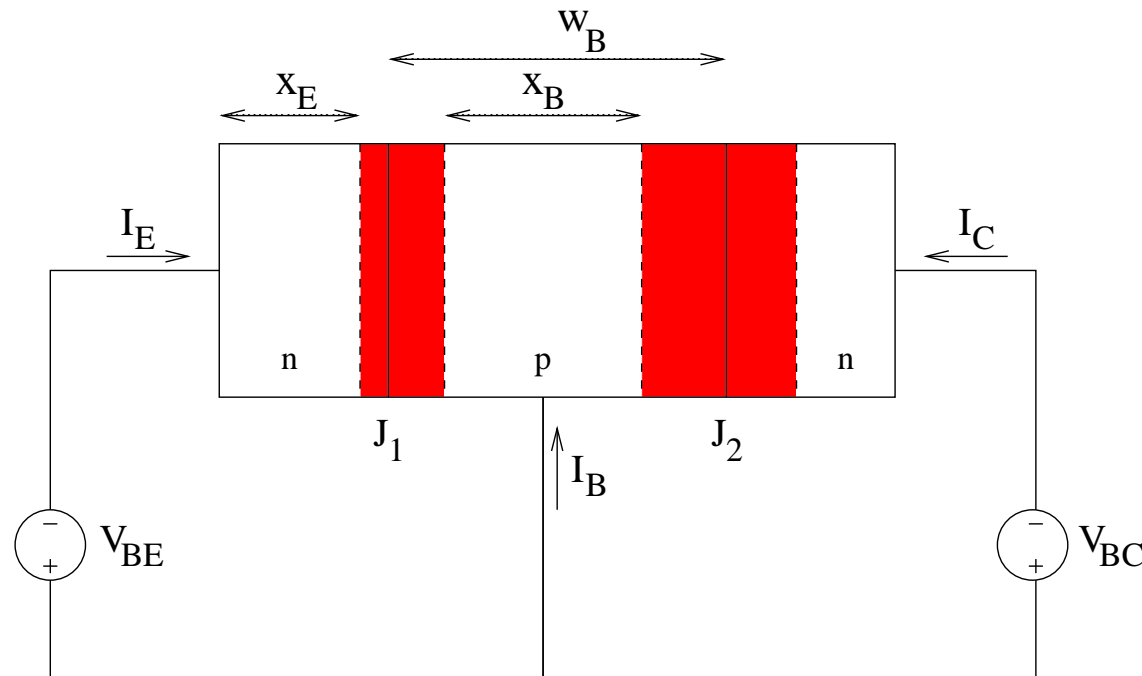


Dispositivi Elettronici

Il transistor bipolare

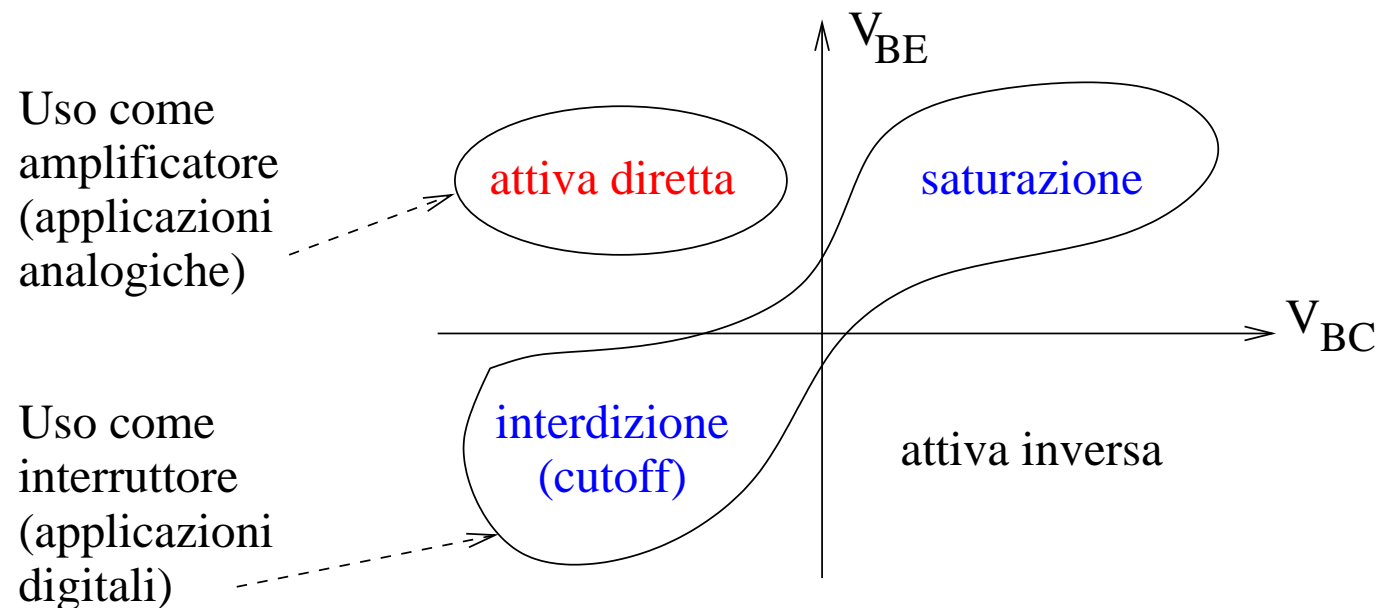
Struttura di principio

- *Il transistoro bipolare è fondamentalmente composto da due giunzioni pn , realizzate sul medesimo substrato a formare una struttura npn oppure pnp .*



Regioni di funzionamento

- *Variando le polarità applicate alle due giunzioni, si può polarizzare il transistor in una delle quattro possibili regioni di funzionamento*



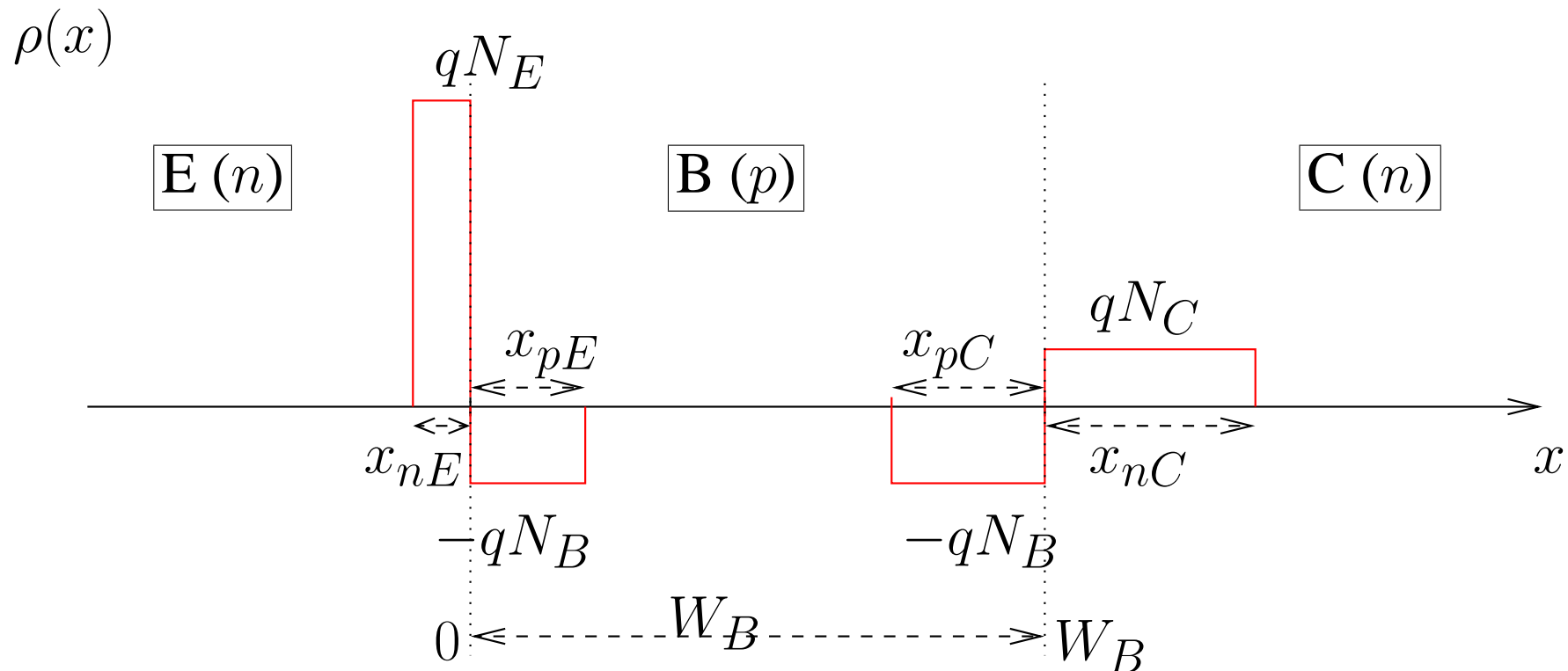
Effetto transistorore

- *In regione attiva diretta, la giunzione $B - E$ è polarizzata direttamente:*
 - l'emettitore inietta elettroni nella base, di larghezza W_B ,
 - alcuni elettroni si ricombinano nella base (la corrente I_B fornisce la base delle lacune necessarie,
 - se W_B è piccola, la maggior parte degli elettroni attraversa tutta la base.
- *La giunzione $B - C$ è polarizzata inversamente:*
 - gli elettroni che raggiungono la giunzione BC sono accelerati attraverso la giunzione e raccolti sul collettore.

Distribuzione della carica

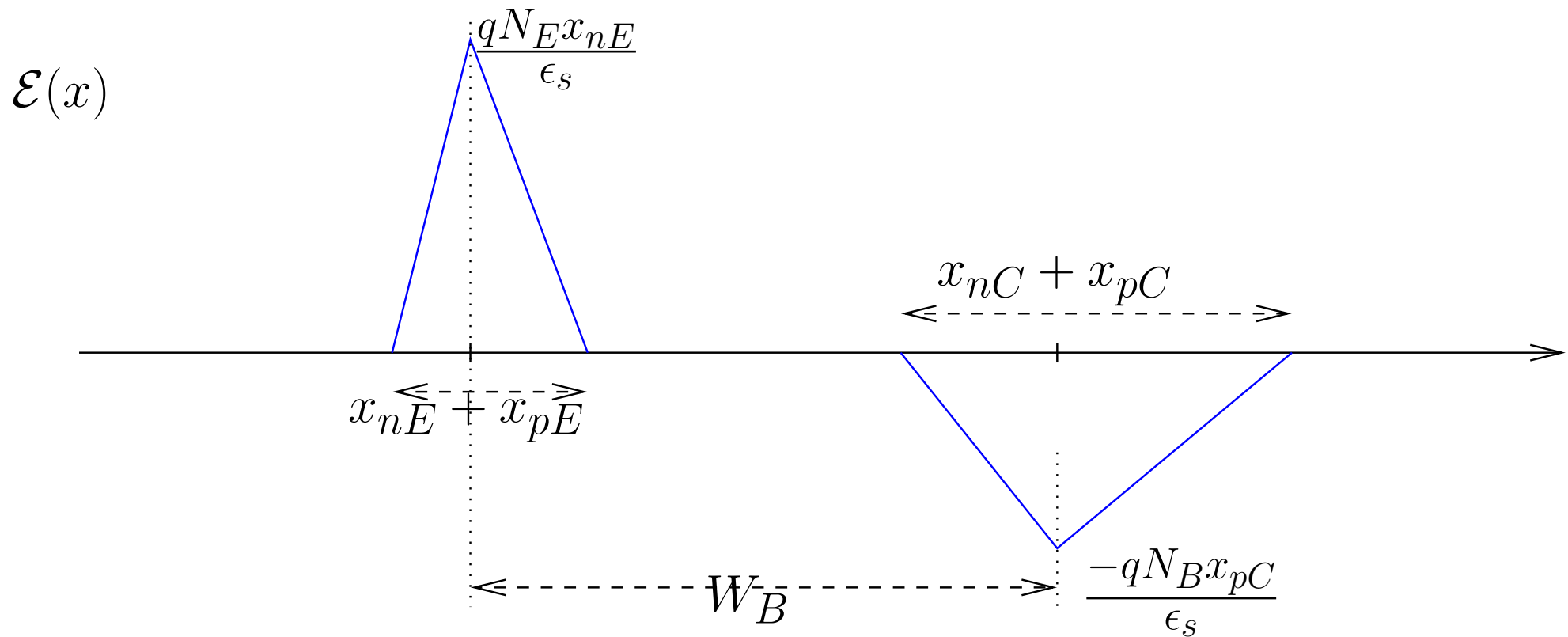
Per trovare l'andamento del potenziale e il diagramma a bande, si risolve l'equazione di Poisson, assumendo per le due giunzioni il completo svuotamento.

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_S}$$



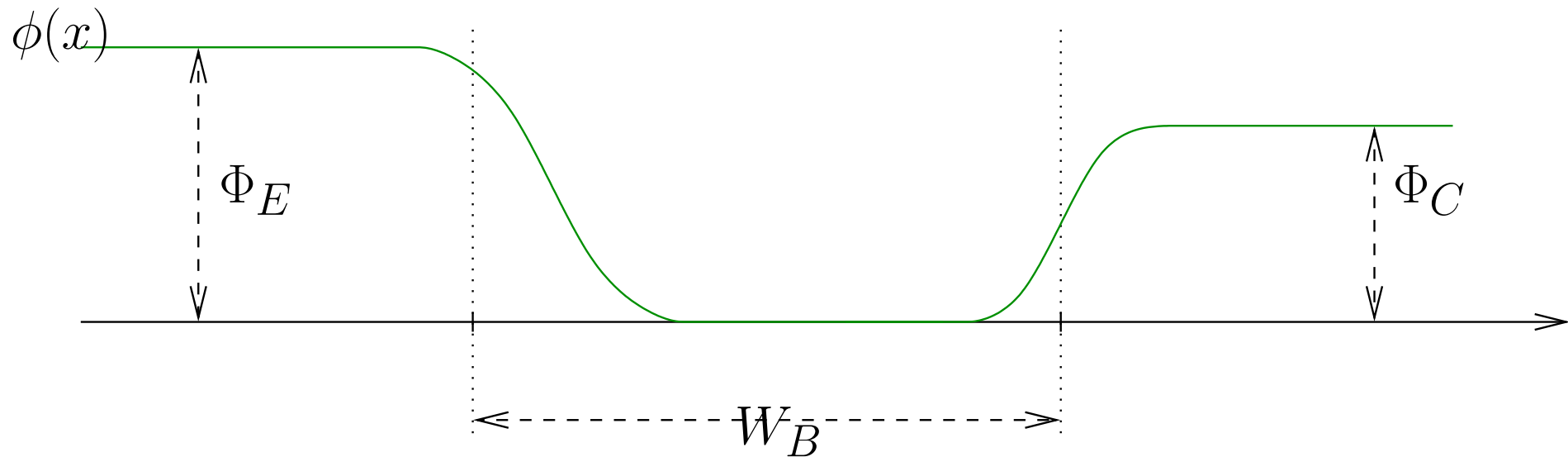
Campo elettrico

$$\frac{\partial \phi}{\partial x} = -\mathcal{E} \quad \longrightarrow \quad \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial x} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_S}$$



Potenziale elettrico

$$\frac{\partial \phi}{\partial x} = -\mathcal{E}$$

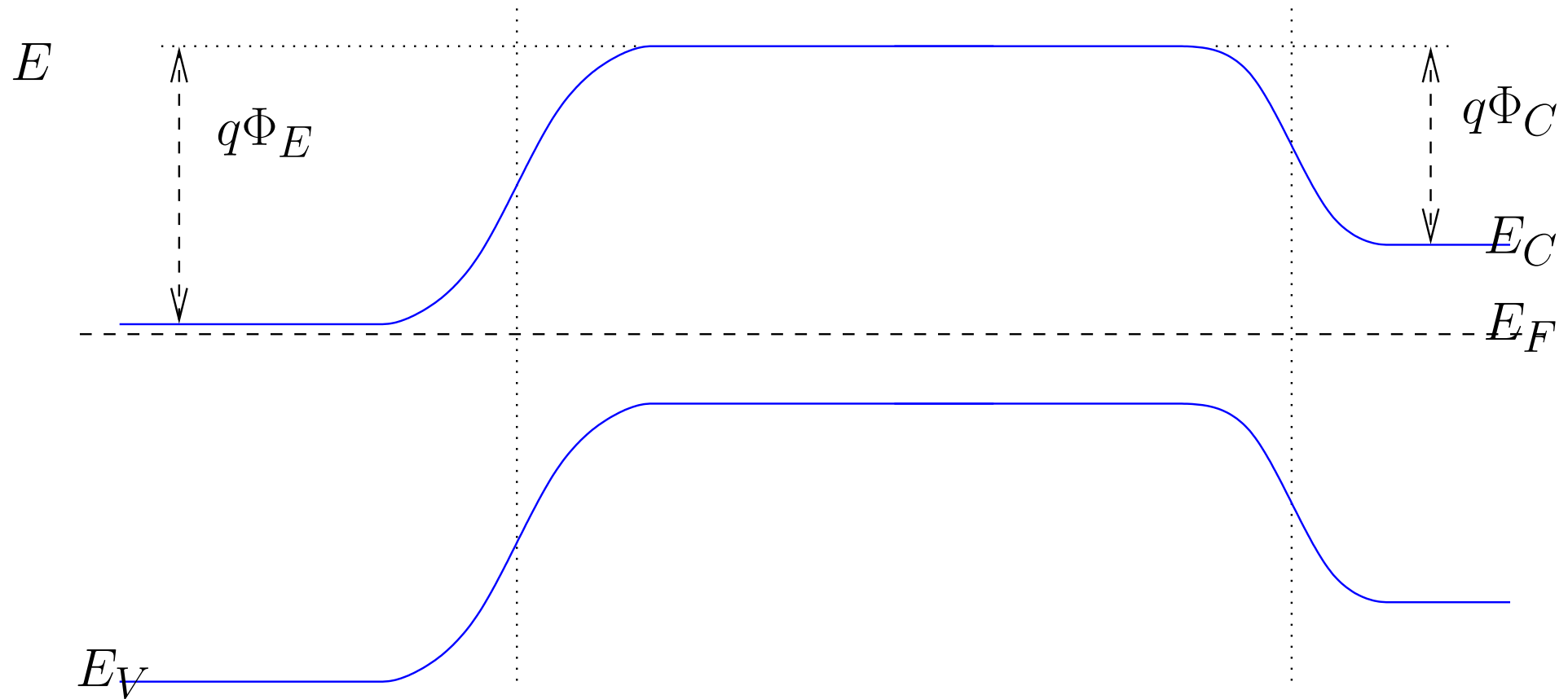


$$\Phi_E = \frac{qN_E x_{nE}}{2\epsilon_s} (x_{nE} + x_{pE})$$

$$\Phi_C = \frac{qN_B x_{pC}}{2\epsilon_s} (x_{nC} + x_{pC})$$

Diagramma a bande

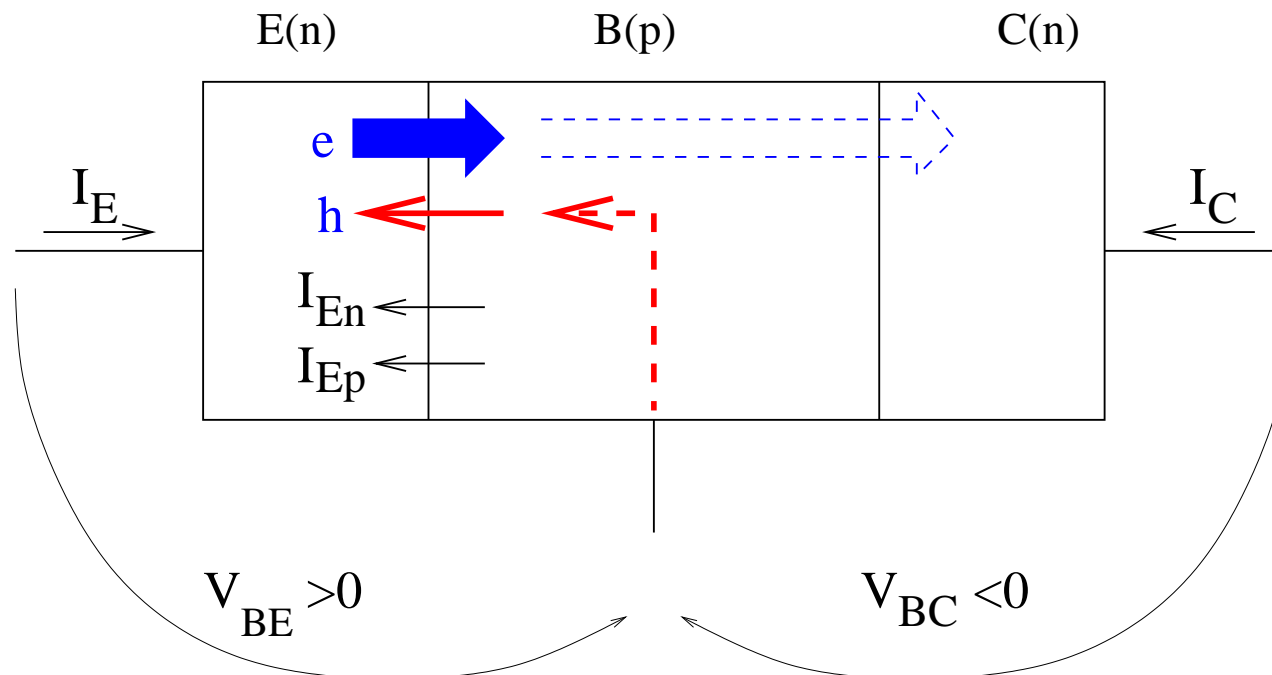
■ *Energia potenziale per gli elettroni: $E = -q\phi$*



Correnti di emettitore

■ Corrente di emettitore $I_E = -I_{En} - I_{Ep}$

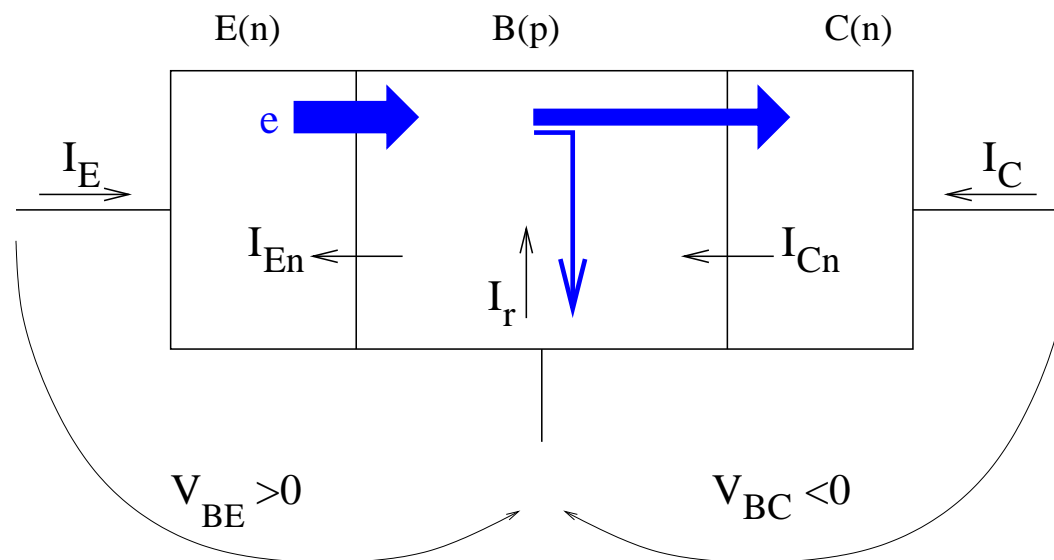
- I_{En} è dovuta agli elettroni iniettati dall'emettitore nella base,
- I_{Ep} è dovuta alle lacune iniettate dalla base nell'emettitore
- Se $N_E \gg N_B$, allora $I_{En} \gg I_{Ep}$ e $I_{En} = -\gamma I_E$, con $\gamma \approx 1$
- γ è l'efficienza di emettitore



Correnti di collettore

■ **Corrente di collettore** $I_C = I_{Cn} + I_{Co}$

- I_{Cn} è dovuta agli elettroni che attraversano la base
- I_{Co} è la corrente inversa della giunzione $B - C$
- Se $W_B \ll L_n$, dove L_n è la lunghezza di diffusione degli elettroni nella base, allora $I_C \approx I_{Cn} = \alpha_T I_{En}$, con $\alpha_T \approx 1$
- α_T è il fattore di trasporto.

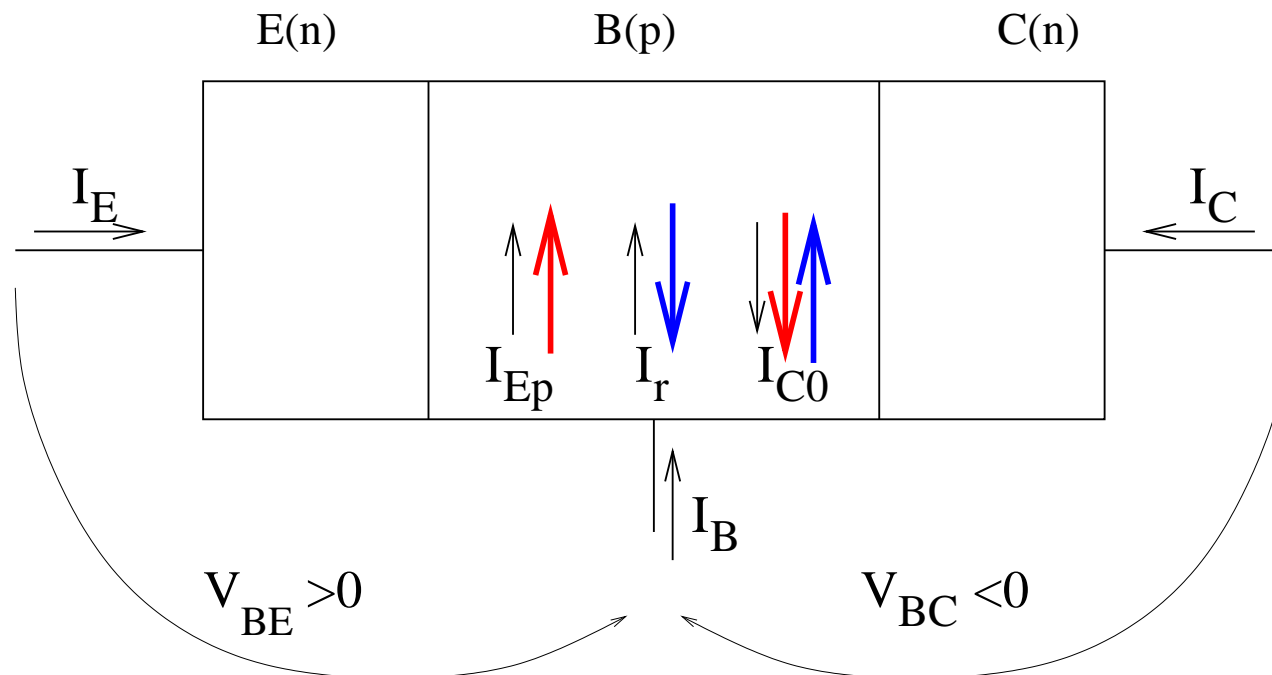


Correnti di base

■ Corrente di base

$$I_B = -I_E - I_C = I_{En} + I_{Ep} - I_{Cn} - I_{Co}$$

- I_{Ep} è dovuta alle lacune iniettate dalla base nell'emettitore
- I_{Co} è la corrente inversa della giunzione $B - C$
- $I_{En} - I_{Cn}$ è la corrente di ricombinazione in base



Correnti di base (II)

■ **Trascurando I_{C_o} , si ha $I_C = \alpha_T I_{E_n} = -\alpha_T \gamma I_E$,
ovvero $I_C = -\alpha_F I_E$, con $\alpha_F = \alpha_T \cdot \gamma$**

■ **Dalla legge di Kirchoff, si ha**

$$I_B = -I_E - I_C = \frac{1}{\alpha_F} I_C - I_C, \text{ da cui}$$

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = \beta_F I_B$$

■ **Poiché α_F è prossimo a 1, β_F può essere un guadagno molto elevato.**

■ **β_F è difficile da controllare tecnologicamente:**

$$\frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} = \frac{1}{1 - \alpha_F} \frac{\Delta \alpha_F}{\alpha_F}$$

Efficienza di emettitore

- $I_{En} = -\gamma I_E$
- *È il fattore dominante che limita il guadagno β_F del transistor*
- *Nel caso di emettitore lungo ($x_E \gg L_{pE}$), si trova $\gamma = \left[1 + \frac{N_B x_B D_{pE}}{N_E L_{pE} D_{nB}} \right]^{-1}$*
- *Nel caso di emettitore corto ($x_E \ll L_{pE}$), si ha invece $\gamma = \left[1 + \frac{N_B x_B D_{pE}}{N_E x_E D_{nB}} \right]^{-1}$*
- *Per i transistori integrati, $\gamma > 0,98$.*

Efficienza di emettitore (II)

■ *Per massimizzare γ si richiede di*

- scegliere $N_E \gg N_B$
- scegliere x_E grande o ridurre la ricombinazione di lacune nell'emettitore
- scegliere x_B piccolo

■ *Esempio: con $x_E \approx W_E = 1 \mu\text{m}$, $x_B \approx W_B = 5 \mu\text{m}$, $\mu_{nB} = 1500 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$, $\mu_{pE} = 500 \text{ cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$, $\tau_n = \tau_p = 10 \mu\text{s}$, si ha*

$$\gamma = 0,9983 \quad \text{per} \quad N_E = 10^{18} \text{ cm}^{-3}, \quad N_B = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$$

$$\gamma = 0,8571 \quad \text{per} \quad N_E = 10^{17} \text{ cm}^{-3}, \quad N_B = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

Fattore di trasporto

■ $\alpha_T = -\frac{I_{Cn}}{I_{En}} = \frac{I_{En} - I_r}{I_{En}} = 1 - \frac{I_r}{I_{En}}$

■ **Si può provare che**

$$\alpha_T = 1 - \frac{x_B^2}{2\tau_n D_{nB}} = 1 - \frac{x_B^2}{2L_{nB}^2}$$

■ **Per i BJT moderni, $x_B < 1 \mu\text{m}$ e $L_{nB} > 30 \mu\text{m}$, e quindi $\alpha_T > 0,9994$ (non è un fattore limitante)**

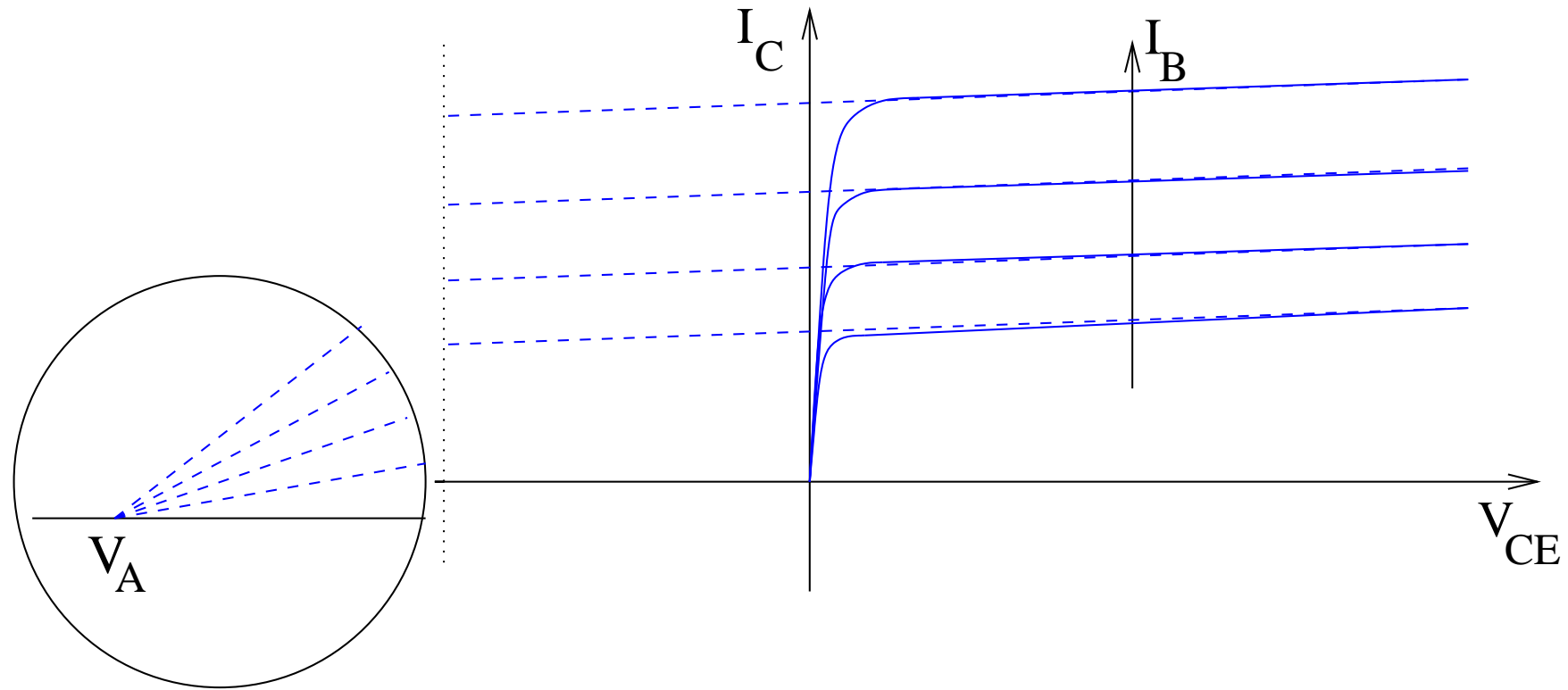
■ **Con $\alpha_T = 0,9994$ e $\gamma = 0,9983$, si ha**

$$\alpha_F = 0,9977 \quad \text{e} \quad \beta_F = 433$$

Effetto Early

- Modulazione della lunghezza di base (effetto Early)
- se $|V_{BC}|$ cresce (polarizzazione inversa), \rightarrow la regione di svuotamento aumenta e quindi la larghezza della regione quasi neutra della base, x_B si riduce, con 2 conseguenze:
 1. si riduce il tasso di ricombinazione, cioè aumenta α_T
 2. aumenta l'iniezione dei portatori minoritari in base, ovvero aumenta γ
- A parità di I_B , la corrente I_C cresce con $|V_{BC}|$

Effetto Early (II)



- La tensione di Early V_A misura la dipendenza di x_B dalla tensione V_{BC} : V_A piccolo implica forte modulazione della lunghezza di base
- Il modello adottato in regione attiva diretta è del tipo

$$I_C = \beta_F I_B \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

Meccanismi di breakdown

Alla giunzione B-C, polarizzata inversamente, si possono avere due fenomeni di breakdown:

1 Perforazione diretta, quando la regione di svuotamento della giunzione B-C cresce fino a occupare tutta la base. Poiché la relazione tra livelli di drogaggio e ampiezze delle regioni

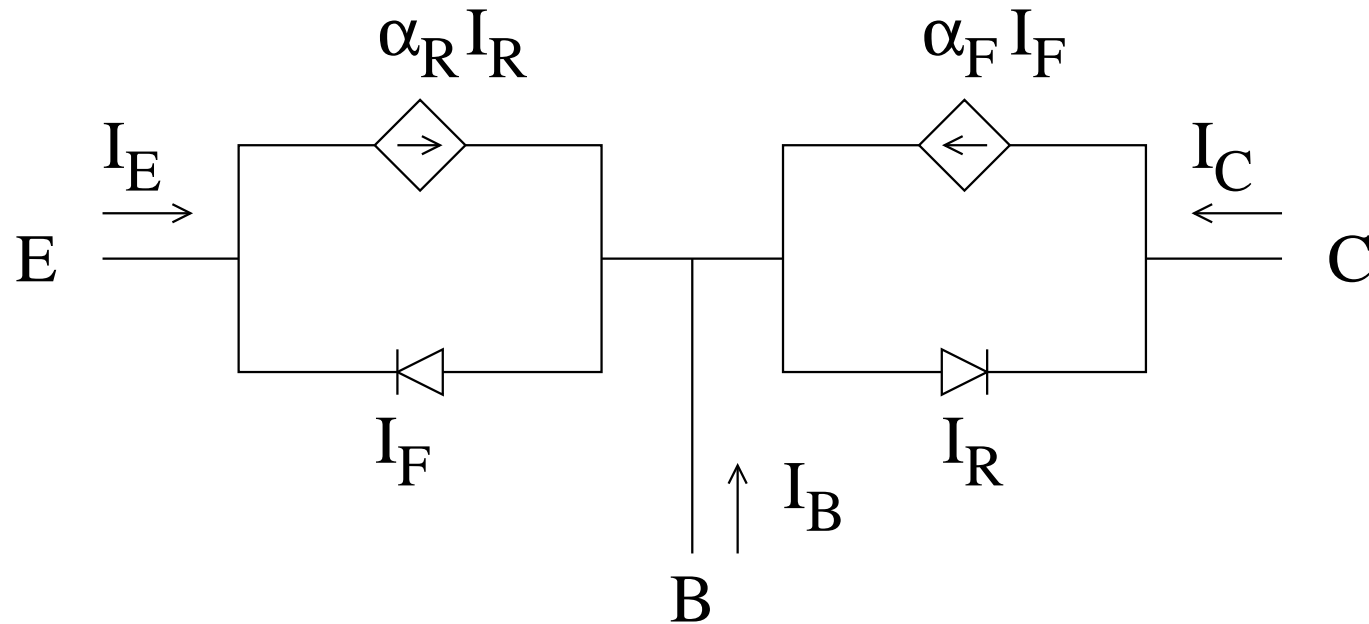
svuotate è $\frac{x_p}{x_n} = \frac{N_d}{N_a}$, la perforazione diretta si combatte adottando $N_B \gg N_C$

2 Breakdown a valanga, quando la polarizzazione inversa della giunzione B-C è tale da indurre un campo elettrico superiore a quello di innesco dell'effetto valanga.

$$\mathcal{E}_{cri} = \sqrt{\frac{2qN_{eq}(\phi_i - V_{breakdown})}{\epsilon_s}} \approx \sqrt{\frac{2qN_C(\phi_i - V_{breakdown})}{\epsilon_s}}$$

Modello di Ebers-Moll

- *modello approssimato usabile in tutte le regioni di funzionamento.*



$$I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad I_R = I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_E = -I_F + \alpha_R I_R \quad I_C = -I_R + \alpha_F I_F \quad I_B = I_F (1 - \alpha_F) + I_R (1 - \alpha_R)$$

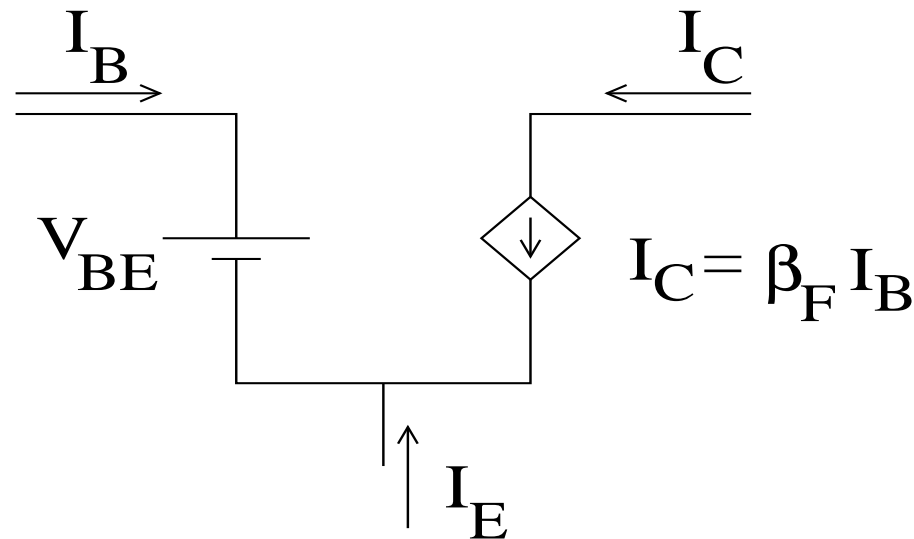
Modello semplificato in r.a.d.

- Poiché $V_{BC} < 0$, si ha $I_R \approx 0$ e le correnti di collettore e base si possono scrivere

$$I_C \approx \alpha_F I_F \quad I_B \approx I_F (1 - \alpha_F)$$

quindi $I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = \beta_F I_B$

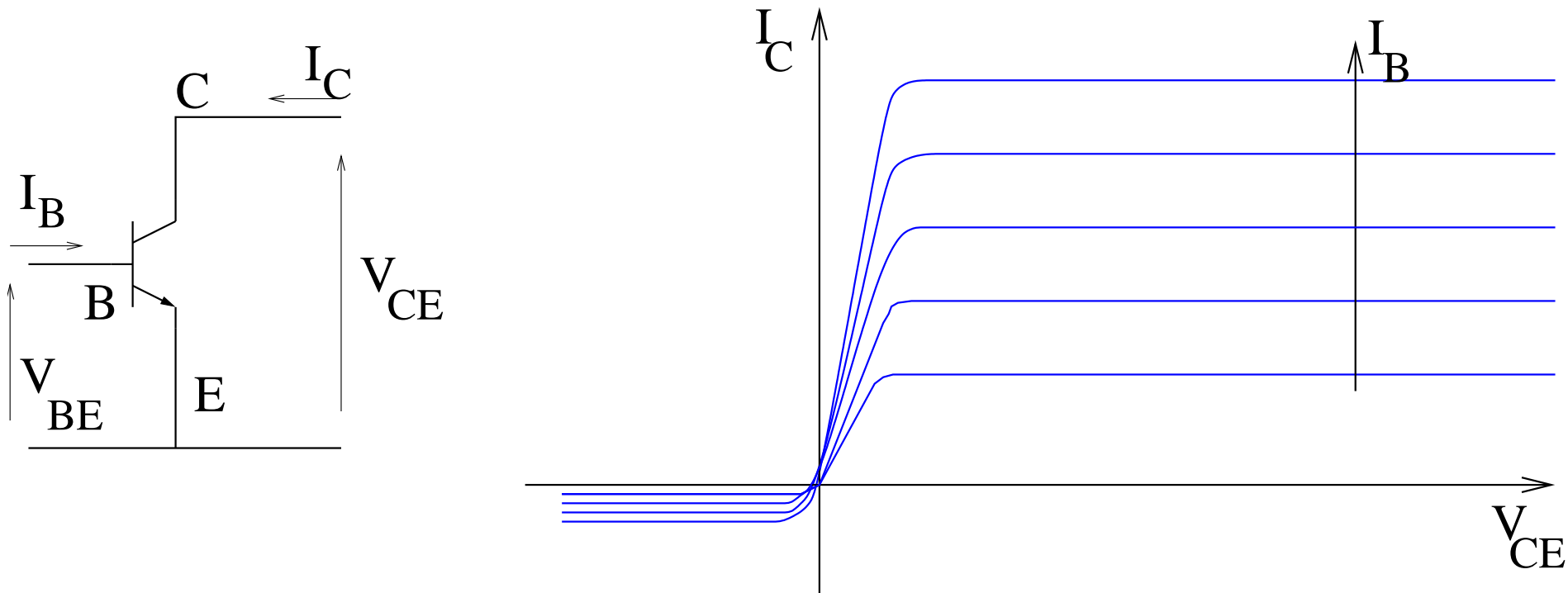
- La giunzione B-E è polarizzata direttamente, quindi si può modellizzare in prima approssimazione con un generatore di tensione di valore pari a $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$



Caratteristica del transistor

- Emettitore comune: la coppia B-E forma la maglia di ingresso, mentre la coppia B-C forma quella di uscita
- Il comportamento statico è descritto da due caratteristiche

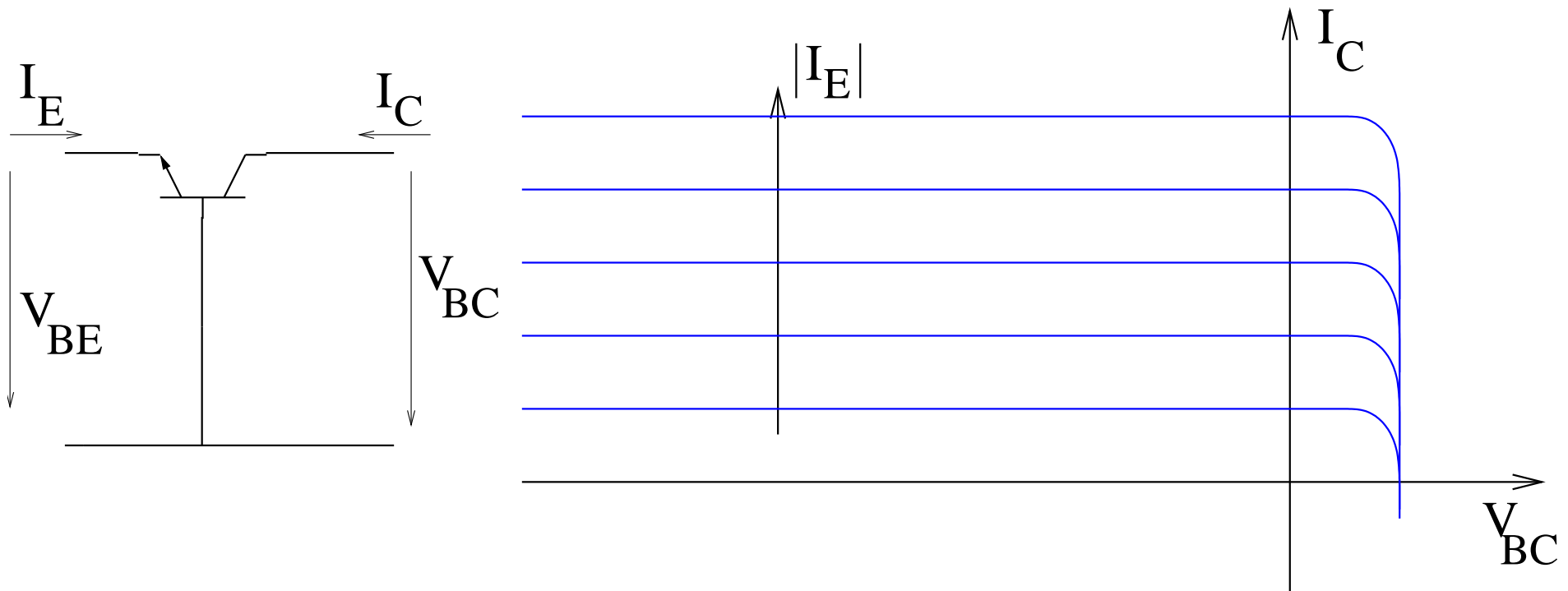
$$V_{BE} = V_{BE}(I_B, V_{CE}) \quad I_C = I_C(I_B, V_{CE})$$



Caratteristica del transistor (II)

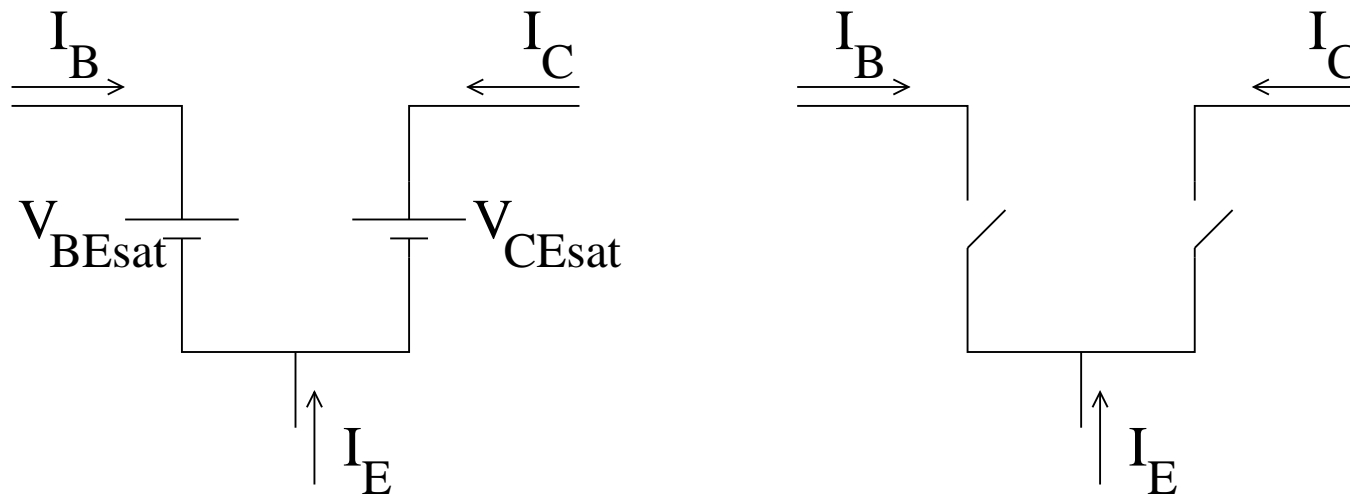
- Base comune: si usano le caratteristiche

$$V_{BE} = V_{BE}(I_E, V_{BC}) \quad I_C = I_C(I_E, V_{BC})$$



Modello semplificato

- In regione attiva inversa, $V_{BE} < 0$ e $V_{BC} > 0,7$, ma le prestazioni sono peggiori perché non è $N_C \gg N_B$.
- In regione di saturazione, entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente, con in genere $V_{BE} > 0,7$ V: per esempio, con $V_{BE} = 0,8$ V e $V_{CE} = 0,2$ V, si ha $V_{BC} = 0,6$ V.
- In interdizione, le due giunzioni sono polarizzate inversamente e non si hanno correnti.



Modello per piccolo segnale

- In condizioni di piccolo segnale, tensioni e correnti si possono esprimere nella forma

$$i_C(t) = I_C + i_c(t) \quad v_{BC}(t) = V_{BC} + v_{bc}(t)$$

$$i_E(t) = I_E + i_e(t) \quad v_{BE}(t) = V_{BE} + v_{be}(t)$$

$$i_B(t) = I_B + i_b(t) \quad v_{CE}(t) = V_{CE} + v_{ce}(t)$$

- Dal modello di Ebers-Moll in regione attiva diretta si ha

$$i_C = \alpha_F I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \quad i_B = (1 - \alpha_F) I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

- Nella configurazione a emettitore comune, le correnti di base e collettore si esprimono in funzione delle tensioni v_{BE} e v_{CE} :

$$i_C = i_C(v_{BE}, v_{CE}) \quad i_B = i_B(v_{BE}, v_{CE})$$

$$\mathbf{e} \quad v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

Modello per piccolo segnale (II)

- In condizioni di piccolo segnale, le espressioni delle correnti si possono sviluppare al primo ordine intorno al punto di polarizzazione:

$$i_C = i_C(V_{BE}, V_{CE}) + v_{be} \cdot \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} + v_{ce} \cdot \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}}$$
$$i_B = i_B(V_{BE}, V_{CE}) + v_{be} \cdot \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} + v_{ce} \cdot \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}}$$

- Si ha, per i coefficienti

$$\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = \frac{\alpha_F I_{ES}}{V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{\beta_0 I_B}{V_T} \quad \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = 0$$
$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = \frac{(1-\alpha_F) I_{ES}}{V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = \frac{I_B}{V_T} = \frac{I_C}{\beta_0 V_T} \quad \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = 0$$

Modello per piccolo segnale (III)

- Il modello di Ebers-Moll non tiene conto dell'effetto Early; assumendo

$$\frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} = \frac{I_C}{V_A} \quad \text{e} \quad \Delta i_B = -\frac{\Delta i_C}{\beta_F} \quad \text{si ottiene in forma approssimata}$$

$$\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = \frac{I_C}{V_A} \quad \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} = -\frac{I_C}{\beta_0 V_A} \approx 0$$

dove β_0 è il guadagno di corrente per piccolo segnale a emettitore comune (numericamente $\beta_F \approx \beta_0$)

- I quattro coefficienti trovati sono i coefficienti di un sistema di equazioni che descrive il comportamento in condizioni di piccolo segnale (questi quattro

$$\begin{aligned} i_b &= y_{11}v_{be} + y_{12}v_{ce} & y_{11} &= \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} & y_{12} &= \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} \\ i_c &= y_{21}v_{be} + y_{22}v_{ce} & y_{21} &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} & y_{22} &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{BE}, V_{CE}} \end{aligned}$$

coefficienti hanno le dimensioni di un'ammettenza)

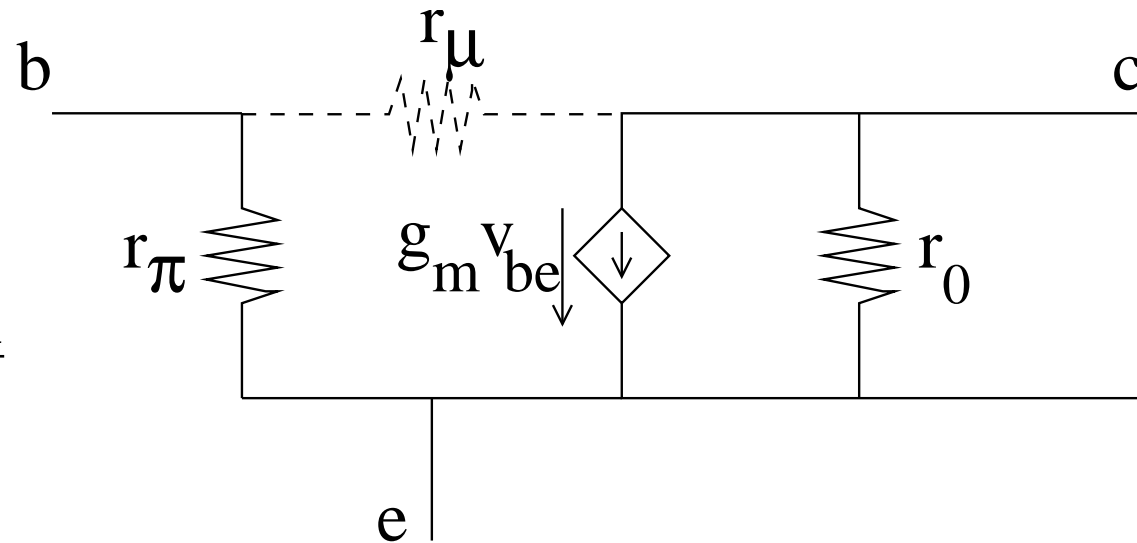
Modello ibrido a π

$$r_{\pi} = \frac{\beta_0 V_T}{I_C}$$

$$r_{\mu} \approx 0$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

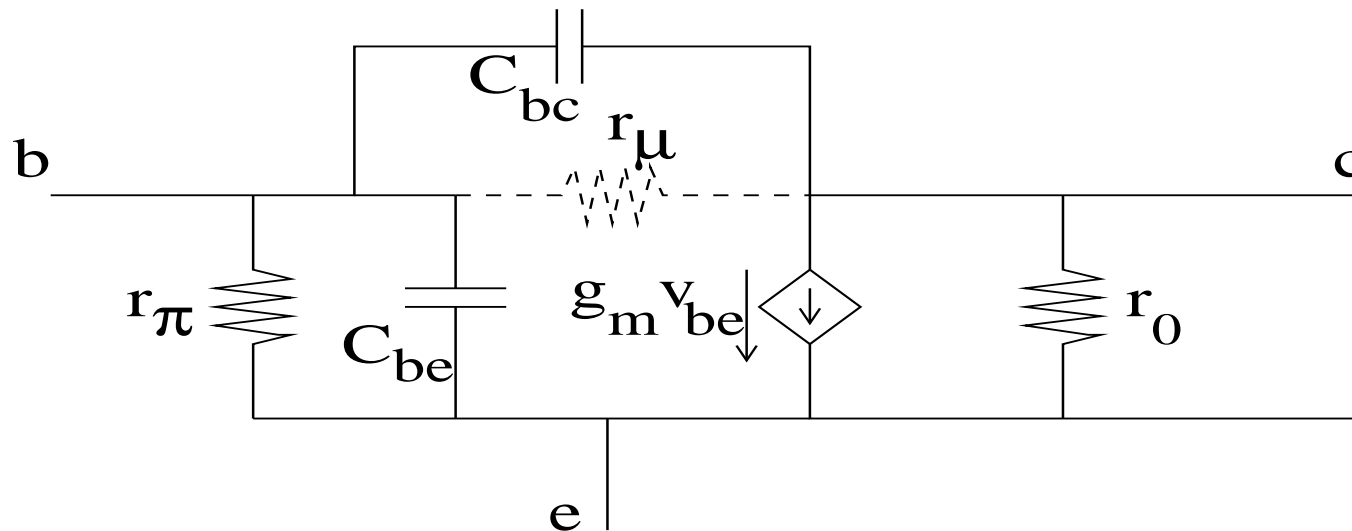
$$r_0 = \frac{V_A}{I_C}$$



- $1/y_{11} = r_{\pi}$ ha il significato di resistenza differenziale di ingresso
- $1/y_{12} = r_{\mu} \approx 0$ è una resistenza differenziale B-C
- $y_{21} = g_m$ è la transconduttanza
- $1/y_{22} = r_0$ è la resistenza differenziale di uscita
- spesso il modello è completato con la resistenza di base r_b

Comportamento in frequenza

- Si aggiungono le capacità delle giunzioni per estendere il modello equivalente a frequenze più elevate



- La capacità prevalente è solitamente C_{be} , capacità di diffusione proporzionale alla corrente di base; C_{bc} è invece una capacità di svuotamento.
- A frequenza elevate, le due capacità tendono a cortocircuitare le giunzioni e quindi il guadagno diminuisce.

Frequenza di taglio

- Per valutare le prestazioni ad alta frequenza si usa il guadagno di corrente di corto circuito:

$$\frac{i_c}{i_b} = \beta(f) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

dove $\beta_0 = g_m r_\pi$ e $f_0 = \frac{1}{2\pi r_\pi (C_{be} + C_{bc})}$ (freq. di taglio a 3 dB)

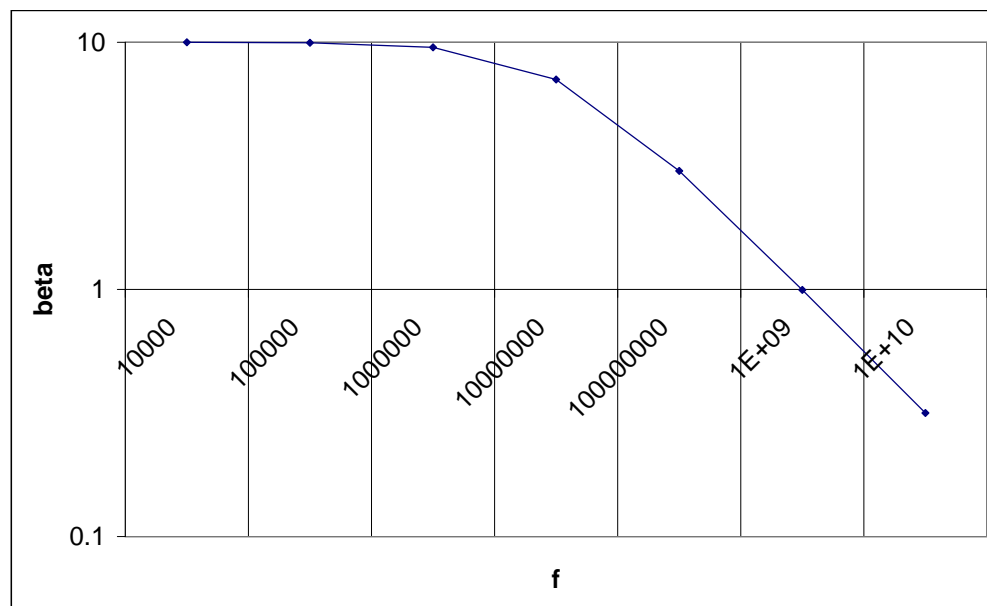
- A frequenza $f \gg f_0$ il guadagno può essere espresso come

$$\beta(f) \approx -j\beta_0 \frac{f_0}{f}$$

- Si definisce **frequenza di taglio** f_T il valore di f per il quale il modulo di $\beta(f)$ si riduce a 1

$$|\beta(f)| = 1 \rightarrow f_T = \beta_0 f_0$$

Frequenza di taglio (II)



f_T è pari al prodotto della banda del transistorore e del guadagno in continua

Evoluzione del transistorore bipolare

<i>parametro</i>	1980	1985	1990
larghezza di emettitore (μm)	3	1,5	0,8
larghezza di base (μm)	0,3	0,15	0,07
f_T (GHz)	1	10	30
ECL gate delay (ps)	500	100	30