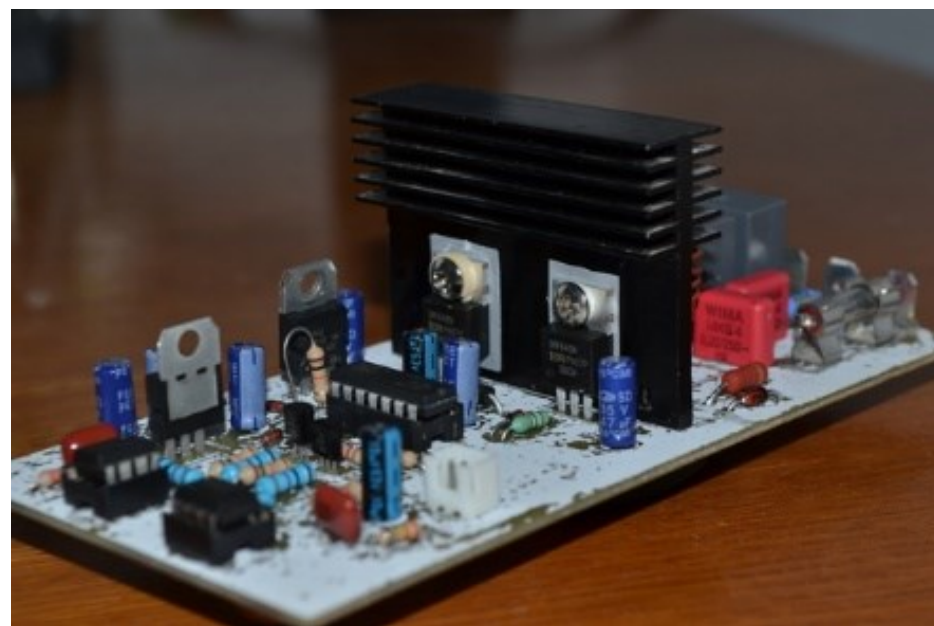
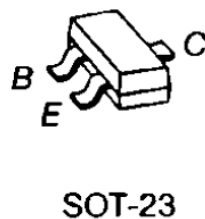
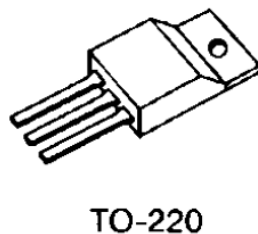
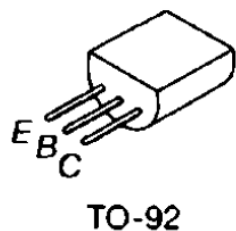
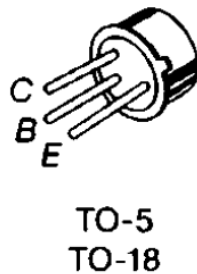
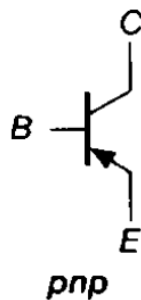
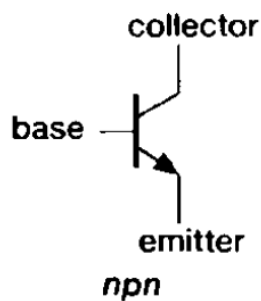
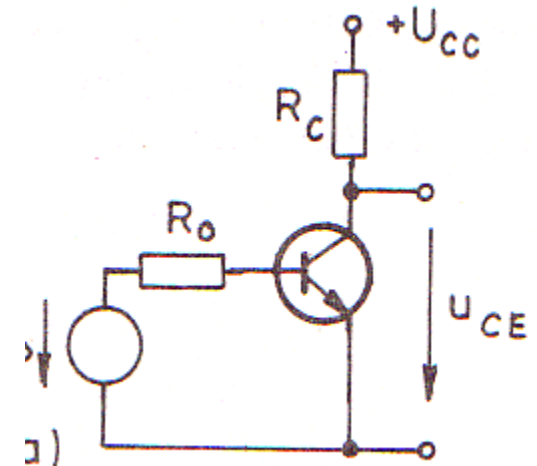
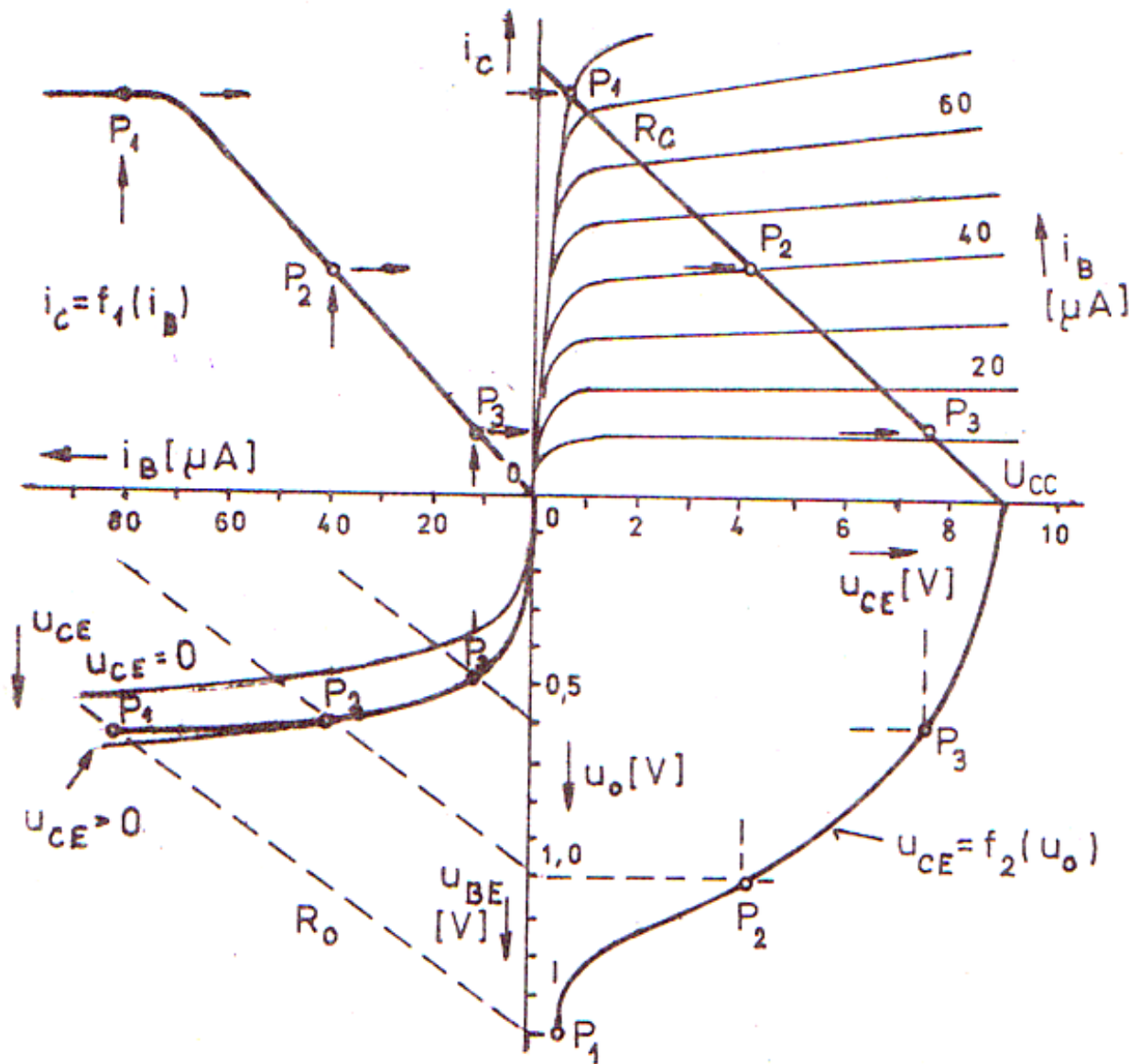


Zapojení s bipolárními tranzistory



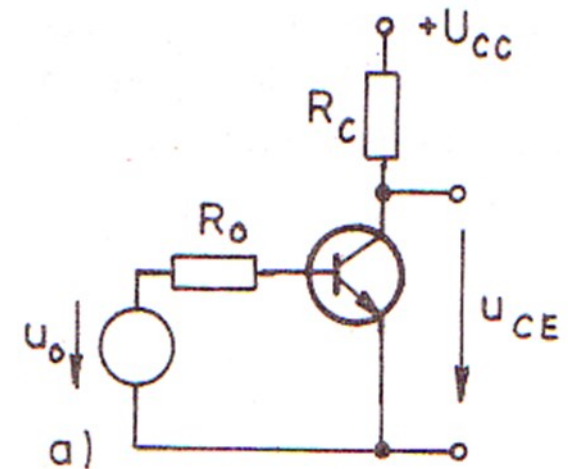
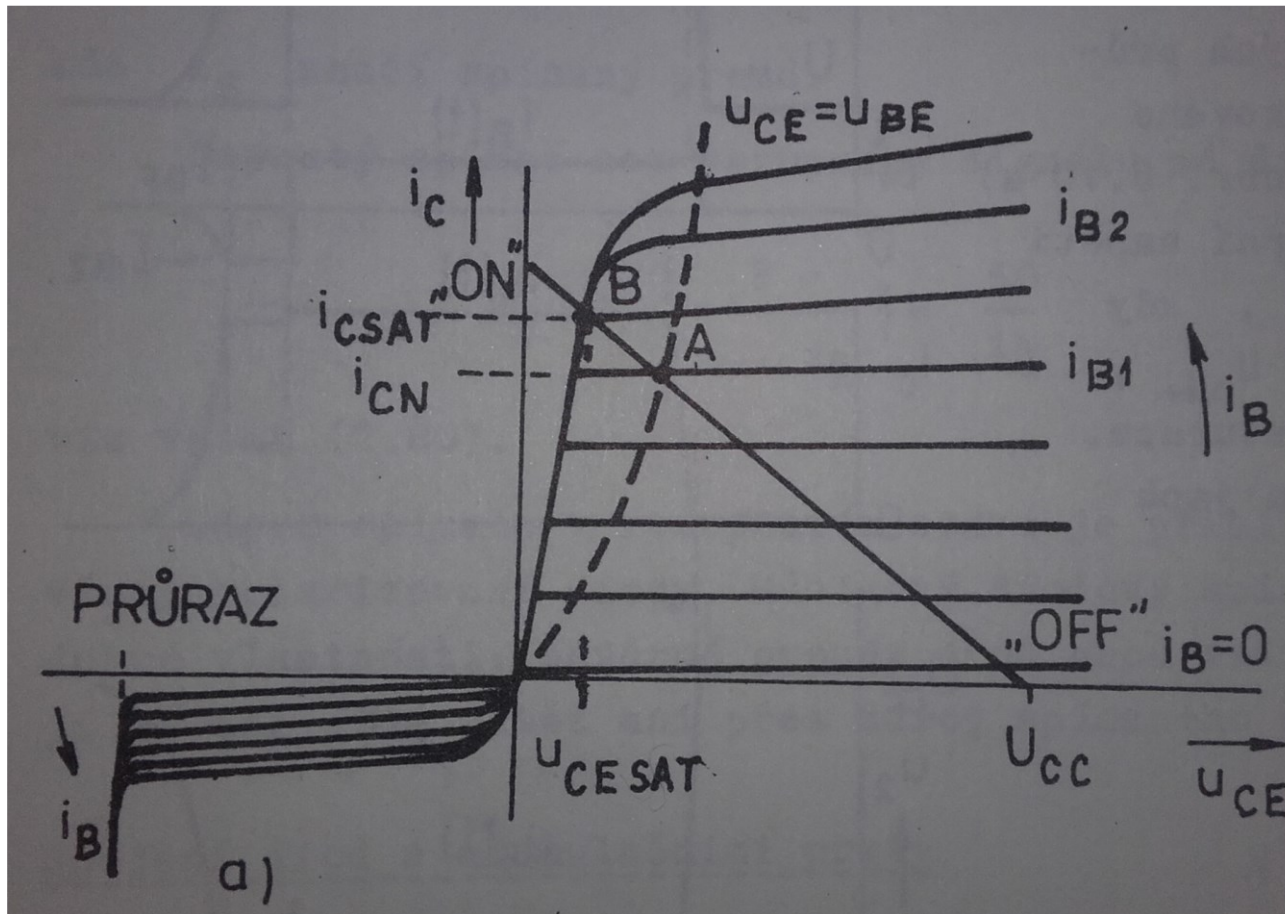
výkonový audiozesilovač

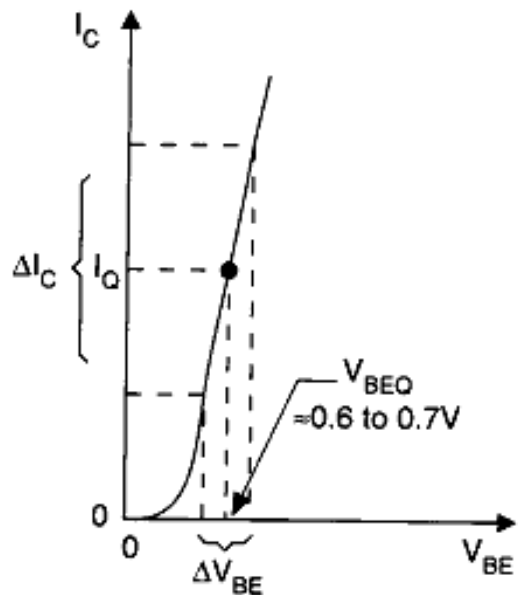
Zapojení s bipolárními tranzistory



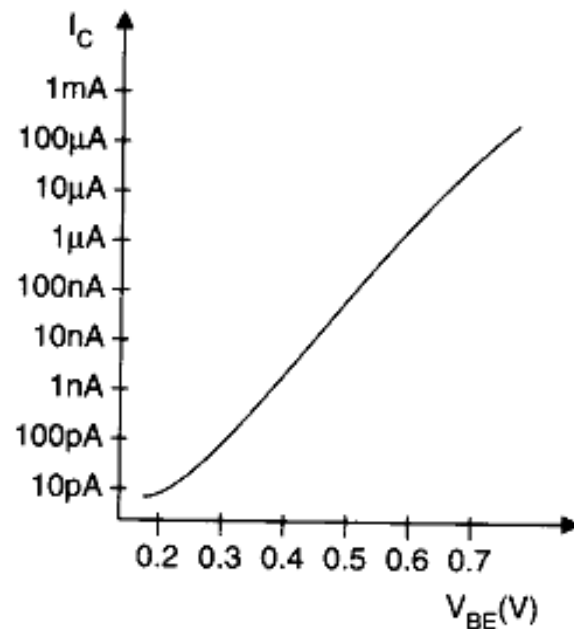
Zapojení s bipolárními tranzistory

Bipolární tranzistor pracující jako spínač





(a)

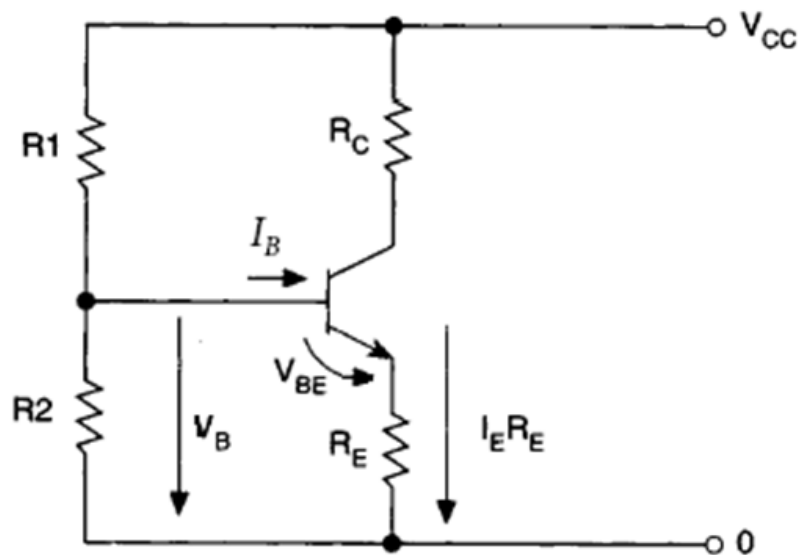


(b)

Závislost kolektorového proudu na napětí BE a) lineární měřítko I_C b) logaritmické měřítko I_C

$$I_C = I_{ES}(e^{(q/kT)V_{BE}} - 1) \quad kT/q = V_T$$

$$I_C = I_{ES}e^{V_{BE}/V_T} \quad \text{for } V_{BE} > 100 \text{ mV}$$



A transistor biasing circuit.

$$V_B \approx \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \quad I_B \text{ je menší než proud tekoucí } R_2$$

$$V_{BE} = V_B - I_E R_E$$

$$I_E = I_B + h_{FE} I_B = (1 + h_{FE}) I_B \approx h_{FE} I_B$$

h_{FE} — proudový zesilovací činitel

$$h_{FE} = I_C / I_B$$

R_E - záporná zpětná vazba - stabilizuje klidový proud I_{CQ}

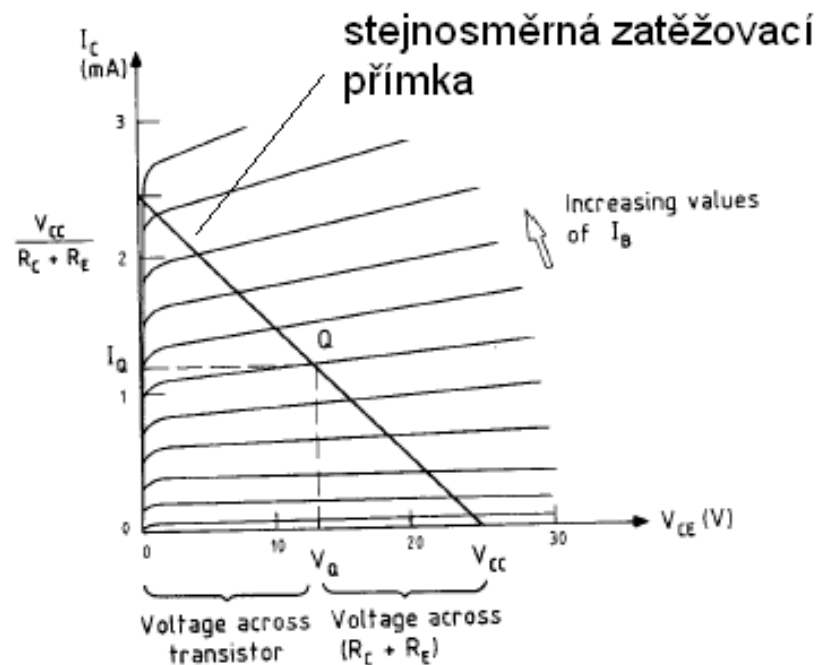


FIGURE The load-line diagram.

$$V_{CE} \rightarrow V_{CC} \quad \text{for } I_B = 0$$

$$I_C \rightarrow \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad \text{for large } I_B$$

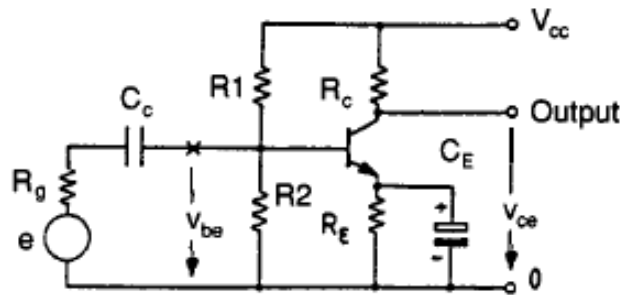
$V_{CES} \approx 0.3 \text{ V}$ — **na tranzistoru i pro velké I_B vždy existuje malé saturační napětí**

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

$I_C = -V_{CE}/(R_C + R_E) + V_{CC}/(R_C + R_E)$ — **rovnice stejnosměrné zatěžovací přímky**

V_Q a I_Q - **klidový pracovní bod tranzistoru**

Zapojení se společným emitorem pro malý střídavý signál (lineární model pro malý signál)



C_E je zkrat pro
střídavý signál

FIGURE A complete common-emitter stage.

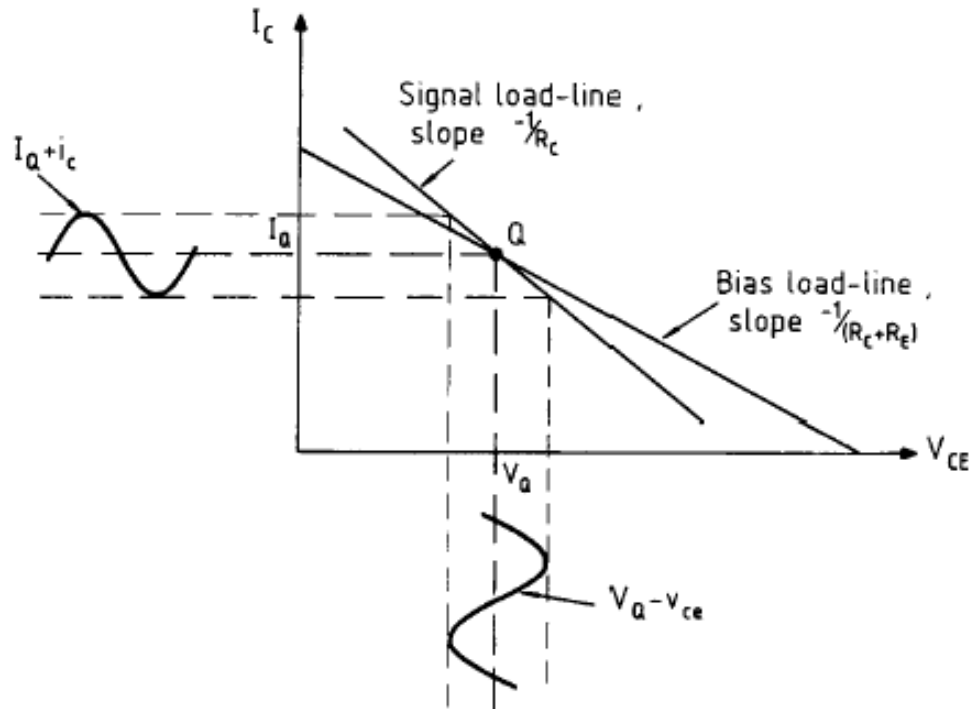
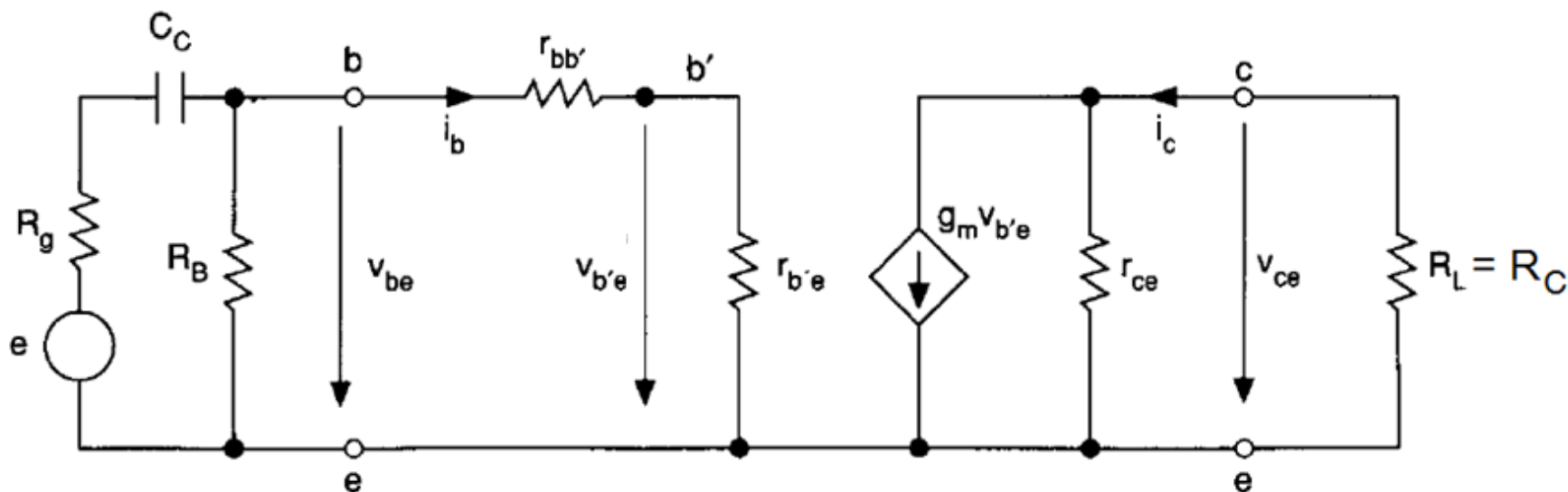


FIGURE The signal or ac load line.

Linearizovaný model tranzistoru v zesilovacím stupni se společným emitorem pro nízké frekvence



$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

i_c — malý výstupní proud střídavý

v_{be} — malé vstupní napětí střídavé

$$I_C = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{1}{V_T} I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} = \frac{I_C}{V_T}$$

$$\frac{i_c}{v_{be}} = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_C}{V_T} = g_m \quad \text{strmost tranzistoru}$$

$v_{ce} \simeq -i_c R_C$ tranzistor se v tomto zapojení chová jako zdroj proudu s velkým vnitřním odporem

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} \simeq \frac{-i_c R_C}{v_{be}} = -g_m R_C$$

záporné znaménko napěťového přenosu znamená otočení fáze o 180° mezi vstupním a výstupním střídavým napětím

$V_T \approx 26 \text{ mV}$ při pokojové teplotě

$I_C = I_Q$ — proud kolektoru v pracovním bodu

$$g_m = \frac{I_Q}{V_T} \approx \frac{I_Q}{0.026} \approx 39 I_Q \quad \text{mA/V}$$

máme přibližný vztah pro strmost tranzistoru
v závislosti na poloze pracovního bodu nezávisí na typu
tranzistoru

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} \approx h_{fe} \quad \text{proudový zesilovací činitel malého
signálu (diferenciální) liší se trochu
od } h_{FE} \text{ díky nelinearitě, ale ne moc}$$

$$R_{in} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{v_{be}}{i_c} \frac{i_c}{i_b} \approx \frac{h_{fe}}{g_m} \quad \text{vstupní odpor pro malý signál}$$

$$R_{out} \approx r_{ce} \quad \text{výstupní odpor pro malý signál (} R_C \text{ beru jako zátěž)}$$

r_{ce} je velký, protože tranzistor se chová
jako proudový zdroj

Lineární model tranzistoru pro malý signál

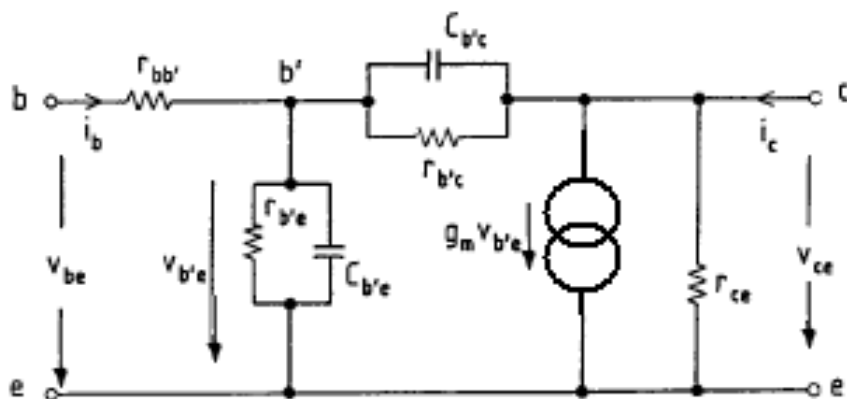


FIGURE The hybrid- π small-signal transistor equivalent circuit or model.

$$r_{b'e} = \frac{v_{b'e}}{i_b} = \frac{v_{b'e}}{i_c} \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}}{g_m}$$

$r_{bb'}$ – odpor neaktivního polovodičového materiálu při vstupu do báze (je malý 10–100 Ω)

$$R_{in} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + \frac{h_{fe}}{g_m} \approx \frac{h_{fe}}{g_m} \sim 1-3 \text{ k}\Omega$$

$$C_{b'e} > C_{b'c}$$

$$C_{b'e} \sim 1-4 \text{ pF}$$

Mezní frekvence tranzistoru pro zapojení se společným emitorem:

Proudový zesilovací činitel $\beta(\omega)$ závisí na frekvenci:

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

pro $f \gg f_\beta$ platí:

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{j \frac{f}{f_\beta}}$$

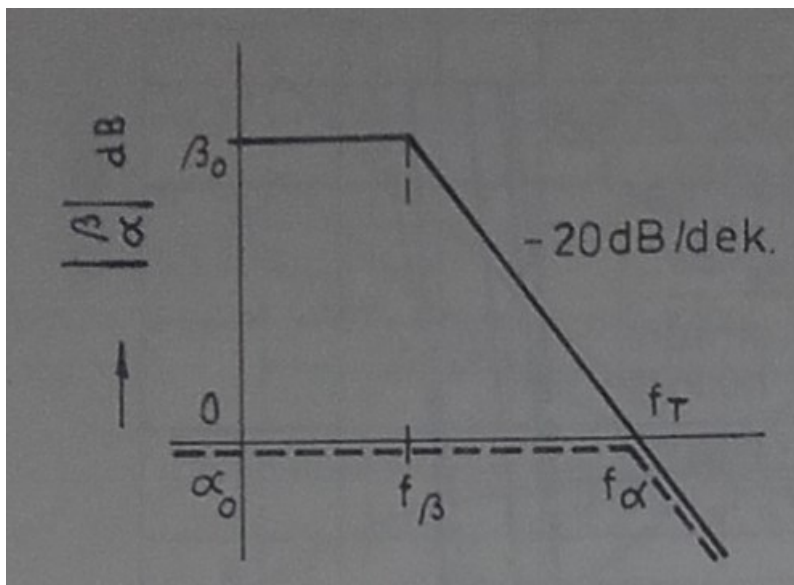
$$|\beta| \approx f_T / f$$

Tranzitní kmitočet tranzistoru
v zapojení se společným emitorem
 f_T pro který je $\beta(f_T) = 1$

$$\left(\frac{f_T}{f_\beta}\right)^2 = \beta_0^2 - 1$$

pro $\beta_0 \gg 1$ můžeme psát

$$f_T = \beta_0 f_\beta$$

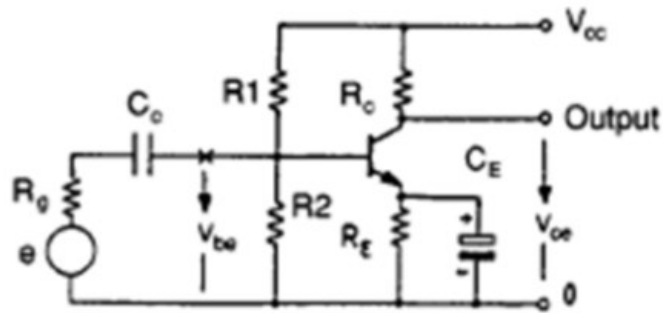


f_β – frekvence při
které klesne $|\beta|$ o 3dB

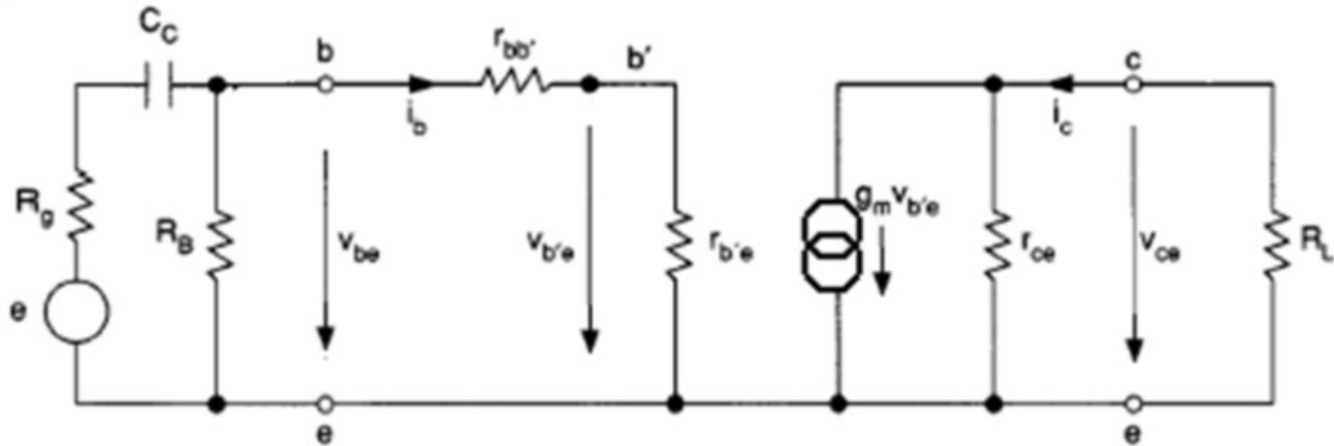
pro $f \gg f_\beta$

$$|\beta| \approx f_T / f$$

Zapojení se společným emitorem pro nízké frekvence



A complete common-emitter stage.



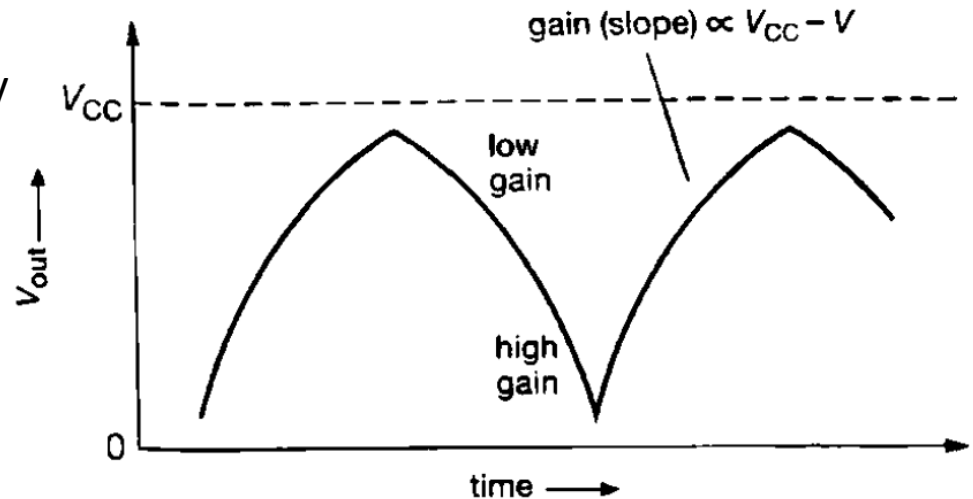
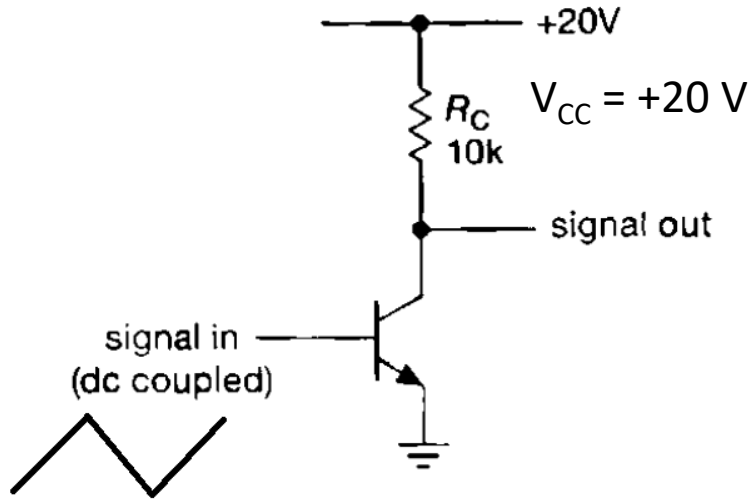
The loaded hybrid- π model for low frequencies.

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$A_v \approx -g_m R_L$$

Zapojení se společným emitorem pro nízké frekvence

Linearita jednostupňového zesilovače SE

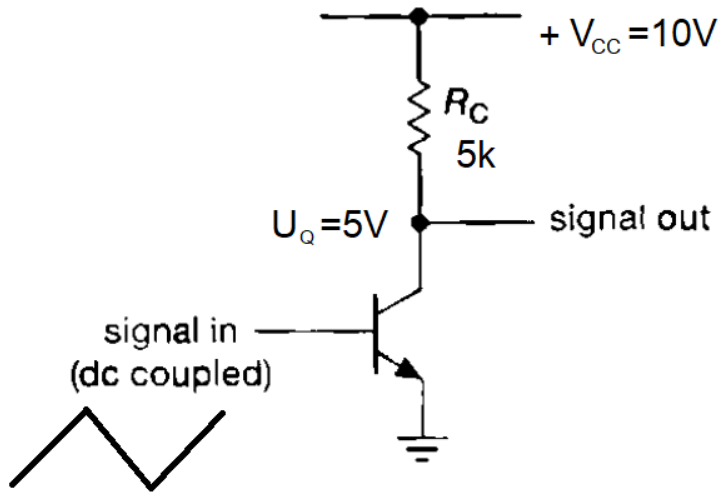


$$A = -g_m R_c = -39 I_Q R_c$$

S velkou změnou vstupního signálu
se mění $\longrightarrow$ napěťový zisk A
nonlinearita zesilovače

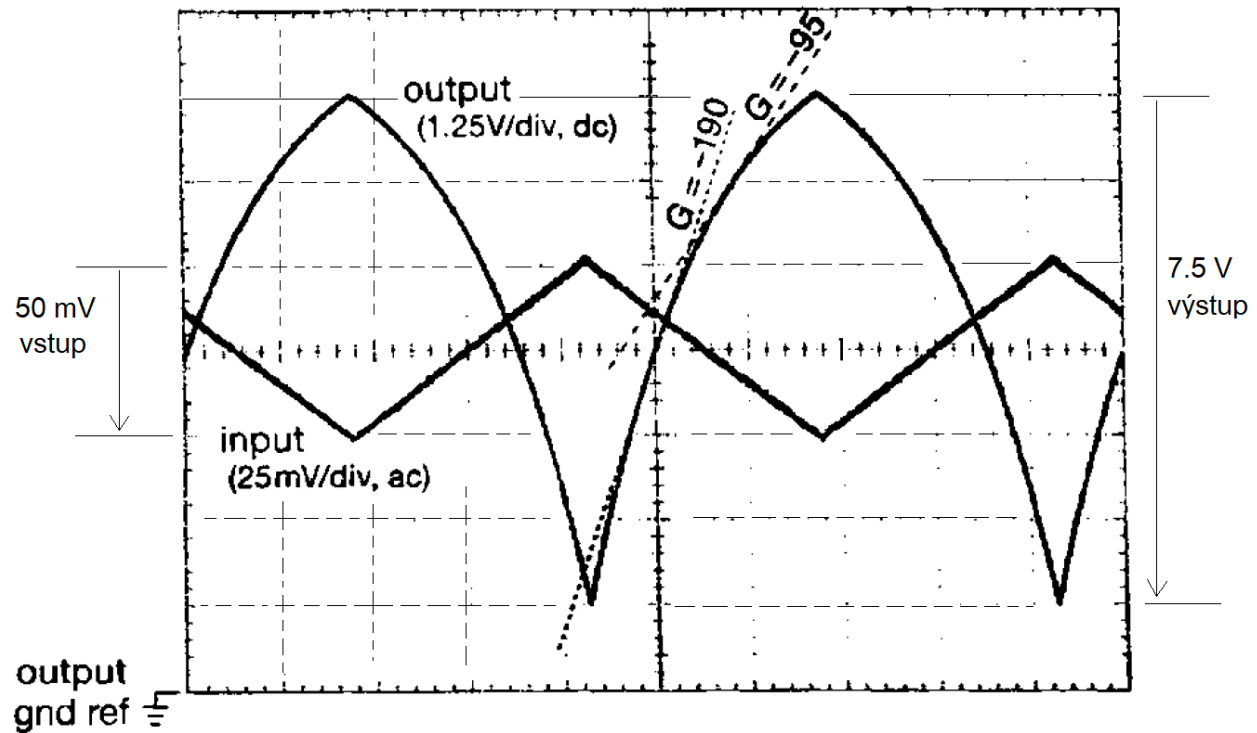
Nelineární napěťový výstup stupně SE bez
Emitorového rezistoru (vstupní trojúhelníkovité
napětí)

Zapojení se společným emitorem pro nízké frekvence



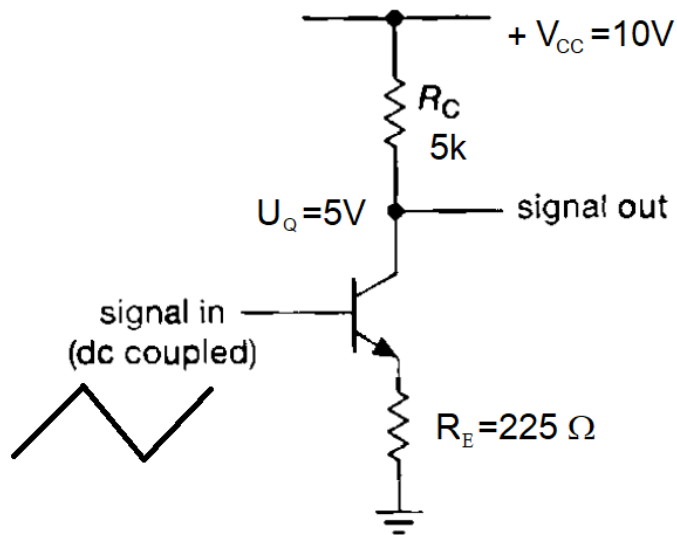
Velký napěťový zisk
a velká nelinearita
pro větší vstupní
signál

$$G \text{ (gain)} = A = -g_m R_c = -39 I_Q R_c$$

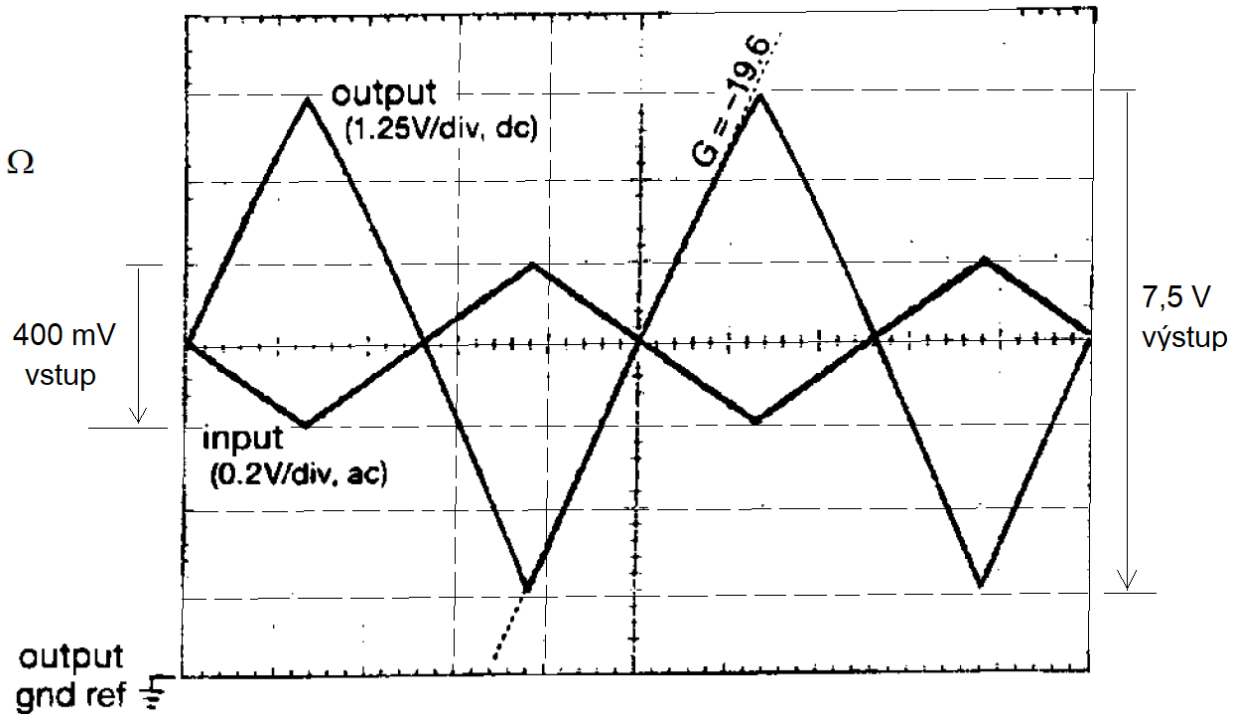


Příklad zesílení trojúhelníkového signálu SE zesilovačem
pro frekvenci 1 kHz

Zapojení se společným emitorem pro nízké frekvence



$$G \text{ (gain)} = A \approx \frac{R_C}{R_E}$$

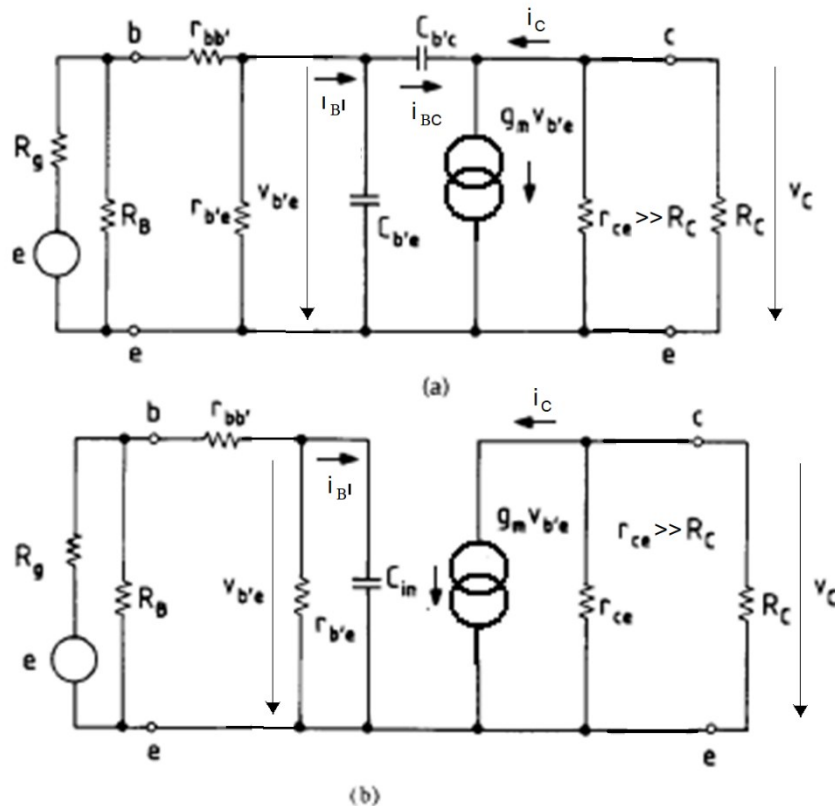


Menší napěťový zisk,
ale dobrá linearita
pro větší vstupní
signál

Příklad zesílení trojúhelníkového signálu SE zesilovačem
s $R_E = 225 \Omega$ pro frekvenci 1 kHz

Zapojení se společným emitorem pro vysoké frekvence

Millerova kapacita



(a) The high-frequency hybrid- π model and (b) its simplification.

$$C_{b'c}(1 - A_v) = C_{b'c}(1 + g_m R_C)$$

$$C_{in} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_C)$$

Millerova kapacita
projeví se při velkém
zesílení

poklesne celkový napěťový přenos
na větších frekvencích

$$X_{b'c} = \frac{1}{j\omega C_{b'c}}$$

$$i_{b'c} = \frac{V_{b'c}}{X_{b'c}} = j\omega C_{b'c}(v_{b'e} - v_c)$$

$$X_{b'e} = \frac{1}{j\omega C_{b'e}}$$

$$i_{B'} = j\omega C_{b'e}v_{b'e} + i_{b'c}$$

$$i_{B'} = j\omega C_{b'e}v_{b'e} + j\omega C_{b'c}(v_{b'e} - v_c)$$

$$j\omega C_{in} = \frac{i_{B'}}{v_{b'e}} = j\omega C_{b'e} + j\omega C_{b'c}\left(1 - \frac{v_c}{v_{b'e}}\right)$$

$$C_{in} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 - A_v)$$

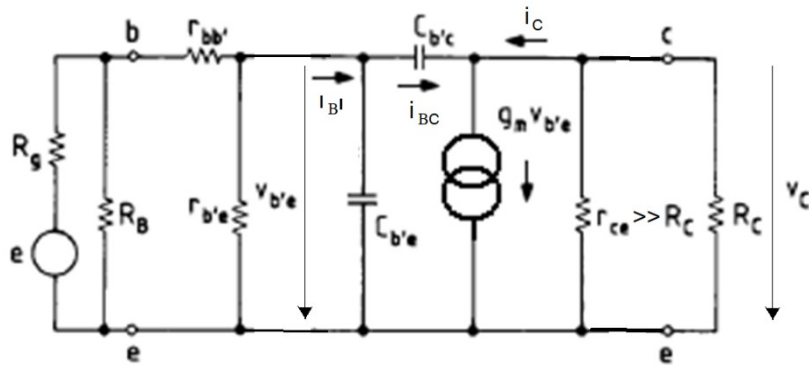
$$A_v = -g_m R_C$$

$$C_{in} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 - A_v)$$

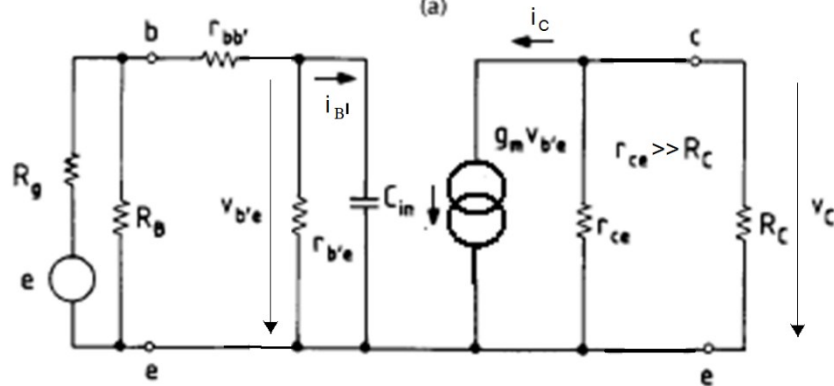
$$C_{in} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_C)$$

Zapojení se společným emitorem pro vysoké frekvence

Millerova kapacita

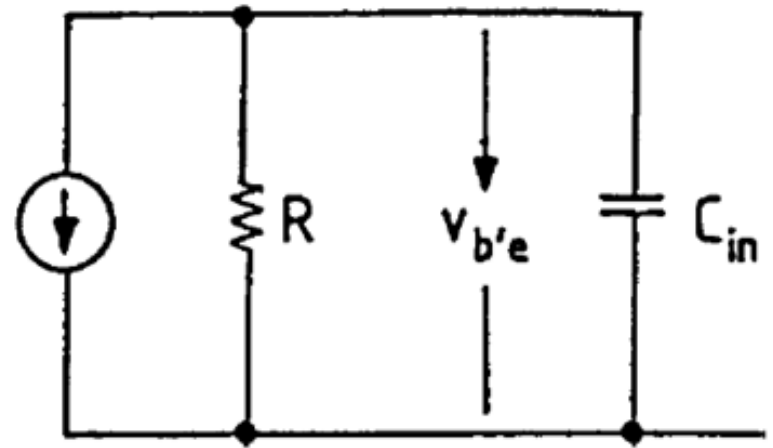


(a)



(b)

(a) The high-frequency hybrid- π model and (b) its simplification.



Model obvodu vstupní části

$$R = \frac{1}{2\pi f_H C_{in}} \quad \text{or} \quad f_H = \frac{1}{2\pi R C_{in}}$$

f_h - přenos A klesne o 3 dB

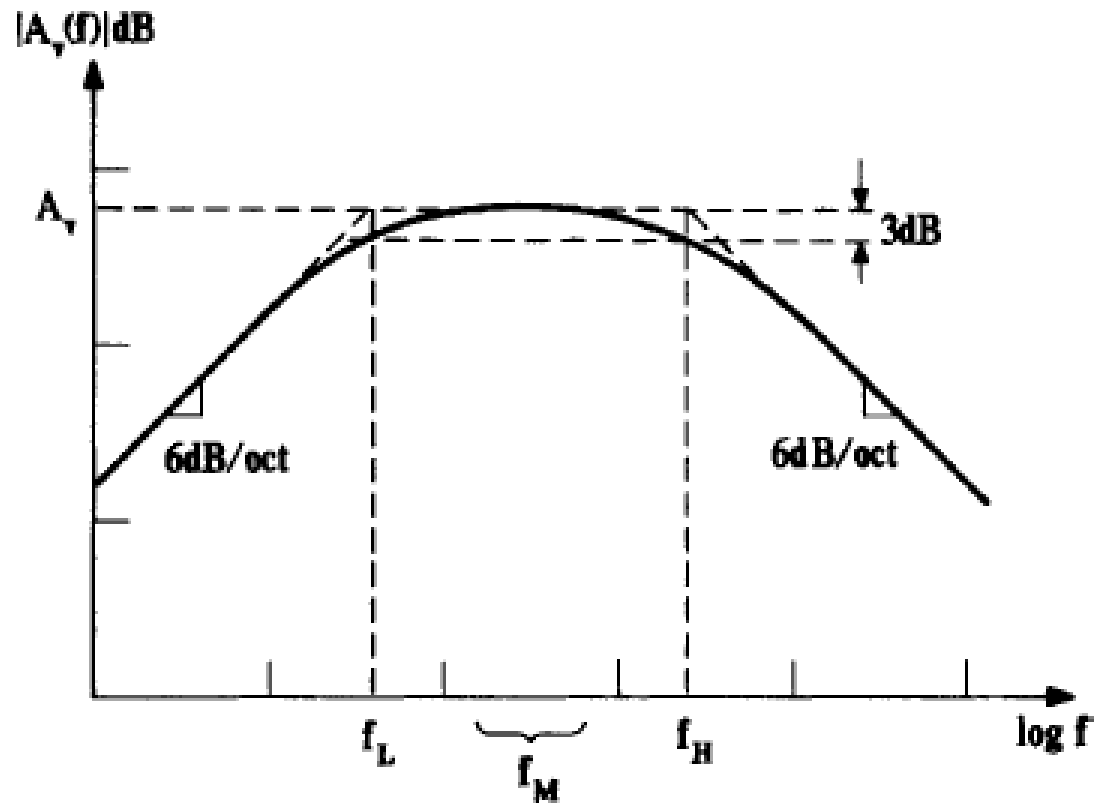
$$C_{b'c} (1 - A_v) = C_{b'c} (1 + g_m R_C)$$

$$C_{in} = C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_C)$$

Millerova kapacita
projeví se při velkém
zesílení

poklesne celkový napěťový přenos
na větších frekvencích

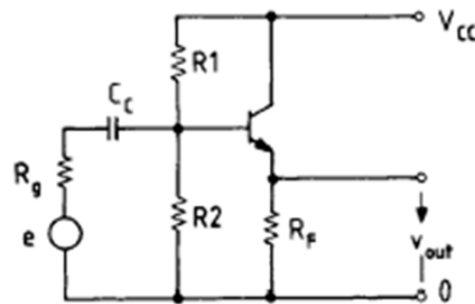
kompletní frekvenční přenos stupně se společným emitorem



$$A_{vd} = 20 \log A_u \quad \text{napět'ový přenos v dB}$$

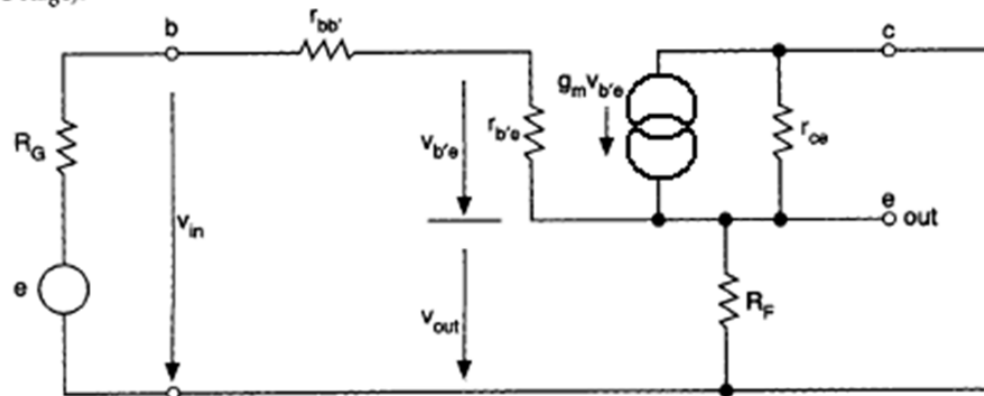
$$A_{pd} = 10 \log A_p \quad \text{výkonový přenos v dB}$$

Zapojení se společným kolektorem případ malého signálu a nízkých frekvencí



The emitter follower (or
CC stage).

Má velký vstupní
odpor a malý
výstupní odpor



An emitter-follower equivalent circuit for low frequencies.

$$A_i \approx i_e/i_b = (h_{fe} + 1) \approx h_{fe}$$

$$A_u \approx +1$$

$$R_{out(CC)} = \frac{R_G + r_{bb'} + r_{b'e}}{h_{fe}} \quad \text{malý výstupní odpor}$$

$$R_G = R_g \parallel R1 \parallel R2 \quad (\text{or } R_g \parallel R_B).$$

$$R_{in(CC)} \approx r_{bb'} + r_{b'e} + h_{fe} R_E$$

$$R_g = 0 \quad r_{b'e} \gg r_{bb'}$$

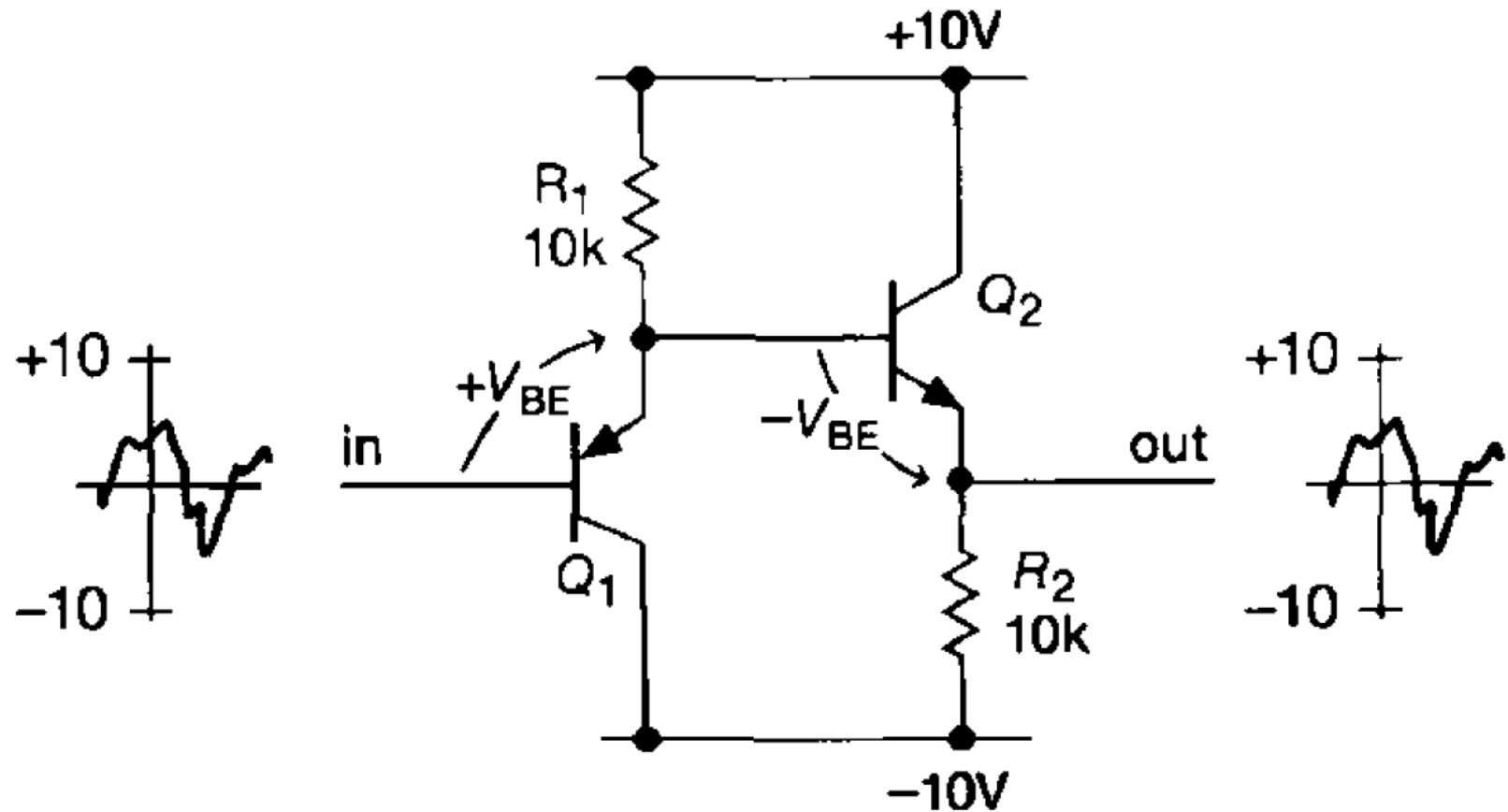
$$R_{in(CC)} \approx h_{fe} R_E \quad \text{pro velké } h_{fe}$$

$$R_{out(CC)} \approx \frac{r_{b'e}}{h_{fe}} = \frac{1}{g_m}$$

Zapojení se společným kolektorem případ malého signálu a nízkých frekvencí

Problém vstupního $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ napětí mezi B-E tranzistoru

Řešení je dvojstupňový PNP a NPN stupeň SK-SK, kde se přibližně vyruší U_{BE} PNP tranzistoru a NPN tranzistoru



Zapojení se společnou bází

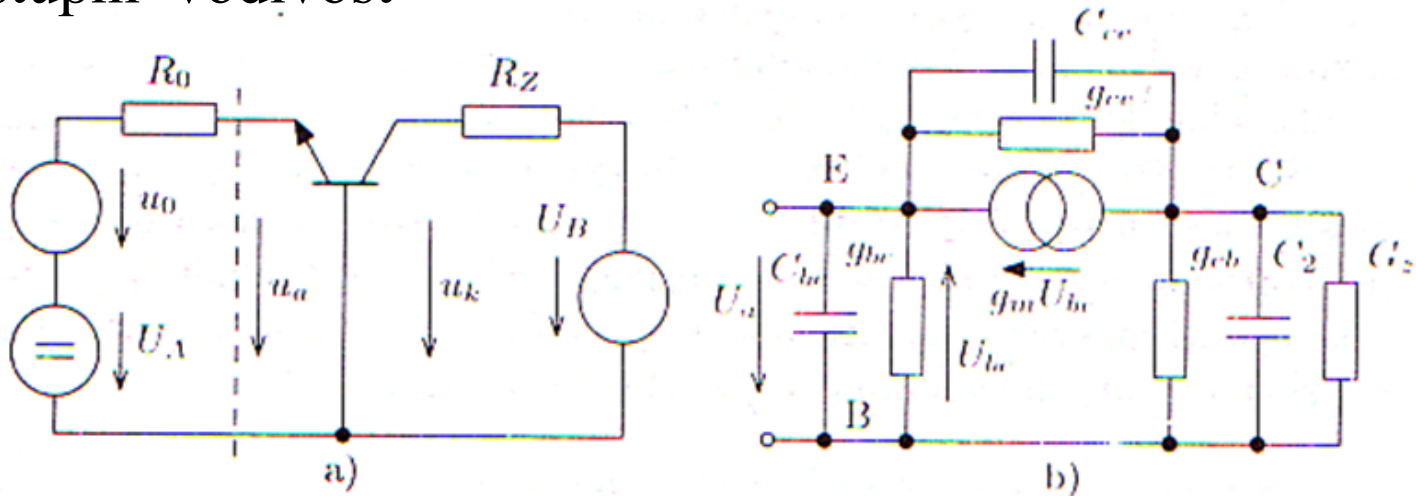
Při respektování odporové části modelu platí

$$R_{z,0} = 1/G_{z,0}$$

$$A_{uB} = \frac{g_m + g_{ce}}{g_{ce} + g_{cb} + G_z} \approx \frac{g_m}{g_{ce} + G_z},$$

$$G_{aB} = \frac{(g_m + g_{be} + g_{ce})G_z + g_{be}g_{ce}}{g_{ce} + G_z} \approx \frac{g_m G_z}{g_{ce} + G_z} = \frac{g_m}{1 + g_{ce}R_z}.$$

G_{aB} - vstupní vodivost



a) principiální zapojení SB, b) lineární model SB

Při napájení přes lineární zatěžovací rezistor lze oba výrazy dále zjednodušit:

$$A_{uB} \approx g_m \cdot R_z, \quad G_{aB} \approx g_m.$$

Podobně lze nalézt i vztah pro výstupní vodivost

$$G_{kB} = \frac{g_{ce}(G_0 + g_{bc}) + g_{cb}(G_0 + g_m + g_{bc} + g_{ce})}{G_0 + g_m + g_{bc} + g_{ce}} \approx$$

$$\approx \frac{g_{ce}(G_0 + g_{bc}) + g_{cb}(G_0 + g_m)}{G_0 + g_m}.$$

Tento výraz lze dále zjednodušit pro zvláštní případy, kdy je zesilovač buzen zdrojem blížícím se zdroji proudu, tj. při $G_0 \ll g_m$ nebo naopak zdrojem blížícím ze zdroji napětí, tj. při $G_0 \rightarrow g_m$.

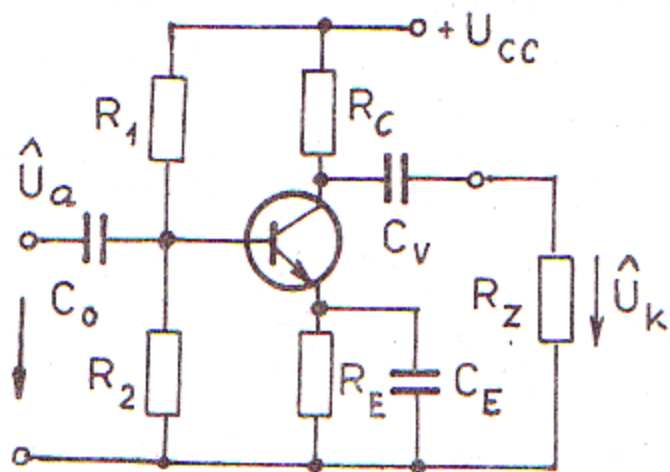
$$G_{kB} \approx \frac{(G_0 + g_{bc})g_{ce}}{g_m} \rightarrow \frac{g_{ce}}{h_{fe}} \quad \text{pro } G_0 \ll g_m,$$

$$G_{kB} \rightarrow g_{ce} \quad \text{pro } G_0 \rightarrow g_m.$$

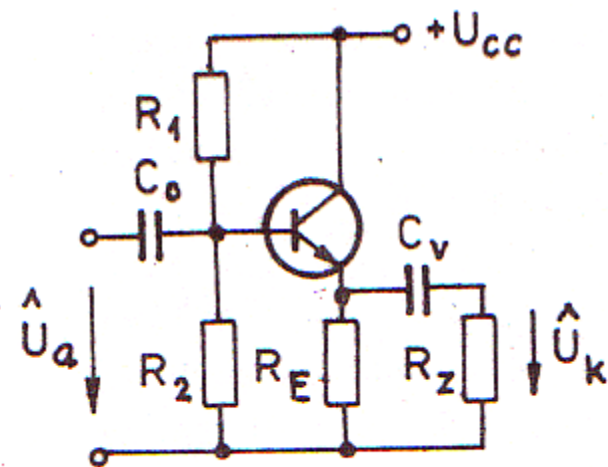
Pro zesílení proudu bude platit

$$A_{iB} = -\frac{G_z}{G_{uB}} A_{uB} = -1,$$

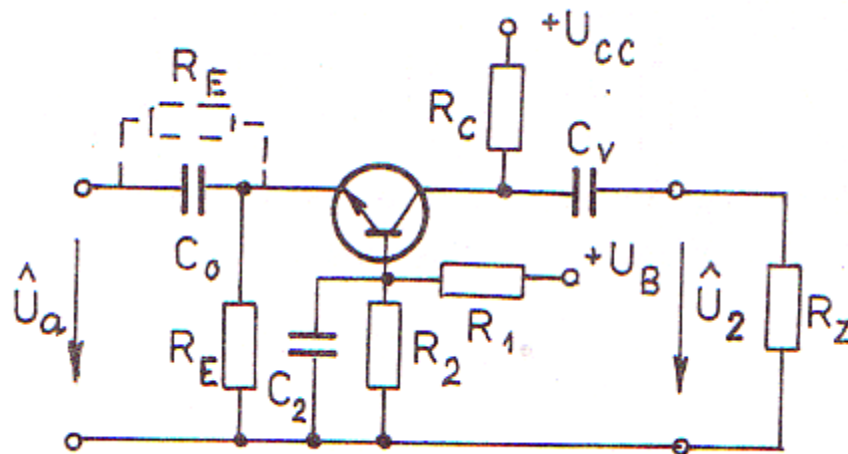
zapojení se společnou bází pracuje do vysokých frekvencí, ale má malý vstupní odpor



zapojení se společným
emitorem



zapojení se společným
kolektorem

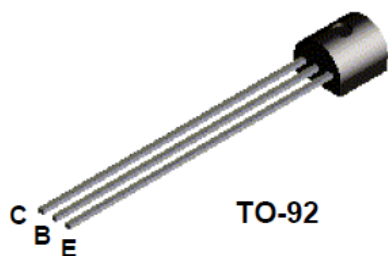


zapojení se společnou bází

Příklady parametrů reálných tranzistorů

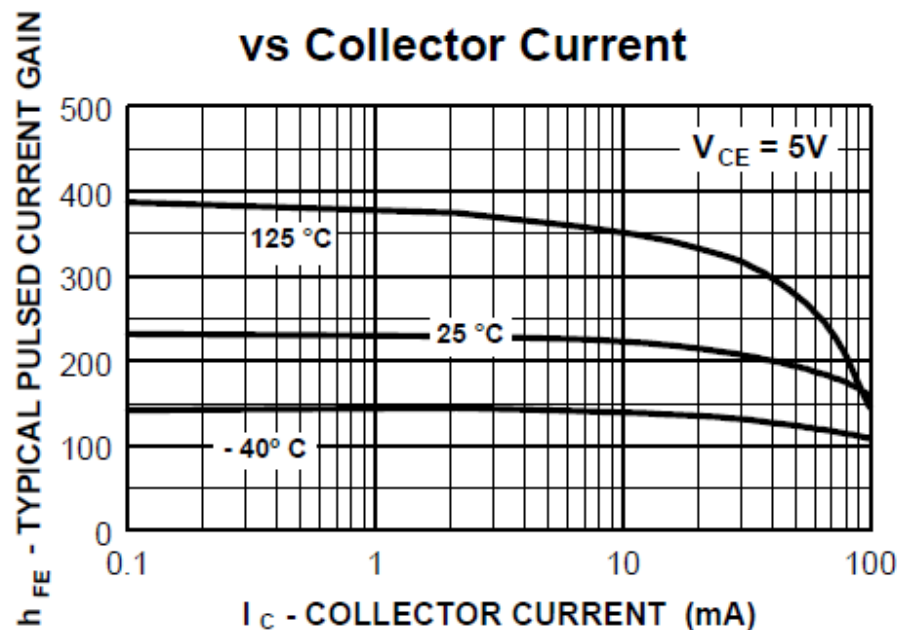
NPN

2N3904



TO-92

Typical Pulsed Current Gain
vs Collector Current



Absolute Maximum Ratings*

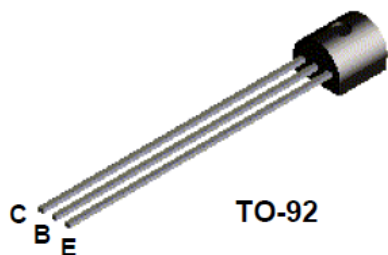
$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	60	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	200	mA
T_J, T_{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

Příklady parametrů reálných tranzistorů

NPN

2N3904



SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 20 \text{ V}$, $f = 100 \text{ MHz}$	300		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = 5.0 \text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$		4.0	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5 \text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$		8.0	pF
NF	Noise Figure (except MMPQ3904)	$I_C = 100 \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$, $R_S = 1.0 \text{ k}\Omega$, $f = 10 \text{ Hz to } 15.7 \text{ kHz}$		5.0	dB

SWITCHING CHARACTERISTICS (except MMPQ3904)

t_d	Delay Time	$V_{CC} = 3.0 \text{ V}$, $V_{BE} = 0.5 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$, $I_{B1} = 1.0 \text{ mA}$		35	ns
t_r	Rise Time			35	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = 3.0 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$		200	ns
t_f	Fall Time	$I_{B1} = I_{B2} = 1.0 \text{ mA}$		50	ns

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

Thermal Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		2N3904	*PZT3904	
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	1,000 8.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3		$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	125	$^\circ\text{C/W}$

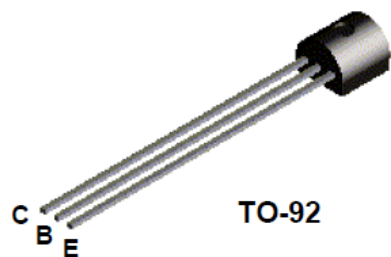
ON CHARACTERISTICS*

h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 0.1 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ $I_C = 1.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ $I_C = 50 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ $I_C = 100 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	40 70 100 60 30	300	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = 1.0 \text{ mA}$ $I_C = 50 \text{ mA}$, $I_B = 5.0 \text{ mA}$		0.2 0.3	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = 1.0 \text{ mA}$ $I_C = 50 \text{ mA}$, $I_B = 5.0 \text{ mA}$	0.65	0.85 0.95	V V

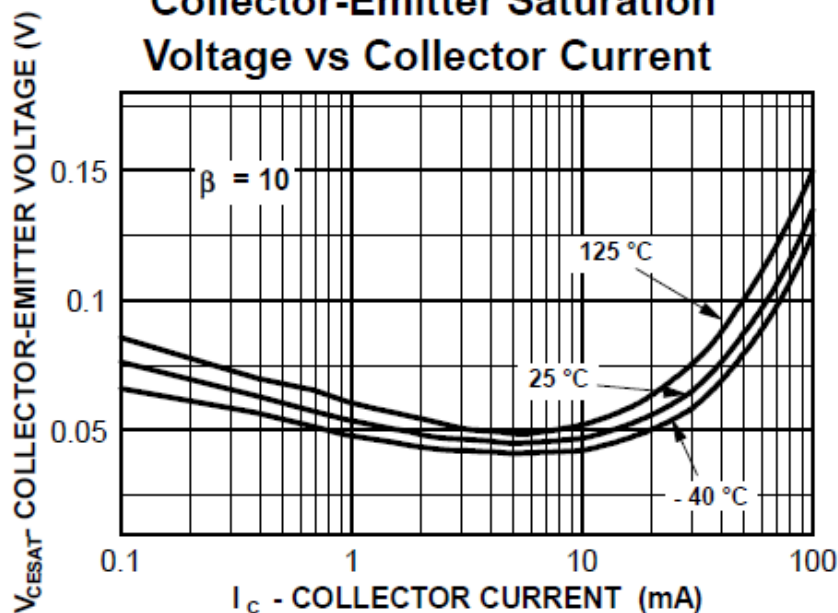
Příklady parametrů reálných tranzistorů

NPN

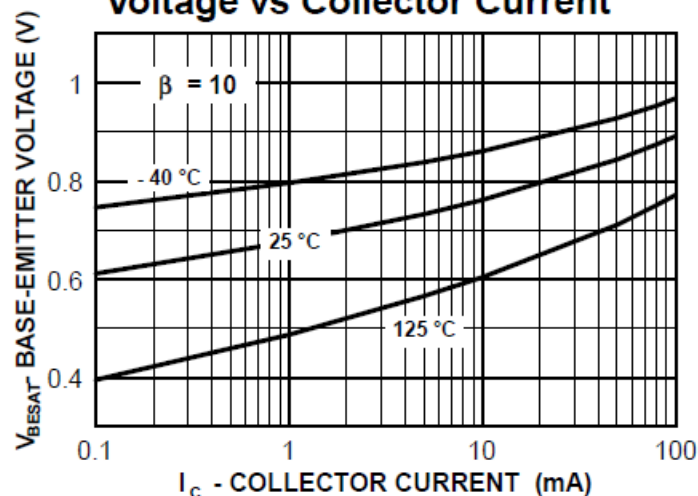
2N3904



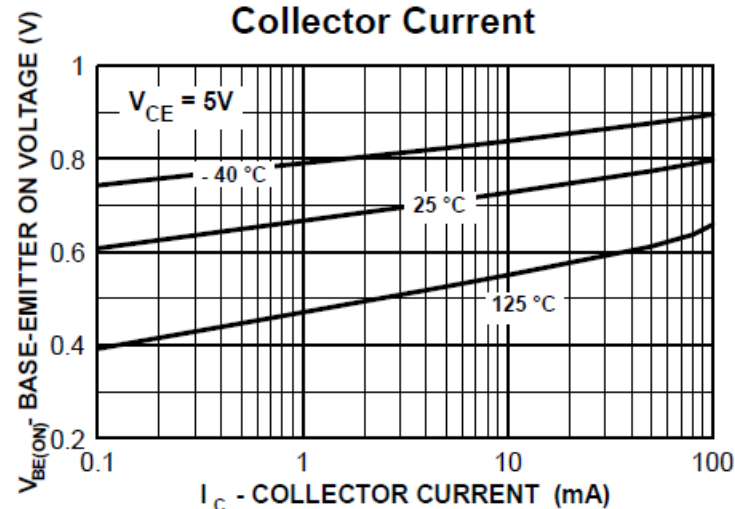
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



Base-Emitter ON Voltage vs Collector Current



Literatura:

- A. Frohn, W. Oberthur, H. Siedler, M. Wiemer, P. Zastrow, Elektronika-Polovodičové součástky a základní zapojení, BEN Praha 2006 kapitola 2, str 112-184.
- P. Neumann, J. Uhlíř, Elektronické obvody a funkční bloky 1, skriptum ČVUT (2005).
- P. Horowitz, W. Hill, The art of Electronics, Third edition, Cambridge University Press, 1980, 1989, 2015.
- Richard. C. Dorf, et. al., The electrical engineering handbook, Electronics, Power Electronics, Optoelectronics, Microwaves, Electromagnetics, and Radar Third edition, Taylor & Francis (2006).
- Donald A. Neamen, Microelectronics Circuit Analysis and Design, Published by McGraw-Hill (2010).