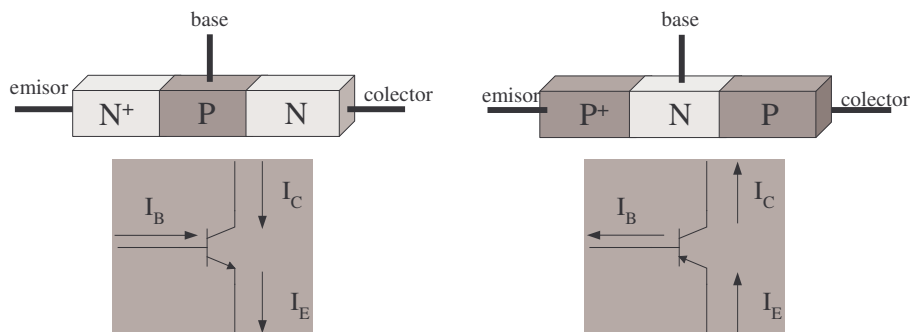


Tema 6. El Transistor Bipolar (BJT)

- 1. Introducció
- 2. Funcionament qualitatiu
- 3. Funcionament quantitatiu
- 4. Aplicacions
- 5. Models en petit senyal

1. Introducció

- Transistor Bipolar (*Bipolar Junction Transistor BJT*)
 - Dispositiu semiconductor que conté tres zones dopades alternativament (Emisor – Base – Colector)
 - Dos tipus de bipolars : transistor NPN i transistor PNP
 - Emisor més dopat que colector (no simetria del dispositiu)
 - Base molt estreta (menor que la longitud de difusió de portadors minoritaris)
 - Dispositiu no és equivalent a dos diodes enfrontats
 - Efecte transistor

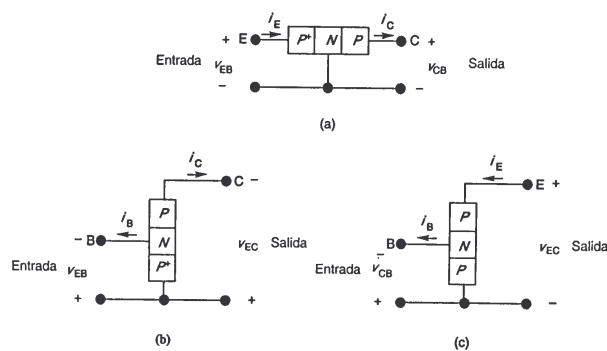


1. Introducció

- Quatre zones de funcionament
 - Zona Activa : unió BE en directa – unió BC en inversa
 - Aplicacions analògiques. Amplificació. Efecte transistor
 - Zona Saturació : unió BE en directa – unió BC en directa
 - Aplicacions digitals. Efecte commutador tancat
 - Zona Tall : unió BE en inversa – unió BC en inversa
 - Aplicacions digitals. Efecte commutador obert
 - Zona Activa Inversa: unió BE en inversa – unió BC en directa
 - Aplicacions analògiques. Mala amplificació.
 - Aplicacions digitals. Entrada típica portes tecnologia TTL.

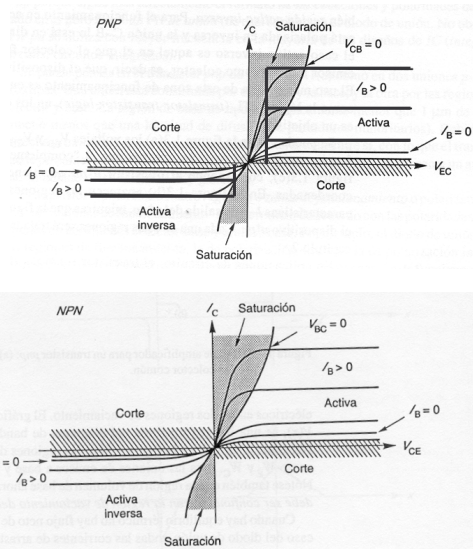
1. Introducció

- Tres tipus de configuracions
 - Base comú : I_C i I_E , V_C i V_E referenciat a B
 - Emisor comú: I_B i I_C , V_B i V_C referenciat a E
 - Colector comú: I_B i I_E , V_B i V_E referenciat a C



1. Introducció

- Característiques de sortida



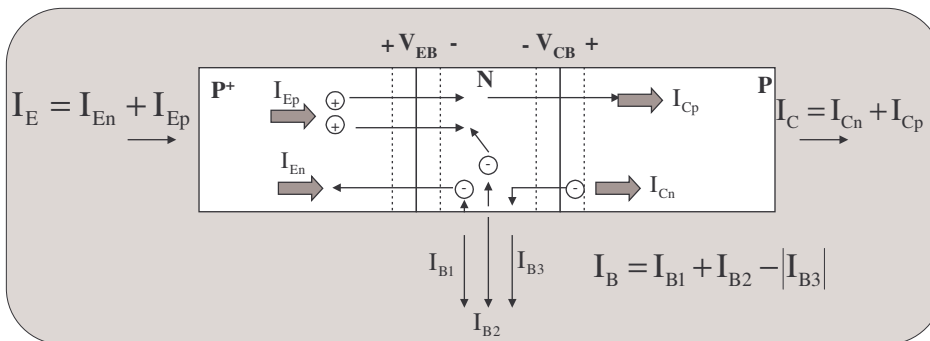
2. Funcionament qualitatiu

- Zona activa de funcionament (PNP)
 - Diagrama bandes d'energia, densitat de càrrega, camp elèctric i potencial elèctric en equilibri tèrmic
 - Polarització activa : $V_E > V_B$ i $V_B > V_C$
 - Reducció barrera de potencial pels forats que van des d'E a B
 - Igual pels electrons que van de B a E
 - Augment (creació) del corrent psoitiu a l'emisor
 - Augmenta la barerra pels electrons que van de B a C
 - Igual pels forats que van del C a la B
- ★ Però Forats que entren a B de E veuen un “cim” pel qual es poden difondre cap el C (gràcies a que B estreta, molt estreta)
 - Veuen un camp elèctric molt favorable que els accelera cap al collector

2. Funcionament qualitatiu

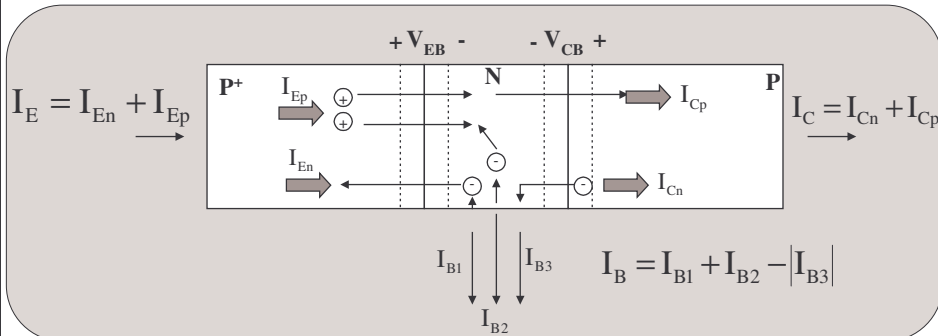
- Zona activa de funcionament PNP (cont.)
 - Emisor injecta (emet) portadors
 - Colector colecta els portadors
 - Quasi tots els forats injectats de E atravessen B (només 1% es recombina a la base (estreta))
 - Corrent de forats a C lleugerament inferior a corrent de forats de l'E
 - Component d'electrons en corrent de C prové dels electrons minoritaris generats a la vorera del C
 - Base ample implicaria recombinació dels forats injectats de l'E, (cas de díodes enfrontats)
 - Electrostaticament es veu
 - Dues zones de buidament (una EB < equilibri (p. Directa) i una CB > equilibri (p. Inversa))
 - Una zona neutra a la base.

2. Anàlisi qualitatiu. Origen de corrents



- Contribucions al corrent en activa del transistor bipolar (cas PNP)
 - I_{Ep} : forats difosos des d'E a B
 - I_{B2} : electrons que entren a la base per recombinar-se amb forats difosos des de l'E (a B)
 - I_{Cp} : forats "emesos" a l'E i "col.lectats" al C (fracció molt gran forats injectats d'E a B)
 - $I_{B1}=I_{En}$: electrons que es difonen de B a E
 - $I_{B3}=I_{Cn}$: electrons generats tèrmicament propers a la unió BC (díode en inversa)

2. Anàlisi qualitatiu. Origen de corrents



- Conclusions (PNP en activa)

- emisor molt més dopat que base i col·lector $I_{Ep} \gg I_{En} = I_{B1} \Rightarrow I_E \approx I_{Ep}$
- base molt estreta, molt poca recombinació a base $I_{B2} \ll I_E$
- B3 correspon a diode en inversa $I_{Cn} \ll I_{Cp}$

$$\begin{aligned} I_E &\approx I_{Ep} \\ I_B &\ll I_C \\ I_B &\ll I_E \end{aligned}$$



$$\frac{I_C}{I_B} \uparrow \uparrow \uparrow \approx \text{ctant} \Leftrightarrow I_C = \beta I_B$$

Electe Transistor

2. Anàlisi qualitatiu. Definicions

- Sabem que (nusos a un BJT)

$$I_C = I_{Cn} + I_{Cp}$$

$$I_E = I_{En} + I_{Ep}$$

$$I_B = I_E - I_C = I_{B1} + I_{B2} - |I_{B3}|$$

- Definim factor de transport de base

$$\alpha_T = \frac{I_{Cp}}{I_{Ep}}$$

- Idealment val la unitat (lleugerament inferior a 1 ja que hi ha baixa recombinació a base)

- Definim eficiència d'injecció d'emisor

$$\gamma = \frac{I_{Ep}}{I_E} = \frac{I_{Ep}}{I_{Ep} + I_{En}}$$

- Si I_{En} tendeix a zero, eficiència tendeix a la unitat (emisors molt més dopats)

- Definim alfa de corrent continua

$$\alpha_{CC} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_{Cp} + I_{Cn}}{I_{Ep} + I_{En}} \approx \frac{I_{Cp}}{I_{Ep} + I_{En}} = \frac{I_{Cp}}{I_{Ep}} \left[\frac{1}{1 + \frac{I_{En}}{I_{Ep}}} \right] = \alpha_T \gamma$$

2. Anàlisi qualitatiu. Definicions

- Definim beta de corrent continua (guany del transistor)

$$\beta_{CC} = \beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{I_C / I_E}{1 - I_C / I_E} = \frac{\alpha_{CC}}{1 - \alpha_{CC}}$$

- Com alfa de continua tendeix a la unitat, beta tendeix a infinit (guany elevat del BJT)

- Descripció de la zona activa de funcionament

$$\begin{aligned} I_C &= I_{Cp} + I_{Cn} = \alpha_T I_{Ep} + I_{Cn} = \alpha_{CC} I_E + I_{Cn} \\ I_{Cn} &\approx I_{BCO} \Rightarrow I_C = \alpha_{CC} I_E + I_{BCO} = \alpha_{CC} (I_B + I_C) + I_{BCO} \\ I_C &= \frac{\alpha_{CC}}{1 - \alpha_{CC}} I_B + \frac{I_{BCO}}{1 - \alpha_{CC}} = \beta_{CC} I_B + (\beta_{CC} + 1) I_{BCO} \end{aligned}$$

$$I_C = \beta I_B$$

2. Anàlisi qualitatiu. Definicions

- A un transistor NPN, les definicions són les mateixes, només considerant que el corrent ara es degut electrons, així

$$\alpha_T = \frac{I_{Cn}}{I_{En}}$$

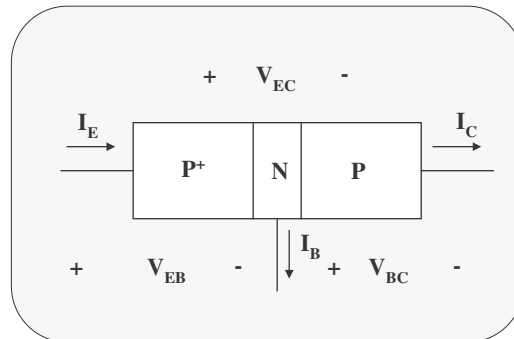
$$\gamma = \frac{I_{En}}{I_E} = \frac{I_{En}}{I_{Ep} + I_{En}}$$

$$\alpha_{CC} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_{Cp} + I_{Cn}}{I_{Ep} + I_{En}}$$

- S'arribarà a la mateixa conclusió: (exercici)

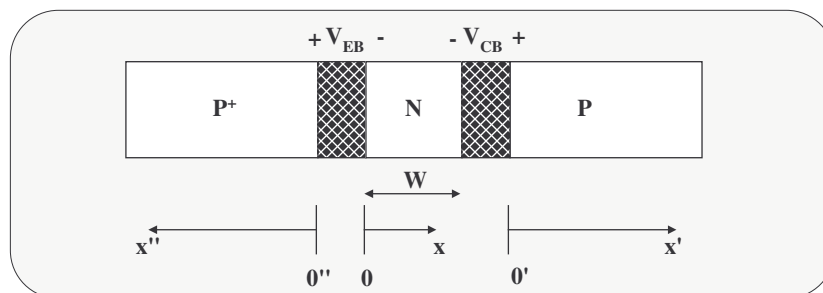
$$I_C = \beta I_B$$

3. Anàlisi quantitatiu. Descripció-hipòtesis



- Estructura unidimensional
- Ampla de base $< L_p$ (longitud de difusió dels portadors minoritaris)
- Corrents recombinació-generació zones de buidament menyspreables
- Densitat de dopat uniforme a les tres zones
- Baix nivell d'injecció

3. Anàlisi quantitatiu. Notació.



$$\begin{aligned} N_{AE} &= N_E \\ L_N &= L_E \\ D_N &= D_E \\ n_{p0} &= n_{E0} \\ \tau_N &= \tau_E \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_{DB} &= N_B \\ L_P &= L_B \\ D_P &= D_B \\ p_{n0} &= p_{B0} \\ \tau_P &= \tau_B \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_{AC} &= N_C \\ L_N &= L_C \\ D_N &= D_C \\ n_{p0} &= n_{C0} \\ \tau_N &= \tau_C \end{aligned}$$

3. Anàlisi quantitativ. Definició corrents.

- Suposam no recombinació a les zones de buidament, el corrent es mantén constant (igual que al díode)

– Càlcul de I_E

- Calcularem I_{En} a P+ (minoritaris), avaluarem a $x''=0''$
- Calcularem $I_{Ep}=I_{En}$ a N (minoritaris), avaluarem a $x=0$

$$I_E = I_{Ep}(0) + I_{En}(0'')$$

$$I_E = -qAD_B \left. \frac{d\Delta p_B}{dx} \right|_{x=0} - qAD_E \left. \frac{d\Delta n_E}{dx''} \right|_{x''=0''}$$

– Càlcul de I_C

- Calcularem I_{Cp} a N (minoritaris), avaluarem a $x=W$
- Calcularem I_{Cn} a P (minoritaris), avaluarem a $x'=0'$

$$I_C = I_{Cp}(W) + I_{Cn}(0')$$

$$I_C = -qAD_B \left. \frac{d\Delta p_B}{dx} \right|_{x=W} + qAD_C \left. \frac{d\Delta n_C}{dx'} \right|_{x'=0'}$$

– Càlcul de I_B (Kirchoff, resta de corrents $I_E - I_C$)

3. Anàlisi quantitativ. Solucions.

- Solucions a P+, N i P

– Necessitam : $n_E(x'')$, $p_B(x)$ i $n_C(x')$

- Com al díode : equacions de continuïtat amb
 - baix nivell d'injecció, Camp ext. nul, No generació ext., i estat estacionari

$$D_B \frac{d^2 \Delta p_B(x)}{dx^2} = \frac{\Delta p_B(x)}{\tau_B}$$

$$D_E \frac{d^2 \Delta n_E(x'')}{dx''^2} = \frac{\Delta n_E(x'')}{\tau_E}$$

$$D_C \frac{d^2 \Delta n_C(x')}{dx'^2} = \frac{\Delta n_C(x')}{\tau_C}$$


$$\Delta p_B(x) = C_1 e^{\frac{x}{L_B}} + C_2 e^{\frac{-x}{L_B}}$$

$$\Delta n_E(x'') = Q_1 e^{\frac{x''}{L_E}} + Q_2 e^{\frac{-x''}{L_E}}$$

$$\Delta n_C(x') = P_1 e^{\frac{x'}{L_C}} + P_2 e^{\frac{-x'}{L_C}}$$

3. Anàlisi quantitativ. Solucions.

- Solucions a P+, N i P
 - Faltarà determinar Cs, Qs i Ps, per tant 6 condicions de contorn
 - Igual que al diode

$$\begin{array}{ll}
 \Delta p_B(0) = p_{B0} \left(e^{\frac{q V_{EB}}{KT}} - 1 \right) & \Delta p_B(W) = p_{B0} \left(e^{\frac{q V_{CB}}{KT}} - 1 \right) \\
 \Delta n_E(0'') = n_{E0} \left(e^{\frac{q V_{EB}}{KT}} - 1 \right) & \Delta n_E(\infty) = 0 \\
 \Delta n_C(0') = n_{C0} \left(e^{\frac{q V_{CB}}{KT}} - 1 \right) & \Delta n_C(\infty) = 0
 \end{array}$$

3. Anàlisi quantitativ. Solucions.

- Hipòtesis de Transistor Bipolar Ideal
 - Important simplificació als càlculs posteriors
 - Base tan estreta que no hi ha recombinació a la base**

$$\tau_B = \infty, \quad L_B = \infty$$

- Així l'equació de difusió de minoritaris quedarà simplificada

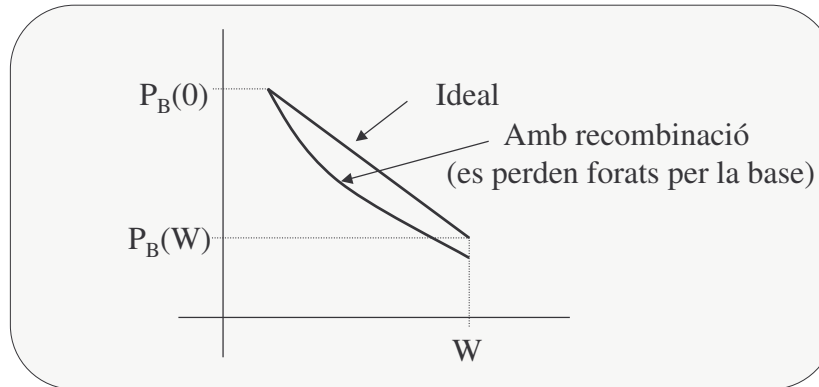
$$D_B \frac{d^2 \Delta p_B(x)}{dx^2} = \frac{\Delta p_B(x)}{\tau_B} = 0 \Rightarrow \Delta p_B(x) = C_1 x + C_2$$

- Amb les condicions de contorn resultarà (exercici)

$$C_2 = \Delta p_B(0) \quad \text{i} \quad C_1 = \frac{\Delta p_B(W) - \Delta p_B(0)}{W}$$

3. Anàlisi quantitatiu. Solucions.

- Hipòtesis de Transistor Bipolar Ideal



3. Anàlisi quantitatiu. Solucions.

- Càlcul de I_E

$$\frac{d^2 \Delta n_E(x'')}{dx''^2} = \frac{\Delta n_E(x'')}{L_E^2}$$

$$\Delta n_E(0'') = n_{E0} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) \quad \Delta n_E(\infty) = 0$$

$$\Delta n_E(x'') = Q_1 e^{\frac{x''}{L_E}} + Q_2 e^{-\frac{x''}{L_E}}$$

$$\Delta n_E(x'') = n_{E0} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) e^{-\frac{x''}{L_E}}$$

$$I_E = I_{Ep}(0) + I_{En}(0'')$$

$$I_E = -qAD_B \left. \frac{d\Delta p_B}{dx} \right|_{x=0} - qAD_E \left. \frac{d\Delta n_E}{dx''} \right|_{x''=0''}$$

$$I_E = \frac{qAD_B}{W} (\Delta p_B(0) - \Delta p_B(W)) + \frac{qAD_E}{L_E} n_{E0} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right)$$



$$I_E = qA \left(\frac{D_E n_{EO}}{L_E} + \frac{D_B p_{BO}}{W} \right) \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - \frac{qAD_B p_{BO}}{W} \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$

3. Anàlisi quantitatiu. Solucions.

- Càlcul de I_C

$$I_C = I_{Cp}(W) + I_{Cn}(0')$$

$$I_C = -qAD_B \left. \frac{d\Delta p_B}{dx} \right|_{x=W} + qAD_C \left. \frac{d\Delta n_C}{dx'} \right|_{x'=0'}$$

Com no hi ha recombinació a la base

$$I_{Cp}(W) = I_{Ep}(0) = \frac{qAD_B}{W} (\Delta p_B(0) - \Delta p_B(W))$$

Ja calculat

– Falta per tant $I_{Cn}(0')$

$$\frac{d^2 \Delta n_C(x)}{dx'^2} = \frac{\Delta n_C(x')}{L_C^2}$$

$$\Delta n_C(0') = n_{C0} \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right) \quad \Delta n_C(\infty) = 0$$

EXERCICI



$$I_C = \frac{qAD_B p_{BO}}{W} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - qA \left(\frac{D_C n_{CO}}{L_C} + \frac{D_B p_{BO}}{W} \right) \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$

3. Anàlisi quantitatiu. Solucions.

- Càlcul de I_B : Resta de $I_E - I_C$

• **RESULTATS FINALS**



$$I_E = qA \left(\frac{D_E n_{EO}}{L_E} + \frac{D_B p_{BO}}{W} \right) \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - \frac{qAD_B p_{BO}}{W} \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$



$$I_C = \frac{qAD_B p_{BO}}{W} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - qA \left(\frac{D_C n_{CO}}{L_C} + \frac{D_B p_{BO}}{W} \right) \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$



$$I_B = \frac{qAD_E n_{EO}}{L_E} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) + qA \frac{D_C n_{CO}}{L_C} \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$

3. Anàlisi quantitativ. Solucions.

- En termes de dopat

$$n_{E0} = \frac{n_i^2}{N_E} \quad n_{C0} = \frac{n_i^2}{N_C} \quad p_{B0} = \frac{n_i^2}{N_B}$$



$$I_E = qAn_i^2 \left(\frac{D_E}{L_E N_E} + \frac{D_B}{WN_B} \right) \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - qAn_i^2 \left(\frac{D_B}{WN_B} \right) \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$



$$I_C = qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - qAn_i^2 \left(\frac{D_C}{L_C N_C} + \frac{D_B}{WN_B} \right) \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$



$$I_B = qAn_i^2 \frac{D_E}{L_E N_E} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) + qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C} \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$

3. Anàlisi quantitativ. Solucions.

- Zona activa de funcionament

$$-V_{CB} < 0, \quad V_{EB} > 0 \longrightarrow$$

$$e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} \gg 1 \quad i \quad e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} \ll 1$$

$$I_E \approx qAn_i^2 \left(\frac{D_E}{L_E N_E} + \frac{D_B}{WN_B} \right) e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} = I_{En} + I_{Ep}$$

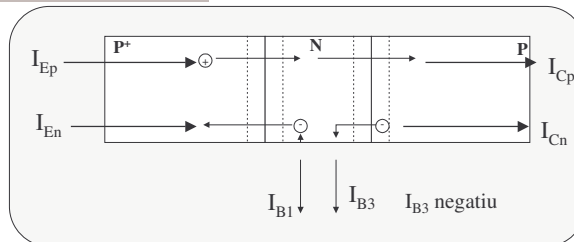
$$I_C \approx qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} + qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C} = I_{Cp} + I_{Cn}$$

$$I_B = qAn_i^2 \frac{D_E}{L_E N_E} e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C} = I_{B1} - I_{B3}$$

$I_{En} = I_{B1}$ electrons injectats des de B

$I_{Ep} = I_{Cp}$ forats injectats des de E
(no recombinació a base)

$I_{Cn} = I_{B3}$ corrent electrons diode
inversa



3. Anàlisi quantitativ. Solucions.

- Zona saturació de funcionament

$$- V_{CB} > 0, \quad V_{EB} > 0 \quad \longrightarrow \quad e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} \gg 1 \quad i \quad e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} \gg 1$$

$$I_E \approx qAn_i^2 \frac{D_E}{L_E N_E} e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} + qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} - qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} = I_{Ep} + I_{En} - I_{Cp}$$

$$I_C \approx qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} - qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C} e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} - qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} = I_{Ep} + I_{B3}(\delta - I_{Cn}) - I_{Cp}$$

$$I_B = qAn_i^2 \frac{D_E}{L_E N_E} e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} + qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C} e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} = I_{B1} + I_{B3}$$

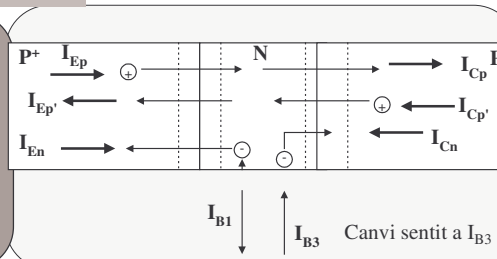
I_{Ep} positiu (pero si $V_{CB} > V_{EB}$ pot fer-se -)

$I_{Ep} = I_{Cp}$ forats injectats des de E

$I_{Cp} = I_{Ep}$ ara forats injectats des de C

$I_{En} = I_{B1}$ electrons injectats des de B

$-I_{Cn} = I_{B3}$ corrent electrons difosos des de B (ara no diode en inversa)



3. Anàlisi quantitativ. Solucions.

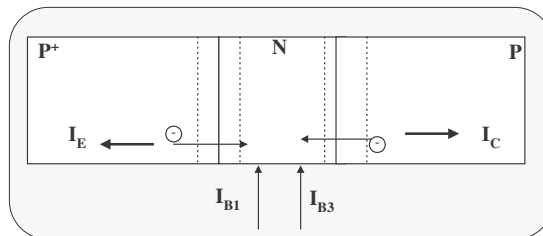
- Zona tall

$$- V_{CB} < 0, \quad V_{EB} < 0 \quad \longrightarrow \quad e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} \ll 1 \quad i \quad e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} \ll 1$$

$$I_E \approx -qAn_i^2 \frac{D_E}{L_E N_E}$$

$$I_C \approx qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C}$$

$$I_B = -qAn_i^2 \frac{D_E}{L_E N_E} - qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C}$$



Comentar signes als corrents

Corrents de magnitud molt baixa, en primera aproximació nuls

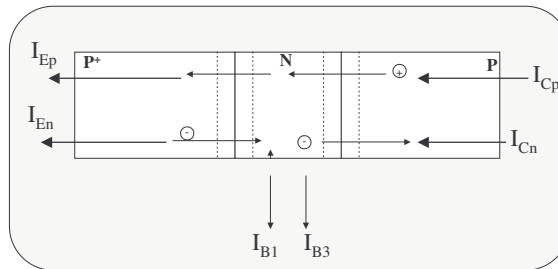
3. Anàlisi quantitatiu. Solucions.

- Zona inversa $V_{CB} > 0$
 - Si $V_{EB} > 0$ Saturació Inversa
 - Si $V_{EB} < 0$ Activa Inversa

$$I_C \approx -qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C} e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} = I_{Cn} + I_{Cp}$$

$$I_E \approx -qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} e^{q \frac{V_{CB}}{KT}}$$

$$I_B = qAn_i^2 \frac{D_C}{L_C N_C} e^{q \frac{V_{CB}}{KT}}$$



- És com si canviàssim C per E
- Podem definir α_R , β_R , γ_R (ara en inversa)

3. Anàlisi quantitatiu. Característiques I-V ideals.

- Característiques en base comú
- Característiques en emissor comú
- Factor d'eficiència d'injecció d'emissor
- Factor alfa de corrent continua
- Guany del transistor bipolar

3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll

- Corrent d'emisor

$$I_E = qAn_i^2 \left(\frac{D_E}{L_E N_E} + \frac{D_B}{WN_B} \right) \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - qAn_i^2 \left(\frac{D_B}{WN_B} \right) \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$

$$I_E = I_{FO} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - \alpha_R I_{RO} \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right) = I_F - \alpha_R I_R = I_E \quad \mathbf{1}$$

- Corrent de col·lector

$$I_C = qAn_i^2 \frac{D_B}{WN_B} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - qAn_i^2 \left(\frac{D_C}{L_C N_C} + \frac{D_B}{WN_B} \right) \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$

$$I_C = \alpha_F I_{FO} \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - I_{RO} \left(e^{q \frac{V_{CB}}{KT}} - 1 \right) = \alpha_F I_F - I_R = I_C \quad \mathbf{2}$$

3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll

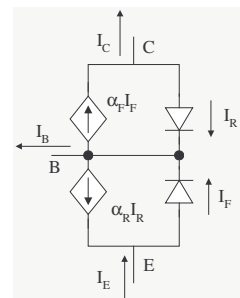
- Corrent de base

$$I_B = I_E - I_C = (1 - \alpha_F) I_F + (1 - \alpha_R) I_R = I_B \quad \mathbf{3}$$

- 1, 2 i 3 representen les equacions model d'Ebers-Moll
- Esquema circuital del model d'Ebers-Moll
 - I_F i I_R corresponen a corrents d'un diode
 - Es veu a les equacions anteriors com:

$$\alpha_F I_{FO} = \alpha_R I_{RO} = I_S$$

- Model de tres paràmetres α_F , α_R i I_S



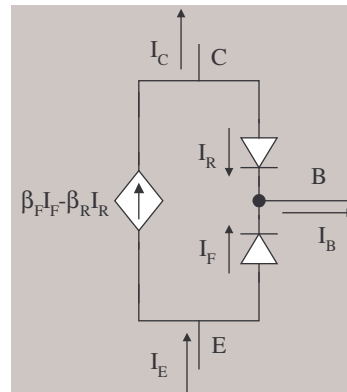
3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll

- Esquema circuital del model d'Ebers-Moll en termes de β
 - Model de tres paràmetres β_F , β_R i I_S

$$\alpha_F I_{FO} = \alpha_R I_{RO} = I_S$$

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

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$



3. Anàlisi quantitatiu. Efectes segon ordre

- 1) Pendent $1/R_o$ (tensió d'Early)
- 2) Guany(β) depèn de V_{CE}
- 3) Zona de ruptura
- 4) V_{CEsat} augmenta amb I_C
- 5) Diferències entre les corbes d'activa i saturació

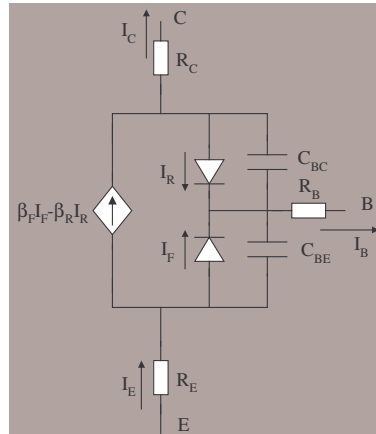
3. Anàlisi quantitatiu. Model SPICE

- Es basa en el model d'Ebers-Moll

- Paràmetres

- BF, BR, IS
 - RB, RC, RE
 - VAF
 - EG
 - CJE, CJC

- Els CJE i CJC relacionats amb C_{BE} i C_{BC} a través de l'àrea
 - Efecte Early a través de VAF
 - Pot considerar canvi a BF i BR depenent de V_{CE} i I_C



3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

- TRANSISTOR PNP

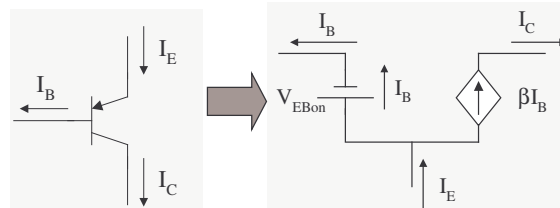
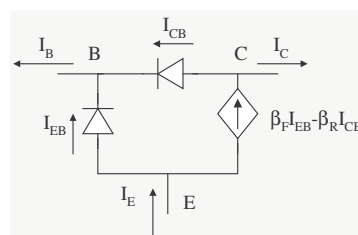
- Zona Activa (EB directa, CB inversa)

- equacions de funcionament

$$\begin{aligned} V_{EB} &= V_{EBon} \\ I_C &= \beta I_B \end{aligned}$$

- condició que s'ha de complir

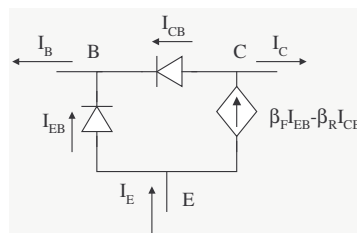
- CB en inversa
 - ϕ
 - $V_{EC} > V_{ECsat}$



3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

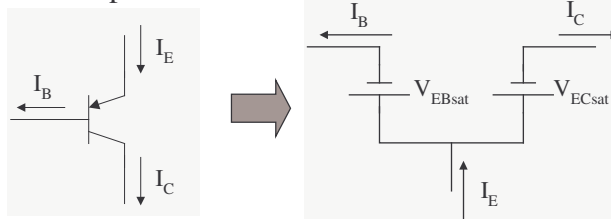
- TRANSISTOR PNP
- Zona Saturació (EB directa, CB directa)
 - equacions de funcionament

$$\begin{aligned} V_{EB} &= V_{EBsat} \\ V_{EC} &= V_{ECsat} \end{aligned}$$



- condició que s'ha de complir

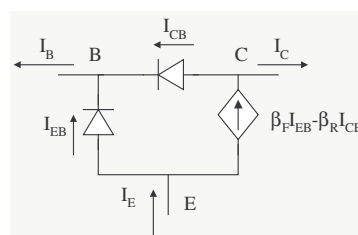
- $I_C < \beta I_B$



3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

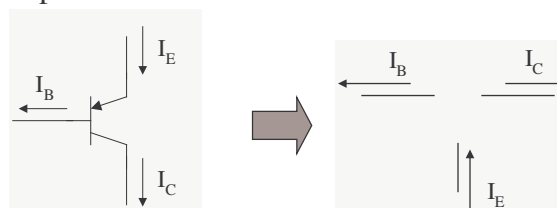
- TRANSISTOR PNP
- Zona Tall (EB inversa, CB inversa)
 - equacions de funcionament

$$I_C = I_B = I_E = 0$$



- condició que s'ha de complir

- $V_{EB} < V_{EBon}$
- $V_{CB} < V_{CBon}$



3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

- TRANSISTOR PNP

- Zona Activa Inversa (EB inversa, CB directa)

- equacions de funcionament

$$\begin{aligned} V_{CB} &= V_{CBon} \\ I_E &= -\beta_R I_B \end{aligned}$$

- condició que s'ha de complir

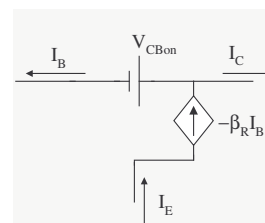
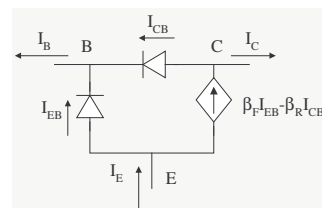
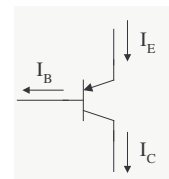
- $V_{EC} < V_{ECsatinv}$

- en saturació inversa

- mateixes equac. i model que saturació

- condició

$$|I_E| < \beta_R I_B$$



3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

- TRANSISTOR NPN

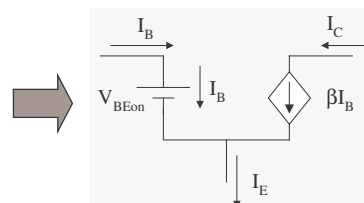
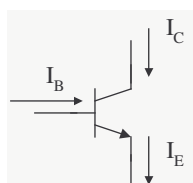
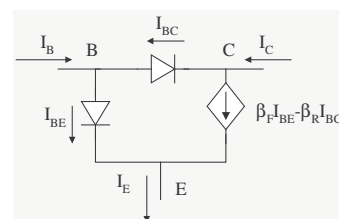
- Zona Activa (BE directa, BC inversa)

- equacions de funcionament

$$\begin{aligned} V_{BE} &= V_{BEon} \\ I_C &= \beta I_B \end{aligned}$$

- condició que s'ha de complir

- BC en inversa
- δ
- $V_{CE} > V_{CEsat}$

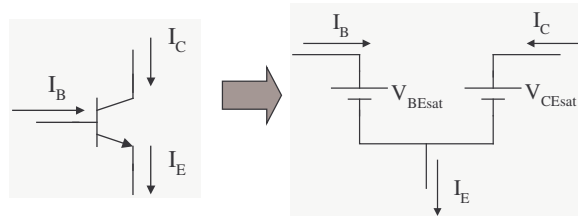
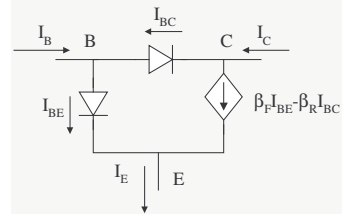


3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

- TRANSISTOR NPN
- Zona Saturació (BE directa, BC directa)
 - equacions de funcionament

$$\begin{aligned} V_{BE} &= V_{BEsat} \\ V_{CE} &= V_{CEsat} \end{aligned}$$

- condició que s'ha de complir
 - $I_C < \beta I_B$



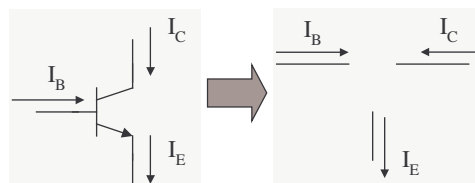
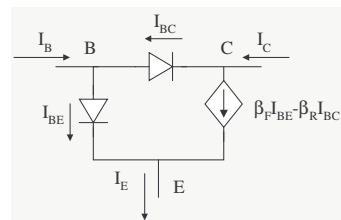
3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

- TRANSISTOR NPN
- Zona Tall (BE inversa, BC inversa)
 - equacions de funcionament

$$I_C = I_B = I_E = 0$$

- condició que s'ha de complir

- $V_{BE} < V_{BEon}$
- $V_{BC} < V_{BCon}$



3. Anàlisi quantitatiu. Model Ebers-Moll i equacions simplificades

- TRANSISTOR NPN
- Zona Activa Inversa (BE inversa, BC directa)

– equacions de funcionament

$$\begin{aligned} V_{BC} &= V_{BCon} \\ I_E &= -\beta_R I_B \end{aligned}$$

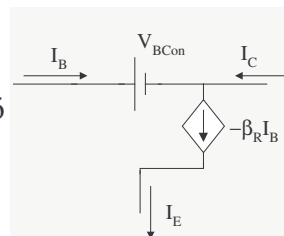
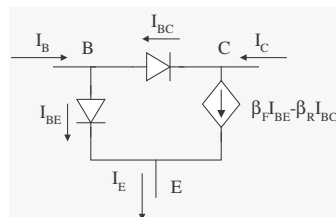
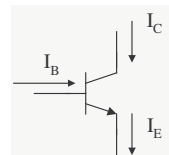
– condició que s'ha de complir

- $V_{CE} < V_{CEsatinv}$

- en saturació inversa

– mateixes equac. i model que saturació

– condició $|I_E| < \beta_R I_B$



TRANSISTOR NPN

REGIÓ	Equacions	Condicions
ACTIVA	$I_C = \beta I_B$ $V_{BE} = V_{BEon}$	$V_{CE} > V_{CEsat}$
TALL	$I_C = I_B = I_E = 0$	$V_{BE} < V_{BEon}$ $V_{BC} < V_{BCon}$
SATURACIÓ	$V_{BE} = V_{BEon}$ $V_{CE} = V_{CEsat}$	$I_C < \beta I_B$ ò $ I_E < \beta_R I_B$
ACTIVA INVERSA	$I_E = -\beta_R I_B$ $V_{BC} = V_{BCon}$	$V_{CE} < 0$

TRANSISTOR PNP

REGIÓ	Equacions	Condicions
ACTIVA	$I_C = \beta I_B$ $V_{EB} = V_{EBon}$	$V_{EC} > V_{ECsat}$
TALL	$I_C = I_B = I_E = 0$	$V_{EB} < V_{EBon}$ $V_{CB} < V_{CBon}$
SATURACIÓ	$V_{EB} = V_{EBon}$ $V_{EC} = V_{ECsat}$	$I_C < \beta I_B$ ò $ I_E < \beta_R I_B$
ACTIVA INVERSA	$I_E = -\beta_R I_B$ $V_{CB} = V_{CBon}$	$V_{EC} < 0$

4. Aplicacions

- Exemples d'anàlisi de circuits amb bipolars treballant en distintes zones de treball
- Aplicació dels resultats de les taules anteriors
- Completam amb exercicis del full de problemes corresponent

5. Models en petit senyal

- Tractam el problema de la resposta de transistors a
 - Petits senyals de tensió o corrent (Petit senyal)
 - Superposats als valors de contínua (Punt de treball, polarització, punt Q, ...)
- Aplicacions a:
 - Càlcul de guanys i impedàncies d'amplificadors
- Els models de petit senyal del BJT s'apliquen en zona activa de funcionament
 - Zona a la qual treballen els BJT com a amplificadors

$$i_E = I_E + i_e$$

Diagram illustrating the decomposition of the emitter current i_E into its DC component I_E and its small-signal component i_e .

- i_E is labeled as "Corrent total" (Total current).
- I_E is labeled as "Corrent en estàtica" (DC current).
- i_e is labeled as "Variació degut a petit senyal" (Variation due to small signal).

5. Models en petit senyal

$$i_E = I_E + i_e$$

$$i_B = I_B + i_b$$

$$i_C = I_C + i_c$$

$$V_{EB} = V_{EB} + v_{eb}$$

$$V_{CB} = V_{CB} + v_{cb}$$

- Models de baixa freqüència
- Objectiu:
 - Relacionar les variables de petit senyal
- Equacions d'Ebers-Moll en activa

$$e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} \ll 1 \quad i \quad e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} \gg 1$$

5. Models de petit senyal

- Així, les equacions d'Ebers Moll resulten

$$i_E = I_{F0} \left(e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} - 1 \right) - \alpha_R \left(e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} - 1 \right) \cong I_{F0} e^{\frac{qV_{EB}}{KT}}$$

$$i_C = \alpha_F I_{F0} \left(e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} - 1 \right) - I_{R0} \left(e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} - 1 \right) \cong \alpha_F I_{F0} e^{\frac{qV_{EB}}{KT}}$$

$$i_B = (1 - \alpha_F) I_{F0} \left(e^{\frac{qV_{EB}}{KT}} - 1 \right) - (1 - \alpha_R) I_{R0} \left(e^{\frac{qV_{CB}}{KT}} - 1 \right) \cong (1 - \alpha_F) I_{F0} e^{\frac{qV_{EB}}{KT}}$$

$$\text{amb } I_{F0} = qA \left[\frac{D_E n_{E0}}{L_E} + \frac{D_B p_{B0}}{W} \right] \quad i \quad V_{CB} = V_{EB} - V_{EC}$$

$$i_C = f_1(V_{EB} + v_{eb}, V_{EC} + v_{ec}) = I_C + i_c$$

$$i_B = f_2(V_{EB} + v_{eb}, V_{EC} + v_{ec}) = I_B + i_b$$

Desenvolupament de Taylor!!

5. Models de petit senyal

- Desenvolupament de Taylor de primer ordre
– Pel corrent de col·lector

$$f(x + \Delta x, y + \Delta y) = f(x, y) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{y,x} \Delta x + \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{x,y} \Delta y + \dots$$

$$i_C = f_1(V_{EB} + v_{eb}, V_{EC} + v_{ec}) = \underbrace{f_1(V_{EB}, V_{EC})}_{I_C} + \underbrace{\left. \frac{\partial f_1}{\partial V_{EB}} \right|_{V_{EC}} v_{eb} + \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_{EC}} \right|_{V_{EB}} v_{ec}}_{i_c} + \dots$$

$$i_c = \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_{EB}} \right|_{V_{EC}} v_{eb} + \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_{EC}} \right|_{V_{EB}} v_{ec} = g_m v_{eb} + g_o v_{ec}$$

$$g_m = \left. \frac{i_c}{v_{eb}} \right|_{v_{ec}=0} \quad \text{Transconductància}$$

$$g_o = \left. \frac{i_c}{v_{ec}} \right|_{v_{eb}=0} \quad \text{Conductància de sortida}$$

5. Models de petit senyal

- Desenvolupament de Taylor de primer ordre
 - Pel corrent de base

$$f(x + \Delta x, y + \Delta y) = f(x, y) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{y,x} \Delta x + \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{x,y} \Delta y + \dots$$

$$i_B = f_2(V_{EB} + v_{eb}, V_{EC} + v_{ec}) = \underbrace{f_2(V_{EB}, V_{EC})}_{I_B} + \underbrace{\left. \frac{\partial f_2}{\partial V_{EB}} \right|_{V_{EC}} v_{eb} + \left. \frac{\partial f_2}{\partial V_{EC}} \right|_{V_{EB}} v_{ec}}_{i_b} + \dots$$

$$i_b = \left. \frac{\partial f_2}{\partial V_{EB}} \right|_{V_{EC}} v_{eb} + \left. \frac{\partial f_2}{\partial V_{EC}} \right|_{V_{EB}} v_{ec} = g_\pi v_{eb} - g_\mu v_{ec}$$

$$g_\pi = \left. \frac{i_b}{v_{eb}} \right|_{v_{ec}=0} \quad \text{Conductància d'entrada}$$

$$g_\mu = - \left. \frac{i_b}{v_{ec}} \right|_{v_{eb}=0} \quad \text{Conductància de realimentació inversa}$$

5. Models de petit senyal

- Model híbrid π de baixa freqüència
 - És el més emprat
 - Si les intensitats no depenen de V_{EC} aleshores g_0 i g_μ són nul·les i només hem de calcular g_m i g_π .

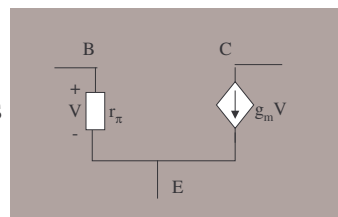
$$i_c = g_m v_{eb}$$

$$i_b = g_\pi v_{eb} = \frac{v_{eb}}{r_\pi}$$

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

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

Atenció als signes :
Model unificat pels dos BJTs



5. Models de petit senyal

- Model híbrid π de baixa freqüència
 - Si consideram dependència amb V_{EC} llavors g_0 i g_μ ja no són nuls

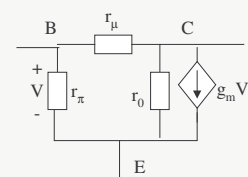
$$i_c = g_m v_{eb} + \frac{v_{ec}}{r_0}$$

$$i_b = g_\pi v_{eb} - g_\mu v_{ec}$$

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

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

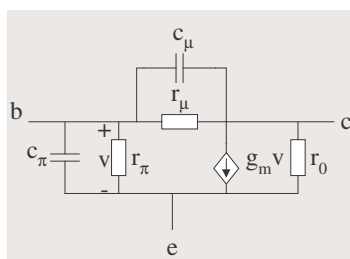
Atenció als signes :
Model unificat pels dos BJTs



Pel càlcul de g_μ i g_0 el problema és més complicat
Ja que W passa a dependre de V_{CB} i per tant I_{F0} ja no és constant

5. Models de petit senyal

- Model per alta freqüència
 - Inclusió de les capacitats paràsites de les unions de forma similar al díode



$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 - \frac{V_{CB}}{V_{bic}}\right)^m}$$

$$C_\pi = \frac{C_{\pi 0}}{\left(1 - \frac{V_{EB}}{V_{bic}}\right)^m}$$

5. Models en petit senyal

- Aplicació

- Exemple d'aplicació

- $V_{CC}=10V$
 - $R_C=0.5k\Omega$
 - $R_B=4k\Omega$
 - $v_I=0.9+0.1\sin\omega t$
 - $KT/q=25mV$, $\beta=200$
 - $V_{BEon}=0.7V$
 - $V_{CEsat}=0.2V$

