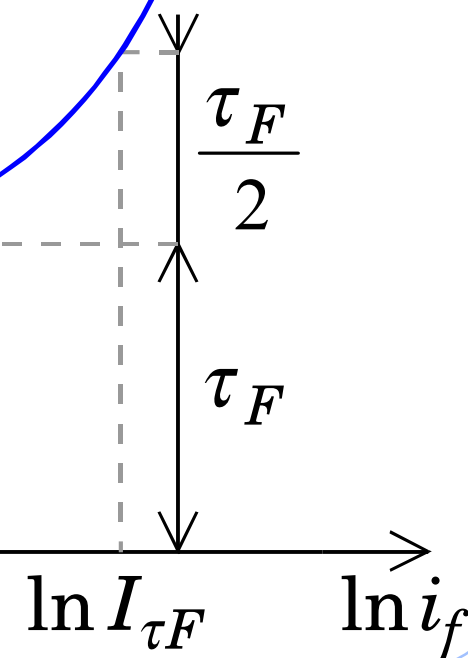


Dynamická část modelu

$$\tau_f = \tau_F \left[1 + X_{\tau F} \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\tau F}} \right)^2 e^{\frac{v_{bc}}{V_{\tau F}} \ln 2} \right]$$



- **alternativní** závislost se třetí mocninou (Cadence)

$$\tau'_f = \tau_F \left\{ 1 + X'_{\tau F} \left[3 \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\tau F}} \right)^2 - 2 \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\tau F}} \right)^3 \right] e^{\frac{v_{bc}}{V_{\tau F}} \ln 2} \right\}$$

- **alternativní** závislost se třetí mocninou (Cadence)

$$\tau'_f = \tau_F \left\{ 1 + X'_{\tau F} \left[3 \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\tau F}} \right)^2 - 2 \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\tau F}} \right)^3 \right] e^{\frac{v_{bc}}{V_{\tau F}} \ln 2} \right\}$$

- difúzní náboj způsobený průletovou dobou (**forward**)

$$q_f = k_i k_v \tau_f i_f$$

- **alternativní** závislost se třetí mocninou (Cadence)

$$\tau'_f = \tau_F \left\{ 1 + X'_{\tau F} \left[3 \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\tau F}} \right)^2 - 2 \left(\frac{i_f}{i_f + I_{\tau F}} \right)^3 \right] e^{\frac{v_{bc}}{V_{\tau F}} \ln 2} \right\}$$

- difúzní náboj způsobený průletovou dobou (**forward**)

$$q_f = k_i k_v \tau_f i_f$$

- difúzní náboj způsobený průletovou dobou (**reverse**)

$$q_r = \tau_r i_r = \tau_R i_r$$

- bariérová kapacita pro **emitorový** přechod

$$c_e = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{v_{be}}{\phi_E}\right)^{m_E}}, \quad q_e = \frac{C_{JE} \phi_E}{1 - m_E} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{be}}{\phi_E}\right)^{1-m_E} \right]$$

- bariérová kapacita pro **kolektorový** přechod

$$c_c = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{bc}}{\phi_C}\right)^{m_C}}, \quad q_c = \frac{C_{JC} \phi_C}{1 - m_C} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{bc}}{\phi_C}\right)^{1-m_C} \right]$$

- bariérová kapacita pro **emitorový** přechod

$$c_e = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{v_{be}}{\phi_E}\right)^{m_E}}, \quad q_e = \frac{C_{JE} \phi_E}{1 - m_E} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{be}}{\phi_E}\right)^{1-m_E} \right]$$

- bariérová kapacita pro **kolektorový** přechod (alter. **1**)

$$c_c = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{bc}}{\phi_C}\right)^{m_C}}, \quad q_c = \frac{C_{JC} \phi_C}{1 - m_C} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{bc}}{\phi_C}\right)^{1-m_C} \right]$$

- bariérová kapacita pro **kolektorový** přechod (alter. **2**)

$$c'_c = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{Bc}}{\phi_C}\right)^{m_C}}, \quad q'_c = \frac{C_{JC} \phi_C}{1 - m_C} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{Bc}}{\phi_C}\right)^{1 - m_C} \right]$$

- bariérová kapacita pro **kolektorový** přechod (alter. **3**)

$$c''_c = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{v_{BC}}{\phi_C}\right)^{m_C}}, \quad q''_c = \frac{C_{JC} \phi_C}{1 - m_C} \left[1 - \left(1 - \frac{v_{BC}}{\phi_C}\right)^{1 - m_C} \right]$$

- proud **emitorovým** přechodem způsobený difúzní a bariérovou kapacitou se určí **standardně**

$$i_7 = \dot{q}_f + \dot{q}_e$$

- proud **emitorovým** přechodem způsobený difúzí a bariérovou kapacitou se určí **standardně**

$$i_7 = \dot{q}_f + \dot{q}_e$$

- analogický proud **kolektorovým** přechodem je rozdělen pomocí parametrů modelu **mezi vnitřní a vnější bázi X_{CJC} a X_{CJC2}**

- proud **emitorovým** přechodem způsobený difúzní a bariérovou kapacitou se určí **standardně**

$$i_7 = \dot{q}_f + \dot{q}_e$$

- analogický proud **kolektorovým** přechodem je rozdělen pomocí parametrů modelu **mezi vnitřní a vnější bázi X_{CJC} a X_{CJC2}**

$$i_8 = \dot{q}_r + X_{CJC} \dot{q}_c \quad \text{pro} \quad X_{CJC2} = 1,$$

$$i_8 = \dot{q}_r + X_{CJC2} \dot{q}_c \quad \text{pro} \quad X_{CJC2} \in \langle 0, 1 \rangle,$$

$$i_9 = (1 - X_{CJC}) \dot{q}'_c \text{ (z B do c)} \quad \text{pro} \quad X_{CJC2} = 1,$$

$$i_9 = (1 - X_{CJC2}) \dot{q}''_c \text{ (z B do C)} \quad \text{pro} \quad X_{CJC2} \in \langle 0, 1 \rangle.$$

- vertikální NPN tranzistor, dělení mezi **c** a **C** X_{CJS}

$$c_S = \frac{C_{JS}}{\left(1 - \frac{v_{Sc}}{\phi_S}\right)^{m_S}}, i_{11} = X_{CJS} c_S \dot{v}_{Sc}$$

$$c'_S = \frac{C_{JS}}{\left(1 - \frac{v_{SC}}{\phi_S}\right)^{m_S}}, i''_{11} = (1 - X_{CJS}) c'_S \dot{v}_{SC}$$

- vertikální NPN tranzistor, dělení mezi **c** a **C** X_{CJS}

$$c_S = \frac{C_{JS}}{\left(1 - \frac{v_{Sc}}{\phi_S}\right)^{m_S}}, i_{11} = X_{CJS} c_S \dot{v}_{Sc}$$

$$c'_S = \frac{C_{JS}}{\left(1 - \frac{v_{SC}}{\phi_S}\right)^{m_S}}, i''_{11} = (1 - X_{CJS}) c'_S \dot{v}_{SC}$$

- laterální PNP tranzistor (pro substrátový PNP **neex.**)

$$c_{S'} = \frac{C_{JS}}{\left(1 - \frac{v_{S'b}}{\phi_S}\right)^{m_S}}, i'_{11} = c_{S'} \dot{v}_{S'b}$$

Modelování zpoždění mikrovlnných tranzistorů

Modelování zpoždění mikrovlnných tranzistorů

Při simulacích mikrovlnných obvodů s bipolárními tranzistory se ukázalo, že **změřený fázový posun** kolektorového proudu je mnohdy **větší** než fázový posun předpovězený modelem tranzistoru se změřenými a identifikovanými difúzními a bariérovými kapacitami (tj. **soustředěnými** kapacitami).

Modelování zpoždění mikrovlnných tranzistorů

Při simulacích mikrovlnných obvodů s bipolárními tranzistory se ukázalo, že **změřený fázový posun** kolektorového proudu je mnohdy **větší** než fázový posun předpovězený modelem tranzistoru se změřenými a identifikovanými difúzními a bariérovými kapacitami (tj. **soustředěnými** kapacitami).

Při velmi vysokých kmitočtech se báze tranzistoru totiž chová jako obvod s rozprostřenými parametry - tedy jako určité krátké **přenosové vedení**.

Modelování zpoždění mikrovlnných tranzistorů

Při simulacích mikrovlnných obvodů s bipolárními tranzistory se ukázalo, že **změřený fázový posun** kolektorového proudu je mnohdy **větší** než fázový posun předpovězený modelem tranzistoru se změřenými a identifikovanými difúzními a bariérovými kapacitami (tj. **soustředěnými** kapacitami).

Při velmi vysokých kmitočtech se báze tranzistoru totiž chová jako obvod s rozprostřenými parametry - tedy jako určité krátké **přenosové vedení**.

Do modelu bipolárního tranzistoru však samozřejmě není možné zavádět rigorózní parciální diferenciální rovnice vedení, neboť by se tím model neúměrně zkomplikoval.

Modelování zpoždění mikrovlnných tranzistorů

Při simulacích mikrovlnných obvodů s bipolárními tranzistory se ukázalo, že **změřený fázový posun** kolektorového proudu je mnohdy **větší** než fázový posun předpovězený modelem tranzistoru se změřenými a identifikovanými difúzními a bariérovými kapacitami (tj. **soustředěnými** kapacitami).

Při velmi vysokých kmitočtech se báze tranzistoru totiž chová jako obvod s rozprostřenými parametry - tedy jako určité krátké **přenosové vedení**.

Do modelu bipolárního tranzistoru však samozřejmě není možné zavádět rigorózní parciální diferenciální rovnice vedení, neboť by se tím model neúměrně zkomplikoval.

Fázové zpoždění lze místo toho efektivně aproximovat zavedením **speciální funkce** definované v rovině komplexního kmitočtu **s**

$$I'_f(s) = I_f(s) \Phi(s)$$

- definice funkce v **kmitočtové** oblasti (Besselova fce)

$$\Phi(s) = \frac{3\omega_0^2}{s^2 + 3\omega_0 s + 3\omega_0^2}$$

- definice funkce v **kmitočtové** oblasti (Besselova fce)

$$\Phi(s) = \frac{3\omega_0^2}{s^2 + 3\omega_0 s + 3\omega_0^2}$$

- definice funkce v **časové** oblasti (Besselova dif. rov.)

$$\ddot{i}_f'(t) + 3\omega_0 \dot{i}_f'(t) + 3\omega_0^2 i_f'(t) = 3\omega_0^2 i_f(t),$$

$$\dot{i}_f'(0) = 0, i_f'(0) = i_f(0)$$

- definice funkce v **kmitočtové** oblasti (Besselova fce)

$$\Phi(s) = \frac{3\omega_0^2}{s^2 + 3\omega_0 s + 3\omega_0^2}$$

- definice funkce v **časové** oblasti (Besselova dif. rov.)

$$\ddot{i}_f'(t) + 3\omega_0 \dot{i}_f'(t) + 3\omega_0^2 i_f'(t) = 3\omega_0^2 i_f(t),$$

$$\dot{i}_f'(0) = 0, i_f'(0) = i_f(0)$$

- vyjádření parametru **ω_0** (odvození ve skriptu)

$$\omega_0 = \frac{360^\circ}{2\pi} \frac{1}{\varphi_{\tau F} \tau_F} \varphi_{\tau F} \text{ v deg} \quad \omega_0 = \frac{1}{\varphi'_{\tau F} \tau_F} \varphi'_{\tau F} \text{ v rad}$$

- kapacity způsobené kvazisaturací)

$$q_0 = Q_{C0} \left[K(v_{bc}) - 1 - \frac{\gamma}{2} \right]$$

$$q_w = Q_{C0} \left[K(v_{bn}) - 1 - \frac{\gamma}{2} \right]$$

(aproximativní vztahy)

$$\dot{i}_{13} = \dot{q}_0$$

$$\dot{i}_{14} = \dot{q}_w$$

Teplotní závislosti

(nové pojmy)

$$\beta'_F = \beta_F \left(\frac{T'}{T} \right)^{X_{TB}}$$

$$\beta'_R = \beta_R \left(\frac{T'}{T} \right)^{X_{TB}}$$

$$I'_{SE} = I_{SE} \frac{\left(\frac{I'_S}{I_S} \right)^{\frac{1}{n_E}}}{\left(\frac{T'}{T} \right)^{X_{TB}}} \quad I'_{SC} = I_{SC} \frac{\left(\frac{I'_S}{I_S} \right)^{\frac{1}{n_C}}}{\left(\frac{T'}{T} \right)^{X_{TB}}}$$

Šumový model

Šumový model

- kolektorový proudový zdroj: výstřelový šum

$$\overline{i_{ce}^2} = 2qi_C\Delta f$$

Šumový model

- kolektorový proudový zdroj: výstřelový šum

$$\overline{i_{ce}^2} = 2qi_C\Delta f$$

- bázevý proudový zdroj: výstřelový šum, blikavý šum, iontový šum

$$\overline{i_{be}^2} = \left[2qi_B + k_F \frac{i_B^{\alpha_F}}{f} + k_B \frac{i_B^{\alpha_B}}{1 + \left(\frac{f}{f_B} \right)^2} \right] \Delta f$$

Šumový model

- kolektorový proudový zdroj: výstřelový šum

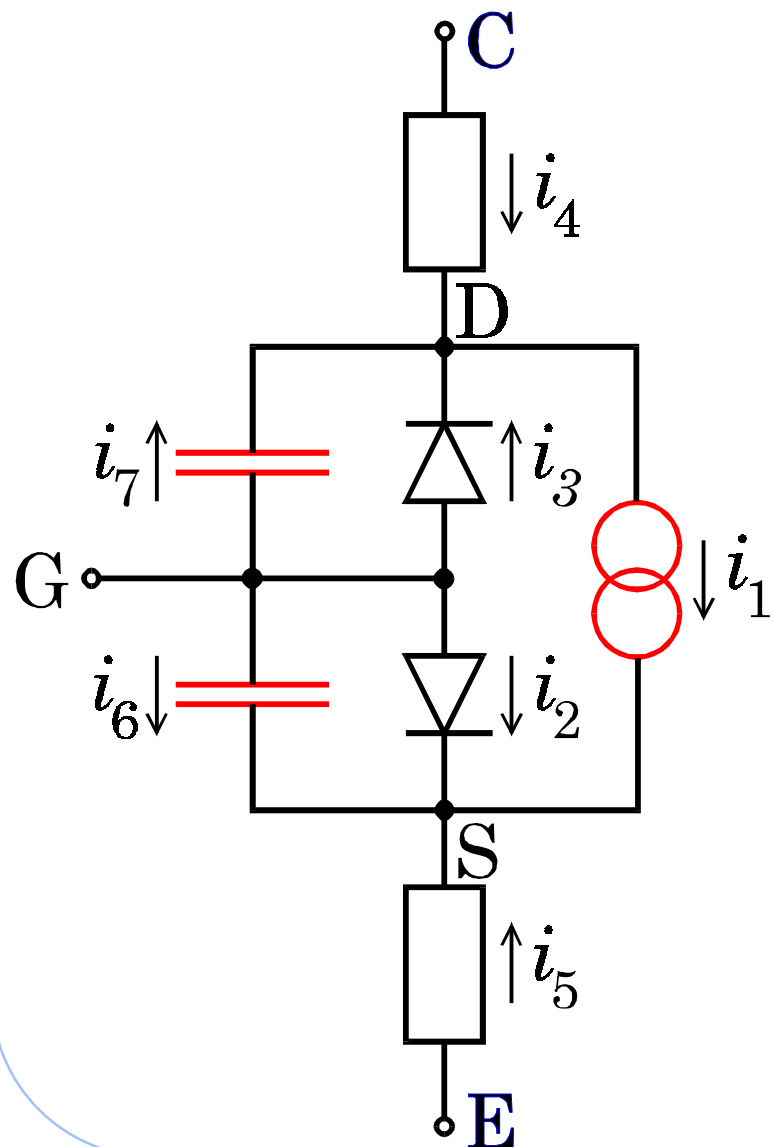
$$\overline{i_{ce}^2} = 2qi_C\Delta f$$

- bázevý proudový zdroj: výstřelový šum, blikavý šum, iontový šum (iontový šum není programován)

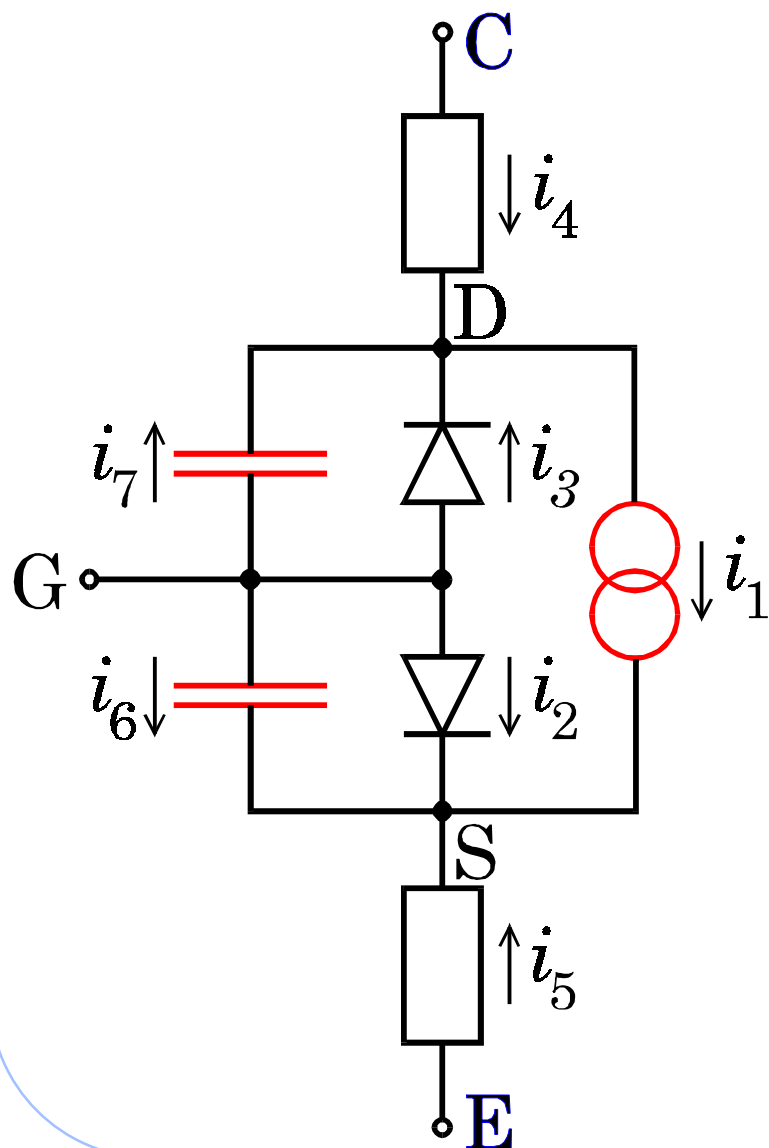
$$\overline{i_{be}^2} = \left[2qi_B + k_F \frac{i_B^{\alpha_F}}{f} + k_B \frac{i_B^{\alpha_B}}{1 + \left(\frac{f}{f_B} \right)^2} \right] \Delta f$$

Model tranzistoru JFE

Model tranzistoru JFE



Model tranzistoru JFE



- Parametr přenosové vodivosti

β

- Prahové napětí

V_T

- Parametr modulace délky kanálu

λ

- základní proudová rovnice tranzistoru JFE

$$i_1 = \begin{cases} 0 & \text{pro } v_{GS} - V_T \leq 0 & \text{(podprahová oblast),} \\ (1 + \lambda v_{DS})\beta[2(v_{GS} - V_T) - \gamma v_{DS}]v_{DS} & \text{pro } v_{GS} - V_T > \gamma v_{DS} & \text{(lineární oblast),} \\ (1 + \lambda v_{DS})\beta(v_{GS} - V_T)^2 / \gamma & \text{pro } 0 < v_{GS} - V_T \leq \gamma v_{DS} & \text{(oblast saturace).} \end{cases}$$