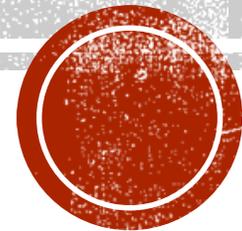


# TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO (TBJ)

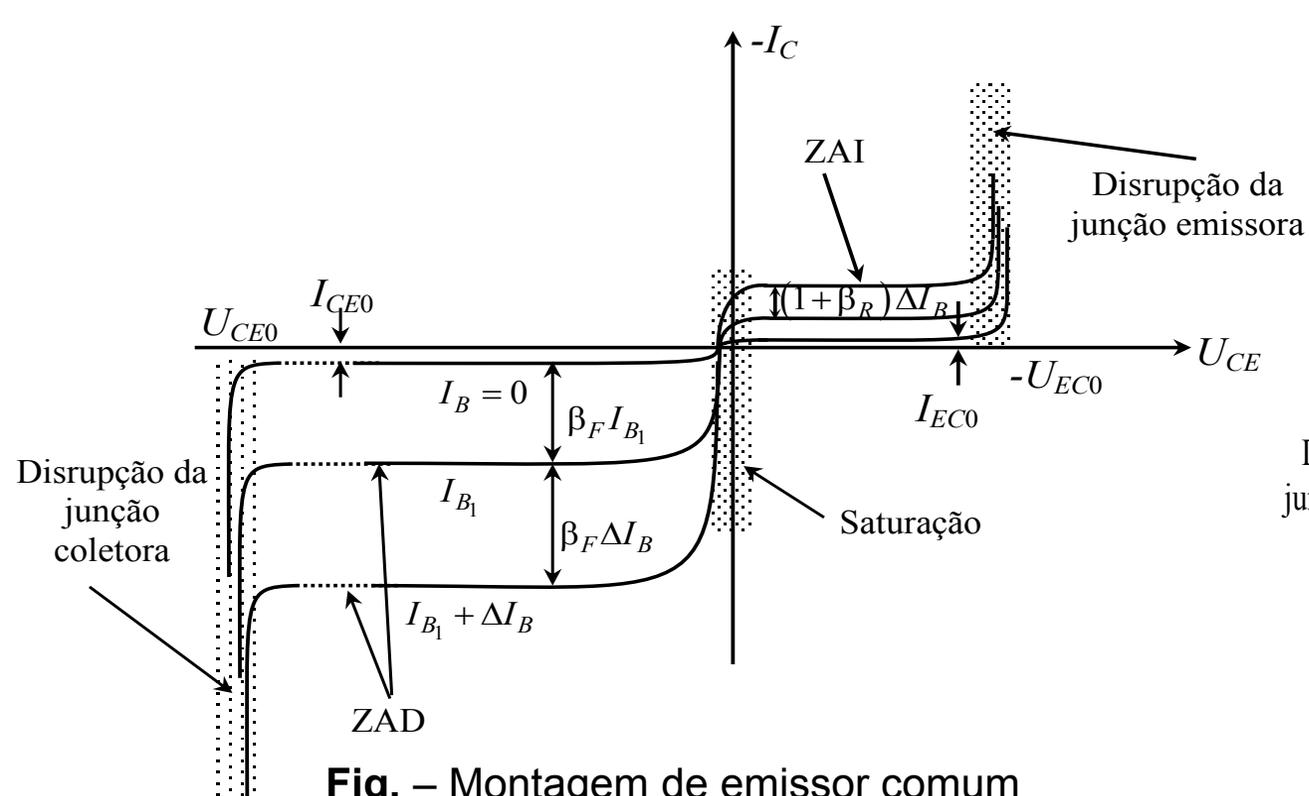
João Paulo Neto Torres



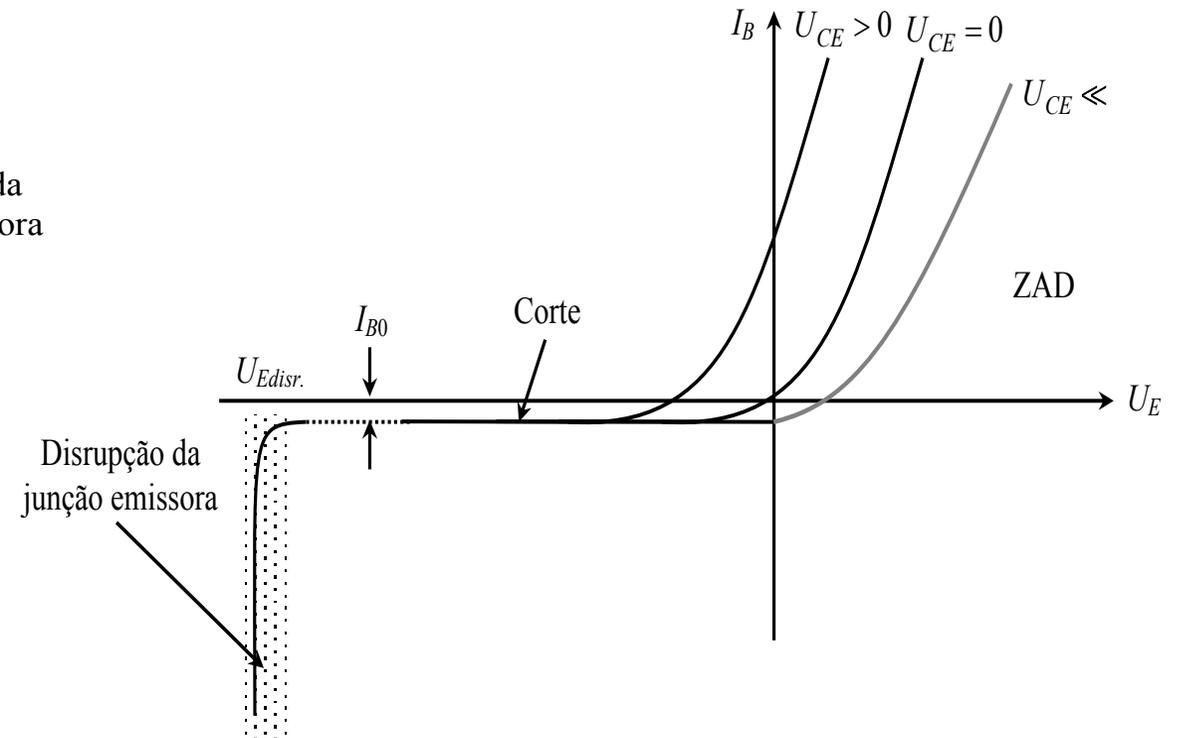
- **Montagem de emissor comum (EC)**

- A entrada faz-se entre a **base e o emissor** e a saída entre o **coletor e o emissor**.

- As famílias de curvas que descrevem o comportamento do TBJ numa montagem de emissor comum são  $I_C(U_{CE})_{I_B=\text{Const}}$  e  $I_B(U_{BE})_{U_{CE}=\text{Const}}$ .



**Fig.** – Montagem de emissor comum num TBJ do tipo  $p-n-p$ . Características de saída



**Fig.** – Montagem de emissor comum num TBJ do tipo  $p-n-p$ . Características de entrada



- Sendo a **dopagem do emissor** num TBJ **muito superior à do coletor**, verificam-se as seguintes situações:
  - A junção emissora entra em disrupção para polarizações inversas inferiores em módulo às da junção coletora, ou seja:  $|U_{ECO}| < |U_{CEO}|$ ;
  - Os ganhos de corrente direto são superiores aos ganhos de corrente inversos, ou seja:  $\beta_F \gg \beta_R$  e  $\alpha_R < \alpha_F = 1$ .
- **Característica de saída**
- Sob o ponto de vista das aplicações, a montagem EC é uma das mais importantes e as características de saída associadas à ZAD são das mais utilizadas no projeto de circuitos eletrónicos.



$$I_B = (1 - \alpha_F) I_{ES} \delta(U_E) + (1 - \alpha_R) I_{CS} \delta(U_C)$$

$$U_{CE} = U_C - U_E \text{ e } U_{BE} = -U_E$$

Quando  $U_{CE} \ll -u_T$ , a junção emissora está polarizada diretamente e será  $U_C \ll -u_T$ , podendo, então, escrever-se a partir

$$I_C \cong \beta_F I_B + I_{CE0}$$

Analogamente, se  $U_{CE} \gg u_T$ , será a junção coletora que está diretamente polarizada e :

$$I_E \cong -\beta_R I_B - I_{EC0}$$
$$I_C \cong -(1 + \beta_R) I_B - I_{EC0}$$



Para cada valor de  $I_B$ , o valor de  $U_{CE}$  que conduz ao anulamento da corrente de coletor é:

$$U_{CE} (I_C = 0) = u_T \ln \frac{1 + (\beta_F I_B / I_{CE0})}{1 + (\beta_F I_B / \alpha_R I_{CE0})}$$

- Se  $I_B=0$ , então  $U_{CE}=0$ .
- Se  $I_B>0$ , então  $U_{CE}<0$ .
- Se  $I_B \gg I_{CB0}$ , obtém-se

$$U_{CE} (I_C = 0) \cong u_T \ln \alpha_R$$

- Nessas condições,  $U_{CE}$  é praticamente independente de  $I_B$  e negativo.
- As diversas curvas da família  $U_{CE}$  têm, aproximadamente, a mesma abcissa na origem para  $I_B>0$ .
- A disrupção manifesta-se quer na ZAD (disrupção da junção coletora) quer na ZAI .



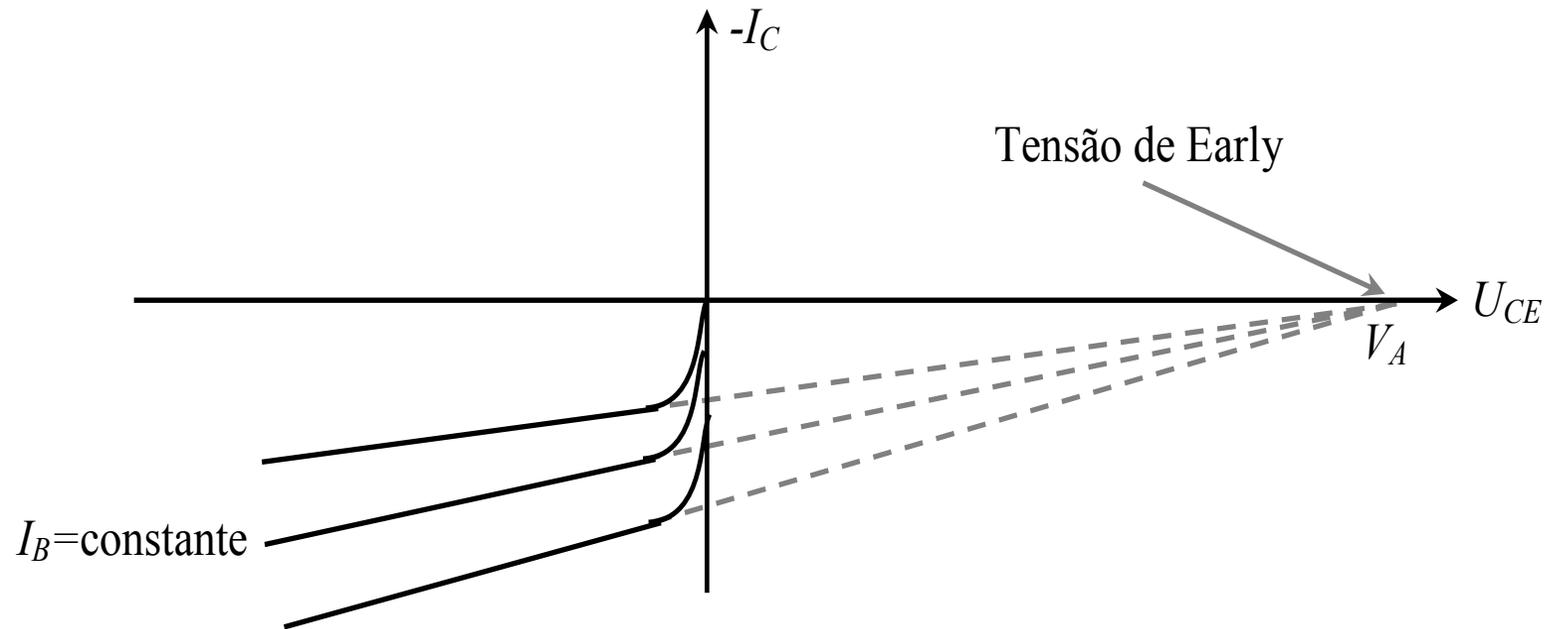
- Os valores típicos para a tensão de disrupção do coletor são da ordem de 50 V a 100 V, enquanto que a disrupção do emissor se dá para valores de tensão cerca de 10 vezes menores.
- Os valores da tensão de disrupção indicam que o mecanismo dominante é o de avalanche.
- As características de saída de um transistor real mostram um desvio acentuado em relação às características previstas pelas equações de Ebers-Moll. Isso deve-se ao facto de, do ganho de corrente tomar a forma:

$$\beta_F \cong \frac{D_{p_B} L_{n_E} p_{B_0}}{D_{n_E} n_{E_0} b'}$$

- À medida que a tensão  $U_{CE}$  se torna mais negativa (positiva) no TBJ  $p-n-p$  ( $n-p-n$ ), a junção coletora fica mais inversamente polarizada.  diminuição de  $b'$



- Este efeito, designado por **efeito de Early**, corresponde a um aumento de  $I_C$  na ZAD quando  $|U_{CE}|$  aumenta



**Fig.** – Efeito de Early – definição da tensão de Early.

- o efeito de Early pode ser atenuado, se as concentrações de impurezas na base forem muito elevadas. Nessas circunstâncias, a zona de transição mantém-se.



- **Características de entrada**

- As características de entrada estão representadas na Fig. para um TBJ *p-n-p*

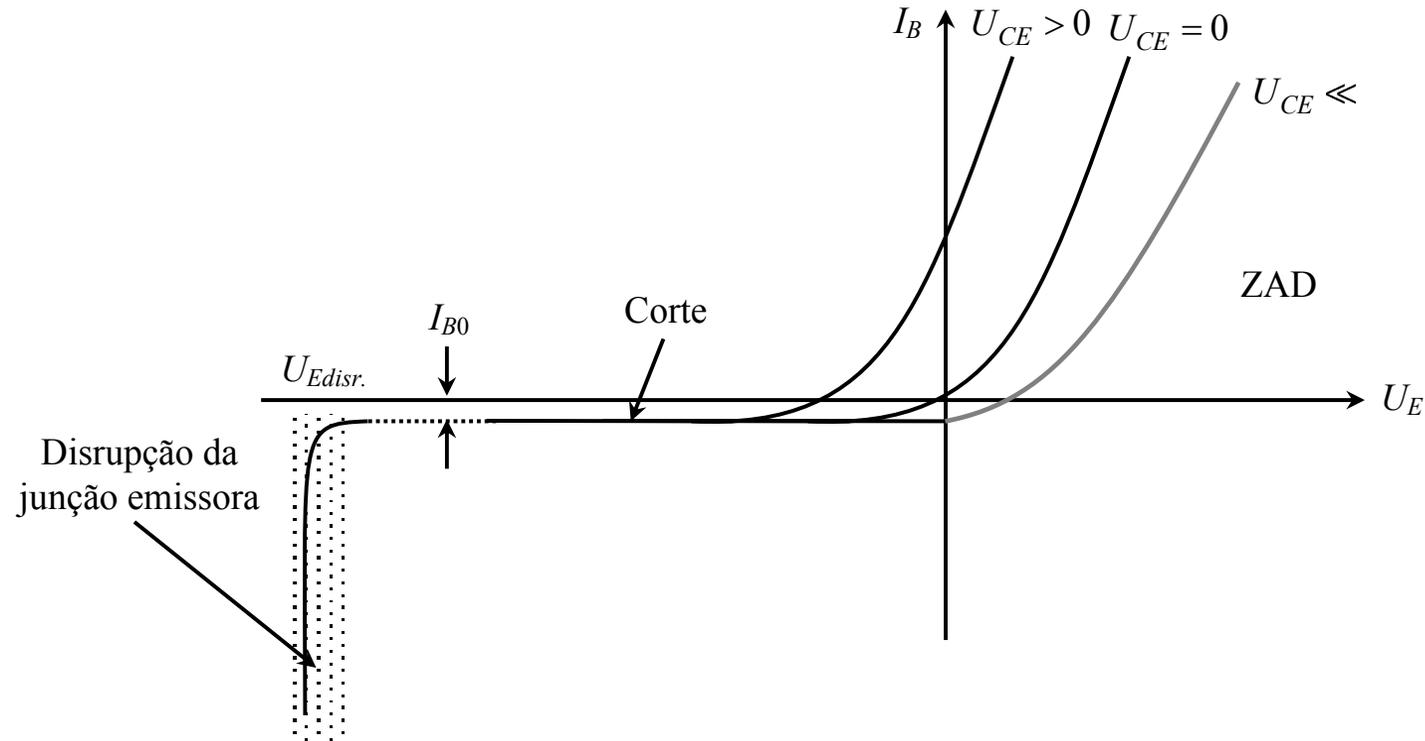


Fig. – Montagem de emissor comum num TBJ do tipo *p-n-p*. Características de entrada  $I_B(U_E)_{U_{CE}=\text{constante}}$

- Quando  $U_{CE}=0$ , tem-se  $U_C=U_E$    $I_B = I_{B0} \delta(U_E)$



- SE  $U_{CE} \ll -u_T$ , tem-se  $U_C \ll -u_T$ , , pelo que :

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_{ES} \delta(U_E) - (1 - \alpha_R) I_{CS} = (1 - \alpha_F) I_{ES} \delta(U_E) - I_{B0}$$

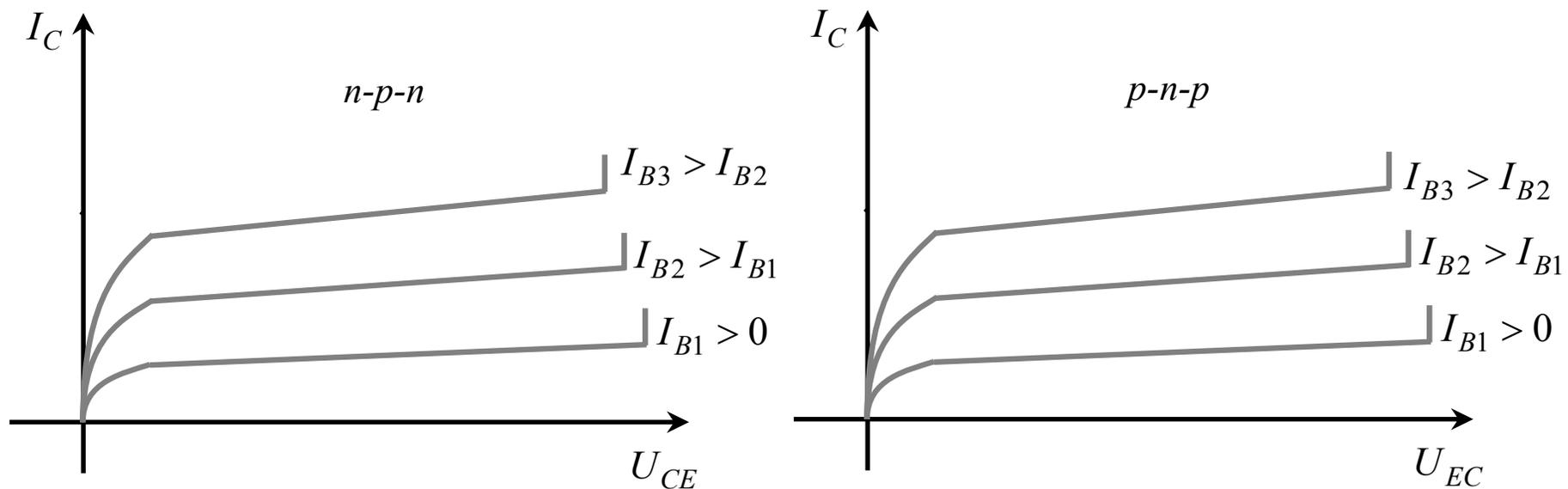
- Convenção adotada para qualquer dos tipos do TBJ impõe que:
  1. As tensões nas junções emissora e coletora,  $U_E$  e  $U_C$ , sejam sempre **dirigidas do lado p para o lado n da respectiva junção**. Deste modo serão positivas quando a junção estiver diretamente polarizada ou negativas, no caso inverso. Isto significa que, independentemente do tipo de transistor considerado, a **ZAD**, por exemplo, **será sempre definida por  $U_E > 0$  e  $U_C < 0$** ;
  2. O símbolo do transistor tenha a seta no terminal do emissor dirigida do lado p para o lado n da junção emissora;



1. O sentido tomado como positivo para a corrente emissora seja o da seta do símbolo;
  2. Nos restantes terminais (base e coletor), os sentidos tomados como positivos para as correntes obedecem ao seguinte critério:
    1. se a corrente de emissor entra (sai) pelo emissor, as restantes sairão (entrarão) pelos respectivos terminais. Deste modo, a lei dos nós aplicada ao transistor será sempre,  $I_E = I_B + I_C$ , que conduz a valores sempre positivos para as correntes quando o transistor está a funcionar na ZAD.
- O sistema adotado tem, contudo, algumas “desvantagens”. Por exemplo:
    - A tensão entre o coletor e o emissor,  $U_{CE}$ , é dada, como é usual na teoria dos circuitos, por  $U_C - U_E$  para o transistor  $p-n-p$ , mas por  $U_E - U_C$  para o  $n-p-n$ ;
    - A potência posta em jogo na junção coletora do TBJ é dada por  $P_C = -U_C I_C$ , para que, de acordo com a teoria dos circuitos, uma potência positiva indique dissipação de energia e uma potência negativa indique fornecimento de energia.



- Em suma, diferentes livros da bibliografia da especialidade adotam diferentes convenções sobre os sentidos para as correntes e tensões. A regra a usar é a seguinte:
  - qualquer que seja o procedimento adotado, se se pretender utilizar sentidos de referência para as correntes e tensões diferentes dos indicados, dever-se-ão corrigir as equações de Ebers-Moll e as equações derivadas apresentadas, trocando, nessas equações, o sinal das grandezas que tiveram o sentido alterado.



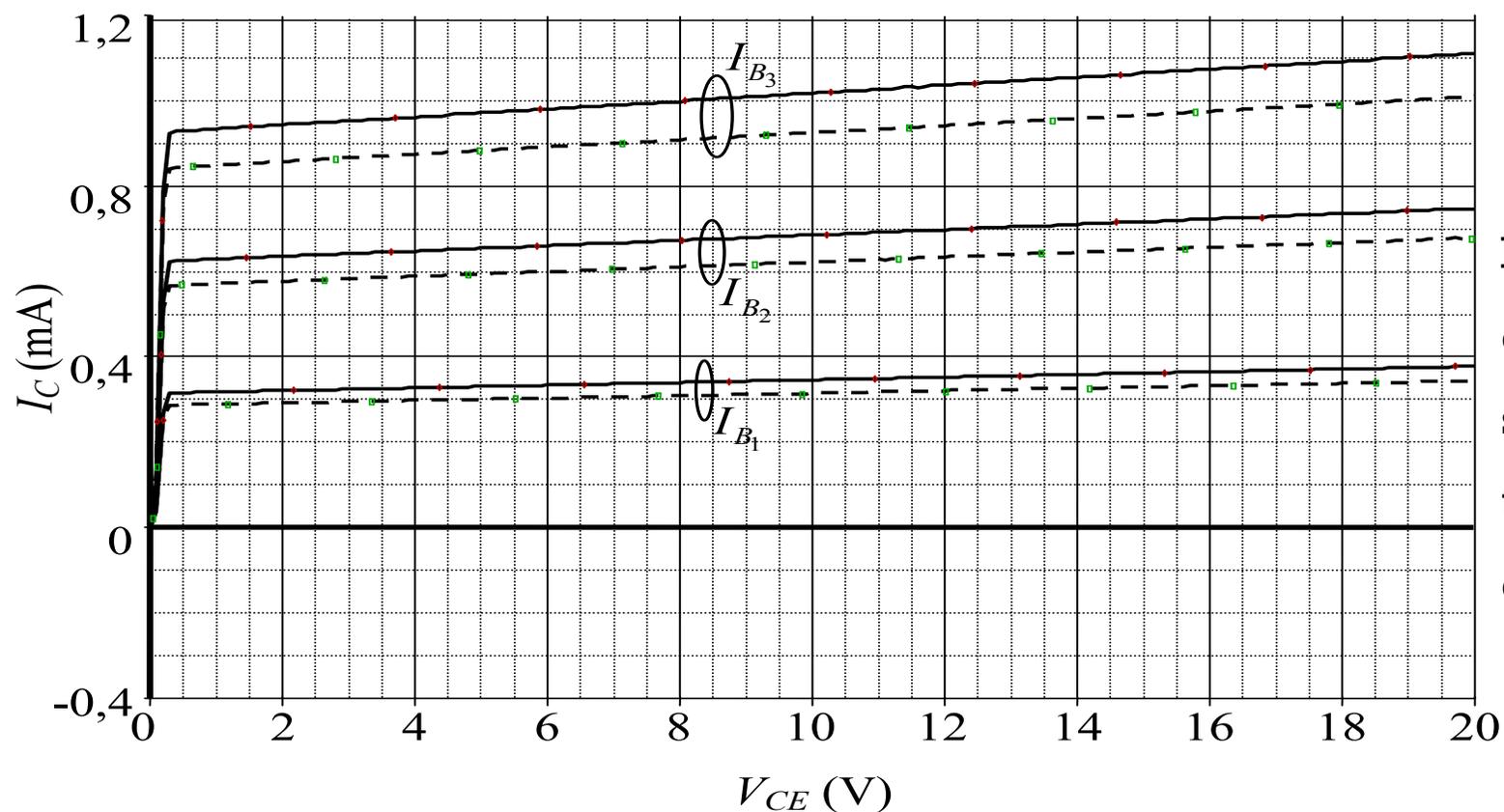
**Fig.** – Características de saída na montagem EC nos TBJ *n-p-n* e *p-n-p*.



- **Efeito da temperatura**
- Sendo um dispositivo bipolar, o efeito da temperatura manifesta-se, tal como no diodo, num **aumento da densidade intrínseca** e, portanto, da densidade de portadores minoritários.
- os valores de  $\alpha_F$  e, por isso, de  $\beta_F$ , **umentam com a subida da temperatura.**
  - Esta variação pode ser explicada em termos do aumento do comprimento de difusão com a temperatura, que domina sobre o aumento da largura da região da base  $b'$ .
- **Um aumento da temperatura faz com que  $n_{iB}$  suba mais que  $n_{iE}$  e portanto a relação  $n_{iE}^2 / n_{iB}^2$  desce,** o que faz com que os valores de  $\alpha_F$  e  $\beta_F$  **umentem.**



Este facto é claramente visível nas características de saída da montagem de emissor comum do transístor BC547 obtidas por recurso ao SPICE para dois valores de temperatura da Fig.



No que se refere à tensão de disrupção, o seu valor em módulo sobe com o aumento da temperatura quando o mecanismo dominante é a avalanche.

Fig.- para  $T = 20^{\circ}C$  (tracejado) e (cheio) TBJ BC547;  $I_{B1} = 1 \mu A$ ;  $I_{B2} = 2 \mu A$ ;  $I_{B3} = 3 \mu A$



## ▪ Zona de funcionamento seguro

- Um TBJ está limitado por um valor de temperatura máxima, acima do qual há o perigo de ser destruído.
- A temperatura do dispositivo é determinada pela potência posta em jogo nas junções emissora e coletora:

$$P = U_E I_E - U_C I_C$$

- que, na ZAD, pode ser aproximada por:

$$P = -U_C I_C$$

dissipação ocorre, sobretudo, na junção coletora.

- É por esta razão que o encapsulamento e o dissipador devem ser colocados junto à junção coletora, para que a transferência de energia do dispositivo para o meio ambiente seja mais eficaz.



- A temperatura da junção, na situação estacionária, é obtida a partir da relação:

$$f(T - T_a) = P$$

- $f$  é uma função que representa as perdas para o exterior, que é, em geral, um polinómio em  $(T - T_a)$ .
- No caso de as perdas serem predominantemente por condução pode assumir-se que a potência é proporcional à variação de temperatura relativamente à temperatura ambiente, sendo a constante de proporcionalidade a condutância térmica do semiconductor, que depende do material e da geometria do dispositivo. Nessas condições:

$$f(T - T_a) \simeq \left( \frac{P}{\theta} \right)$$

condutância térmica

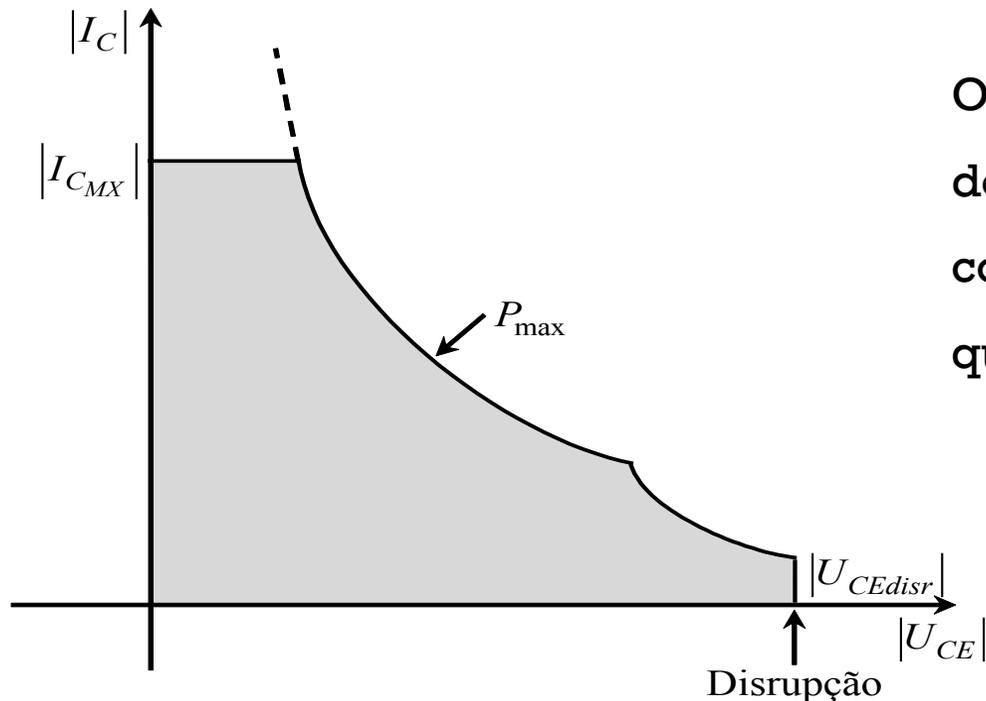


A potência máxima admissível para o transistor pode, então, ser expressa por:

$$P_{\max} = a(T_{\max} - T_a)$$

O valor de  $P_{\max}$  é um valor de catálogo e é especificado para uma dada temperatura ambiente.

Na Fig, mostra-se a região de funcionamento seguro do dispositivo no plano  $I_C(U_{CE})$  com a indicação das limitações correspondentes.



O valor de  $I_{CMX}$  está associado ao aquecimento demasiado elevado dos fios metálicos, que ligam os contactos metálicos do dispositivo ao encapsulamento e que pode conduzir à sua fusão.



## ▪ **Transistor em regime variável incremental**

- Neste regime, as equações de Ebers-Moll deixam de ser válidas, uma vez que, agora, as **derivadas em ordem ao tempo são diferentes de zero**.
- No entanto, como uma boa aproximação pode continuar a admitir-se como válidas as equações de Ebers-Moll e derivadas, se a variação for suficientemente lenta para que a resposta do dispositivo possa ser descrita por uma sucessão de estados estacionários (regime quase-estacionário).
- Fora do regime quase-estacionário para qualquer tipo de montagem e no caso de **sinais sinusoidais de pequena amplitude**, é possível **representar o transistor por um modelo linear**.
- O sistema pode assim ser representado por um par de variáveis de entrada (corrente  $I_e$  e tensão  $U_e$ ) e por um par de variáveis de saída (corrente  $I_s$  e tensão  $U_s$ ), tal como representado na Fig.



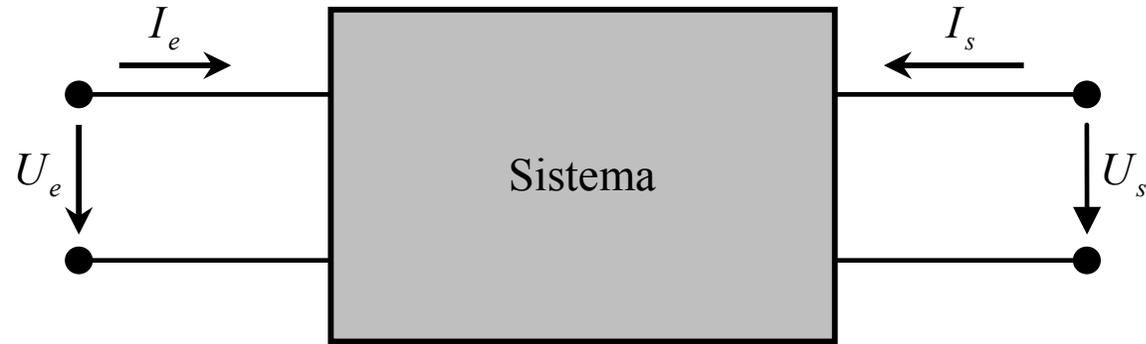


Fig. – Quadripolo.

- Conforme as grandezas escolhidas como dependentes e independentes, assim teremos diferentes tipos de representação.
- **Matriz de admitâncias**
- Se as grandezas independentes forem as tensões, o sistema é descrito pela sua matriz de admitâncias  $[Y]$ :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_e \\ \bar{I}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{12} \\ \bar{Y}_{21} & \bar{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_e \\ \bar{U}_s \end{bmatrix}$$



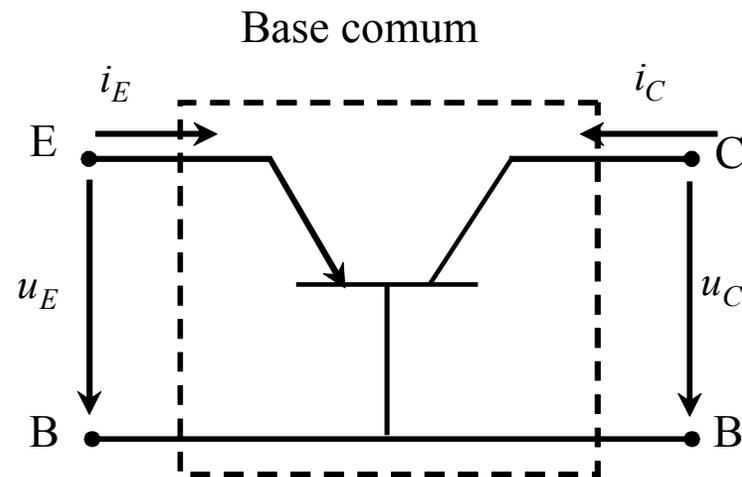
- os elementos desta matriz são admitâncias e definidos com a entrada em curto-circuito ( $U_e=0$ ) ou com a saída em curto-circuito ( $U_s=0$ ) .

$$\bar{Y}_{11} = \left. \frac{\bar{I}_e}{\bar{U}_e} \right|_{\bar{U}_s=0} \quad \bar{Y}_{12} = \left. \frac{\bar{I}_e}{\bar{U}_s} \right|_{\bar{U}_e=0}$$

$$\bar{Y}_{21} = \left. \frac{\bar{I}_s}{\bar{U}_e} \right|_{\bar{U}_s=0} \quad \bar{Y}_{22} = \left. \frac{\bar{I}_s}{\bar{U}_s} \right|_{\bar{U}_e=0}$$



- Considere-se, como exemplo, a **montagem de base comum** (BC).
- A aproximação quase--estacionária corresponde a admitir que as **variações das correntes e das tensões são suficientemente lentas** para que as grandezas possam estar ligadas pelas relações estacionárias (equações de Ebers-Moll ou equivalentes).
- A linearização das mesmas em torno do ponto de funcionamento em repouso resulta de se admitirem variações de pequena amplitude, ditas incrementais.



$$\Delta \bar{I}_E = g_E \Delta \bar{U}_E - g_{m_{EC}} \Delta \bar{U}_C$$

$$\Delta \bar{I}_C = -g_{m_{CE}} \Delta \bar{U}_E + g_C \Delta \bar{U}_C$$



onde:

$$I_E = I_{ES} \left( e^{U_E/u_T} - 1 \right) - \underbrace{\alpha_R I_{CS} \left( e^{U_C/u_T} - 1 \right)}_{I_{EC}}$$

$$I_C = - \underbrace{\alpha_F I_{ES} \left( e^{U_E/u_T} - 1 \right)}_{I_{CE}} + I_{CS} \left( e^{U_C/u_T} - 1 \right)$$

$$g_E = \left( \frac{\partial \bar{I}_E}{\partial \bar{U}_E} \right)_P = \frac{I_{ES}}{u_T} e^{\frac{U_E}{u_T}}$$

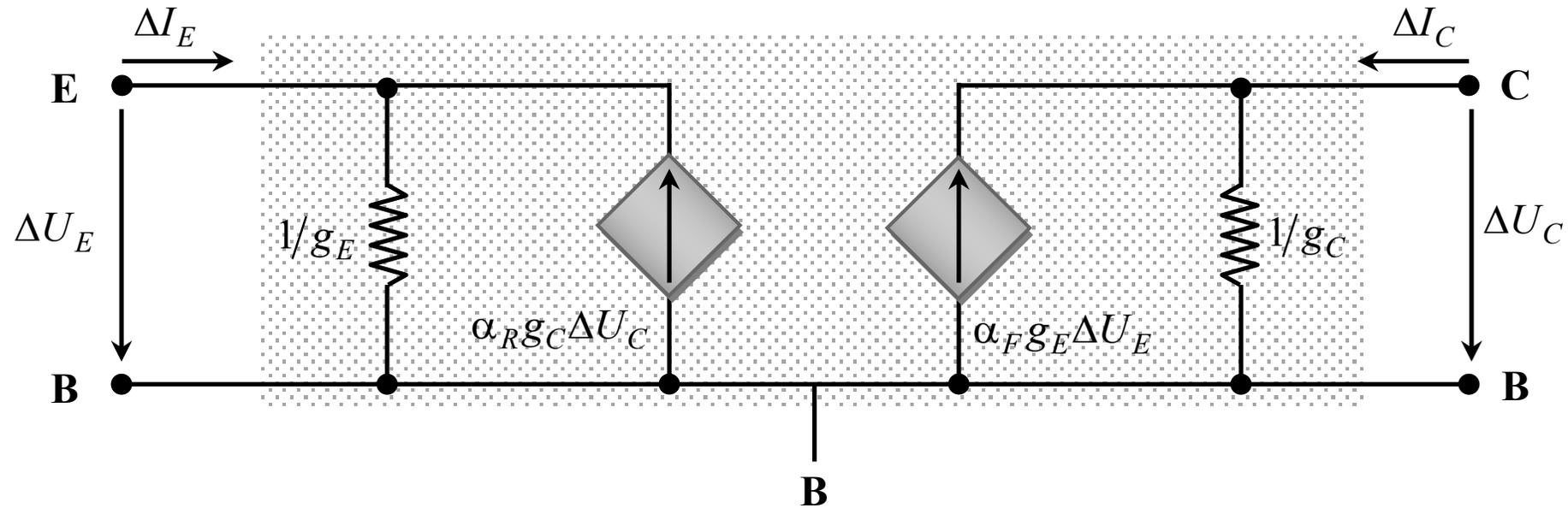
$$g_C = \left( \frac{\partial \bar{I}_C}{\partial \bar{U}_C} \right)_P = \frac{I_{CS}}{u_T} e^{\frac{U_C}{u_T}}$$

$$g_{m_{EC}} = \left( \frac{\partial \bar{I}_E}{\partial \bar{U}_C} \right)_P = \alpha_R \frac{I_{CS}}{u_T} e^{\frac{U_C}{u_T}} = \alpha_R g_C$$

$$g_{m_{CE}} = \left( \frac{\partial \bar{I}_C}{\partial \bar{U}_E} \right)_P = \alpha_F \frac{I_{ES}}{u_T} e^{\frac{U_E}{u_T}} = \alpha_F g_E$$

Os parâmetros  $g_E$  e  $g_C$  representam, respectivamente, as condutâncias incrementais de emissor e de coletor; os parâmetros  $g_{m_{EC}}$  e  $g_{m_{CE}}$  são as condutâncias incrementais mútuas.



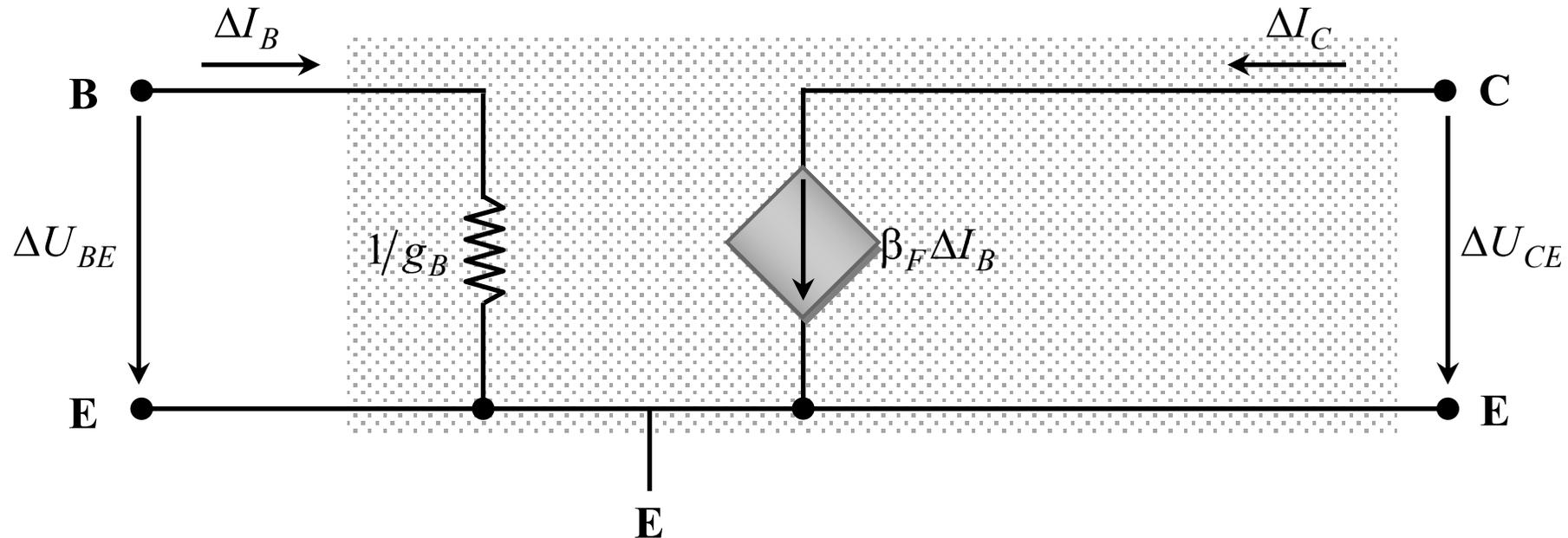


**FIG.** – CIRCUITO INCREMENTAL DO TBJ NA MONTAGEM DE BC OBTIDO A PARTIR DA MATRIZ DE ADMITÂNCIAS.

O circuito mostra que, quer do ponto de vista de entrada quer de saída, o transistor numa montagem BC é equivalente ao paralelo de uma condutância com fontes de corrente controladas por tensão.



Circuito para componentes incrementais do TBJ na montagem EC a funcionar na ZAD.



Onde:

$$\Delta I_E = g_E \Delta U_{EB} = -(1 + \beta_F) \Delta I_B$$

$$\Delta I_B = g_B \Delta U_{BE} = -g_B \Delta U_{EB}$$

$$g_E = (1 + \beta_F) g_B$$



$$\frac{g_{m_{CE}}}{g_B} = \frac{\frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}}{\frac{\Delta I_B}{\Delta U_{BE}}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta_F$$

ou:  $\Delta I_C = g_{m_{CE}} \Delta U_{BE} = \beta_F \Delta I_B$  ,  $\Delta I_C = -g_{m_{CE}} \Delta U_{EB} = -\alpha_F \Delta I_E$

Significando que, do ponto de vista do coletor, o transistor funciona como uma fonte de corrente controlada por corrente (de base, através de  $\beta_F$ , ou de emissor, através de  $\alpha_F$ ) ou por uma fonte de corrente controlada por tensão ( $\Delta U_E$ ).



## ▪ O que acontece com o modelo com o aumento da frequência?

- A aproximação quase-estacionária torna-se questionável.
- As correntes e as tensões deixam de estar em fase necessitando de introduzir no modelo as **capacidades diferenciais** e, para frequências da ordem dos GHz, é necessário introduzir as indutâncias associadas aos fios de ligação.
- A diferença em relação às baixas frequências é que, agora, as diversas grandezas elétricas deixam de estar em fase.
- Por um tratamento em tudo análogo ao que foi feito para as junções p-n no díodo, ou seja admitindo que  $\omega\tau \ll 1$ , obtém-se para a montagem BC:



$$\begin{bmatrix} \bar{I}_E \\ \bar{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{12} \\ \bar{Y}_{21} & \bar{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_E \\ \bar{U}_C \end{bmatrix}$$

onde:

$$g_E = \left( \frac{\partial \bar{I}_E}{\partial \bar{U}_E} \right)_P = \frac{I_{ES}}{u_T} e^{\frac{U_E}{u_T}}$$

$$Y_{11} = g_E + j\omega(C_{ED} + C_{ET})$$

Capacidade de difusão

$$C_{ED} = Aq \frac{L_{nE} n_{E0}}{2u_T} e^{\frac{U_E}{u_T}}$$

Capacidade de transição

$$C_{ET} = A \sqrt{\frac{q\epsilon N_{aE} N_{dB}}{2(N_{aE} + N_{dB})(V_{c0} - U_E)}}$$



Analogamente, para a junção coletora verifica-se:

$$\bar{Y}_{22} = g_C + j\omega(C_{CD} + C_{CT})$$

$$g_C = \left( \frac{\partial \bar{I}_C}{\partial \bar{U}_C} \right)_P = \frac{I_{CS}}{U_T} e^{\frac{U_C}{U_T}}$$

Capacidade de difusão

$$C_{CD} = Aq \frac{L_{nc} n_{C_0}}{2u_T} e^{\frac{U_C}{U_T}}$$

Capacidade de transição

$$C_{CT} = A \sqrt{\frac{q\epsilon N_{aC} N_{dB}}{2(N_{aC} + N_{dB})(V_{c_0} - U_C)}}$$

A influência cruzada é tida em conta através dos parâmetros  $\bar{Y}_{21}$  e  $\bar{Y}_{12}$ , dados por :

$$\bar{Y}_{12} \cong -\alpha_R g_C$$

$$\bar{Y}_{21} \cong -\alpha_F g_E$$



## ▪ **Matriz de Impedâncias**

- Se as grandezas independentes forem as correntes, o sistema é descrito pela sua **matriz de impedâncias**  $[Z]$ :

$$\begin{bmatrix} \bar{U}_i \\ \bar{U}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} & \bar{Z}_{12} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{Z}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_i \\ \bar{I}_o \end{bmatrix}$$

- impedâncias definidas com a entrada em circuito aberto ou com a saída em circuito aberto .
- A descrição é semelhante à que foi feita anteriormente, permitindo que, do ponto de vista de entrada e de saída, o **transistor** seja, agora, **representado a baixas frequências por séries de resistências com fontes de tensão controladas por tensão**.



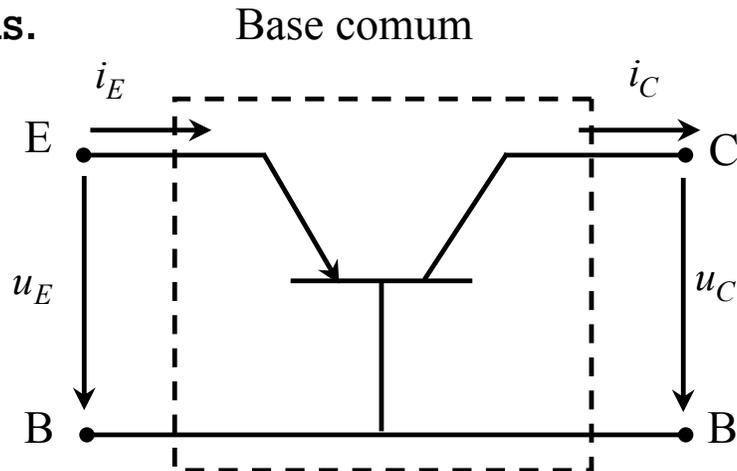
- **Matriz de parâmetros híbridos**

- **Dois casos:**

1. Quando as variáveis independentes são a corrente de entrada e a tensão de saída ter-se-ão os **parâmetros híbridos  $h$** , ou a representação em matriz  $[H]$ .

2. Se a tensão de entrada e a corrente de saída forem as variáveis independentes ter-se-ão os **parâmetros híbridos  $g$** , ou a representação em matriz  $[G]$ .

- **Exemplo:** cálculo da matriz dos parâmetros híbridos  $[H]$  numa montagem BC para frequências elevadas.



$$\begin{bmatrix} \Delta \bar{U}_E \\ \Delta \bar{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{H}_{11} & \bar{H}_{12} \\ \bar{H}_{21} & \bar{H}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \bar{I}_E \\ \Delta \bar{U}_C \end{bmatrix}$$



▪ **Sendo:**

$$\bar{H}_{11} = \left( \frac{\Delta \bar{U}_E}{\Delta \bar{I}_E} \right)_{\bar{U}_C=0} = \frac{1}{\bar{Y}_{11}} = \frac{1}{g_E + j\omega C_E}$$

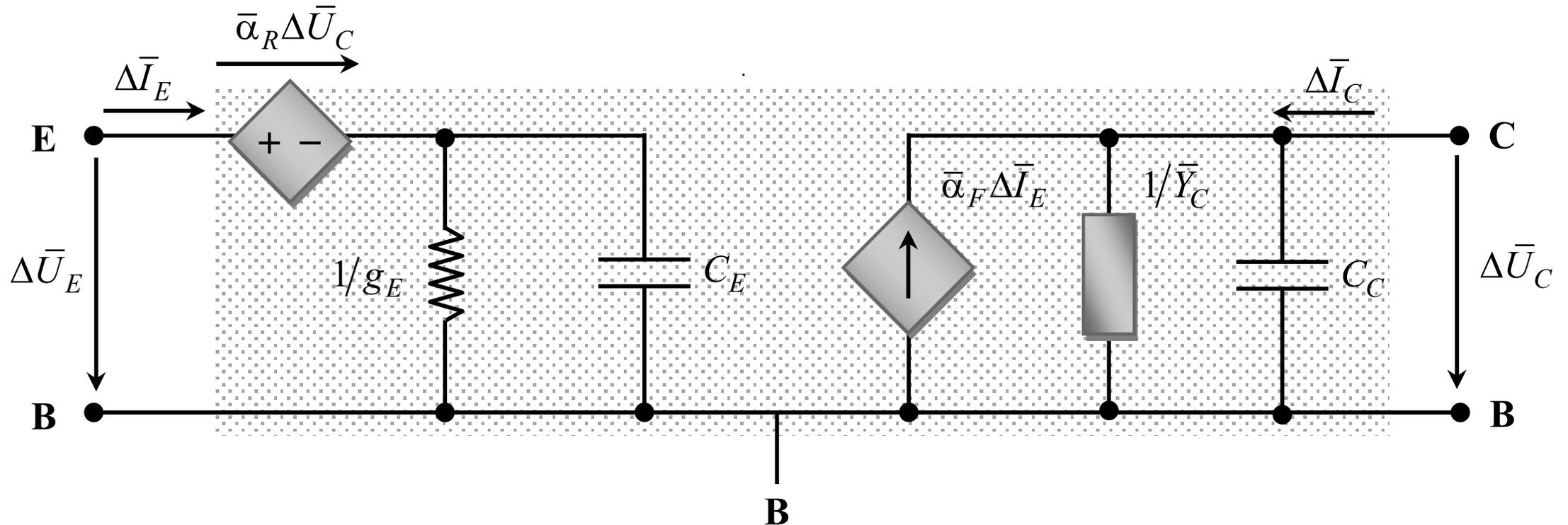
$$\bar{H}_{22} = \left( \frac{\Delta \bar{I}_C}{\Delta \bar{U}_C} \right)_{\bar{I}_E=0} = \left( \bar{Y}_{22} - \frac{\bar{Y}_{12}\bar{Y}_{21}}{\bar{Y}_{11}} \right) = \left( 1 - \frac{\alpha_F \alpha_R}{1 + j\omega \frac{C_E}{g_E}} \right) g_C + j\omega C_C = \bar{Y}_C + j\omega C_C$$

$$\bar{H}_{12} = \left( \frac{\Delta \bar{U}_E}{\Delta \bar{U}_C} \right)_{\bar{I}_E=0} = -\frac{\bar{Y}_{12}}{\bar{Y}_{11}} = \frac{\alpha_R g_C}{g_E + j\omega C_E} = \bar{\alpha}_R$$

$$\bar{H}_{21} = \left( \frac{\Delta \bar{I}_C}{\Delta \bar{I}_E} \right)_{\bar{U}_C=0} = \frac{\bar{Y}_{21}}{\bar{Y}_{11}} = -\frac{\alpha_F g_E}{g_E + j\omega C_E} = -\bar{\alpha}_F$$



- Num caso geral, devido à presença das capacidades diferenciais, a entrada e a saída não estão em fase.
- O circuito equivalente usando os parâmetros híbridos da matriz  $[H]$  é o da Fig.

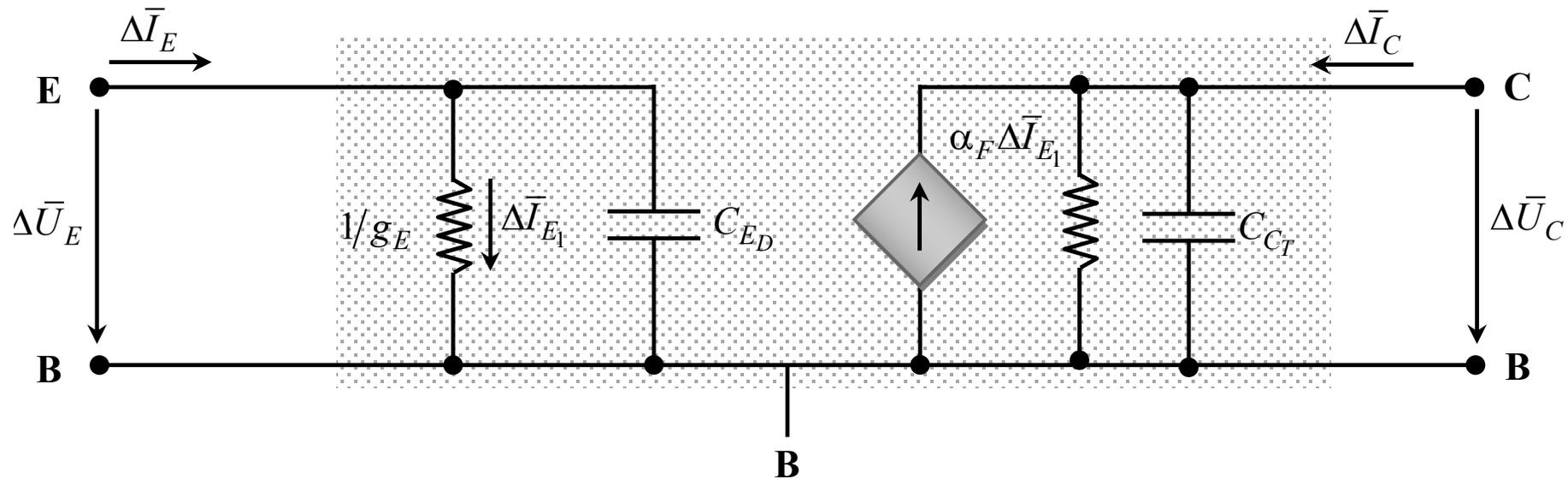


**Fig.** - Circuito para componentes incrementais do TBJ usando a representação híbrida



- **Hipostese:** transistor a trabalhar na ZAD: junção emissora está polarizada diretamente e a junção coletora está polarizada inversamente.

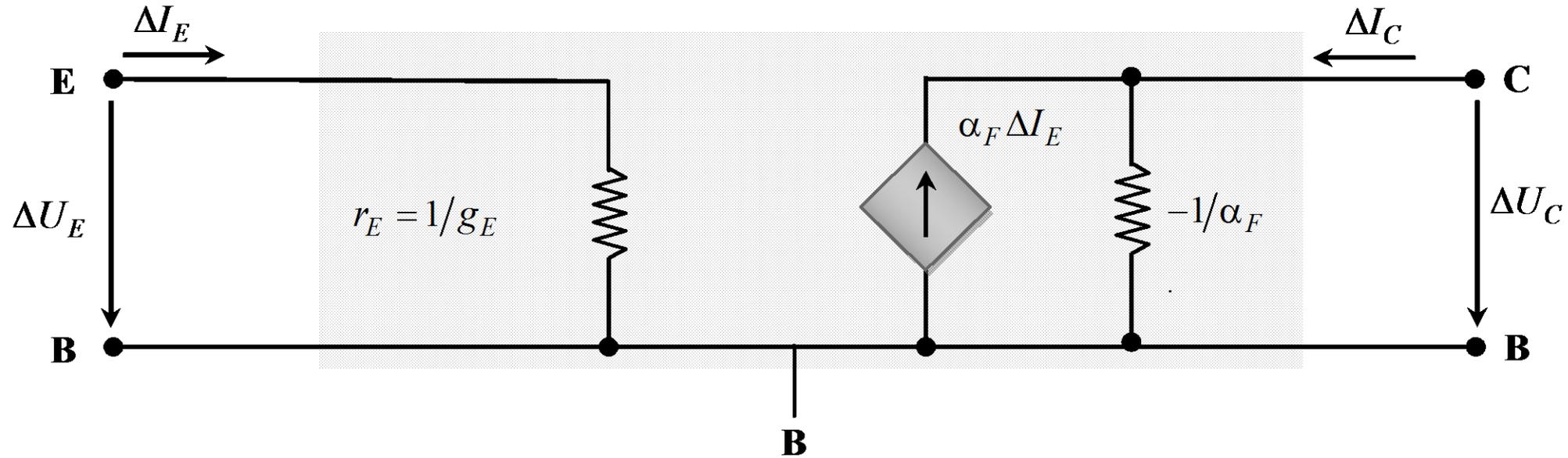
- A capacidade  $C_E$  é praticamente igual à sua componente de difusão.
- Na junção coletora, é a capacidade de difusão que se despreza face à de transição.
- Por outro lado,  $g_C \cong 0$ .



**Fig.** – Circuito para componentes incrementais do TBJ na ZAD na montagem de BC usando os parâmetros híbridos  $h$



- Para baixas frequências, os efeitos capacitivos podem ser desprezados, reduzindo-se o modelo ao aspecto convencional (resistência de baixo valor ôhmico a modelar a junção emissora e uma fonte de corrente controlada a modelar a junção coletora), como representado na Fig.



**Fig.** – Circuito para componentes incrementais de baixa frequência do TBJ na ZAD numa montagem BC usando os parâmetros híbridos h.

