segnale), i condensatori sono sostituiti da circuiti chiusi.
- Poichè il BJT è polarizzato in regione normale e funziona in regime variabile di piccoli segnali, possiamo sostituirlo con il circuito equivalente dinamico valido per la regione normale.

Si ottiene così il circuito disegnato a lato.



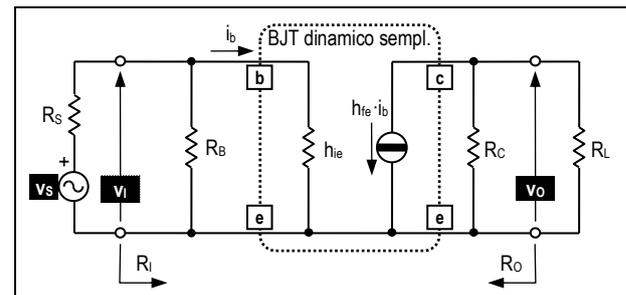
NOTA: Ricordiamo che i parametri h_{ie} e h_{fe} sono forniti dal costruttore, tuttavia è possibile ricavare il loro valore con le formule seguenti: $h_{ie} = h_{FE}$; $h_{ie} = 0,026 / I_B$.

Circuito dinamico in forma canonica.

Componendo in parallelo le resistenze R_1 e R_2

$$R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

si arriva al circuito finale disegnato a lato.



Su questo circuito possiamo calcolare i seguenti parametri:

1) Guadagno di tensione intrinseco

$$A_{VI} = \frac{v_O}{v_I}$$

Essendo $v_O = -h_{fe} \cdot i_b \cdot (R_C // R_L)$ e $v_I = h_{ie} \cdot i_b$ si ottiene:

$$A_{VI} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \cdot (R_C // R_L)}{h_{ie} \cdot i_b} = \frac{-h_{fe} \cdot (R_C // R_L)}{h_{ie}} \xrightarrow{\text{ipotizzando } R_L \gg R_C} A_{VI} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}}$$

2) Guadagno di tensione totale

$$A_{VT} = \frac{v_O}{v_S} \quad \text{ossia} \quad A_{VT} = \frac{v_O}{v_I} \cdot \frac{v_I}{v_S}$$

Essendo $\frac{v_O}{v_I} = \frac{-h_{fe} \cdot (R_C // R_L)}{h_{ie}}$ e $v_I = v_S \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + R_B // h_{ie}}$ sostituendo si ottiene:

$$A_{VT} = \frac{-h_{fe} \cdot (R_C // R_L)}{h_{ie}} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + R_B // h_{ie}} \xrightarrow{\text{ipotizzando } R_L \gg R_C} A_{VT} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + R_B // h_{ie}}$$

3) Resistenza di ingresso

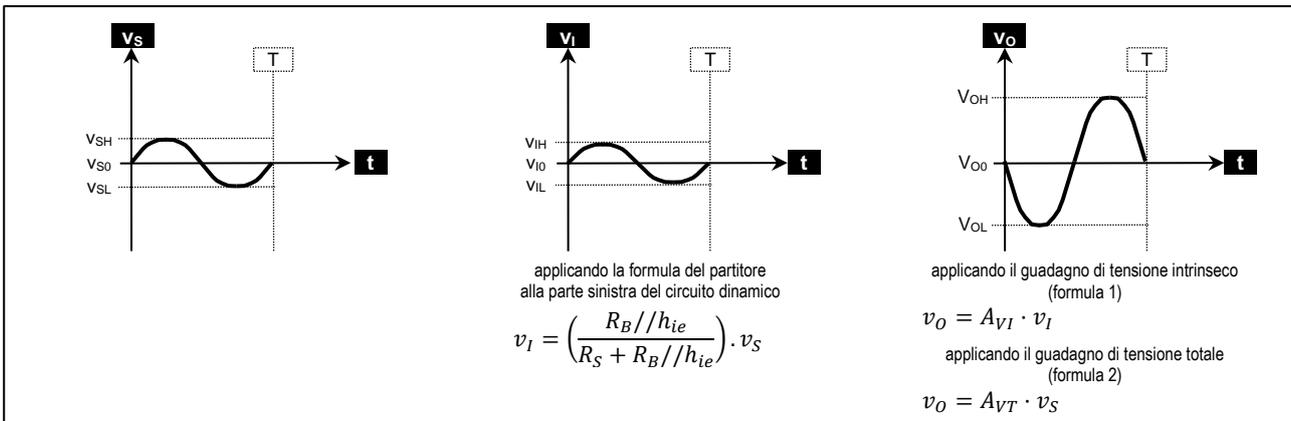
$$R_I = \frac{v_I}{i_I} = R_B // h_{ie}$$

4) Resistenza di uscita

E' la resistenza vista dall'uscita quando il generatore di segnale v_S è spento ($v_S=0$). In queste condizioni si ha che $i_b=0$, ciò comporta $h_{fe} \cdot i_b=0$, quindi il generatore di corrente è spento e così è assimilabile a un circuito aperto. Si conclude pertanto che:

$$R_O = R_C$$

La tensione di uscita parziale $v_O(t)$ è riportata nella figura seguente, dove sono riportate anche le tensioni $v_S(t)$ e $v_I(t)$.



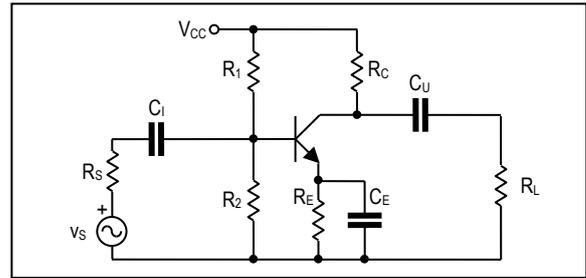
3 Sommare tra loro le tensioni parziali V_O e $v_O(t)$

→ si ottiene la tensione totale $V_O(t)$

In questa somma il primo addendo [ossia V_O] è uguale a 0, mentre il secondo addendo [ossia $v_O(t)$] è diverso da 0. Accade, quindi, che la risposta totale $V_O(t)$ coincide con la sola tensione parziale $v_O(t)$.

Dimensionamento dei condensatori (calcoli 4 5 6)

Nelle pagine precedenti abbiamo detto che i condensatori presenti nel circuito amplificatore devono comportarsi da circuiti aperti in regime continuo (per garantire la corretta polarizzazione del transistor) e da circuiti chiusi in regime dinamico (per garantire il passaggio e l'amplificazione del segnale). Diamo ora una indicazione operativa di come dimensionare questi condensatori.



4 Dimensionamento del condensatore C1

Consideriamo il circuito dinamico dell'amplificatore in cui sia presente il solo condensatore C1, gli altri due li consideriamo circuiti chiusi. Questo circuito è rappresentato nella figura a lato.

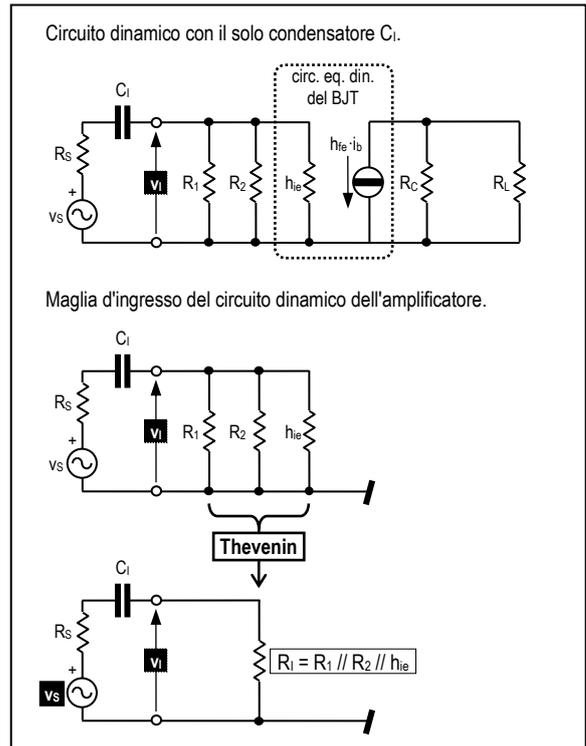
L'impedenza di questo condensatore dipende dalla frequenza del segnale di ingresso $v_S(t)$. Calcoliamo la pulsazione minima del segnale di ingresso alla quale l'impedenza del condensatore possa essere trascurabile, in modo che il segnale possa passare indisturbato dal generatore all'amplificatore. Per eseguire questo calcolo si procede come segue.

Si calcola la tensione \bar{v}_I (ingresso dell'amplificatore) in funzione di \bar{v}_S (segnale):

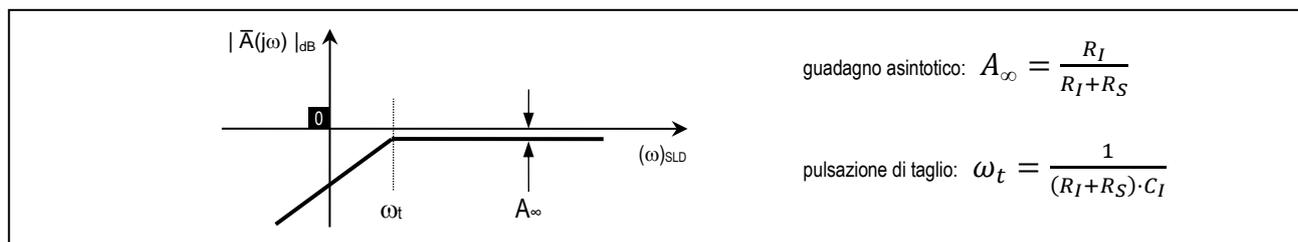
$$\bar{v}_I = \bar{v}_S \cdot \frac{R_I}{R_I + R_S + \bar{Z}_{C1}}$$

e da ciò si ricava la funzione di trasferimento in regime sinusoidale:

$$\frac{\bar{v}_I}{\bar{v}_S} = \frac{R_I \cdot C_1 \cdot j\omega}{1 + j\omega \cdot (R_I + R_S) \cdot C_1} = \bar{A}(j\omega)$$



Il diagramma di Bode del modulo di questa funzione di trasferimento è il seguente.



Quindi si deve avere

$$\omega_{min} > \omega_t = \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot C_1}$$

da cui si ricava la seguente condizione su C1:

$$C_1 > \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot \omega_{min}}$$

5 Dimensionamento del condensatore C_U

Consideriamo ora il circuito dinamico dell'amplificatore in cui sia presente il solo condensatore C_U , gli altri due li consideriamo circuiti chiusi. Questo circuito è rappresentato nella figura a lato.

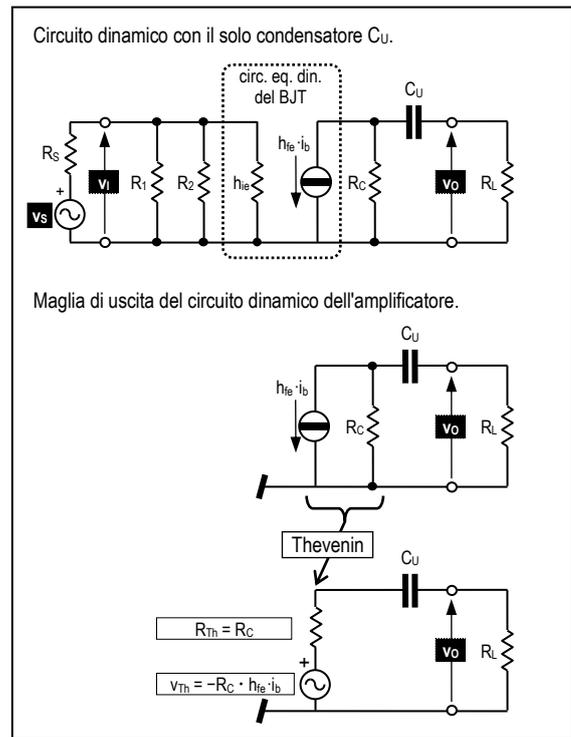
L'impedenza di questo condensatore dipende dalla frequenza del segnale di ingresso $v_S(t)$. Calcoliamo la pulsazione minima di $v_S(t)$ alla quale l'impedenza del condensatore possa essere trascurabile, in modo che il segnale possa passare indisturbato dall'uscita dell'amplificatore al carico R_L . Per eseguire questo calcolo si procede come segue.

Si calcola la tensione \bar{v}_O (ingresso del carico) in funzione di \bar{v}_{Th} (segnale all'uscita dell'amplificatore):

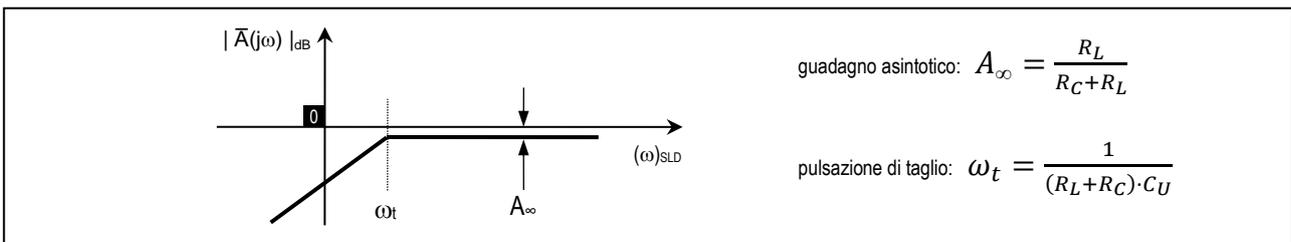
$$\bar{v}_O = \bar{v}_{Th} \cdot \frac{R_L}{R_{Th} + R_L + \bar{Z}_{C_U}}$$

e da ciò si ricava la f.d.t. in regime sinusoidale:

$$\frac{\bar{v}_O}{\bar{v}_{Th}} = \frac{R_L \cdot C_U \cdot j\omega}{1 + j\omega \cdot (R_L + R_C) \cdot C_U} = \bar{A}(j\omega) .$$



Il diagramma di Bode del modulo di questa funzione di trasferimento è il seguente.



Quindi si deve avere:

$$\omega_{min} > \omega_t = \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot C_U}$$

da cui si ricava la seguente condizione su C_U :

$$C_U > \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot \omega_{min}} .$$

6 Dimensionamento del condensatore C_E

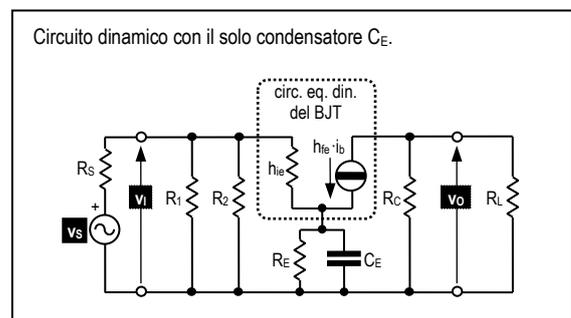
Consideriamo ora il circuito dinamico dell'amplificatore in cui sia presente il solo condensatore C_E , gli altri due li consideriamo circuiti chiusi. Questo circuito è rappresentato nella figura a lato.

Il condensatore di emettitore C_E è posto in parallelo alla resistenza di emettitore R_E . Per il corretto funzionamento dell'amplificatore questo parallelo deve essere un cortocircuito alla frequenza del segnale. Ciò si realizza con buona approssimazione quando, alla frequenza minima del segnale, l'ammettenza del ramo C_E è molto maggiore dell'ammettenza del ramo R_E . In formule:

$$\omega_{min} \cdot C_E \gg \frac{1}{R_E} \quad \text{che è verificata con la condizione} \quad \omega_{min} \cdot C_E > 10 \cdot \frac{1}{R_E} .$$

Da quest'ultima espressione si ricava la seguente condizione su C_E :

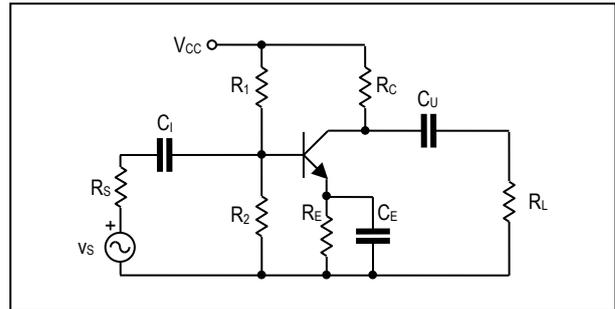
$$C_E > 10 \cdot \frac{1}{\omega_{min} \cdot R_E} .$$



La corretta polarizzazione (calcoli 7 8 9)

Diamo ora una indicazione di come effettuare la corretta polarizzazione dell'uscita del transistor in modo da consentire la massima tensione di uscita in condizioni di non distorsione.

La figura a fianco mostra il circuito effettivo dell'amplificatore che, come sappiamo, va studiato in termini statici (per fissarne la polarizzazione) e in termini dinamici (per valutarne le caratteristiche amplificatrici).



7 Retta di carico statica

Il circuito statico dell'amplificatore si ottiene dal circuito completo sostituendo i condensatori con dei circuiti aperti e il generatore di segnale $v_s(t)$ con un circuito chiuso (fig.A).

Applicando Kirchhoff alla maglia di uscita si ottiene:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C - R_E \cdot (I_C + I_B) .$$

Poichè siamo in regione normale si ha $I_B \ll I_C$, quindi l'equazione di sopra si semplifica e diventa:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C - R_E \cdot I_C .$$

Risolvendo rispetto a I_C si ottiene:

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} .$$

Questa retta è chiamata *retta di carico statica* del circuito amplificatore.

La rappresentazione grafica di questa retta (fig.B) può essere fatta individuando le sue intersezioni con gli assi coordinati. Si ottengono così i seguenti valori:

- intersezione con l'asse V_{CE} → $V_{CE,S} = V_{CC}$
- intersezione con l'asse I_C → $I_{C,S} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$

L'intersezione tra la retta di carico statica e la caratteristica statica di uscita del transistor determina il punto di lavoro della maglia di uscita (coordinate V_{CE0} , I_{C0}).

fig.A Circuito statico

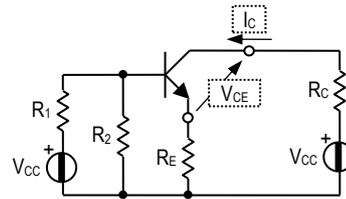
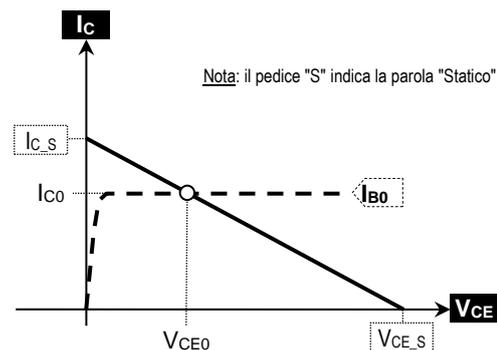


fig.B Rappresentazione grafica della retta di carico statica



8 Retta di carico dinamica

Il circuito dinamico dell'amplificatore si ottiene dal circuito completo sostituendo i condensatori e i generatori di tensione costante con dei circuiti chiusi (fig.A).

Applicando Kirchhoff alla maglia di uscita si ottiene:

$$\Delta V_{CE} = -R_P \cdot \Delta I_C \quad \text{dove} \quad R_P = R_C // R_L .$$

Poichè $\Delta V_{CE} = V_{CE} - V_{CE0}$ e $\Delta I_C = I_C - I_{C0}$, sostituendo si ottiene:

$$V_{CE} - V_{CE0} = -R_P \cdot (I_C - I_{C0}) .$$

Risolviendo rispetto a I_C si ottiene:

$$I_C = -\frac{1}{R_P} \cdot V_{CE} + \left(\frac{V_{CE0}}{R_P} + I_{C0} \right) .$$

Questa retta è chiamata *retta di carico dinamica* del circuito amplificatore.

La rappresentazione grafica di questa retta (fig.B) può essere fatta individuando le sue intersezioni con gli assi coordinati. Si ottengono così i seguenti valori:

- intersezione con l'asse V_{CE} → $V_{CE,D} = V_{CE0} + R_P \cdot I_{C0}$
- intersezione con l'asse I_C → $I_{C,D} = I_{C0} + \frac{V_{CE0}}{R_P}$

Durante l'amplificazione del segnale di ingresso, il punto di lavoro della maglia di uscita oscilla, scorrendo sulla retta di carico dinamica, intorno al punto centrale (V_{CE0} , I_{C0}) che rappresenta la polarizzazione statica del circuito. Per ottenere la massima escursione del segnale di uscita $V_O(t)$ occorre che questo punto di lavoro (V_{CE0} , I_{C0}) sia posto nel punto centrale della retta di carico dinamica, quindi occorre che sia:

$$V_{CE0,ideale} = \frac{V_{CE,D}}{2} .$$

9 Confronto tra le rette di carico statica e dinamica

Notiamo che la retta di carico dinamica ha una pendenza maggiore rispetto alla retta di carico statica.

Per rendersi conto di ciò basta considerare i coefficienti angolari (in valore assoluto) delle due rette di carico:

$$m_d = \frac{1}{R_C // R_L} \quad m_s = \frac{1}{R_C + R_E}$$

Poichè $(R_C // R_L) < (R_C + R_E)$, da ciò segue che:

$$m_d > m_s .$$

Ciò è riportato graficamente nella figura a lato.

fig.A Circuito dinamico

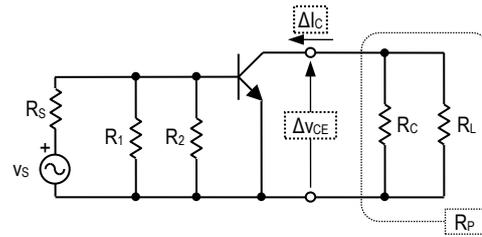
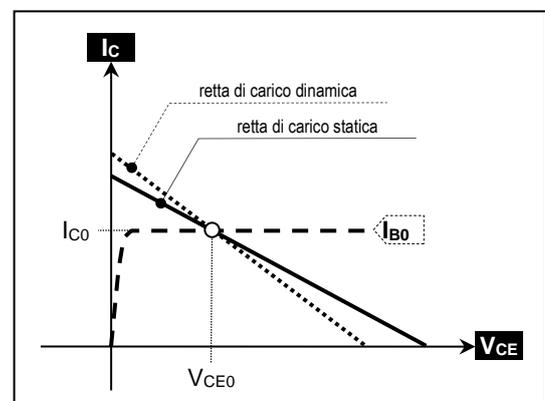
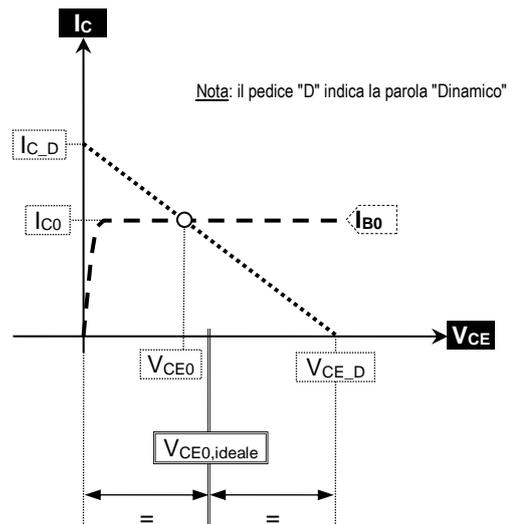


fig.B Rappresentazione grafica della retta di carico dinamica



ESERCIZIO 1 - Amplificatore, circuito effettivo - analisi

DATI

parametri circuitali

$V_{CC} = 15$ V

$R_1 = 150 \cdot 10^3$ Ω

$R_2 = 50 \cdot 10^3$ Ω

$R_E = 1,5 \cdot 10^3$ Ω

$R_C = 3 \cdot 10^3$ Ω

$R_L = 30 \cdot 10^3$ Ω

$R_S = 100$ Ω

$C_I = C_U = 1 \cdot 10^{-6}$ F

$C_E = 20 \cdot 10^{-6}$ F

tipo transistor

$h_{FE}, h_{fe} = 150$

$h_{ie} = h_{oe} = 0$

INCOGNITE

A_{VI}

A_{VT}

R_i

R_o

ω_{min}

V_{OHM}

V_{SHM}

Soluzione

Quadro delle formule

Circuito statico

Il circuito statico si ottiene quando agisce soltanto la tensione costante V_{CC} , quindi:

- > la tensione $v_s(t)$ è un circuito chiuso,
- > i condensatori sono circuiti aperti.

Circuito statico in forma canonica

Il circuito statico in forma canonica si ottiene con le seguenti elaborazioni:

- > si applica Thevenin al bipolo di ingresso (si ottiene R_B e V_{BB}),
- > si sostituisce il BJT con il suo circuito equivalente statico in RN.

Formule notevoli

$V_{CC} = 10 \cdot V_{RE}$ (corretta stabilizzazione)

$R_B = 20 \cdot R_E$ (corretta stabilizzazione)

$V_{CC} = \text{scelta } (V_{CC} > V_{BB})$

$R_1 = (V_{CC} \cdot R_B) / V_{BB}$

$R_2 = V_{CC} \cdot R_B / (V_{CC} - V_{BB})$

$R_B = R_1 // R_2$

$V_{BB} = V_{CC} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$

Si ottiene una tensione costante sul carico = 0

Circuito dinamico

Il circuito dinamico si ottiene quando agisce soltanto il segnale variabile $v_s(t)$, quindi:

- > la tensione V_{CC} è un circuito chiuso,
- > i condensatori sono circuiti chiusi.

Circuito dinamico in forma canonica

Il circuito dinamico in forma canonica si ottiene con le seguenti elaborazioni:

- > si calcola il parallelo $R_1 // R_2$ (si ottiene R_B),
- > si sostituisce il BJT con il suo circuito equivalente dinamico in RN semplificato.

Formule notevoli

$h_{ie} = \frac{0,026}{I_B}$ $h_{fe} \cong h_{FE}$

$V_{CE0,ideale} = \frac{V_{CE,D}}{2}$ $V_{CE,D} = V_{CE} + (R_C // R_L) \cdot I_C$

parametro	definizione	espressione semplificata $R_L \gg R_C$
Guadagno di tensione intrinseco	$A_{VI} = \frac{v_o}{v_i}$	$\cong \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}}$
Guadagno di tensione totale	$A_{VT} = \frac{v_o}{v_s}$	$\cong \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + (R_B // h_{ie})}$
Resistenza di ingresso	R_i	$= R_B // h_{ie}$
Resistenza di uscita	R_o	$= R_C$

Si ottiene una tensione variabile sul carico $\neq 0$

Sulla resistenza di carico R_L è presente soltanto il segnale amplificato, senza nessun valore di offset.

Formule di dimensionamento dei condensatori (utili nel procedimento di sintesi)

$C_I > \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot \omega_{min}}$ $C_U > \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot \omega_{min}}$ $C_E > 10 \cdot \frac{1}{R_E \cdot \omega_{min}}$

Formule per la ricerca della pulsazione minima del segnale (utili nel procedimento di analisi)

$\omega_{min,CI} = \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot C_I}$ $\omega_{min,CU} = \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot C_U}$ $\omega_{min,CE} = 10 \cdot \frac{1}{R_E \cdot C_E}$ da cui si ricava $\omega_{min} = \text{MAX}[\omega_{min,CI}, \omega_{min,CU}, \omega_{min,CE}]$

Calcoli sul circuito statico

A) Calcolo parametri del circuito statico in forma canonica.
Applicando Thevenin al partitore di ingresso (V_{CC} , R_1 , R_2), poniamo il circuito statico in forma canonica.

$$1) \begin{cases} V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \\ R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{BB} = 3,75 \\ R_B = 37,5 \cdot 10^3 \end{cases}$$

B) Calcolo punto di lavoro.

In un amplificatore il BJT lavora in regione normale, quindi il punto di lavoro è dato dalla soluzione del seguente sistema:

$$2) \begin{cases} V_{BB} - R_B \cdot I_B - V_{BE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_{CE} - R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ V_{BE} = 0,6 \text{ [conduzione]} \\ I_C = h_{FE} \cdot I_B \text{ [regione normale]} \end{cases}$$

Questo sistema fornisce la seguente soluzione:

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0,6 \\ I_B &= 12,1 \cdot 10^{-6} \\ V_{CE} &= 6,9 \\ I_C &= 1,8 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

C) Controllo stabilità.

$$3) \text{ calcolo } \frac{V_{CC}}{V_{RE}} \Rightarrow \frac{V_{CC}}{V_{RE}} = 5,5 \text{ (ideale} = 10)$$

$$4) \text{ calcolo } \frac{R_B}{R_E} \Rightarrow \frac{R_B}{R_E} = 25 \text{ (ideale} = 20)$$

Calcoli sul circuito dinamico

D) Calcolo parametri dinamici.

$$5) h_{ie} = \frac{0,026}{I_B} \Rightarrow h_{ie} = 2,15 \cdot 10^3$$

$$6) A_{VI} = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \Rightarrow A_{VI} = -209$$

$$7) A_{VT} \cong \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + (R_B // h_{ie})} \Rightarrow A_{VT} = -199$$

$$8) R_I = R_B // h_{ie} \Rightarrow R_I = 2 \cdot 10^3$$

$$9) R_O = R_C \Rightarrow R_O = 3 \cdot 10^3$$

E) Calcolo pulsazione minima del segnale di ingresso.

$$10) \omega_{min,CI} = \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot C_I} \Rightarrow \omega_{min,CI} > 476$$

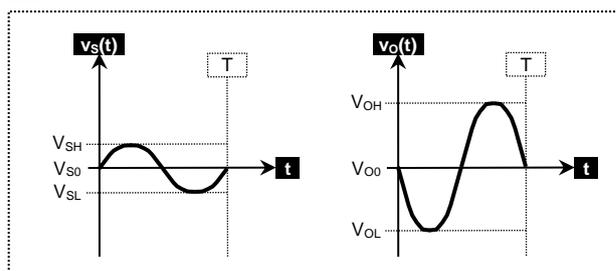
$$11) \omega_{min,CU} = \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot C_U} \Rightarrow \omega_{min,CU} > 33$$

$$12) \omega_{min,CE} = 10 \cdot \frac{1}{C_E \cdot R_E} \Rightarrow \omega_{min,CE} > 333$$

$$13) \omega_{min} = \text{MAX}[\omega_{min,CI}, \omega_{min,CU}, \omega_{min,CE}] \Rightarrow \omega_{min} > 476$$

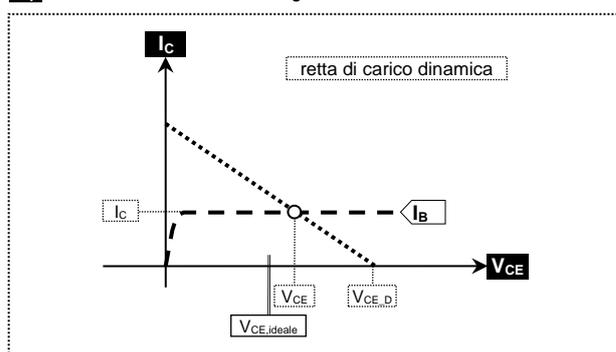
Calcoli su $v_s(t)$ e $v_o(t)$

F) Relazione ingresso uscita.



$$14) v_o = |A_{VT}| \cdot v_s \Rightarrow v_o = 4,18 \cdot v_s$$

G) Massima escursione del segnale.



$$15) V_{CE,D} = V_{CE} + (R_C // R_L) \cdot I_C \Rightarrow V_{CE,D} = 11,8$$

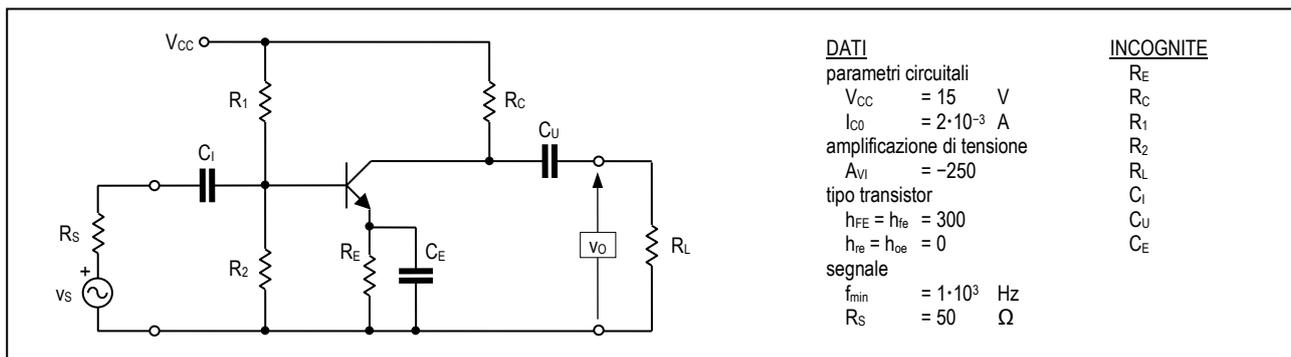
$$16) V_{CE0,ideale} = \frac{V_{CE,D}}{2} \Rightarrow V_{CE,ideale} = 5,9$$

$$17) \text{Scostamento tra la polarizzazione effettiva e la polarizzazione ideale:} \\ \Delta V_{CE} = V_{CE} - V_{CE,ideale} \Rightarrow \Delta V_{CE} = 1$$

$$18) \text{Massima ampiezza del segnale di uscita:} \\ v_{OHM} = V_{CE,D} - V_{CE} \Rightarrow v_{OHM} = 4,9$$

$$19) \text{Massima ampiezza del segnale di ingresso:} \\ v_{SHM} = \frac{v_{OHM}}{|A_{VT}|} \Rightarrow v_{SHM} = 24,6 \cdot 10^{-3}$$

ESERCIZIO 2 - Amplificatore, circuito effettivo - sintesi



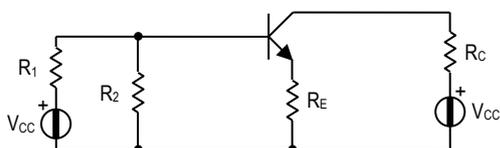
DATI	INCOGNITE
parametri circuitali	R_E
$V_{CC} = 15 \text{ V}$	R_C
$I_{CO} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ A}$	R_1
amplificazione di tensione	R_2
$A_{vI} = -250$	R_L
tipo transistor	C_1
$h_{FE} = h_{fe} = 300$	C_U
$h_{re} = h_{oe} = 0$	C_E
segnale	
$f_{min} = 1 \cdot 10^3 \text{ Hz}$	
$R_S = 50 \text{ } \Omega$	

Soluzione

Quadro delle formule

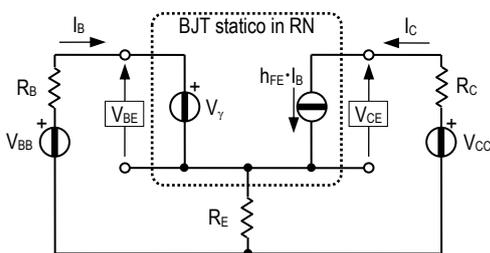
Circuito statico

Il circuito statico si ottiene quando agisce soltanto la tensione costante V_{CC} , quindi:
 > la tensione $v_S(t)$ è un circuito chiuso,
 > i condensatori sono circuiti aperti.



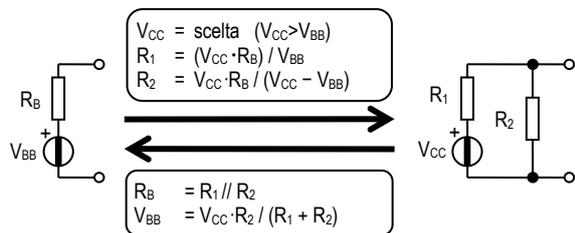
Circuito statico in forma canonica

Il circuito statico in forma canonica si ottiene con le seguenti elaborazioni:
 > si applica Thevenin al bipolo di ingresso (si ottiene R_B e V_{BB}),
 > si sostituisce il BJT con il suo circuito equivalente statico in RN.



Formule notevoli

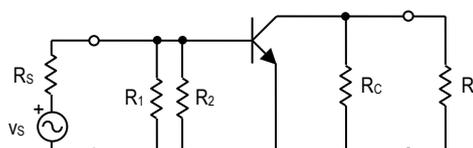
$V_{CC} = 10 \cdot V_{RE}$ (corretta stabilizzazione)
 $R_B = 20 \cdot R_E$ (corretta stabilizzazione)



Si ottiene una tensione sul carico = 0

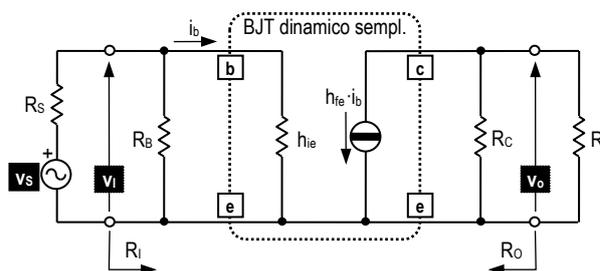
Circuito dinamico

Il circuito dinamico si ottiene quando agisce soltanto il segnale variabile $v_S(t)$, quindi:
 > la tensione V_{CC} è un circuito chiuso,
 > i condensatori sono circuiti chiusi.



Circuito dinamico in forma canonica

Il circuito dinamico in forma canonica si ottiene con le seguenti elaborazioni:
 > si calcola il parallelo $R_1 // R_2$ (si ottiene R_B),
 > si sostituisce il BJT con il suo circuito equivalente dinamico in RN semplificato.



Formule notevoli

$h_{ie} = \frac{0,026}{I_B}$ $h_{fe} \cong h_{FE}$
 $V_{CE,ideale} = \frac{V_{CE,D}}{2}$ $V_{CE,D} = V_{CE} + (R_C // R_L) \cdot I_C$

parametro	definizione	espressione semplificata $R_L \gg R_C$
Guadagno di tensione intrinseco	$A_{vI} = \frac{v_o}{v_i}$	$\cong \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}}$
Guadagno di tensione totale	$A_{vT} = \frac{v_o}{v_S}$	$\cong \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + (R_B // h_{ie})}$
Resistenza di ingresso	R_I	$= R_B // h_{ie}$
Resistenza di uscita	R_O	$= R_C$

Si ottiene una tensione variabile sul carico $\neq 0$

Sulla resistenza di carico R_L è presente soltanto il segnale amplificato, senza nessun valore di offset.

Formule di dimensionamento dei condensatori (utili nel procedimento di sintesi)

$C_1 > \frac{1}{(R_1 + R_S) \cdot \omega_{min}}$ $C_U > \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot \omega_{min}}$ $C_E > 10 \cdot \frac{1}{R_E \cdot \omega_{min}}$

Formule per la ricerca della pulsazione minima del segnale (utili nel procedimento di analisi)

$\omega_{min,C1} = \frac{1}{(R_1 + R_S) \cdot C_1}$ $\omega_{min,CU} = \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot C_U}$ $\omega_{min,CE} = 10 \cdot \frac{1}{R_E \cdot C_E}$ da cui si ricava $\omega_{min} = \text{MAX}[\omega_{min,C1}, \omega_{min,CU}, \omega_{min,CE}]$

Progetto dell'amplificatore

A) Dimensionamento generale.

A1) Progetto amplificatore a doppia alimentazione.

- 1) c.s. $I_C = h_{FE} \cdot I_B \rightarrow I_{B0} = 6,67 \cdot 10^{-6}$
- 2) c.d. $h_{ie} = \frac{0,026}{I_B} \rightarrow h_{ie} = 3,9 \cdot 10^3$
- 3) c.d. $A_{VI} = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \rightarrow R_C = 3,25 \cdot 10^3$
- 4) c.d. $R_L > 10 \cdot R_C \rightarrow R_L > 33 \cdot 10^3$
scegliamo il valore $\rightarrow R_L = 40 \cdot 10^3$
- 5) c.s. $V_{CC} = 10 \cdot V_{RE} \rightarrow V_{RE} = 1,5$
- 6) c.s. $V_{RE} \cong R_E \cdot I_C \rightarrow R_E = 750$
- 7) c.s. $R_B = 20 \cdot R_E \rightarrow R_B = 15 \cdot 10^3$
- 8) c.s. $V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} + V_{RE} \rightarrow V_{BB} = 2,3$

A2) Progetto partitore d'ingresso.

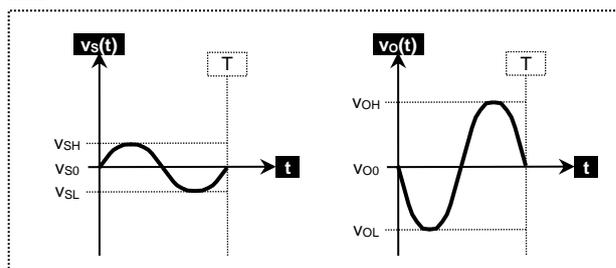
$$9) \text{ c.s. } \begin{cases} R_1 = \frac{V_{CC} \cdot R_B}{V_{BB}} \\ R_2 = \frac{V_{CC} \cdot R_B}{V_{CC} - V_{BB}} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} R_1 = 98,8 \cdot 10^3 \\ R_2 = 17,7 \cdot 10^3 \end{cases}$$

B) Dimensionamento dei condensatori.

- 10) c.d. $\omega_{min} = 2\pi \cdot f_{min} \rightarrow \omega_{min} = 6,28 \cdot 10^3$
- 11) c.d. $R_I = R_B // h_{ie} \rightarrow R_I = 3,1 \cdot 10^3$
- 12) c.d. $C_I > \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot \omega_{min}} \rightarrow C_I > 50,55 \cdot 10^{-9}$
scegliamo il valore $\rightarrow C_I = 100 \cdot 10^{-9}$
- 13) c.d. $C_U > \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot \omega_{min}} \rightarrow C_U > 3,7 \cdot 10^{-9}$
scegliamo il valore $\rightarrow C_U = 5 \cdot 10^{-9}$
- 14) c.d. $C_E > 10 \cdot \frac{1}{\omega_{min} \cdot R_E} \rightarrow C_E > 2,12 \cdot 10^{-6}$
scegliamo il valore $\rightarrow C_E = 4 \cdot 10^{-6}$

Calcoli su $v_s(t)$ e $v_o(t)$

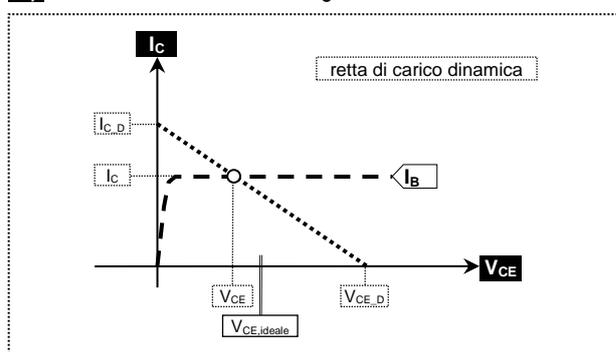
C) Relazione ingresso uscita.



$$15) \text{ c.d. } A_{VT} \cong A_{VI} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + (R_B // h_{ie})} \rightarrow A_{VT} = 246$$

$$16) \text{ c.d. } v_O = |A_{VT}| \cdot v_S \rightarrow v_O = 246 \cdot v_S$$

D) Massima escursione del segnale.



$$17) \text{ c.s. } V_{CE0} = V_{CC} - I_C \cdot (R_E + R_C) \rightarrow V_{CE0} = 6,9$$

$$18) \text{ c.s. } V_{CE,D} = V_{CE0} + (R_C // R_L) \cdot I_C \rightarrow V_{CE,D} = 16,1$$

$$19) \text{ c.s. } V_{CE,ideale} = \frac{V_{CE,D}}{2} \rightarrow V_{CE,id.} = 8,05$$

20) Scostamento tra la polarizzazione effettiva e la polarizzazione ideale:

$$\text{c.s. } \Delta V_{CE} = V_{CE} - V_{CE,ideale} \rightarrow \Delta V_{CE} = -1,15$$

21) Massima ampiezza del segnale di uscita:

$$\text{c.s. } V_{OHM} = V_{CE} \rightarrow V_{OHM} = 6,9$$

22) Massima ampiezza del segnale di ingresso:

$$\text{c.s. } v_{SHM} = \frac{V_{OHM}}{|A_{VT}|} \rightarrow v_{SHM} = 28 \cdot 10^{-3}$$

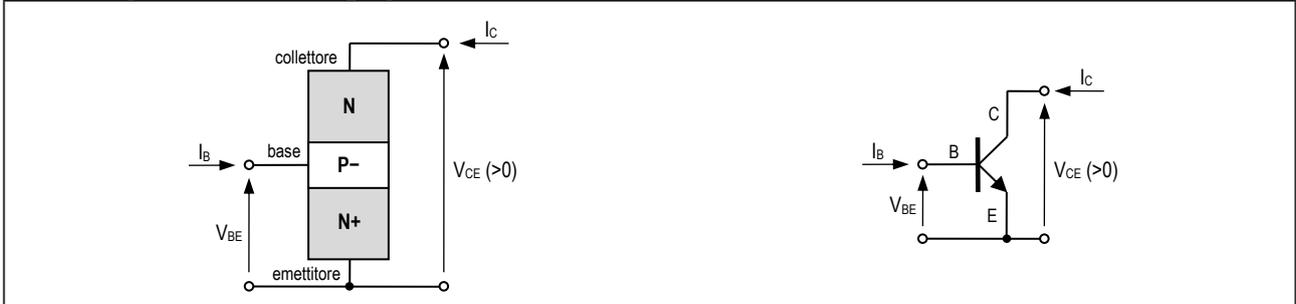
Legenda: c.s. = circuito statico
c.d. = circuito dinamico

3.5 -- Il BJT-PNP

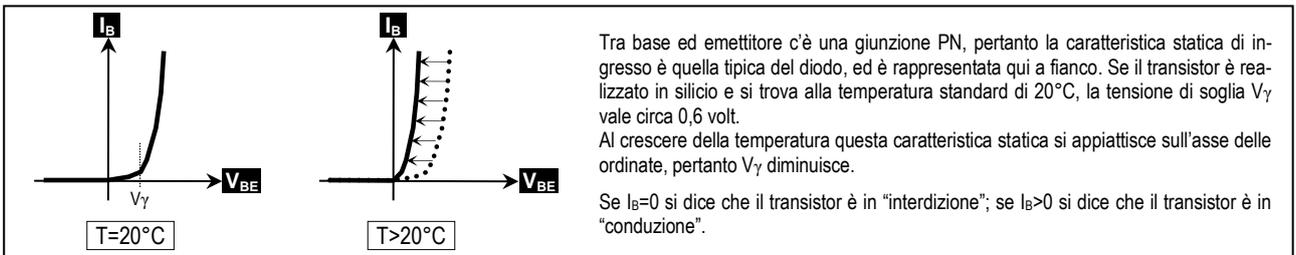
Il transistor BJT-NPN a volte viene utilizzato insieme al suo complementare indicato con la sigla BJT-PNP. Questi due transistor hanno lo stesso principio di funzionamento, salvo il fatto che le tensioni e le correnti hanno verso opposto. Per evidenziare questo fatto, mettiamo a confronto i due transistor disegnandone le caratteristiche statiche.

> Il transistor BJT-NPN

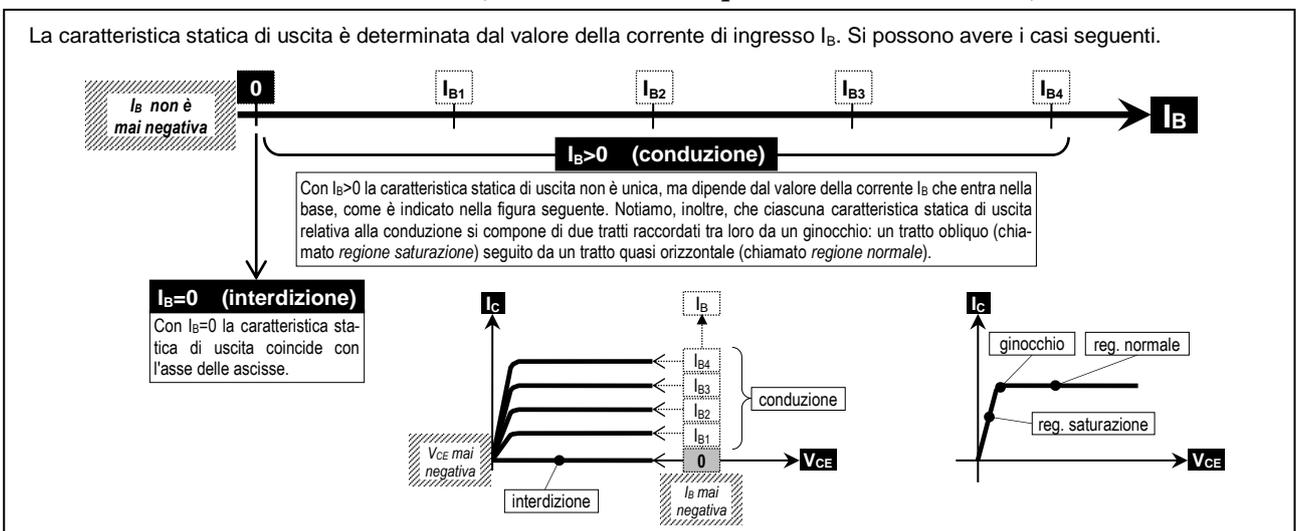
Struttura fisica e simbolo grafico



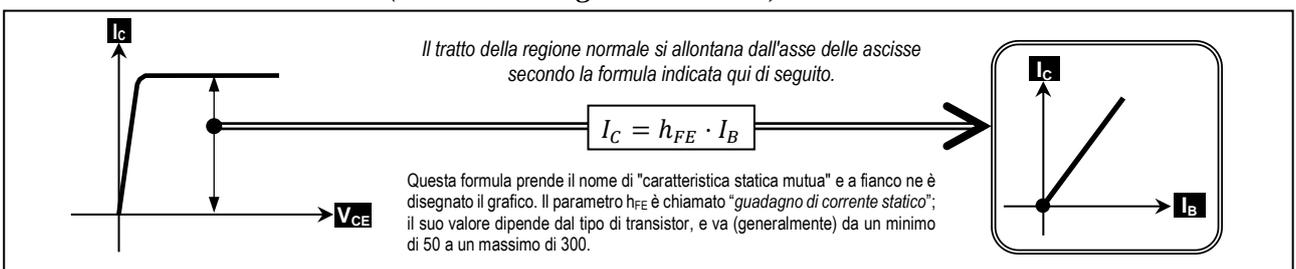
Caratteristica statica vera di ingresso ($V_{BE} \rightarrow I_B$)



Caratteristica statica vera di uscita ($V_{CE} \rightarrow I_C$ -- dipende dalla corrente I_B)

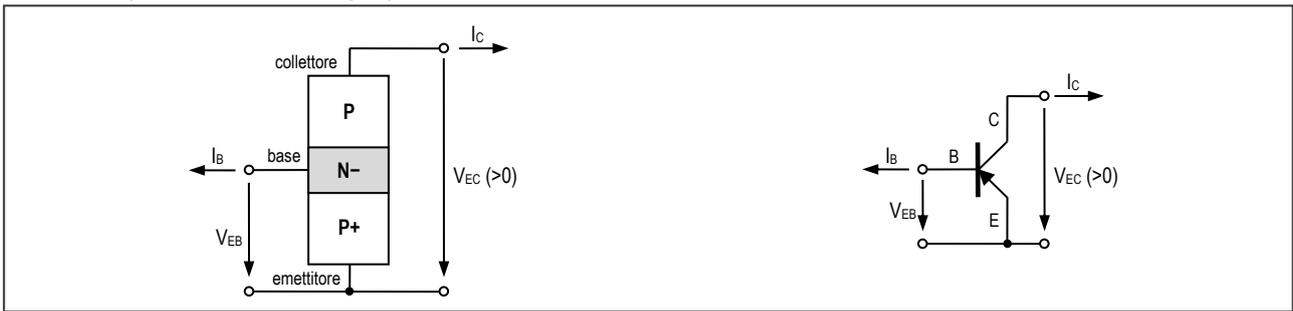


Caratteristica statica mutua ($I_B \rightarrow I_C$ in regione normale)

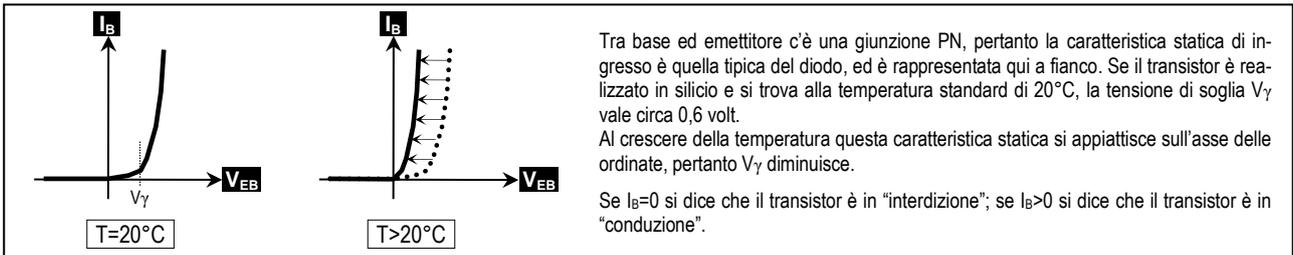


> Il transistor BJT-PNP

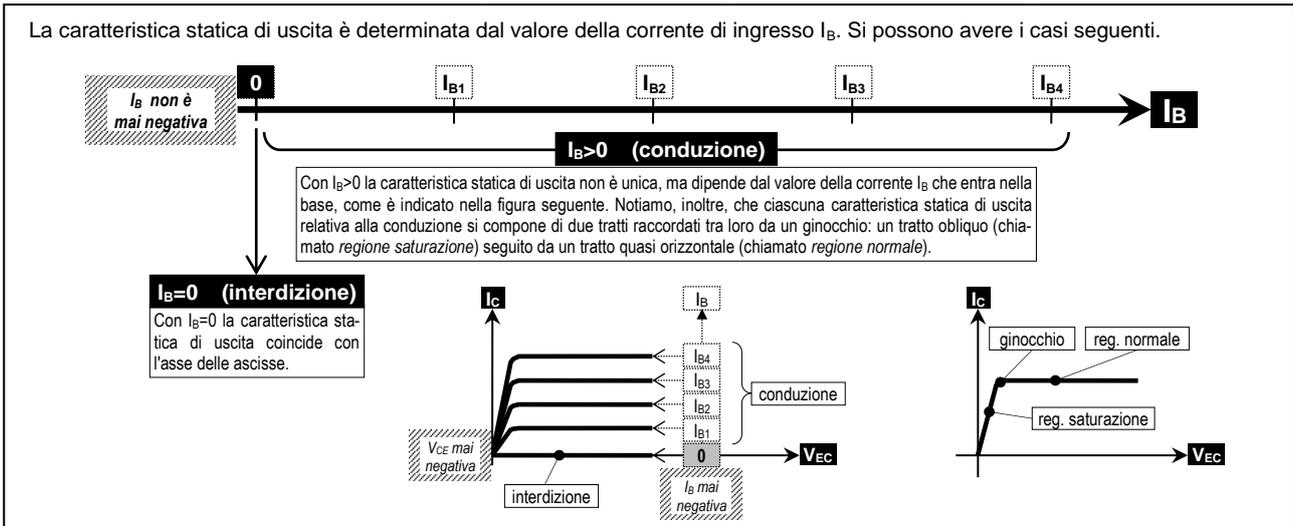
Struttura fisica e simbolo grafico



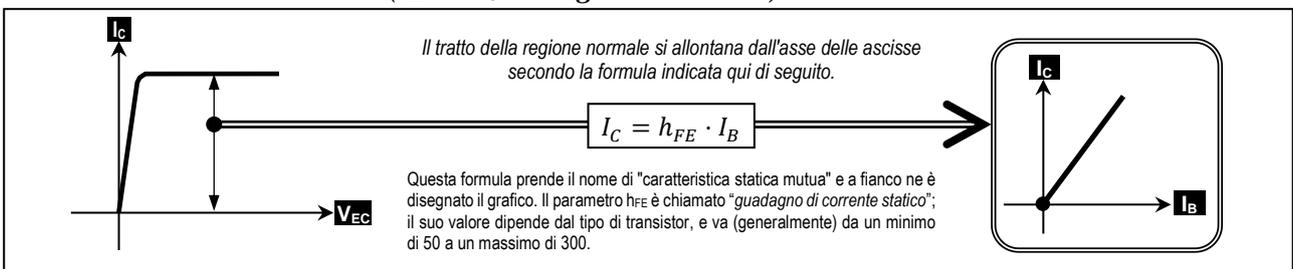
Caratteristica statica vera di ingresso ($V_{EB} \rightarrow I_B$)



Caratteristica statica vera di uscita ($V_{EC} \rightarrow I_C$ -- dipende dalla corrente I_B)

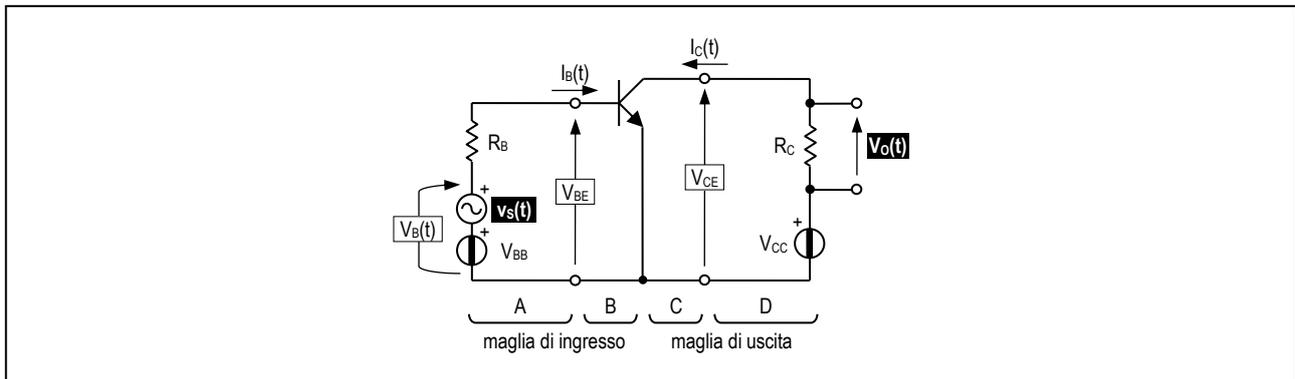


Caratteristica statica mutua ($I_B \rightarrow I_C$ in regione normale)



APPENDICE: Il regime di piccoli segnali e le condizioni di non distorsione.

Sappiamo che per utilizzare il transistor come amplificatore occorre polarizzarlo in regione normale (utilizzando le tensioni V_{BB} e V_{CC}) e poi aggiungere il segnale da amplificare $v_s(t)$ posto in serie alla tensione di polarizzazione V_{BB} .



Affinchè l'amplificazione del segnale avvenga senza distorsione devono essere soddisfatte le due condizioni seguenti:

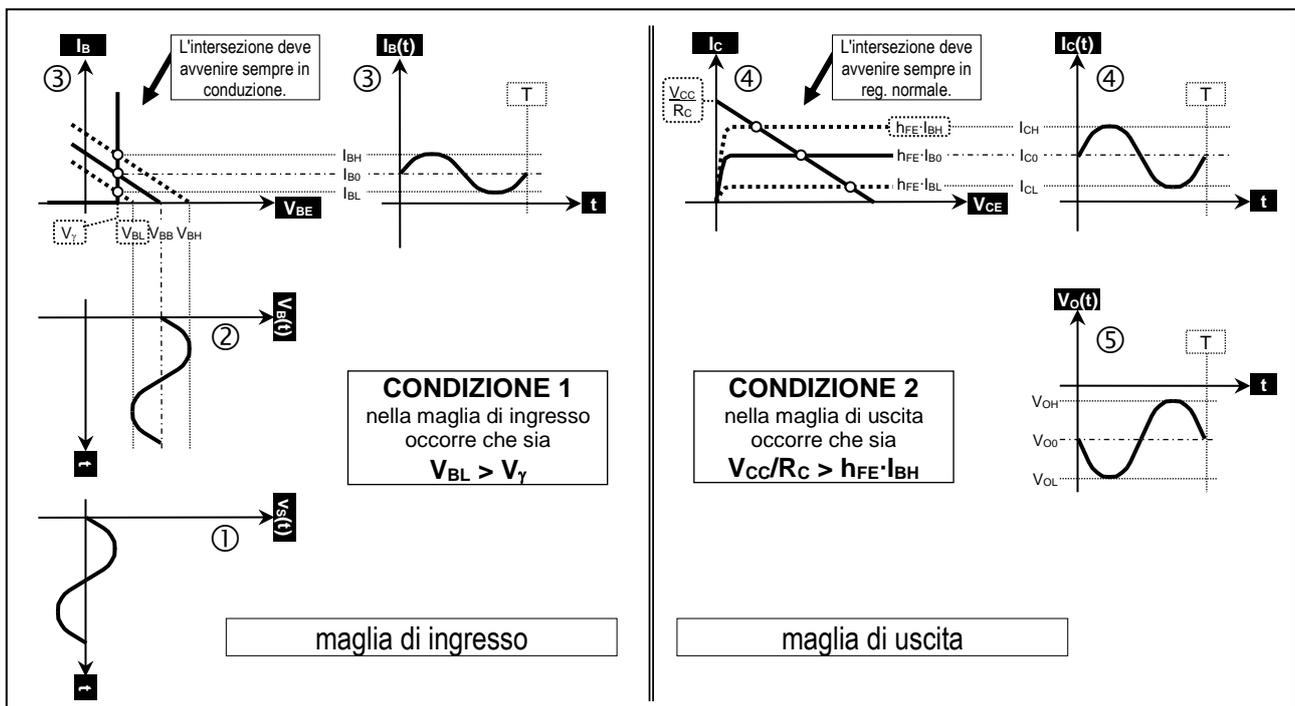
- 1) **CONDIZIONE 1** (relativa alla maglia di ingresso). Il punto di intersezione tra le caratteristiche statiche dei bipoli A e B deve rimanere sempre nella zona di conduzione, durante tutta l'oscillazione. Ciò fa in modo che la corrente $I_B(t)$ sia sinusoidale, riproducendo così la sinusoide del segnale di ingresso $v_s(t)$. Questa condizione è soddisfatta se si verifica la relazione:

$$V_{BL} > V_\gamma .$$

- 2) **CONDIZIONE 2** (relativa alla maglia di uscita). Il punto di intersezione tra le caratteristiche statiche dei bipoli C e D deve rimanere sempre in regione normale, durante tutta l'oscillazione. Ciò fa in modo che la corrente $I_C(t)$ sia sinusoidale, riproducendo così la sinusoide della corrente $I_B(t)$. Questa condizione è soddisfatta se si verifica la relazione:

$$V_{CC}/R_C > h_{FE} \cdot I_{BH} .$$

Tutto ciò è riassunto schematicamente nella figura seguente.



Se queste due condizioni non sono entrambe soddisfatte, accade che la propagazione del segnale risulta affetta da distorsione, infatti:

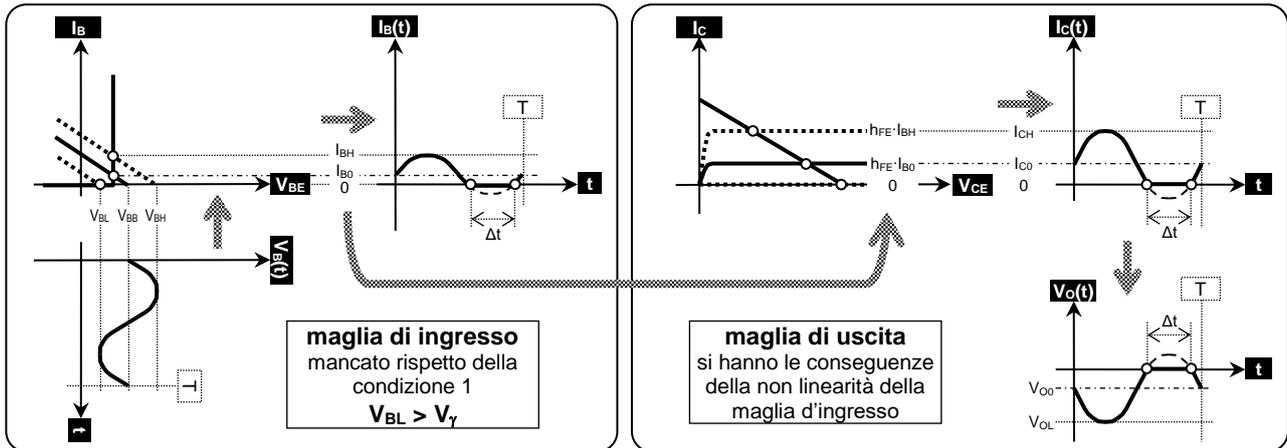
- se non è soddisfatta la condizione 1, il problema si evidenzia nella maglia di ingresso, e il transistor va in interdizione;
- se non è soddisfatta la condizione 2, il problema si evidenzia nella maglia di uscita, e il transistor va in saturazione.

In entrambi i casi si perde la relazione lineare tra l'oscillazione d'ingresso $v_s(t)$ e l'oscillazione d'uscita $v_O(t)$.

Analizziamo in dettaglio questi due tipi di distorsione.

Mancato rispetto della condizione 1 (nella maglia di ingresso non è rispettata la condizione: $V_{BL} > V_\gamma$)

Questa distorsione è illustrata schematicamente nella figura che segue.

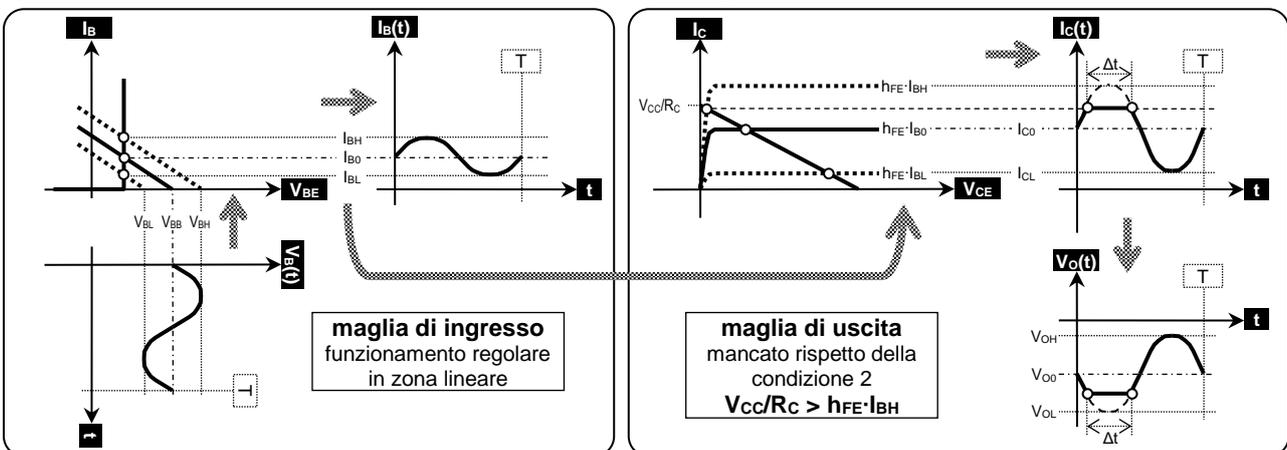


- **Funzionamento della maglia di ingresso.** Se non viene soddisfatta la condizione 1 (ossia si verifica la situazione errata $V_{BL} < V_\gamma$), accade che il punto di intersezione tra le caratteristiche statiche dei bipoli A e B va a cadere nella zona di interdizione. Ne segue che per tutta la durata Δt dell'interdizione, la corrente $I_B(t)$ rimane fissa a zero, e quindi non è sinusoidale.
- **Funzionamento della maglia di uscita.** Nell'intervallo Δt in cui la corrente $I_B(t)$ è zero, sarà zero anche la corrente $I_C(t)$, pertanto anche la $I_C(t)$ non è sinusoidale. Successivamente, la corrente $I_C(t)$, attraversando la resistenza R_C , provoca su di essa la caduta di tensione $V_O(t)$. Poiché la $I_C(t)$ non è sinusoidale, segue che anche la tensione $V_O(t)$ non è sinusoidale.
- **Concludendo.** La tensione $v_S(t)$ sinusoidale produce la tensione $V_O(t)$ non sinusoidale: ecco la distorsione del segnale di ingresso.

Il problema può essere risolto in vari modi. Uno di essi consiste nell'aumentare la tensione V_{BB} in modo che la tensione V_{BL} risulti maggiore di V_γ , evitando così l'insorgere dell'interdizione.

Mancato rispetto della condizione 2 (nella maglia di uscita non è rispettata la condizione: $V_{CC}/R_C > h_{FE} \cdot I_{BH}$)

Questa distorsione è illustrata schematicamente nella figura che segue.

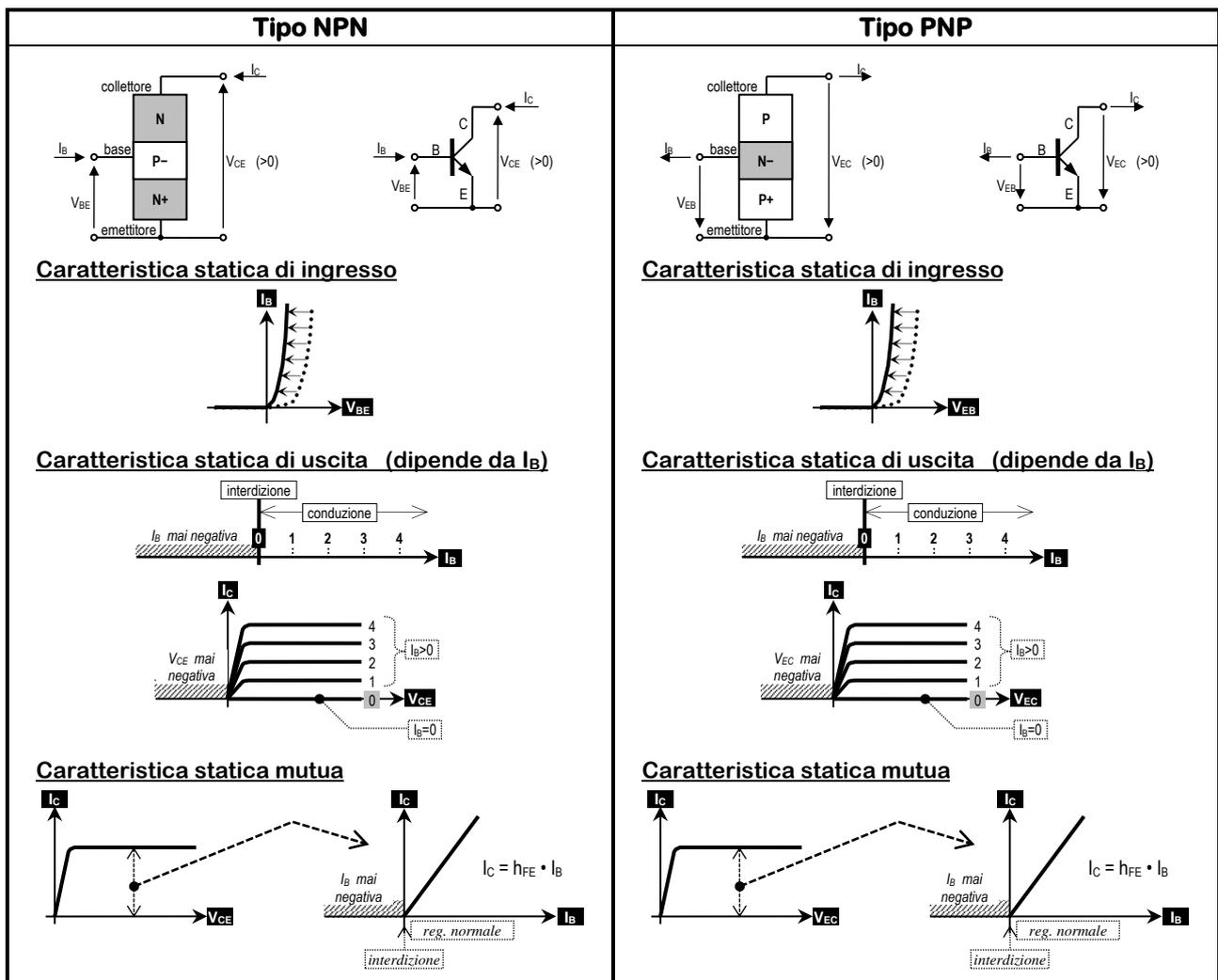


- **Funzionamento della maglia di ingresso.** In questo caso il punto di intersezione tra le caratteristiche statiche dei bipoli A e B rimane sempre nella zona di conduzione, quindi la corrente $I_B(t)$ è sinusoidale. Il circuito di ingresso, pertanto, non presenta alcun problema, infatti la relazione $v_S(t) \rightarrow I_B(t)$ non è distorta.
- **Funzionamento della maglia di uscita.** Nella maglia di uscita, invece, nascono i problemi. Se non viene soddisfatta la condizione 2 (ossia si verifica la situazione errata $V_{CC}/R_C < h_{FE} \cdot I_{BH}$), accade che il punto di intersezione tra le caratteristiche statiche dei bipoli C e D va a cadere nella zona di saturazione. Ne segue che per tutta la durata Δt della saturazione, la corrente $I_C(t)$ rimane fissa al valore $I_{CM} \equiv V_{CC}/R_C$, quindi la $I_C(t)$ non è sinusoidale. Successivamente la corrente $I_C(t)$, attraversando la resistenza R_C , provoca su di essa la caduta di tensione $V_O(t)$. Poiché la $I_C(t)$ non è sinusoidale, segue che anche la tensione $V_O(t)$ non è sinusoidale.
- **Concludendo.** La tensione $v_S(t)$ sinusoidale produce la tensione $V_O(t)$ non sinusoidale: ecco la distorsione del segnale di ingresso.

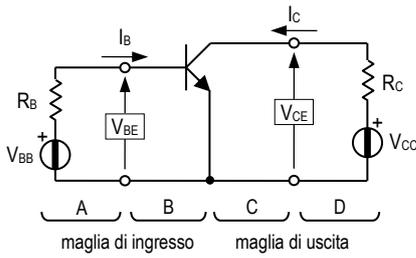
Il problema può essere risolto in vari modi. Uno di essi consiste nel diminuire la resistenza R_C in modo che V_{CC}/R_C risulti maggiore di $h_{FE} \cdot I_{BH}$, evitando così l'insorgere della saturazione.

QUADRI RIASSUNTIVI

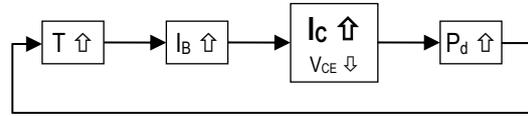
Il transistor BJT -- le caratteristiche statiche



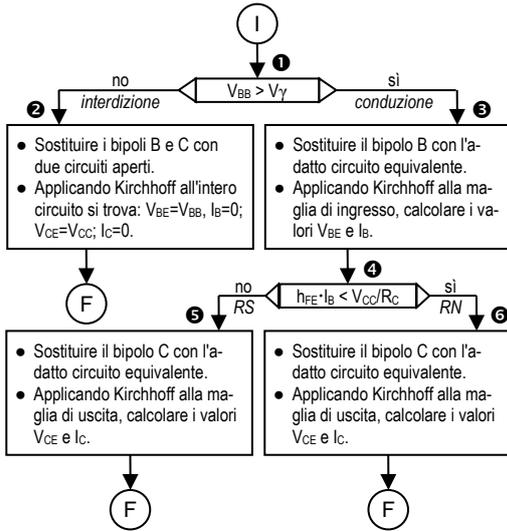
La polarizzazione fissa



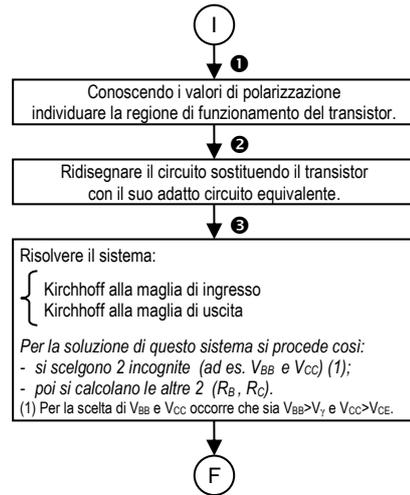
Il problema della fuga termica in regione normale



Algoritmo di analisi (valido in tutte le regioni)



Algoritmo di sintesi (valido in RN e RS)



Con la condizione $V_{BB} < V_\gamma$
BJT in regione di interdizione (RI)

si ottengono i seguenti effetti:

ingresso	uscita
$V_{BE} = V_{BB}$	$V_{CE} = V_{CC}$
$I_B = 0$	$I_C = 0$

Con le condizioni $V_{BB} > V_\gamma \dots (V_{CC} / R_C) < (h_{FE} \cdot I_B)$
BJT in regione di saturazione (RS)

si ottengono i seguenti effetti:

ingresso	uscita
$V_{BE} = V_\gamma$	$V_{CE} = 0,2$
$I_B > 0$	$0 < I_C < h_{FE} \cdot I_B$

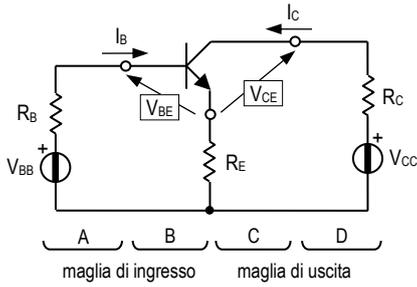
Con le condizioni $V_{BB} > V_\gamma \dots (V_{CC} / R_C) > (h_{FE} \cdot I_B)$
BJT in regione normale (RN)

si ottengono i seguenti effetti:

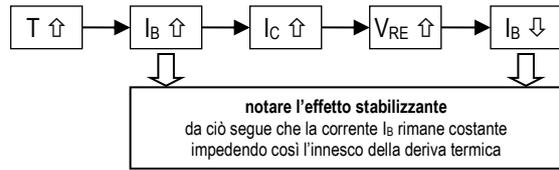
ingresso	uscita
$V_{BE} = V_\gamma$	$0,2 < V_{CE} < V_{CC}$
$I_B > 0$	$I_C = h_{FE} \cdot I_B$

Ricordiamo che alla temperatura di 20°C si ha: $V_\gamma = 0,6$.

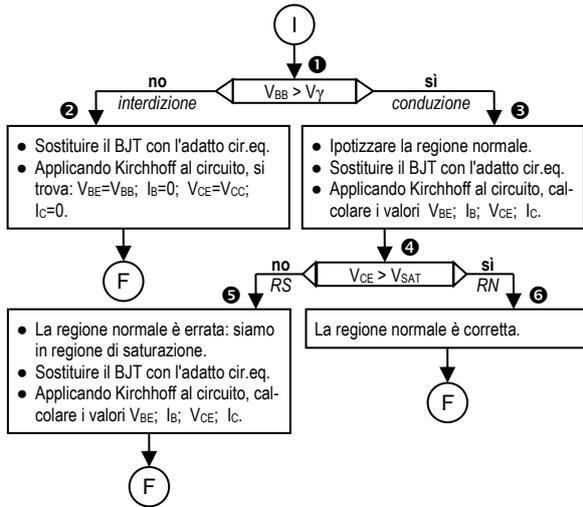
La polarizzazione automatica



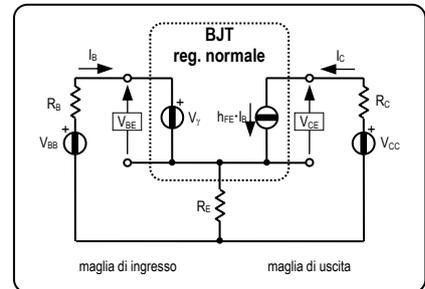
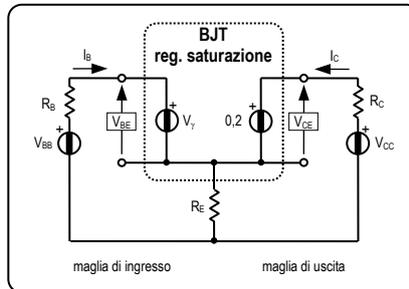
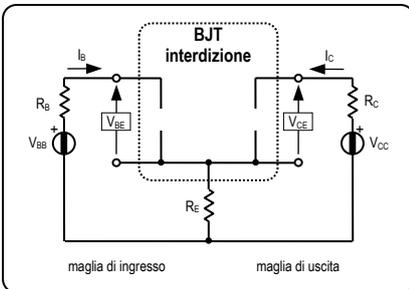
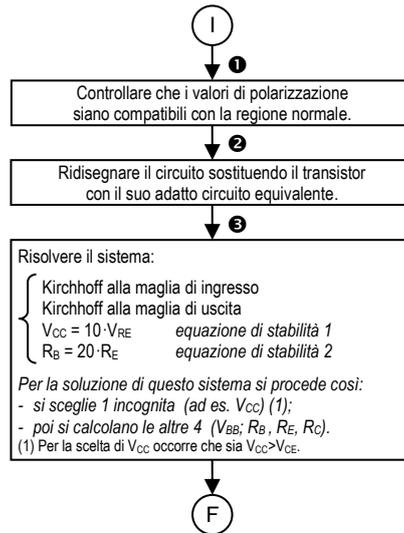
La soluzione del problema della fuga termica in regione normale



Algoritmo di analisi (valido in RN e RS)

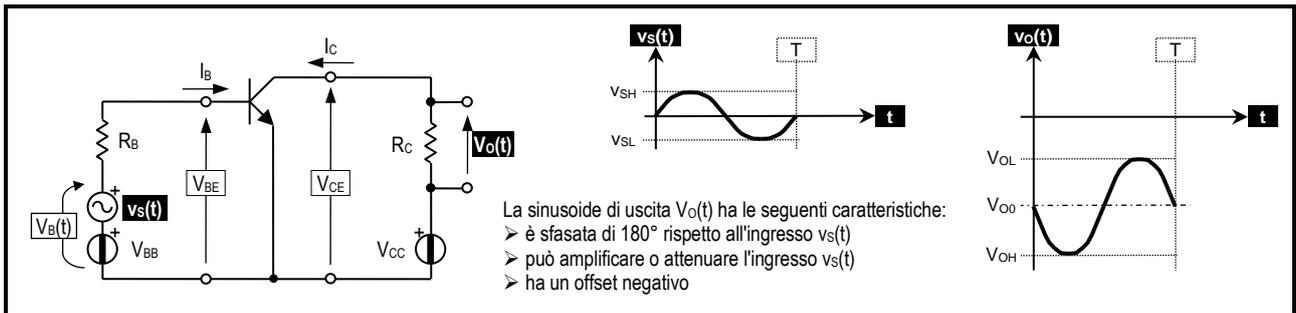


Algoritmo di sintesi (valido in RN)

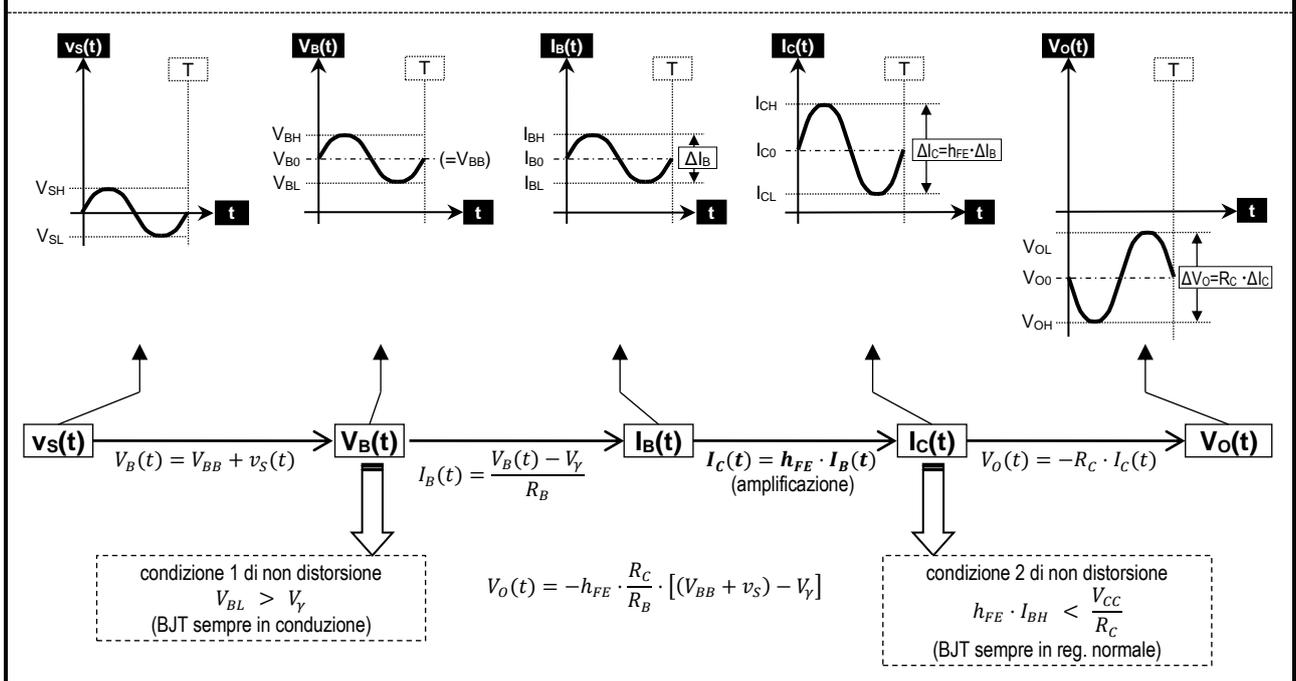


Ricordiamo che alla temperatura di 20°C si ha: $V_\gamma=0,6$.

Il funzionamento da amplificatore, circuito di principio

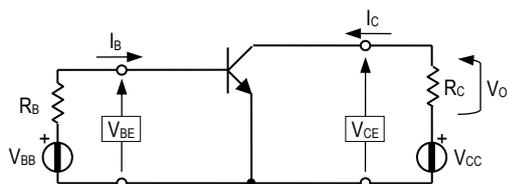


Studio col metodo della caratteristica statica -- Quadro delle formule

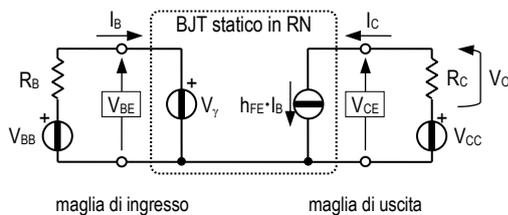


Studio col metodo della sovrapposizione degli effetti -- Quadro delle formule

Agiscono soltanto le tensioni di polarizzazione V_{BB} e V_{CC}
 (circuito statico)



Sostituire il BJT con il suo circuito equivalente statico in RN

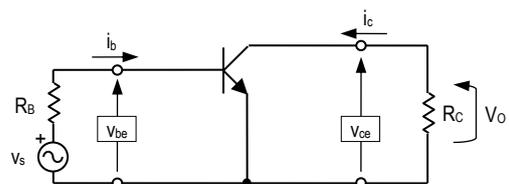


Formule notevoli

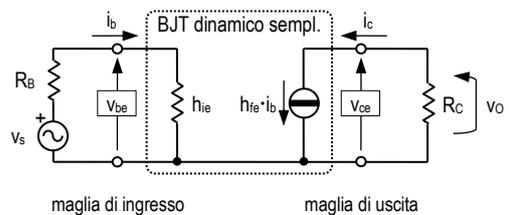
$$V_O = -h_{FE} \cdot \frac{R_C}{R_B} \cdot (V_{BB} - V_Y)$$

Si ottiene una tensione sul carico $\neq 0$ (costante)

Agisce soltanto il segnale $V_S(t)$
 (circuito dinamico)



Sostituire il BJT con il suo circ. equiv. dinamico semplificato



Formule notevoli

$$h_{fe} = h_{FE} \quad h_{ie} = \frac{0,026}{I_B} \quad v_O = \left(-h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_B + h_{ie}} \right) \cdot v_S$$

Si ottiene una tensione sul carico $\neq 0$ (variabile)

Ottenute le due risposte parziali, occorre sommarle per ottenere la risposta totale.

Il funzionamento da amplificatore, circuito effettivo

La sinusoide di uscita $v_o(t)$ ha le seguenti caratteristiche:

- è sfasata di 180° rispetto all'ingresso $v_s(t)$,
- è amplificata di A_{VT} rispetto all'ingresso $v_s(t)$,
- non ha offset.

Queste caratteristiche valgono per oscillazioni d'ingresso aventi pulsazione maggiore di un certo valore minimo ω_{min} che dipende dai condensatori presenti nel circuito.

Studio col metodo della sovrapposizione degli effetti -- Quadro delle formule

Circuito statico

Il circuito statico si ottiene quando agisce soltanto la tensione costante V_{CC} , quindi:

- la tensione $v_s(t)$ è un circuito chiuso,
- i condensatori sono circuiti aperti.

Circuito statico in forma canonica

Il circuito statico in forma canonica si ottiene con le seguenti elaborazioni:

- si applica Thevenin al bipolo di ingresso (si ottiene R_B e V_{BB}),
- si sostituisce il BJT con il suo circuito equivalente statico in RN.

Formule notevoli

$V_{CC} = 10 \cdot V_{RE}$ (corretta stabilizzazione)
 $R_B = 20 \cdot R_E$ (corretta stabilizzazione)

$V_{CC} = \text{scelta } (V_{CC} > V_{BB})$
 $R_1 = (V_{CC} \cdot R_B) / V_{BB}$
 $R_2 = V_{CC} \cdot R_B / (V_{CC} - V_{BB})$

$R_B = R_1 // R_2$
 $V_{BB} = V_{CC} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$

Circuito dinamico

Il circuito dinamico si ottiene quando agisce soltanto il segnale variabile $v_s(t)$, quindi:

- la tensione V_{CC} è un circuito chiuso,
- i condensatori sono circuiti chiusi.

Circuito dinamico in forma canonica

Il circuito dinamico in forma canonica si ottiene con le seguenti elaborazioni:

- si calcola il parallelo $R_1 // R_2$ (si ottiene R_B),
- si sostituisce il BJT con il suo circuito equivalente dinamico in RN semplificato.

Formule notevoli

$h_{ie} = \frac{0,026}{I_B}$ $h_{fe} \cong h_{FE}$

$V_{CE0,ideale} = \frac{V_{CE,D}}{2}$ $V_{CE,D} = V_{CE} + (R_C // R_L) \cdot I_C$

parametro	definizione	espressione semplificata $R_L \gg R_C$
Guadagno di tensione intrinseco	$A_{vI} = \frac{v_o}{v_i}$	$\cong \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}}$
Guadagno di tensione totale	$A_{vT} = \frac{v_o}{v_s}$	$\cong \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + (R_B // h_{ie})}$
Resistenza di ingresso	R_I	$= R_B // h_{ie}$
Resistenza di uscita	R_O	$= R_C$

Si ottiene una tensione sul carico = 0 Si ottiene una tensione (variabile) sul carico $\neq 0$

Sulla resistenza di carico R_L è presente soltanto il segnale amplificato, senza nessun valore di offset.

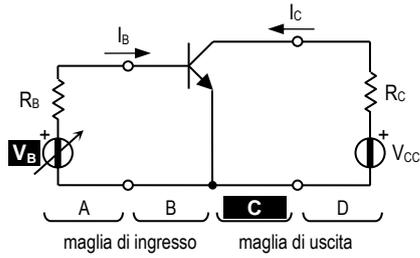
Formule di dimensionamento dei condensatori (utili nel procedimento di sintesi)

$$C_I > \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot \omega_{min}} \quad C_U > \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot \omega_{min}} \quad C_E > 10 \cdot \frac{1}{R_E \cdot \omega_{min}}$$

Formule per la ricerca della pulsazione minima del segnale (utili nel procedimento di analisi)

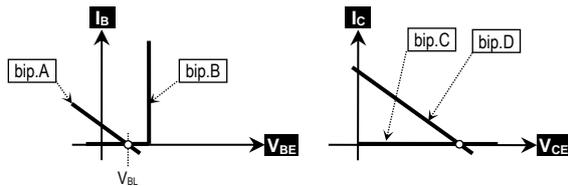
$$\omega_{min,CI} = \frac{1}{(R_I + R_S) \cdot C_I} \quad \omega_{min,CU} = \frac{1}{(R_L + R_C) \cdot C_U} \quad \omega_{min,CE} = 10 \cdot \frac{1}{R_E \cdot C_E} \quad \text{da cui si ricava} \quad \omega_{min} = \text{MAX}[\omega_{min,CI}, \omega_{min,CU}, \omega_{min,CE}]$$

Il funzionamento da interruttore



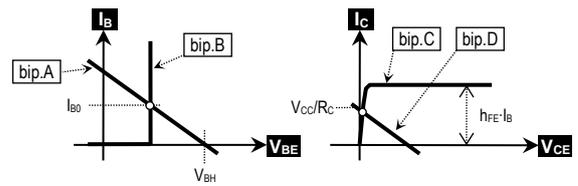
V_B (tensione di comando)	→	bipolo C (uscita del BJT)
$V_B = V_{BL}$	→	interruttore aperto
$V_B = V_{BH}$	→	interruttore chiuso

$V_B = V_{BL} \rightarrow$ **bipolo C: interruttore aperto**
BJT in interdizione



Condizioni per l'interdizione
 $V_{BL} < V_Y$

$V_B = V_{BH} \rightarrow$ **bipolo C: interruttore chiuso**
BJT in saturazione



Condizioni per la saturazione

$$V_{BH} > V_Y$$

$$\frac{V_{CC}}{R_C} < h_{FE} \cdot I_B \quad \text{dove} \quad I_B = \frac{V_{BH} - V_Y}{R_B}$$