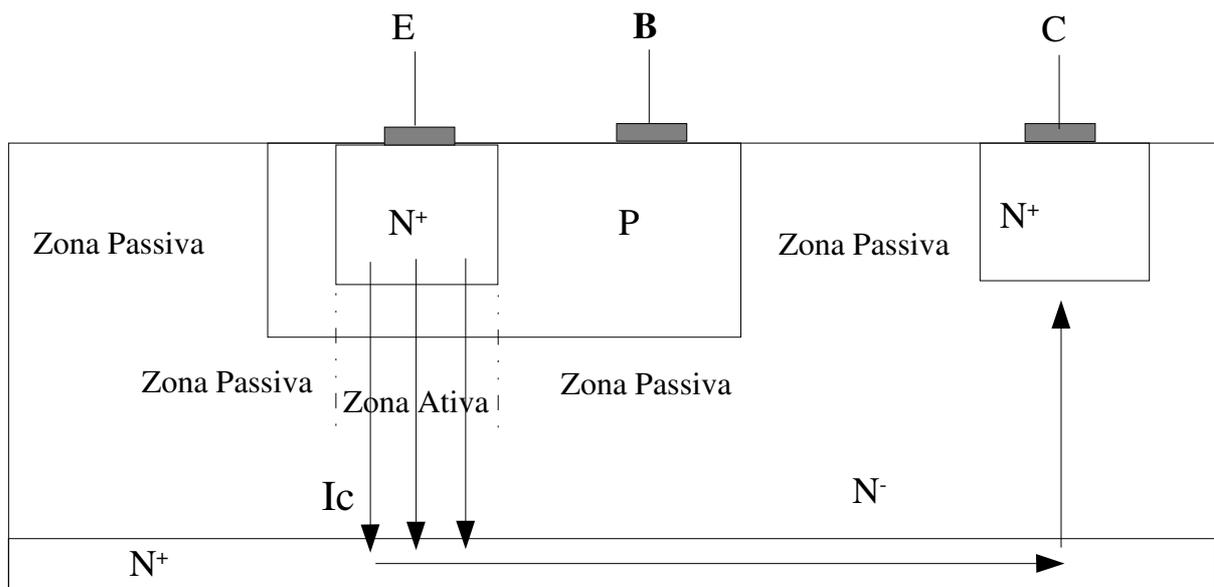


ESTUDO BIDIMENSIONAL DO TRANSISTOR

Até o momento, estudamos um transistor “laminar”, onde todos os efeitos ocorriam dentro de uma **pequena fatia da zona ativa** estrutura.

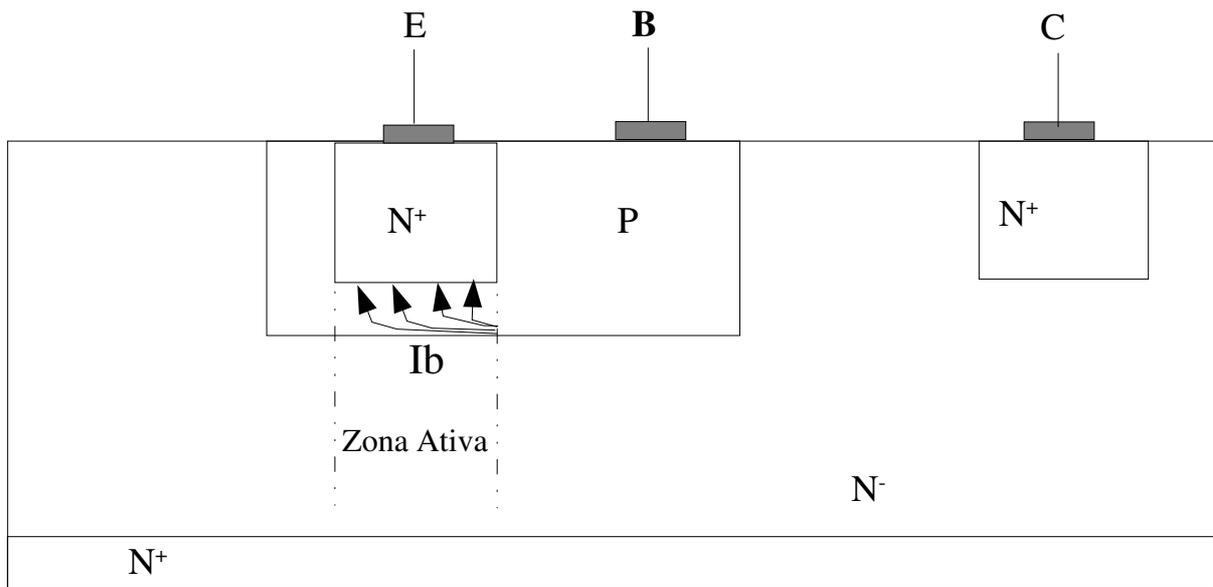
O nosso objetivo agora é estudar o transistor bidimensional, onde as **zonas passivas** terão papel importante nas características elétricas do dispositivo.



Fundamentalmente, teremos que levar em consideração os efeitos das zonas passivas na figura acima, ligados à geometria do componente:

- **Condução de corrente nas zonas passivas**
- **Condução de corrente na superfície do semiconductor**
- **Queda de tensão dentro da zona ativa, devido às dimensões laterais**

Vamos iniciar com o estudo da corrente de base. Como vemos na figura abaixo, a Corrente de Base Intrínseca (**lacunas injetadas pela base dentro do emissor na região ativa**) percorre um caminho paralelo à junção, dentro da região ativa.

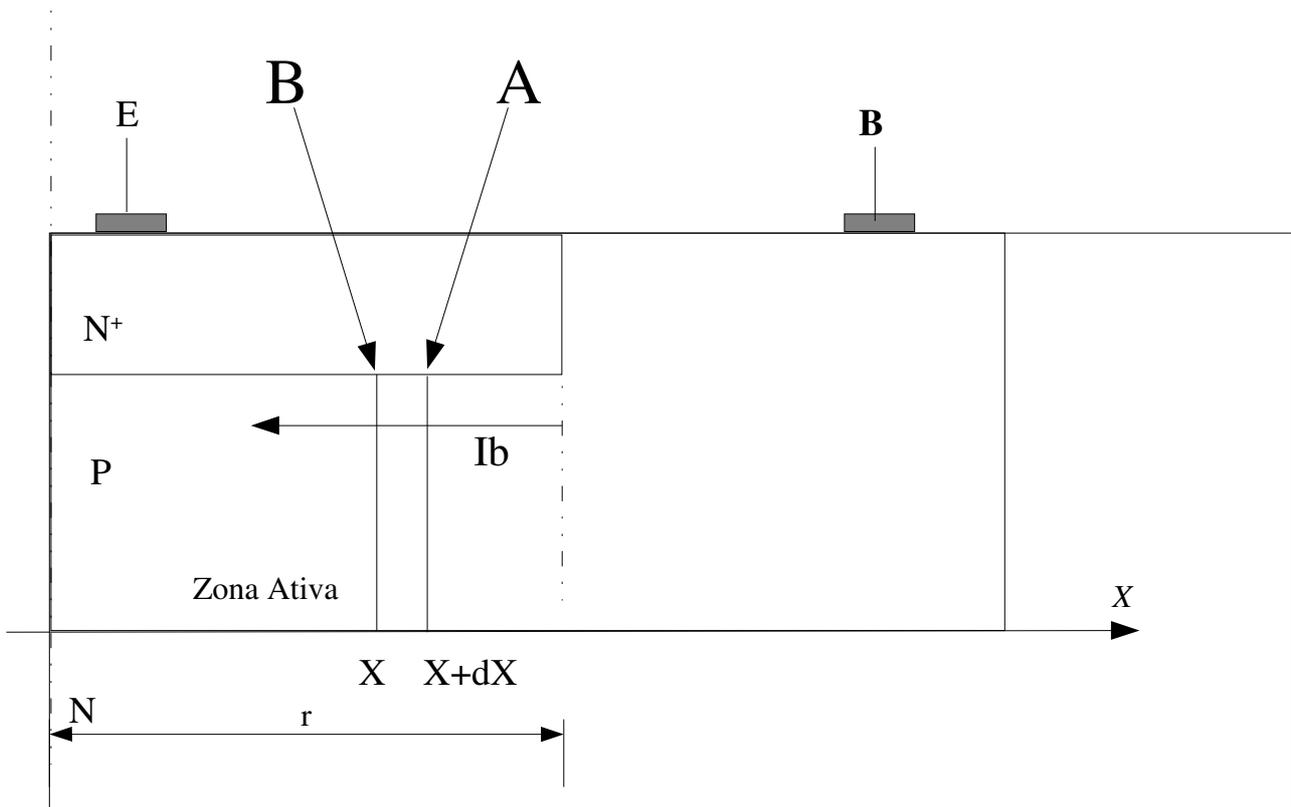


Lembrando que a região de base ativa por onde a corrente de base circula possui alta resistividade (é o fim do perfil de base!) além de ser muito estreita.

Com isso é razoável esperar que a queda de tensão **ao longo da região ativa de base** desempenhe um papel importante na distribuição lateral da tensão base-emissor.

A este fenômeno damos o nome de DEFOCALIZAÇÃO.

É evidente que a tensão V_{BE} na posição $A = (x+dx)$ é maior do que a tensão na posição $B = x$, já que o sentido de circulação da corrente de base é da posição A para B (potencial maior para potencial menor).



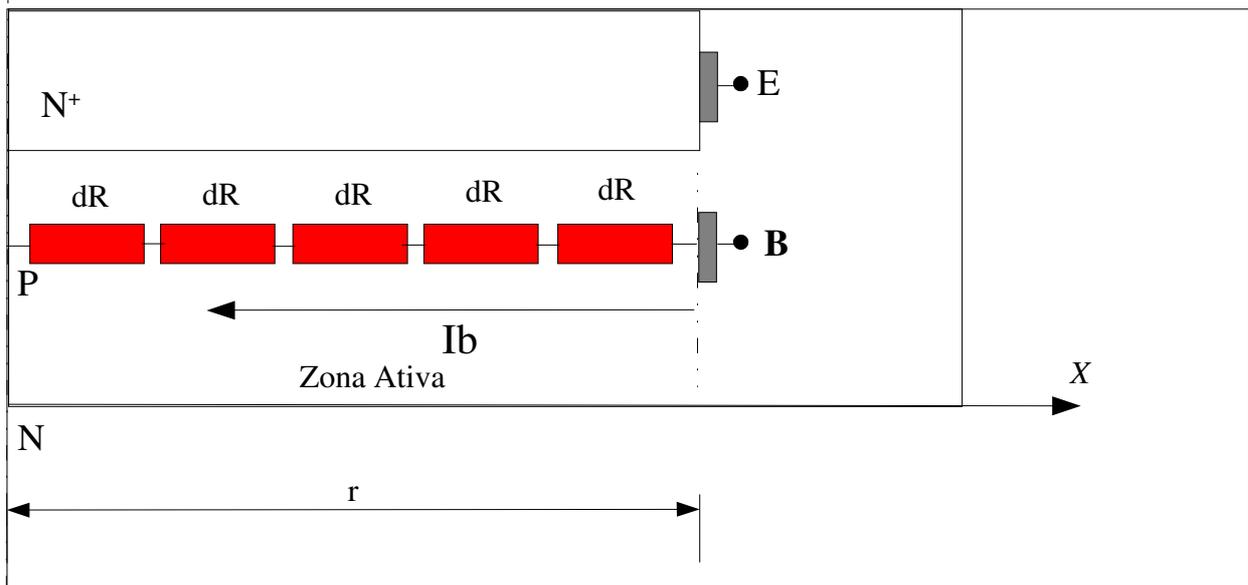
É fácil verificar que o transistor real está submetido a várias tensões V_{BE} distintas, uma em cada região ativa da base.

Como o V_{BE} na posição $A = (x+dx)$ é maior do que o V_{BE} na tensão na posição, a corrente I_c no ponto $A = (x+dx)$ é maior do que a corrente no ponto $B = (x)$.

Como a variação de I_c com V_{BE} é exponencial, com o aumento de I_C , **espera-se que a corrente de coletor se concentre na borda da região de emissor, próximo ao lado de onde o contato de base está localizado.**

Para modelarmos estas variações de tensão ao longo da base ativa, vamos lançar mão de um modelo de resistências distribuídas. Podemos considerar que o transistor, em sua zona ativa de base, é constituído por **uma série de transistores “laminares”**, interligados por resistores que representem a resistência de base distribuída.

Na figura abaixo temos uma representação gráfica de como seria esta distribuição de transistores. É importante notar que, devido à alta dopagem do emissor, desprezamos a queda de tensão ao longo da região de emissor.



É possível mostrar (Rey et Leturcq, *Théorie Approfondie du Transistor Bipolaire*, 1972) a distribuição da corrente intrínseca $J_b(x)$ pode ser escrita como:

$$J_B(x) = \frac{I_{B0}}{\pi r^2} \cdot \frac{4(a+4)}{(a+4-ax^2)^2} \quad (81)$$

onde

$$a = \frac{R \cdot I_{B0}}{V_T} \quad (82)$$

e x é uma abscissa normalizada, $x = X/r$

A resistência R é calculada usando os parâmetros tecnológicos da base:

$$R = \frac{\rho}{(2 \pi W_B)} = \frac{1}{2 \pi \mu Q_B} \quad (83)$$

Podemos, agora, calcular a diferença de tensão entre a tensão real V_{BE} e a tensão $V_{B'E}$ (tensão na borda do emissor e no centro geométrico do emissor).

$$V(x) = V_T \cdot \ln \frac{4(a+4)}{(a+4-ax^2)^2} \quad (84)$$

Para $x = 1$, ou seja, na borda “externa” da zona ativa, a queda de tensão será dada simplesmente por:

$$V_{BB'} = V_T \cdot \ln \frac{(a+4)}{4} \quad (85)$$

Esta expressão para $V_{BB'}$ permite escrever a corrente de base intrínseca em função da queda de tensão interna na base:

$$I_{B0} = \frac{4V_T}{R} \cdot \exp \left[\left(\frac{V_{BB'}}{V_T} \right) - 1 \right] \quad (86)$$

É claro que esta expressão não é simples de ser empregada.

Existem duas forma de traduzir este fenômeno da defocalização em um modelo simples de ser utilizado:

- 1) Através do conceito de área efetiva
- 2) Através do conceito de resistência de base

Conceito de Área Efetiva

Podemos considerar o transistor real como sendo equivalente a um transistor ideal sem defocalização, percorrido por uma corrente que é independente da abscissa x , de valor igual à máxima corrente na zona de base ativa ($x=l$, $J(l)$) e que a “área efetiva” do transistor é tal que:

$$A_{EFETIVA} \cdot J(1) = A_E \cdot J_u \quad ; \quad J_U = \frac{I_C}{\pi r^2} \quad (87)$$

Ao usarmos a área real de emissor do transistor $A_E = \pi \cdot r^2$ na expressão apresentada de $J_B(x)$, temos:

$$A_{EFETIVA} = A_E \cdot \frac{4}{a + 4} \quad (88)$$

Conceito de Resistência de Base

A queda de tensão $V_{BB'}$ na zona da base ativa do transistor é considerada como causada por uma corrente I_{B0} atravessando uma resistência de base $R_{BB'}$ de tal forma que:

$$R_{BB'} = \frac{V_{BB'}}{I_{B0}} \quad (89)$$

onde, para um transistor de geometria circular temos

$$R_{BB'} = \frac{R \cdot \ln\left(\frac{4+a}{4}\right)}{a} \quad (90)$$

No caso de um transistor de geometria retangular, com n dedos de emissor e $(n+1)$ contatos de base, podemos escrever:

$$R = \frac{\rho l}{4 n h W_B} \quad (91)$$

Onde h e l são, respectivamente, o comprimento e a largura de cada um dos dedos do emissor. Neste caso temos:

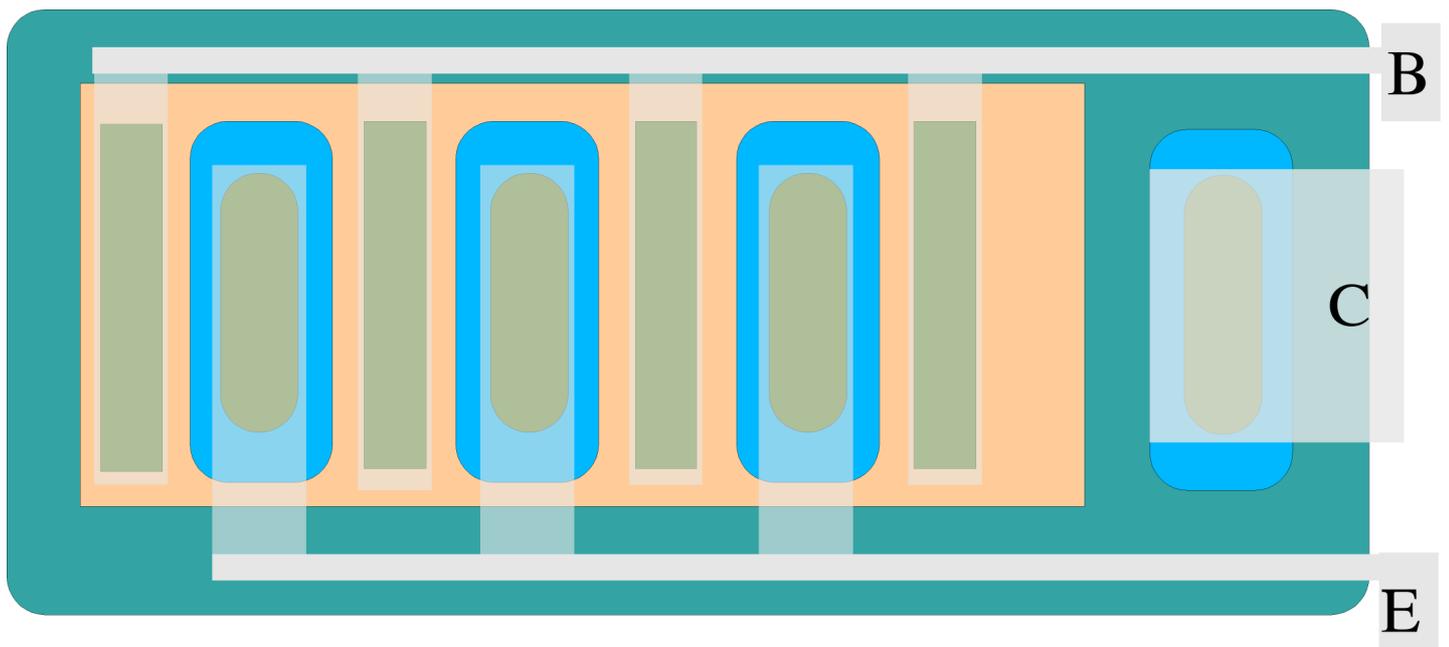
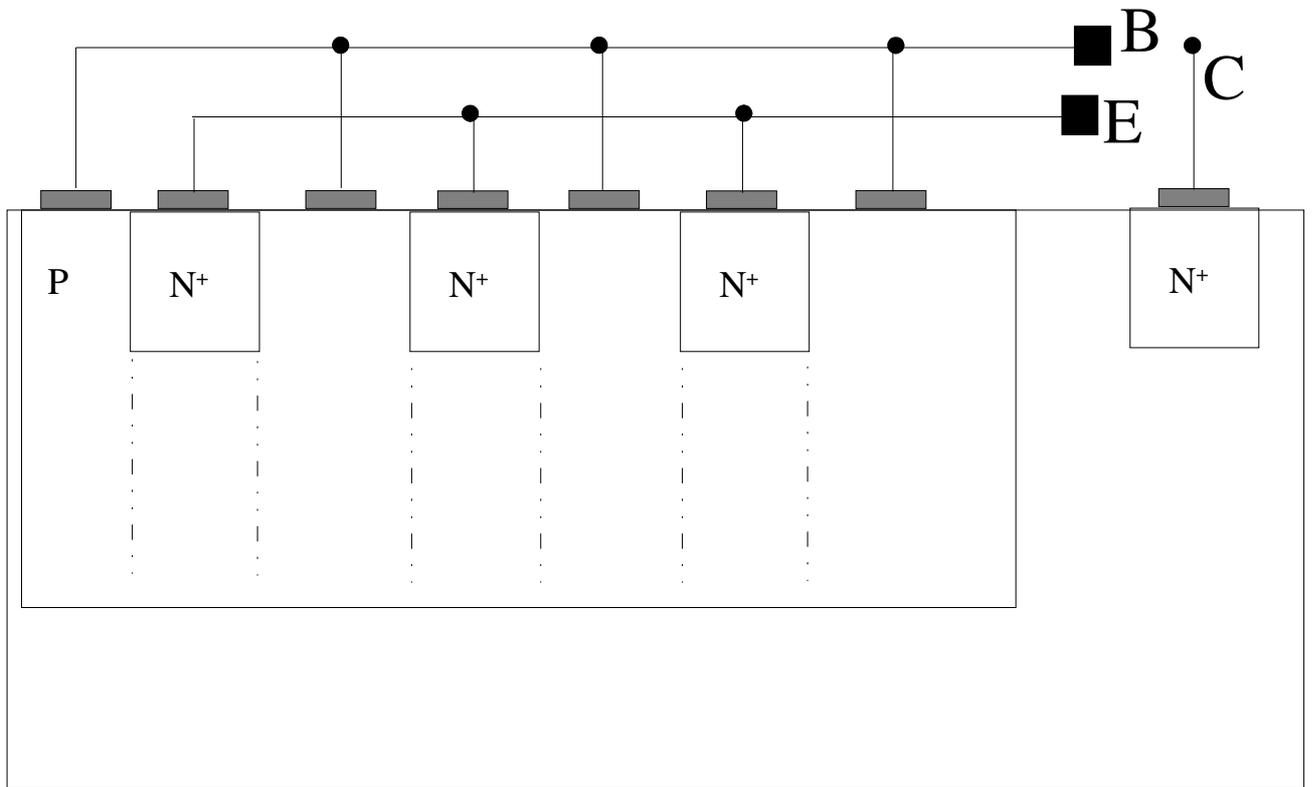
$$\frac{V_{BB'}}{V_T} = \ln \frac{U}{\text{sen } U} \quad (92)$$

$$a = U \cdot \text{tg} \frac{U}{2} = \frac{R I_{B0}}{V_t}$$

E a área efetiva e a resistência de base $R_{BB'}$ são dados por:

$$A_{EFETIVA} = \frac{A_E}{\text{sen } U} \quad (93)$$

$$R_{BB'} = R \cdot \frac{\ln\left(\frac{U}{\text{sen } U}\right)}{U \cdot \text{tg} \frac{U}{2}} \quad (94)$$



COLETOR N⁻

CONTATOS

BASE P

Alumínio

EMISSOR N⁺

Corrente Crítica de Defocalização

Da mesma forma que definimos anteriormente as correntes críticas de Alta Injeção na Base e de Alargamento da Base Dentro do Emissor, podemos definir uma **Corrente Crítica de Defocalização**.

A corrente de coletor que atravessa um transistor que está sob efeito de defocalização depende do VBE real do transistor, ou seja:

$$I_C = \alpha_{NO} I_{SIO} \exp\left(\frac{V_{B'E}}{V_T}\right) \quad (95)$$

com

$$V_{B'E} = V_{BE} - V_{BB'} \quad (96)$$

Levando em conta as expressões calculadas anteriormente para $V_{BB'}$, a corrente de coletor pode ser escrita como:

a) Geometria Circular

$$I_C = \frac{\alpha_{NO} I_{SIO} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)}{1 + \frac{R I_C}{4 \beta_{NO} V_T}} \quad (97)$$

a) Geometria Retangular

$$I_C = \frac{\alpha_{NO} I_{SIO} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)}{\frac{U}{\text{sen } U}} \quad (98)$$

Para baixos níveis de corrente temos:

$$I_C = \alpha_{NO} I_{SIO} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (99)$$

Para valores muito elevados de corrente (bem acima da Corrente Crítica), pode-se mostrar que:

a) Geometria Circular

$$I_C = \sqrt{4 \frac{V_T}{R} \beta_{NO} \alpha_{NO} I_{SIO}} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{2V_T}\right) \quad (100)$$

a) Geometria Retangular

$$I_C = \sqrt{2 \frac{V_T}{R} \beta_{NO} \alpha_{NO} I_{SIO}} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{2V_T}\right) \quad (101)$$

Podemos definir a Corrente Crítica de Defocalização na base I_{ECC} como o ponto onde as assíntotas das curvas dadas pelas equações acima e a corrente I_C de baixo nível se encontram:

a) Geometria Retangular com n dedos de $l \times h$

$$I_{ECC} = \frac{2V_T}{R} \beta_{NO} \quad (102)$$

Substituindo R pelo valor apresentado anteriormente para um transistor com geometria retangular:

$$J_{ECC} = \frac{I_{ECC}}{A_E} = \frac{8 D_{nB} Q_B \beta_{NO}}{l^2} \quad (103)$$

Onde o valor da área **total** de emissor A_E é dada por $A_E = n.l.h$

b) Geometria Circular

$$I_{ECC} = \frac{4 V_T}{R} \beta_{NO} \quad (104)$$

Substituindo R pelo valor apresentado anteriormente para um transistor com geometria circular vem que:

$$J_{ECC} = \frac{I_{ECC}}{A_E} = \frac{8 D_{nB} Q_B \beta_{NO}}{r^2} \quad (105)$$

É muito importante notar que, independente da geometria, a corrente de coletor para o transistor sob forte defocalização (altos níveis de corrente) pode ser escrita simplesmente como:

$$I_C = \sqrt{I_{ECC} \alpha_{NO} I_{S10}} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{2V_T}\right) \quad (106)$$

ou seja

$$I_C = \frac{\alpha_{NO} I_{S10} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)}{\frac{I_C}{I_{ECC}}} \quad (107)$$

Como fizemos anteriormente, podemos escrever a **expressão geral** para a corrente de coletor I_C como:

$$I_C = \frac{\alpha_{NO} I_{S10} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)}{1 + \frac{I_C}{I_{ECC}}} \quad (108)$$

Esta expressão não é rigorosamente correta para transistores de geometria retangular. Porém, é possível aproximar $(U/\text{sen}U) \approx [1 + (I_C / I_{ECC})]$ e usar apenas uma expressão para IC, com erro praticamente nulo.

Podemos resumir estes resultados, para qualquer que seja a geometria do transistor:

$$A_{eff} = \frac{A_E}{1 + \frac{I_C}{I_{ECC}}} \quad (109)$$

$$I_B = \frac{I_{ECC}}{\beta_{NO}} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{BB'}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (110)$$

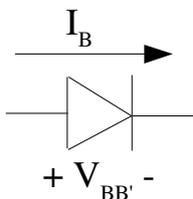
$$\frac{V_{BB'}}{V_T} = \frac{R_{BB'} \cdot I_B}{VT} = \ln\left(1 + \frac{I_C}{I_{ECC}}\right) \quad (111)$$

MODELO ELÉTRICO DA ZONA ATIVA DE BASE SOB EFEITO DA DEFOCALIZAÇÃO

Como pudemos representar este fenômeno de duas formas distintas, poderemos também obter dois modelos elétricos equivalentes.

a) Modelo da Resistência de Base

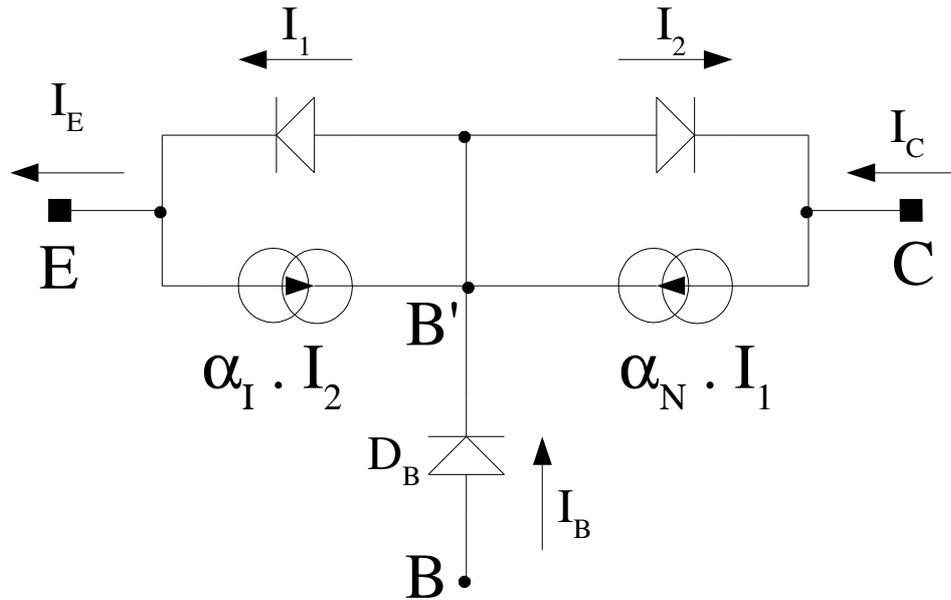
A queda de tensão adicional que aparece na zona ativa da base é dada pela tensão que aparece no componente que possui corrente dada pela equação (110) acima, ou seja, um diodo:



$$I_B = I_{SB} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{BB'}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (112)$$

$$I_{SB} = \frac{I_{ECC}}{\beta_{NO}} \quad (113)$$

O modelo do transistor fica dado por:



Este modelo não é simples de ser utilizado analiticamente, por causa do diodo D_B em série com o diodo base-emissor.

b) Modelo da ÁREA EFETIVA

Este modelo é muito mais fácil de ser utilizado, já que a sua topologia é muito mais simples.

Na verdade, basta utilizarmos o modelo apresentado no início de nossos estudos, porém com uma correção na área dos transistores para que a área de emissor seja igual a A_{eff} (que é uma função da corrente I_C).

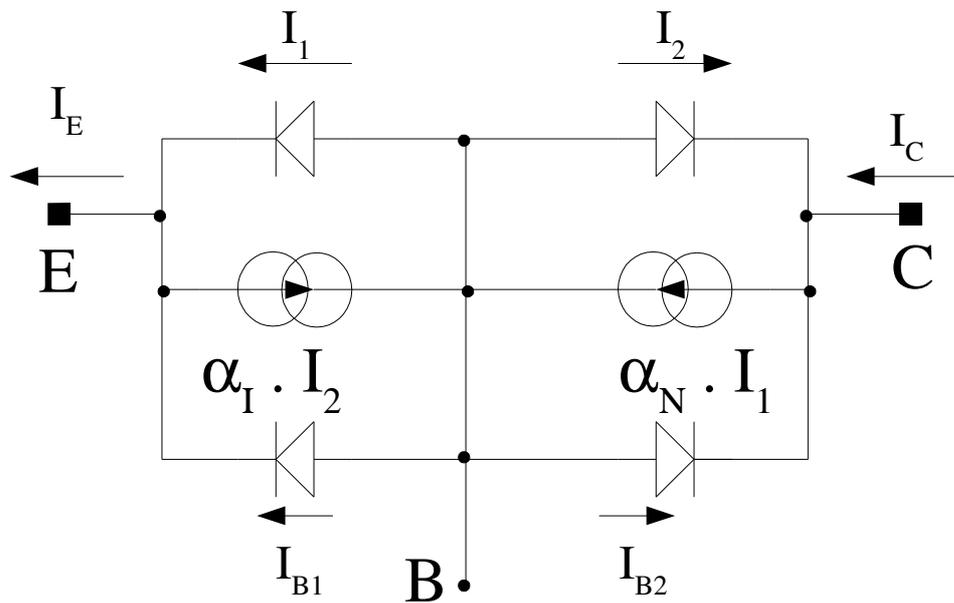
$$A_{eff} = \frac{A_E}{1 + \frac{I_C}{I_{ECC}}} = \frac{A_E}{1 + \frac{I_B}{I_{SB}}} \quad (114)$$

Com esta correção de área podemos escrever as correntes no transistor como:

$$I_C = A_{Eff} \left[\alpha_{NO} J_{S10} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - \alpha_{IO} J_{S20} \cdot \exp\left(\frac{V_{BC}}{V_T}\right) \right] \quad (115)$$

$$I_{B1} = A_{Eff} (1 - \alpha_{NO}) J_{S10} \exp\left[\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1\right] \quad (116)$$

$$I_{B2} = A_{Eff} (1 - \alpha_{IO}) J_{S20} \exp\left[\left(\frac{V_{BC}}{V_T}\right) - 1\right] \quad (117)$$



Com esta correção de área podemos escrever as correntes de saturação de cada um dos diodos como:

$$I_{S1} = A_{Eff} J_{S10} \quad (118)$$

$$I_{S2} = A_{Eff} J_{S20} \quad (119)$$

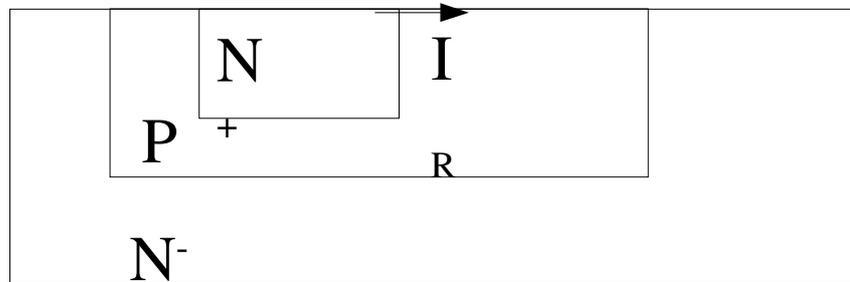
$$I_{SB1} = A_{Eff} (1 - \alpha_{NO}) J_{S10} \quad (120)$$

$$I_{SB2} = A_{Eff} (1 - \alpha_{IO}) J_{S20} \quad (121)$$

Para terminar o nosso estudo bidimensional, falta modelarmos:

- a) **Condução de corrente nas zonas passivas**
- b) **Condução de corrente na superfície do semiconductor**

a) Correntes de Superfície



A Correntes de Superfície em um transistor bipolar está ligada a parâmetros tecnológicos de fabricação, e o comportamento desta corrente em função das tensões V_{BE} e V_{BC} é dado por:

$$I_R = I_{SR} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{n_s V_T}\right) \quad (122)$$

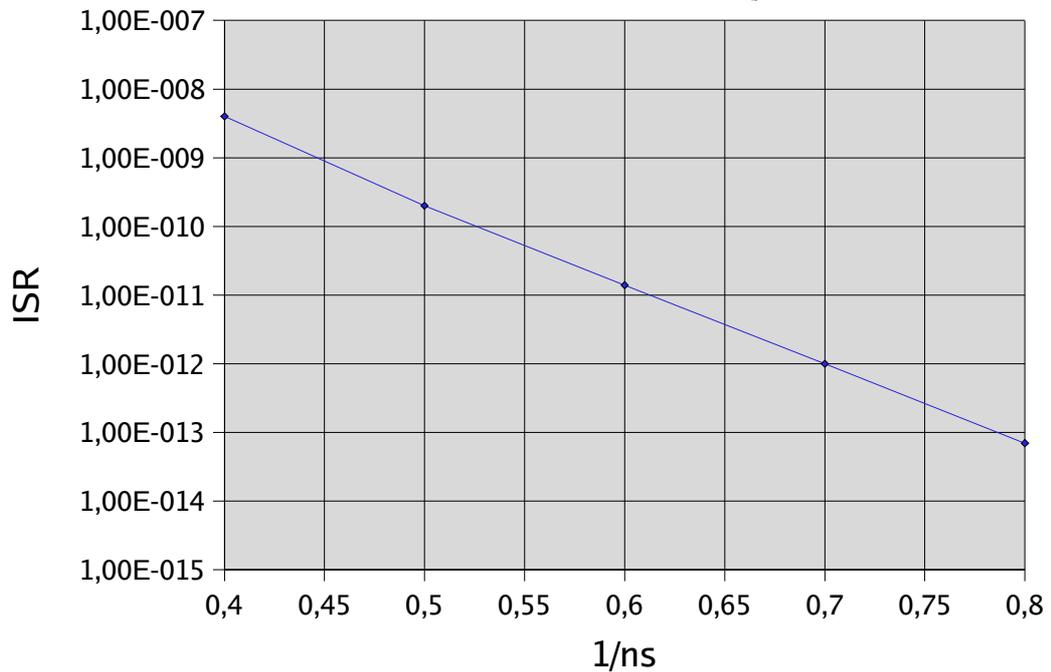
$$I'_R = I'_{SR} \cdot \exp\left(\frac{V_{BC}}{n'_s V_T}\right) \quad (123)$$

Onde o parâmetro n_s está sempre entre 1 e 2. Estudos experimentais mostram que existe uma forte correlação entre I_{SR} e n_s para transistores de um mesmo lote de fabricação. É possível escrever, para a junção base-emissor:

$$I_{SR} = P_E \cdot \gamma \exp\left(-\frac{\psi}{n_s}\right) \quad (124)$$

Onde P_E é o perímetro da junção base-emissor, e ψ e γ são constantes características do processo tecnológico usado na fabricação.

$$I_{SR} = P_E \cdot \gamma \exp\left(-\frac{\psi}{n_s}\right)$$

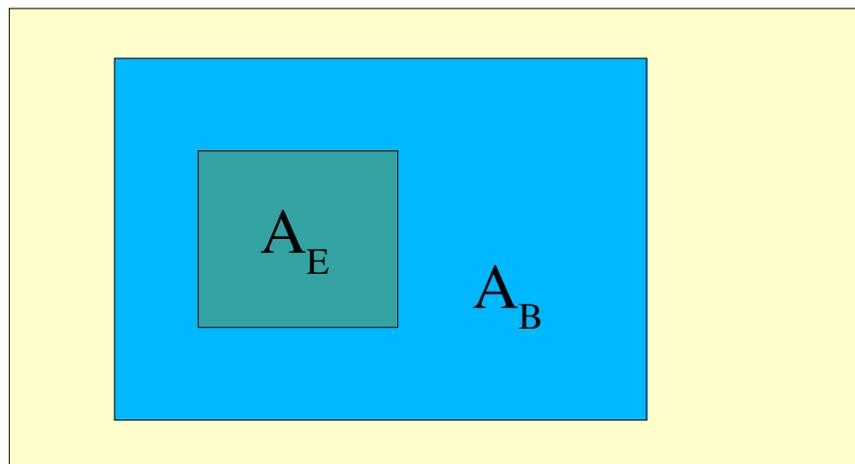
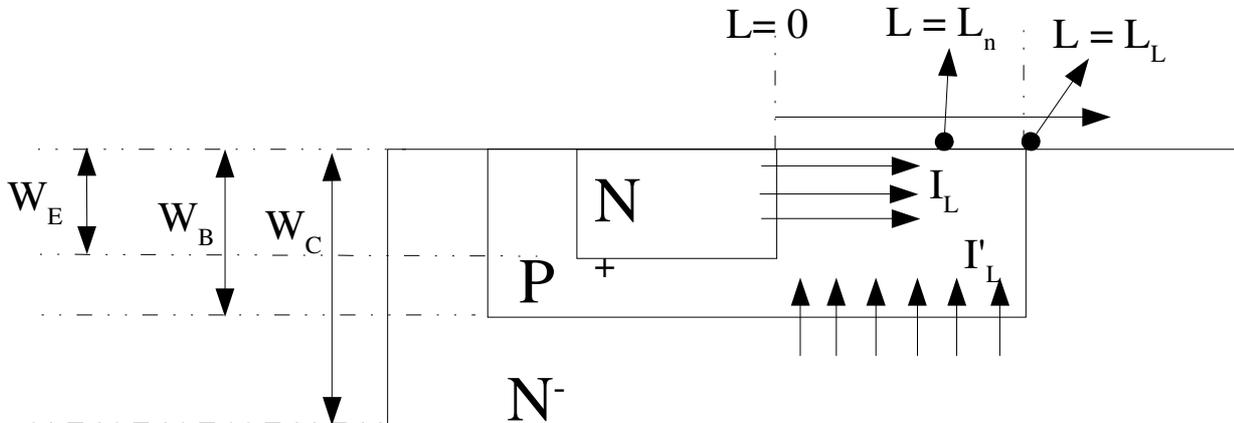


Resultado medido em um lote experimental de transistores BF 282, onde podemos calcular $\psi \approx 27,5$ e $\gamma \approx 6,5 \cdot 10^{-4}$ A.cm.

É interessante notar que vários lotes de transistores apresentam $\psi \approx 27$. Porém, como em alguns lotes o valor de ψ é muito diferente de 27, não podemos concluir que este é um parâmetro intrínseco do silício.

b) Correntes nas zonas passivas

O estudo das correntes nas zonas passivas é mais simples de ser efetuado, e depende basicamente de uma análise das dimensões envolvidas no projeto do transistor. O método para cálculo das correntes é basicamente o mesmo empregado em uma junção PN simples.



O corrente da junção base coletor I'_L percorre a parte passiva da base, ou seja, é uma junção com área igual à do fundo da base (A_B) menos a área do emissor (A_E).

$$I'_L = (A_C - A_B) \cdot \left[\int_{BaseLateral} \frac{p}{D_n n_i^2} dw + \int_{Coletor} \frac{n}{D_n n_i^2} dw \right] \exp\left(\frac{V_{BC}}{V_T}\right) \quad (125)$$

A corrente I_L (também chamada de “corrente lateral”) é calculada da mesma forma, porém ela é função da tensão base-emissor V_{BE} .

Deve-se observar que a integral de carga não é necessariamente feita em toda a região de base lateral, **mas apenas até o comprimento de difusão dos elétrons na base lateral L_n** , que pode ser muito menor do que L_L .

$$I_L = \frac{A_L}{W_E} \cdot \int_0^{W_E} \frac{q D_n n_i^2}{L_n N_A(x)} dx \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \right] \quad (125)$$

Onde A_L é a área lateral do emissor e L_n é o comprimento de difusão dos elétrons na base lateral.

O modelo do transistor completo, com as zonas passivas, é dado por:

