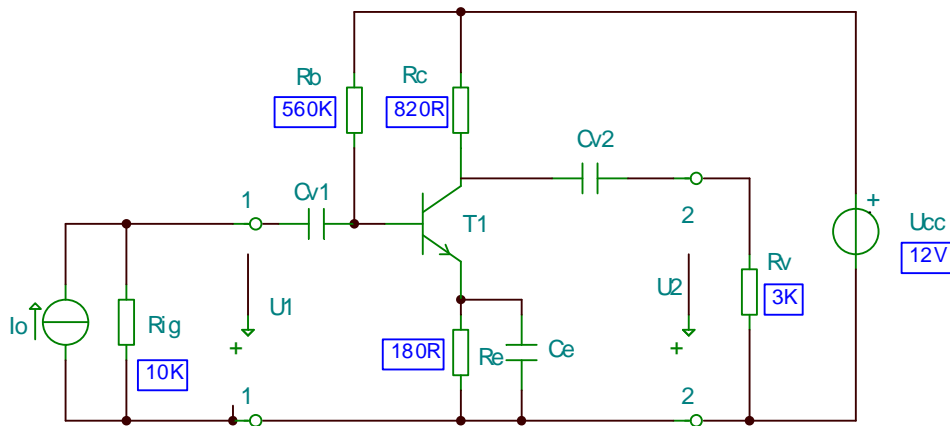


I. Zesilovač SE v dynamickém režimu

Úplné funkční schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem je nakresleno na obr.1. Ve schématu je naznačeno i připojení budícího zdroje a vnější zátěže. Vyznačené hodnoty obvodových součástek použijeme při řešení zesilovače v další části.



Obr.1 Jednostupňový zesilovač s bipolárním tranzistorem v zapojení se společným editorem

Rozbor zapojení zesilovače

Nejprve věnujeme pozornost klidovému stavu zesilovače, tj. stavu, kdy na vstupních svorkách není připojen žádný budící zdroj. Jakmile připojíme napájecí zdroj U_{CC} , začne v obvodu zesilovače procházet stálý stejnosměrný proud, v obvodu naměříme stálá stejnosměrná napětí. Těmito obvodovými veličinami je nastaven klidový pracovní bod P_0 , který je definován hodnotami U_{BE} , I_B , U_{CE} , I_C . Kondenzátory, které mají pro stejnosměrný proud nekonečně velký odpor, znamenají pro danou část obvodu přerušení. To tedy znamená, že budící zdroj a vnější zátěž R_v jsou od zesilovače stejnosměrně odděleny kondenzátory C_{v1} a C_{v2} .

Zvolíme-li hodnoty $U_{BE} = 0,55V$ a $h_{21} = 350$, pak můžeme vypočítat parametry pracovního bodu.

Předpokládejme, že pro dobrou teplotní stabilizaci pracovního bodu dovolíme $U_{RE} = 1,2V$ - to je 10% napájecího napětí.

$$I_C R_C + U_{CE} + R_E I_E - U_{CC} = 0$$

Protože u moderních tranzistorů platí zpravidla, že I_b je mnohem menší než I_C , můžeme psát $I_e = I_C$ a obvodovou rovnici zjednodušit na tvar

$$(R_C + R_E) I_C + U_{CE} - U_{CC} = 0$$

Při pohledu na obvod tranzistoru ze strany báze platí obvodová rovnice dle II. Kirchhoffova zákona:

$$U_{Rb} + U_{BE} + U_{RE} - U_{CC} = 0 \quad \text{protože } U_{Rb} = I_b R_b$$

vypočítáme z rovnice proud báze I_b

$$I_b = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{RE}}{R_B} = \frac{12 - 0,55 - 1,2}{560} = 18,3 \mu A$$

Pro zadanou hodnotu $h_{21} = 350$, vypočítáme z rovnice $h_{21} = \frac{I_C}{I_B}$ velikost kolektorového proudu

$$I_C = I_B h_{21} = 18,3 \cdot 350 = 6,4 \text{ mA}$$

Při pohledu na obvod tranzistoru ze strany kolektoru, platí obvodová rovnice dle II. Kirchhoffova zákona:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \quad \text{pro podmínku } I_C = I_E$$

pak dostaneme:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 12 - 6,4(0,82 + 0,18) = 5,6 \text{ V}$$

Pracovní bod je tedy určen obvodovými veličinami:

$$P_0 (U_{BE} = 0,55 \text{ V}, I_B = 18,3 \mu\text{A}, U_{CE} = 5,6 \text{ V}, I_C = 6,4 \text{ mA})$$

Dynamické vlastnosti zesilovače

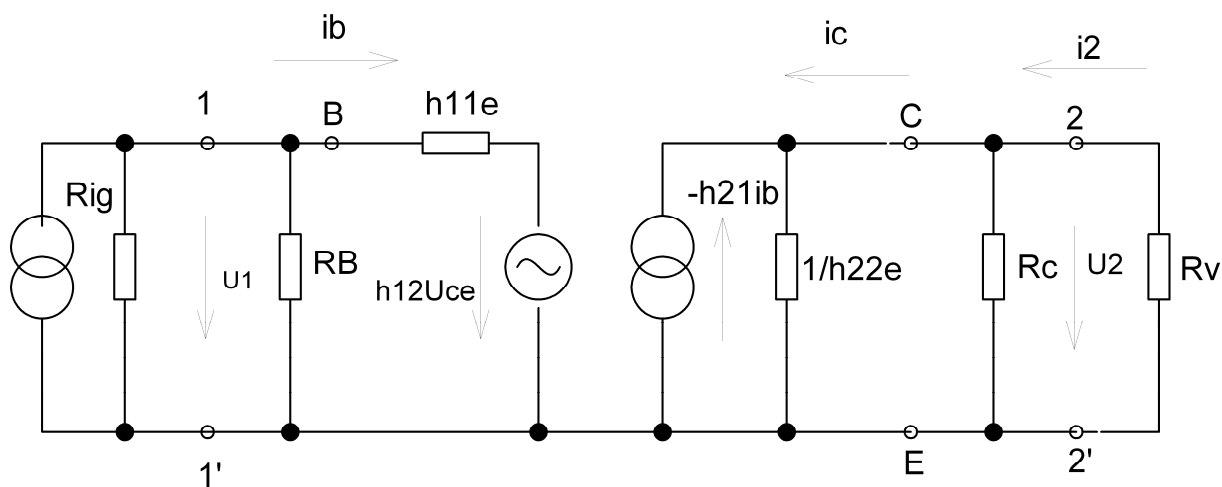
Dynamickými vlastnostmi zesilovače rozumíme chování zesilovače v provozním režimu, tedy chování ke zpracovávanému signálu. Vyjádříme je:

- vstupním odporem (impedancí) zesilovače R_{vst} ;
- výstupním odporem (impedancí) zesilovače $R_{výst}$;
- proudovým zesílením A_i , proudovým ziskem A_i (dB);
- napěťovým zesílením A_u , napěťovým ziskem A_u (dB);
- výkonovým zesílením A_P , výkonovým ziskem A_P (dB);

Dynamické vlastnosti zesilovače jsou definovány pomocí střídavých složek obvodových veličin, které byly v obvodu působením signálu vyvolány. Jsou to vstupní napětí a proud (u_1, i_1) a výstupní napětí (u_2, i_2).

Zesilovací součástka, bipolární tranzistor je obecně komplexní nelineární dvojbran. Pro dostatečně malé signály je možné jej považovat za lineární dvojbran a jeho chování popsat dvojicí linearizovaných rovnic, které pro zapojení SE mají tvar:

$$\begin{aligned} U_{be} &= h_{11e} i_b + h_{12e} u_{ce} \\ I_c &= h_{21e} i_b + h_{22e} u_{ce} \end{aligned}$$



budící zdroj

zdroj signálu R_g

vnější zatěžovací odpor
účinný zatěžovací odpor R_z

obr.2 Náhradní obvod tranzistorového zesilovače s parametry h

Řešený příklad

Pro názornost provedeme konkrétní výpočet všech vlastností výše uvedeného zesilovače, jehož klidové parametry jsme vyřešili na počátku.

Hodnoty obvodových součástek, které se při řešení dynamických vlastností uplatní:

$$\begin{aligned}R_C &= 820 \Omega \\R_B &= 560 \text{ k}\Omega \\R_V &= 3 \text{ k}\Omega \\R_{ig} &= 10 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

Diferenciální parametry tranzistoru KC 507 v daném klidovém pracovním bodě jsou:

$$h_{11e} = 4 \cdot 10^3 \Omega ; \quad h_{12e} = 2 \cdot 10^{-4} ; \quad h_{21e} = 350 ; \quad h_{22e} = 1,25 \cdot 10^{-4} \text{ S}$$

Z těchto parametrů vypočítáme determinant matice h:

$$\begin{array}{cc}h_{11} & h_{12} \\h_{21} & h_{22}\end{array}$$

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$

$$\Delta h_e = 4 \cdot 10^3 \cdot 1,25 \cdot 10^{-4} - 350 \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 0,43$$

determinant může být kladné i záporné číslo.

Vlivem zapojení zesilovače se zpravidla liší vstupní a výstupní obvodové veličiny zesilovače, od proudů a napětí na svorkách zesilovací součástky. Z hlediska báze tranzistoru je zdrojem signálu budící zdroj s paralelně připojeným celkovým odporem v obvodu báze R_B . Tento odpor bude při použití děliče v obvodu báze tvořen paralelní kombinací odporů děliče R_1 a R_2 .

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

Bude-li v obvodu báze pouze rezistor R_1 , pak tento bude považován za R_B .

Vnitřní odpor zdroje signálu pro bázi je:

$$R_g = \frac{R_{ig} \cdot R_B}{R_{ig} + R_B} = \frac{10 \cdot 560}{10 + 560} \text{ k}\Omega = 9,82 \cdot 10^3 \Omega \quad \mathbf{R_g = 9,82 \text{ k}\Omega}$$

Účinný zatěžovací odpor zesilovače je v dynamickém režimu tvořen paralelní kombinací kolektorového odporu R_C a vnějšího zatěžovacího odporu R_V .

$$R_z = \frac{R_C \cdot R_V}{R_C + R_V} = \frac{0,82 \cdot 3}{0,82 + 3} \text{ k}\Omega = 644 \Omega \quad \mathbf{R_z = 644 \Omega}$$

1) Vstupní a výstupní odpor zesilovače

1.1 Vstupní odpor zesilovače

Pro vyjádření vstupního odporu zesilovače, musíme nejdříve určit *vstupní odpor zesilovací součástky* r_1 .

Tranzistor se na svých vstupních svorkách b – e jeví jako nelineární rezistor, jehož velikost v daném pracovním bodě můžeme vyjádřit poměrem odpovídajících vstupních veličin u_{be} a i_b . Vyjádříme tak vstupní odpor součástky z linearizovaných rovnic dle vztahu

$$r_1 = \frac{h_{11e} + \Delta h_e \cdot R_Z}{1 + h_{22e} \cdot R_Z} = \frac{4 \cdot 10^3 + 0,43 \cdot 644}{1 + 1,25 \cdot 10^{-4} \cdot 644} = 3,96 \cdot 10^3 \Omega \quad r_1 = 3,96 \text{ k}\Omega$$

Z výpočtu je vidět, že tento odpor se příliš neliší od hodnoty parametru h_{11e} . V běžných výpočtech budeme moci obvykle nahradit r_1 parametrem h_{11e} .

$$r_1 = h_{11e}$$

Na vstupních svorkách celého zesilovače působí *vstupní odpor zesilovače* R_{vst} . Jeho velikost je dána paralelní kombinací všech rezistorů, které ve vstupu zesilovače působí.

$$R_{vst} = \frac{r_1 \cdot R_B}{r_1 + R_B} = \frac{3,96 \cdot 10^3 \cdot 560 \cdot 10^3}{3,96 \cdot 10^3 + 560 \cdot 10^3} = 3,93 \cdot 10^3 \Omega \quad R_{vst} = 3,93 \text{ k}\Omega$$

Při porovnání výsledné hodnoty R_{vst} a hodnoty parametru h_{11e} je vidět, že při velkém rozdílu hodnot odporů R_B a R_{vst} , je možno vyjádřit v prvním přiblížení $R_{vst} = h_{11e}$.

1.2 Výstupní odpor zesilovače

Tranzistor se na svých výstupních svorkách c-e chová jako zdroj s vnitřním odporem r_2 , který nazýváme *výstupní odpor zesilovací součástky-tranzistoru*. Jeho velikost závisí na vlastnostech tranzistoru i na rezistoru, který je připojen mezi vstupní svorky tranzistoru b-e, tj. na vnitřním odporu zdroje signálu pro bázi tranzistoru R_g . Z linearizovaných rovnic vyplývá

$$r_2 = \frac{h_{11e} + R_g}{\Delta h_e + h_{22e} \cdot R_g} = \frac{4 \cdot 10^3 + 9,82 \cdot 10^3}{0,43 + 1,25 \cdot 10^{-4} \cdot 9,82 \cdot 10^3} = 8,3 \cdot 10^3 \Omega \quad r_2 = 8,3 \text{ k}\Omega$$

Řešený zesilovač pracuje se smíšeným buzením (odpor zdroje signálu $R_g = 9,82 \text{ k}\Omega$ je řádově srovnatelný s $h_{11e} = 4 \text{ k}\Omega$), avšak vypočítaný odpor $r_2 = 8,3 \text{ k}\Omega$ se jen málo liší od $1/h_{22e} = 8 \text{ k}\Omega$. Proto obvykle v prvním přiblížení je možno r_2 vyjádřit pomocí výrazu $1/h_{22e}$. Zesilovač jako celek se mezi svými výstupními svorkami 2-2' chová vzhledem k vnějšímu zatěžovacímu odporu, jako zdroj s vnitřním odporem, který nazýváme *výstupní odpor zesilovače*. Jeho velikost určíme jako paralelní kombinaci odporů, které jsou mezi výstupními svorkami zapojeny:

$$R_{vyst} = \frac{r_2 \cdot R_C}{r_2 + R_C} = \frac{8,3 \cdot 10^3 \cdot 820}{8,3 \cdot 10^3 + 820} = 746 \Omega \quad R_{vyst} = 746 \Omega$$

2) Proudový přenos A_i , proudový zisk $A_i(\text{dB})$

Jak vyplývá z rozboru funkce tranzistorového zesilovače, zesiluje tranzistor složku i_b vstupního proudu na hodnotu i_c . Tato funkce je vyjádřena z linearizovaných rovnic:

$$\frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} \cdot R_z}$$

Pracuje-li tranzistor s výstupními svorkami nakrátko, je jeho proudový přenos maximální a je právě roven hodnotě h_{21e} . Pracuje-li tranzistor s výstupem naprázdno (rozpojený obvod), pak přenos proudu je roven nule. Pro zesilovač jako funkční obvodový prvek je proudový přenos definován poměrem výstupního a vstupního proudu, tedy

$$A_i = \frac{i_2}{i_1}$$

Ve vstupním obvodu podle náhradního schématu platí

$$\frac{i_1}{i_b} = \frac{\frac{1}{R_{vst}}}{\frac{1}{r_1}} = \frac{r_1}{R_{vst}} \quad \text{a} \quad i_1 = i_b \cdot \frac{r_1}{R_{vst}}$$

Ve výstupním obvodu platí

$$\frac{i_2}{i_c} = \frac{\frac{1}{R_v}}{\frac{1}{R_z}} = \frac{R_z}{R_v} \quad \text{a} \quad i_2 = i_c \cdot \frac{R_z}{R_v}$$

Proudový přenos zesilovače po úpravě složeného zlomku

$$A_i = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_z} \cdot \frac{R_{vst}}{r_1} \cdot \frac{R_z}{R_v} \quad \text{v tomto výrazu pro poměry platí}$$

$$\frac{R_{vst}}{r_1} = \frac{3,93 \cdot 10^3}{3,96 \cdot 10^3} = 0,99 \quad \frac{R_z}{R_v} = \frac{644}{3 \cdot 10^3} = 0,215$$

Po dosažení již vypočítaných hodnot bude poměr i_c / i_b bez respektování vstupních a výstupních hodnot

$$A_i' = \frac{i_c}{i_b} = \frac{350}{1 + 1,25 \cdot 10^{-4} \cdot 644} = 324 \quad A_i = 324$$

$$A_i'(\text{dB}) = 20 \log A_i' = 20 \log 324 = 50,21 \text{ dB}$$

Tato hodnota se příliš neliší od parametru $h_{21e} = 350$, protože tranzistor pracuje téměř nakrátko (zanedbali jsme R_{vst} , r_1 , R_z a R_v). Při respektování těchto hodnot, tvoří skutečné prostředí zesilovače za strany vstupních a výstupních obvodů, bude proudový přenos

$$A_i = 324 \cdot 0,99 \cdot 0,215 = 69$$

$$A_i = 69$$

Z uvedeného výpočtu je zřejmé, že podstatný vliv na velikost proudového přenosu má poměr účinného zatěžovacího odporu R_z ku vnějšímu zatěžovacímu odporu R_v (R_z/R_v). V prvním přiblížení je tak možno určit velikost proudového přenosu jako součin h_{21e} a poměru R_z/R_v

$$A_i'' = h_{21e} \cdot \frac{R_z}{R_v} = 350 \cdot \frac{644}{3 \cdot 10^3} = 72,25 = 37,53 \text{ dB}$$

Proudový zisk zesilovače určíme z výrazu

$$A_i \text{ (dB)} = 20 \log A_i = 20 \log 69 = 36,77 \text{ dB} \quad A_i \text{ (dB)} = 36,77 \text{ dB}$$

2) Napětový přenos A_u , napětový zisk A_u (dB)

Napětový přenos je dán podle obecné definice napětového zesílení poměrem výstupního napětí ke vstupnímu u_2/u_1 . Budeme-li předpokládat, že reaktance blokovacího kondenzátoru v emitoru je v dynamickém režimu zanedbatelná ($X_{CE} = 0$), můžeme svorku emitoru E považovat za totožnou se společným vodičem zesilovače a nemusíme tak rozlišovat mezi vstupním napětím zesilovače a vstupním napětím aktivního prvku-tranzistoru. Potom mezi výstupním napětím zesilovače a výstupním napětím aktivního prvku-tranzistoru, platí $u_{be} = u_1$ a $u_{ce} = u_2$. Vztah pro napětový přenos-zesílení, odvozený z linearizovaných rovnic

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21e} \cdot R_z}{h_{11e} + \Delta h_e \cdot R_z} = \frac{-350 \cdot 644}{4 \cdot 10^3 + 0,43 \cdot 644} = -52,6 \quad A_u = -52,6$$

Napětový zisk zesilovače určíme ze vztahu

$$A_u \text{ (dB)} = 20 \log A_u = 20 \log 52,6 = 34,42 \text{ dB}$$

Záporné znaménko definuje **fázový posuv** mezi vstupním a výstupním napětím, výstupní napětí v zesilovači v zapojení SE má obrácenou okamžitou polaritu proti napětí vstupnímu. Absolutní hodnota napětového přenosu nabývá maximální velikost v případě, že tranzistor pracuje naprázdno, a to

$$\frac{h_{21e}}{\Delta h_e}$$

Tato možnost je však pouze teoretická, neboť kolektorový odpor nemůže mít hodnotu R_c nekonečně velkou.

$$R_c = \infty$$

Skutečně největší napětový přenos bude mít zesilovač v případě, že jeho výstupní svorky 2-2' budou naprázdno.

potom platí $R_v = \infty$ a $R_z = R_c$

$$|A_{u \max}| = \frac{350 \cdot 820}{4 \cdot 10^3 + 0,43 \cdot 820} = 66$$

Při výstupních svorkách nakrátko $A_u = 0$

3) Výkonový přenos A_p , výkonový zisk A_p (dB)

Činný výkon dodávaný budícím zdrojem do vstupního obvodu zesilovače, se nazývá vstupní výkon a je vyjádřen vztahem

$$P_1 = u_1 i_1 = i_1^2 R_{vst} = u_1^2 / R_{vst}$$

Vstupní výkon je zesilovačem zesílen a odevzdáván vnější zátěži jako výstupní výkon

$$P_2 = u_2 i_2 = i_2^2 R_v = u_2^2 R_v$$

Výkonový přenos je definován poměrem výstupního výkonu ke vstupnímu výkonu

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{u_2 \cdot i_2}{u_1 \cdot i_1} = A_u \cdot A_i$$

Číselné řešení příkladu

$$A_p = A_i \cdot A_u = |69 \cdot (-52,6)| = 3630$$
$$A_p (dB) = 10 \log 3630 = 35,6 dB$$

$$A_p = 3630$$

$$A_p (dB) = 35,6 dB$$

4) Výpočet kapacit obvodu zesilovače C_{v1} , C_{v2} , C_e , $C_{výst}$

Vazební kapacity C_{v1} a C_{v2} ovlivňují přenos zesilovače v oblasti dolních kmitočtů zesilovaného pásma. Budeme-li uvažovat zesilovač pro zesílení v oblasti akustických kmitočtů, pak za dolní mezní kmitočet považujeme normovaný kmitočet $fd = 30 \text{ Hz}$.

Emitterový kondenzátor C_e zabraňuje v obvodu editoru ve vzniku záporné zpětné vazby proudové sériové a jeho kapacitu vztahujeme k dolnímu meznímu kmitočtu zesilovače 30Hz.

Při posouzení vlivu těchto kapacit na přenosovou charakteristiku zesilovače, uvažujeme podíl všech kapacit, které se na poklesu přenosu v oblasti fd podílí. V uvedeném zapojení jsou tři kondenzátory, proto pro výpočet použijeme přepočecí konstanty k , která snižuje dolní mezní kmitočet na hodnotu fd'

$$fd' = \frac{fd}{k}$$

Pro tento případ použijeme tabulku definující závislost poklesu přenosu na počtu prvků

Tab.1

$a(dB)$	-0,5	-1,0	-1,5	-2,0	-2,5	-3,0
k	2,86	2,0	1,5	1,3	1,13	1,0

Celkový pokles přenosu dle normy je -3dB. Pro tři prvky platí podíl poklesu na jeden prvek -1dB proto $k=2$.

Při praktických výpočtech je možno použít kritérium *desetinásobné jistoty*, při jehož aplikaci považujeme reaktanci příslušného kondenzátoru za 1/10 hodnoty příslušného odporového prvku.

4.1 Výpočet kapacity vazebního kondenzátoru C_{v1}

$$C_{v1} = \frac{k}{2\pi fd (R_{ig} + R_{vst})} = \frac{2}{2\pi \cdot 30 (10 \cdot 10^3 + 3,93 \cdot 10^3)} = 762 nF$$

$$C_{v1} = 762 nF$$

4.2 Výpočet kapacity vazebního kondenzátoru C_{v2}

$$C_{v2} = \frac{k}{2\pi f d (R_v + R_e)} = \frac{2}{2\pi \cdot 30 (3 \cdot 10^3 + 0,82 \cdot 10^3)} = 2,7 \mu F \quad C_{v2} = 2,7 \mu F$$

4.3 Výpočet kapacity emitorového kondenzátoru C_e

$$C_e = \frac{k \cdot h_{21e}}{2\pi f d (h_{11e} + R_{ig})} = \frac{2 \cdot 350}{2\pi \cdot 30 (4 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3)} = 265 \mu F \quad C_e = 265 \mu F$$

4.4 Pro úplné posouzení vlastností zesilovače je nutné zjistit horní mezní kmitočet f_h , tj. kmitočet při, kterém dojde k poklesu zesílení o -3dB, nebo-li na 70,7% maximálního přenosu. V oblasti horních kmitočtů se v zesilovači uplatní rozptylová kapacita C_r , jejíž hodnota je dána vstupní kapacitou zesilovacího stupně v zapojení SE, kapacitou spojů. Tato kapacita je dána Millerovým vztahem

$$C_{vst} = C_{BE} + C_{BC} (1 + A_u)$$

C_{BE} je kapacita báze-emitor tranzistoru

C_{BC} průchozí kapacita tranzistoru

Člen $C_{BC}(1+A_u)$ má rozhodující vliv na vlastnosti zesilovačů s velkým zesílením.

Pro rozptylovou kapacitu $C_r = 20$ pF vypočítáme horní mezní kmitočet f_h .

$$f_h = \frac{1}{2\pi C_r R_z} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 644} = 12,36 \text{ MHz} \quad f_h = 12,36 \text{ MHz}$$

4.5 Výstupní kapacita stupně SE

Výstupní kapacitu stupně v zapojení SE určíme ze vztahu

$$C_{výst} = C_{CE} + \frac{h_{21e} \cdot C_{BC}}{\frac{h_{11e}}{R_{ig}} + 1}$$

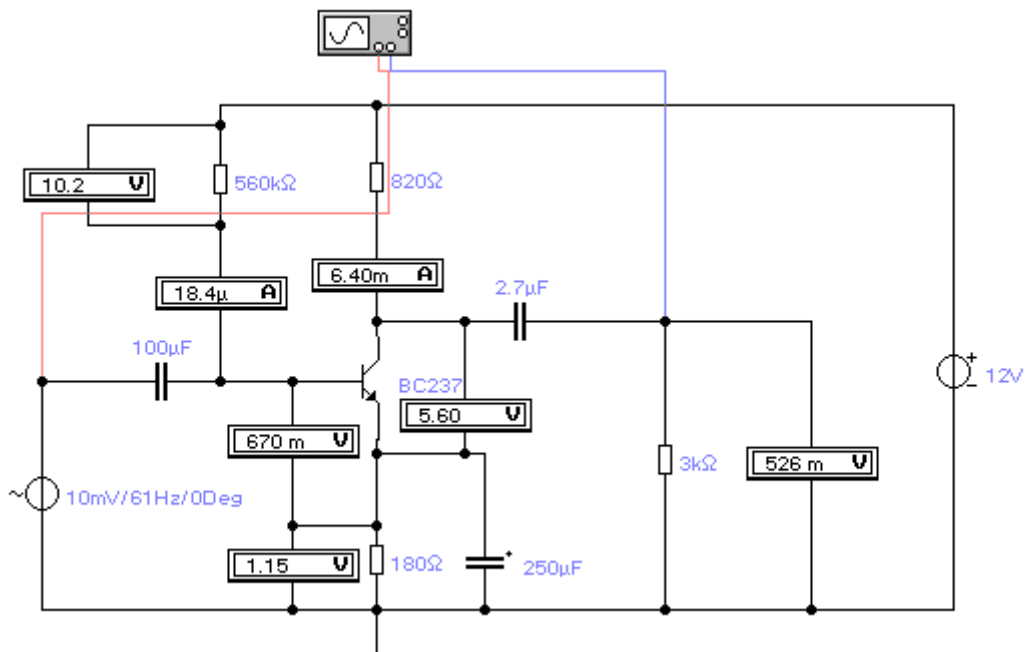
Pro nejběžnější případ kdy h_{11e} je mnohem větší než R_{ig} , tj. pro napět'ové buzení, je hodnota druhého členu v předchozí rovnici téměř nulová a výstupní kapacita je blízká C_{CE} . Pouze pro proudové buzení, kdy h_{11e} je mnohem menší než R_{ig} , by druhý člen měl tvar $h_{21e} \cdot C_{BC}$.

Na obr 3. je schéma zapojení zesilovače vytvořené v simulačním programu Electronics Workbench. Vzhledem k jinému typu tranzistoru se některé údaje neshodují s údaji ve výpočtu. Hodnoty klidového pracovního bodu jsou nastaveny dle zadání, liší se pouze hodnota $U_{BE} = 0,67$ V.

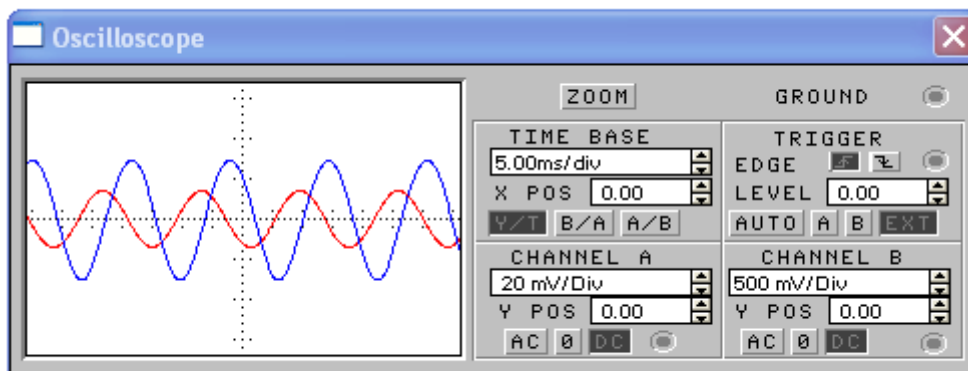
Ostatní hodnoty korespondují s výpočtem, například napět'ové zesílení A_u .

$$A_u = \frac{U_{sig_{výst}}}{U_{sig_{vst}}} = \frac{526mV}{10mV} = 52,6$$

Tato hodnota je v souladu s výpočtem $A_u = 52,6$



Obr.3 Schéma zapojení zesilovače v programu EWB –měřené hodnoty jednotlivých parametrů



Obr.4 Průběh vstupního a výstupního signálu zobrazený dvoukanálovým osciloskopem

Na obrázku je vidět fázový posun mezi vstupním a výstupním signálem $\varphi = \pi$, odečtením údajů maximálních hodnot vstupního a výstupního signálu je možno určit zesílení zesilovače.

$U_{max_{vst}}$ kanál A (20mV . 0,7 dílku) = 14,14 mV efektivní hodnota

$$U_{vst} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{14,14}{\sqrt{2}} = 10mV$$

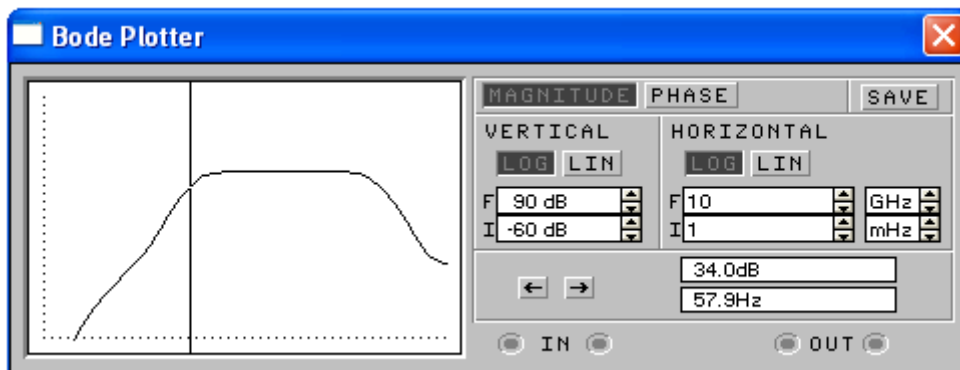
$U_{\max \text{ výst}} \text{ kanál B} (500 \text{ mV} \cdot 1,5 \text{ dílku}) = 750 \text{ mV}$

$$U_{\text{výst}} = \frac{U_{m \text{ výst}}}{\sqrt{2}} = \frac{750}{\sqrt{2}} = 530 \text{ mV}$$

$$\text{Napět'ový přenos } A_u = \frac{U_{\text{sig}_{\text{výst}}}}{U_{\text{sig}_{\text{vst}}}} = \frac{530}{10} = 53$$

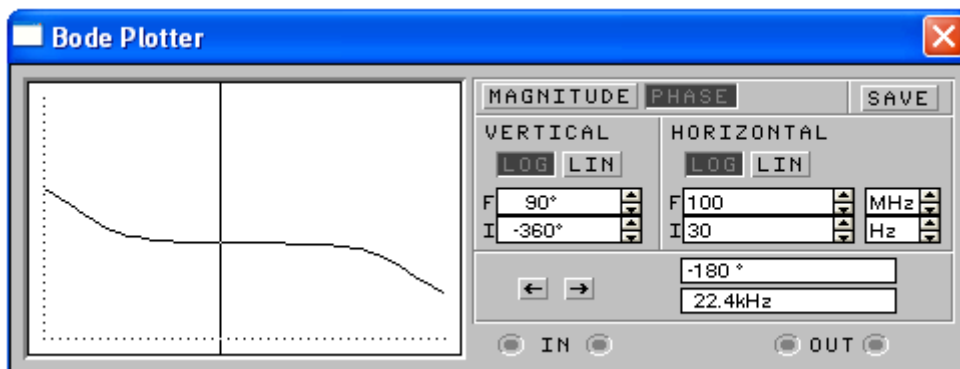
5) Metodika měření

Měřicí přístroj Bode Plotter-charakterograf (Wobler) umožňuje zobrazit frekvenční charakteristiku zesilovače, jako závislost napět'ového přenosu A_u v dB na kmitočtu. Na obr.5 vidíme, že přenos na kmitočtu budícího zdroje 59,7Hz je 34,0 dB, což je v souladu s výpočtem napět'ového zisku v příkladu.



Obr.5 Měřicí přístroj Bode Plotter v režimu zobrazení přenosové charakteristiky

Uvedený měřicí přístroj umožňuje mimo frekvenční charakteristiky, měřit také fázovou charakteristiku (PHASE)



Obr.6 Měřicí přístroj Bode Plotter v režimu zobrazení fázové charakteristiky

Zobrazená fázová charakteristika představuje průběh fázového posuvu v rozmezí kmitočtů od několika Hz do 100MHz. Indikovaná hodnota fázového posuvu při frekvenci 22 kHz je 180°.

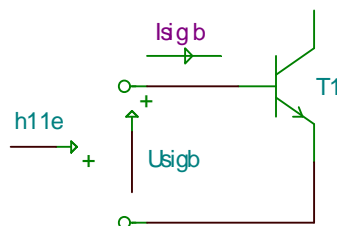
II .V této části si ukážeme další možný postup při řešení tranzistorových zesilovačů.

1) Vlastnosti zesilovače v obvodu střídavého proudu

1.1 Vstupní odpor

Vstupní odpor zesilovače v režimu SE označujeme h_{11e}

$$h_{11e} = \frac{U_{sigb}}{I_{sigb}}$$



obr.7 Náhradní obvod pro vstupní odpor tranzistoru h_{11e}

Odpor vstupní části zesilovacího stupně pro střídavý proud není stálý, ale závislý na nastavení stejnosměrného pracovního bodu.

1.2 Napěťová převodní charakteristika

Další charakteristikou, která vyjadřuje přímou souvislost mezi vstupem a výstupem, je *napěťová převodní charakteristika*. Je definována pro admitanční parametry, které jsou při zapojení SE vyjádřeny pomocí soustavy linearizovaných rovnic

$$\begin{aligned} i_b &= y_{11} u_{be} + y_{12} u_{ce} \\ i_c &= y_{21} u_{be} + y_{22} u_{ce} \end{aligned}$$

$$y_{21} = \frac{i_c}{u_{be}} \quad (S)$$

Tato funkční závislost definuje další pojem, který se při hodnocení vlastností tranzistorů používá a to strmost S . Tento parametr známe z charakteristických vlastností elektronek a unipolárních tranzistorů.

1.3 Strmost

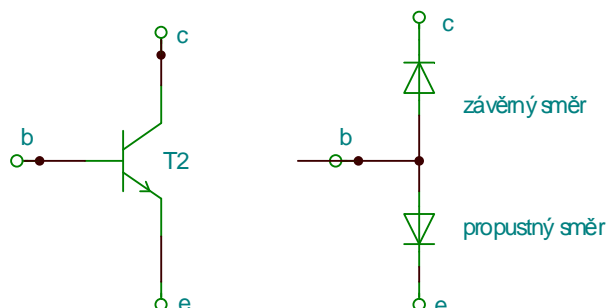
Strmost je definována jako poměr střídavých veličin I_{sigc} a U_{sigbe} . Tento poměr určuje změnu kolektorového proudu při změně napětí mezi bází a emitorem, při konstantní hodnotě napětí kolektor-emitor.

$$S = \frac{I_{sigc}}{U_{sigbe}} \quad U_{ce} = konst.$$

Jednotkou strmosti je Siemens a udává se A/V, nebo mA/V.

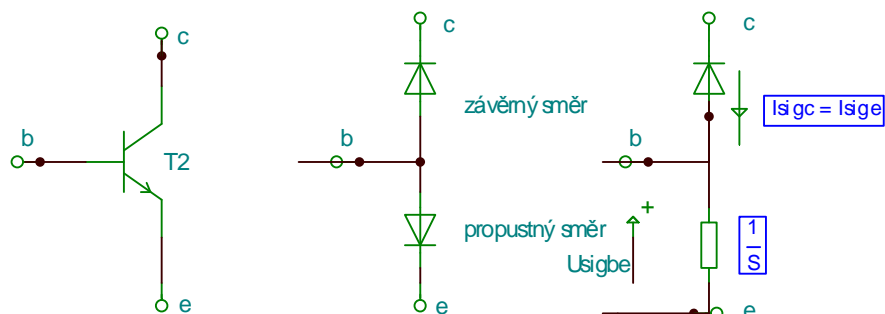
1.4 Náhradní schéma tranzistoru

Bipolární tranzistor můžeme definovat jako spojení dvou přechodů PN. Přechod *báze - emitor* je vždy polarizován vnějším napětím v *propustném směru* a přechod *kolektor- báze* je vždy vnějším napětím polarizován v *závěrném směru*.



obr.8 Náhradní obvod tranzistoru pro stejnosměrné parametry

V dalším řešení vytvoříme náhradní obvod tranzistoru pro střídavý proud. Vztah pro určení strmosti, nahradíme odporem $\frac{1}{S}$, který můžeme považovat za odpor přechodu báze-emitor, v obvodu střídavého proudu



obr.9 Náhradní obvod tranzistoru pro střídavý proud

Vstupní odpor přechodu báze-emitor, odpovídá odporu polovodičové diody v obvodu střídavého proudu. Pro stanovení tohoto odporu můžeme použít tzv. přibližný vzorec:

$$R_{sigd} = \frac{25mV}{I(mA)}$$

Pro stanovení tohoto odporu, musíme znát hodnotu celkového stejnosměrného proudu I_e , který přechodem prochází. Toto přiblížení můžeme použít u tranzistorů, takže v prvním přiblížení platí

$$\frac{1}{S} = \frac{25mV}{I_e mA}$$

Musíme tedy znát hodnotu emitorového proudu, z parametrů nastavení pracovního bodu.

příklad 1 Obvodem emitoru protéká stejnosměrný proud 10 mA. Odpor přechodu pro střídavý proud je:

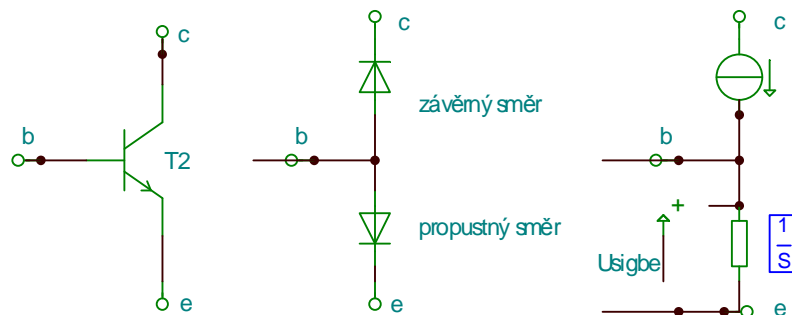
$$\frac{1}{S} = \frac{25mV}{10mA} = 2,5\Omega$$

Vidíme, že tento odpor je poměrně malý.

Pro určení **střídavého výstupního odporu tranzistoru**, je nutno posoudit tvar výstupní-kolektorové charakteristiky. V charakteristikách vidíme, že kolektorový proud je ve velkém rozsahu pracovní činnosti téměř konstantní. Výstupní odpor tranzistoru v dynamickém režimu určíme jako signálový odpor

$$R_{sig_z} = \frac{U_{sig_{ce}}}{I_{sig_c}} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c}$$

Tento odpor je velký, protože velké změně kolektorového napětí ΔU_{ce} odpovídá dle průběhu kolektorových-výstupních charakteristik malá změna kolektorového proudu ΔI_c . Výstup tranzistoru můžeme považovat za ideální zdroj proudu viz obr.10

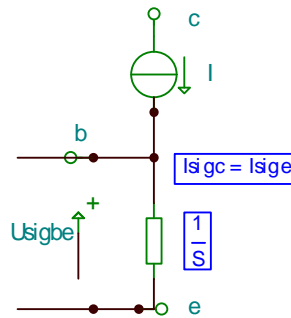


obr.10 Celkové náhradní schéma pro střídavé napětí

1.5 Vstupní odpor a strmost

Při řešení střídavého vstupního odporu v zapojení SE je výhodnější použít pro oblast nižších kmitočtů parametry typu h. Potom střídavý vstupní odpor je definován závislostí vstupních veličin $U_{sig_{be}}$ a I_{sig_b} . Tedy **signálový vstupní odpor $h_{ie} = h_{11e}$**

$$h_{ie} = \frac{U_{sig_{be}}}{I_{sig_b}}$$



obr.11 Náhradní schéma vstupního obvodu pro určení vstupního odporu

Z obr.11 vidíme, že $U_{sig_{be}} = I_{sig_c} \cdot \frac{1}{S}$ takže po dosazení do výrazu h_{ie}

$$h_{ie} = \frac{I_{sig_c} \cdot \frac{1}{S}}{I_{sig_b}} = h_{21e} \cdot \frac{1}{S} \quad \text{protože} \quad \frac{I_{sig_c}}{I_{sig_b}} = h_{21e}$$

příklad 2

Strmost tranzistoru je 200 mA/V, proudový zesilovací činitel $h_{21e} = 200$

Určíme vstupní odpor tranzistoru pro střídavý proud.

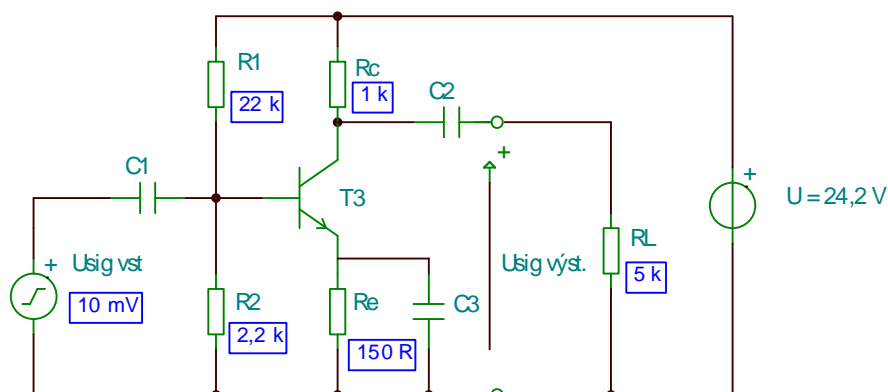
$$h_{11e} = \frac{1}{S} \cdot h_{21e} = \frac{1}{0,2} \cdot 200 = 1000 \Omega$$

Postup při řešení stejnosměrných a střídavých parametrů tranzistorového zesilovače v zapojení SE si ukážeme na příkladu dle zadání.

Zadání

Vypočítejte parametry pracovního bodu a parametry dynamického režimu zesilovače uvedeného na obr.12

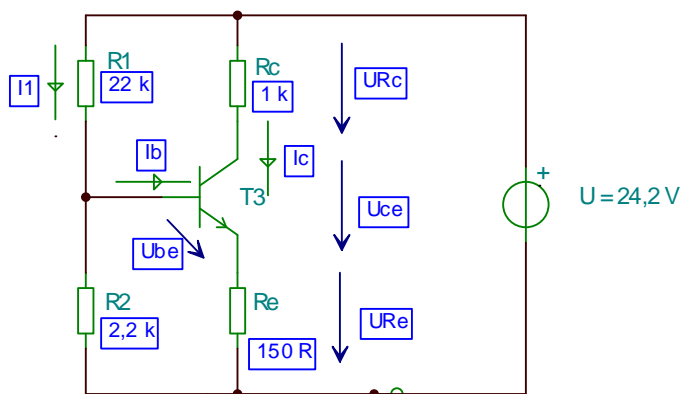
Zadané hodnoty: $U_{be} = 0,7 \text{ V}$, $h_{21e} = 100$



obr.12 Úplné schéma zapojení zesilovacího stupně v zapojení SE

Řešení: Stanovení vlastností tranzistorového zesilovače rozdělíme na dvě části.

a) Nejdříve řešíme tranzistorový zesilovač z hlediska stejnosměrného proudu



obr.13 Schéma zapojení pro řešení stejnosměrného pracovního bodu

Proud procházející děličem v obvodu báze I_1

$$I_1 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_2} = \frac{24,2}{22 + 2,2} = \frac{24,2V}{24,2k} = 1mA \quad I_1 = 1mA$$

Úbytek napětí na odporu děliče R_2

$$U_{R2} = I_1 \cdot R_2 = 1mA \cdot 2,2k\Omega = 2,2V \quad U_{R2} = 2,2V$$

Z hodnoty U_{R2} a zadané hodnoty U_{be} vypočítáme úbytek napětí na emitorovém odporu

$$U_{Re} = U_{R2} - U_{be} = 2,2 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$$

$$U_{Re} = 1,5 \text{ V}$$

Proud procházející odporem emitoru

$$I_e = \frac{U_{Re}}{R_e} = \frac{1,5}{150} = 10 \text{ mA}$$

$$I_e = 10 \text{ mA}$$

V dalším řešení předpokládáme, že $I_c = I_e$ potom platí, že $I_c = 10 \text{ mA}$

$$I_c = 10 \text{ mA}$$

z výrazu pro stanovení proudového zesilovacího činitele $h_{21e} = \frac{I_c}{I_b}$ určíme velikost proudu

v obvodu báze
$$I_b = \frac{I_c}{h_{21e}} = \frac{10 \text{ mA}}{100} = 100 \mu\text{A}$$

$$I_b = 100 \mu\text{A}$$

Řešení vyhovuje podmínce tvrdého děliče v obvodu báze $I_I = (5 \text{ až } 10) I_b$

Pro úbytek napětí na kolektorovém odporu R_c

$$U_{Rc} = I_c \cdot R_c = 10 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 10 \text{ V}$$

$$U_{Rc} = 10 \text{ V}$$

Ke stanovení základních parametrů klidového pracovního bodu, určíme napětí U_{ce} z rovnice kolektorového obvodu.

$$U_{cc} - I_c R_c - U_{ce} - I_e R_e = 0 \quad \text{pro podmínku } I_c = I_e$$

$$U_{cc} - U_{ce} - I_e (R_c + R_e) = 0$$

$$U_{ce} = 24,2 \text{ V} - 10 \text{ mA} (1 \Omega + 0,15 \text{ k}\Omega) = 24,2 - 11,5 = 12,7 \text{ V}$$

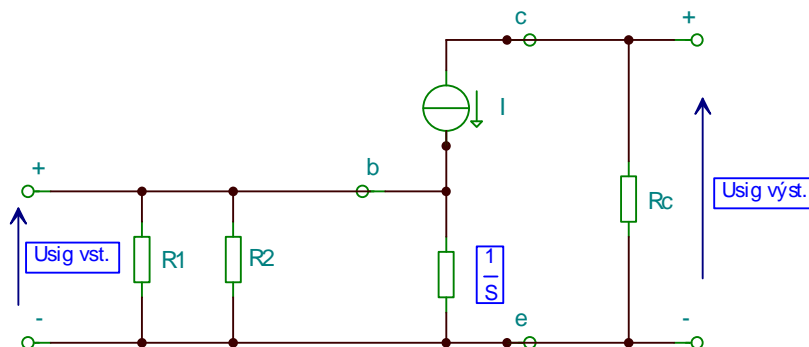
$$U_{ce} = 12,7 \text{ V}$$

kontrola $U_{cc} - (U_{Rc} + U_{ce} + U_{Re}) = 0 \quad 24,2 - (10,0 + 12,7 + 1,5) = 0$

Pracovní bod zesilovače má tyto parametry:

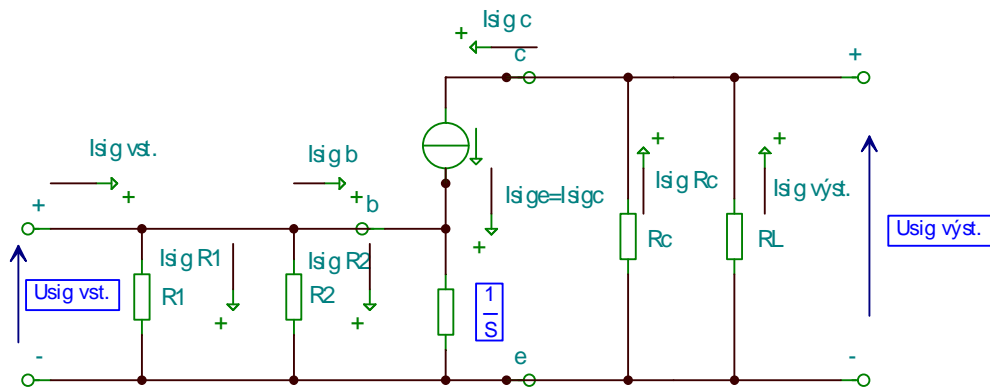
$$P_o [U_{be} = 0,7 \text{ V}; I_b = 100 \mu\text{A}; U_{ce} = 12,7 \text{ V}; I_c = 10 \text{ mA}]$$

b) Řešení tranzistorového zesilovače v obvodu střídavého proudu



obr.14 Náhradní schéma zapojení ve střídavém, dynamickém režimu

Ve většině případů, pracuje zesilovač s výstupní zátěží. Touto zátěží může být např. další zesilovací stupeň, druhý stupeň zesilovače. Druhý zesilovací stupeň nahradíme v náhradním obvodu rezistorem R_L . Celkové náhradní schéma zesilovače v dynamickém režimu je na obr.15



obr.15 Úplné náhradní schéma zesilovače v dynamickém režimu

Pro výpočet vstupního střídavého odporu musíme znát poměr $\frac{1}{S}$ a ke zjištění tohoto poměru jsme vypočítali velikost proudu procházejícího obvodem emitoru I_e .

$$\frac{1}{S} = \frac{25mV}{I_e} = 2,5\Omega \quad I_e = 10mA$$

Strmost tranzistoru $S = 400mA/V$ a vstupní odpor $h_{11e} = \frac{1}{S} \cdot h_{21e} = 2,5 \cdot 100 = 250\Omega$

b1) Vstupní odpor zesilovače v dynamickém režimu $R_{sig\ vst.}$:

$$R_{sigvst.} = R_1 // R_2 // h_{21} \cdot \frac{1}{S} \quad R_{sigvst} = 22k\Omega // 2,2k\Omega // 0,25k\Omega = 222\Omega$$

(// znamená paralelní řazení)

b2) Výstupní odpor zesilovače $R_{sig\ v\y{st.}}$ je možno nahradit kolektorovým odporem R_c .

$$R_{sig\ v\y{st.}} = R_c \quad R_{sig\ v\y{st}} = 1k\Omega$$

b 3) Napět'ové zesílení obvodu je vyjádřeno vztahem

$$A_U = \frac{U_{sigv\y{st.}}}{U_{sigvst}} = - \frac{I_{sigc} \cdot (R_c // R_L)}{I_{sigc} \cdot \frac{1}{S}} = -(R_c // R_L) \cdot S$$

(záporné znaménko definuje fázový posuv výstupního napětí proti vstupnímu napětí o π tj. o 180°)

$$A_U = -0,4 \text{ A/V} \cdot 833 \Omega = -333 \qquad R_C // R_L = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = 833 \Omega$$

b 3.1) Napět'ový přenos $A_U(\text{dB}) = 20 \log A_U$

$$A_U(\text{dB}) = 20 \log 333 = 50,4 \text{ dB}$$

Ze zadané hodnoty vstupního napětí $U_{\text{sig.vst}}$ a vypočítané hodnoty napět'ového zesílení určíme velikost výstupního signálového napětí $U_{\text{sig.výst}}$.

$$U_{\text{sig.výst}} = U_{\text{sig.vst}} \cdot A_U = 10 \text{ mV} \cdot (-333) = -3,3 \text{ V}$$

b 4) Proudové zesílení obvodu je dáno vztahem

Pro stanovení proudového zesílení vypočítáme velikost vstupního signálového proudu $I_{\text{sig.vst}}$

$$I_{\text{sig.vst}} = \frac{U_{\text{sig.vst}}}{R_{\text{sig.vst}}} = \frac{10 \text{ mV}}{222 \Omega} = 45 \mu\text{A}$$

Nyní stanovíme velikost výstupního signálového proudu, který protéká zatěžovacím odporem zesilovače R_L .

$$I_{\text{sig.výst}} = \frac{U_{\text{sig.výst}}}{R_L} = \frac{3,3 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 666 \mu\text{A}$$

Proudové zesílení zesilovače A_i

$$A_i = \frac{I_{\text{sig.výst}}}{I_{\text{sig.vst}}} = \frac{666 \mu\text{A}}{45 \mu\text{A}} = 14,8$$

b 4.1) Proudový přenos $A_i(\text{dB}) = 20 \log A_i$

$$A_i(\text{dB}) = 20 \log 14,8 = 23,4 \text{ dB}$$

b 5) Výkonové zesílení obvodu

Výkonové zesílení určíme jako součin napět'ového a proudového zesílení

$$A_P = A_U \cdot A_i = 333 \cdot 14,8 = 4928,4$$

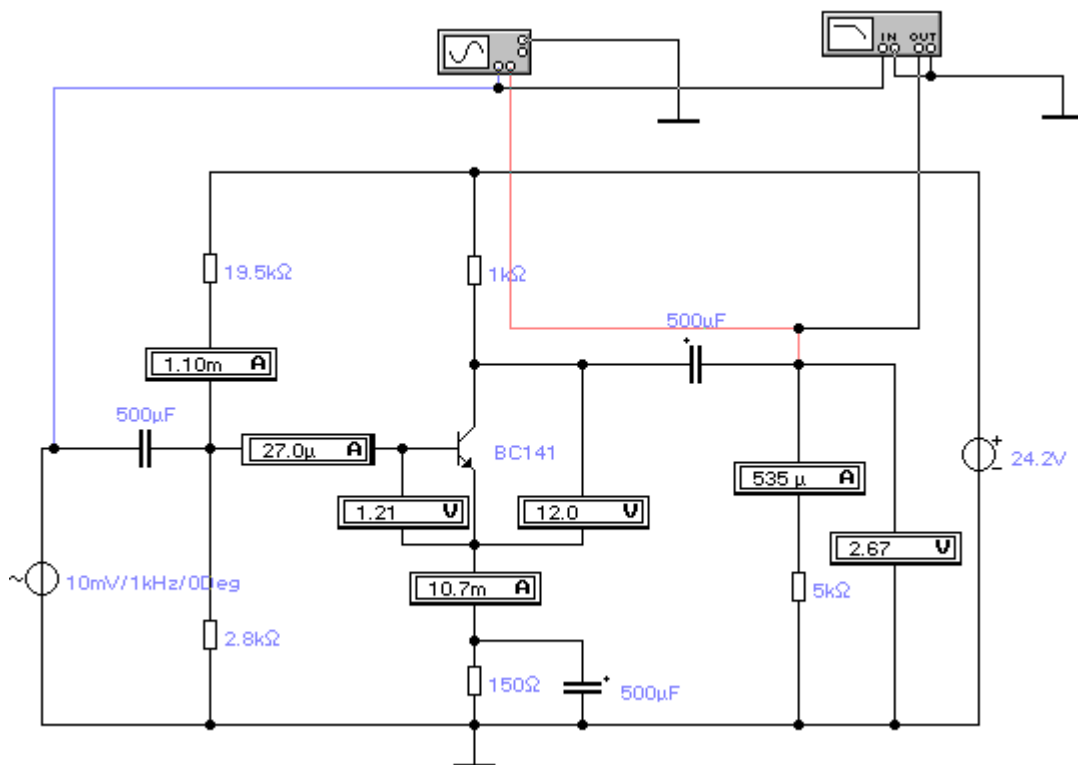
b 5.1) Výkonový přenos

$$A_P = 10 \log A_P = 10 \log 4928,4 = 36,92 \text{ dB}$$

c) Model zesilovače v simulačním programu Electronics Workbench

Pro ověření vypočítaných hodnot sestrojíme model zesilovače v simulačním programu. Při simulaci se dopouštíme několika nepřesností, neboť počítaný zesilovač nemá přesně definovaný typ tranzistoru. Přes tato zjednodušení vycházejí výsledky experimentálního modelu v porovnání s vypočítanými hodnotami velmi korektně. Na obr.16 je schéma upraveného zesilovače s **tranzistorem BC 141**.

BC 141 je křemíkový tranzistor (B), NF NPN tranzistor malého a středního výkonu (C) s katalogovým číslem (141), které udává typ pouzdra a další elektrické parametry tranzistoru. Proudový zesilovací činitel $h_{21} = 65-160$, kolektorová ztráta $P_C = 0,75 \text{ W}$, mezní kmitočet $f_T = 50 \text{ MHz}$



obr.16 Schéma zapojení jednostupňového zesilovače SE s naměřenými hodnotami

Podle údajů jednotlivých měřicích přístrojů posoudíme vlastnosti zesilovače z hlediska nastavení pracovního bodu, i z hlediska chování v dynamickém režimu .

Pracovní bod zesilovače P_0 ($I_b = 92 \mu\text{A}$, $U_{be} = 1,21 \text{ V}$, $I_C = 10,7 \text{ mA}$, $U_{CE} = 12 \text{ V}$)-údaj I_b na obr.16 udává efektivní hodnotu vstupního signálového proudu.

Mikroampérmetr v obvodu báze ukazuje $I_{sig.vst.} = 27\mu\text{A}$, měřicí přístroj v obvodu zátěže R_L $I_{sig.výst.} = 535\mu\text{A}$.

Proudové zesílení obvodu je:

$$A_i = \frac{I_{sig.vst}}{I_{sig.výst}} = \frac{535\mu\text{A}}{27\mu\text{A}} = 19,8$$

Proudový zisk obvodu je:

$$A_i(\text{dB}) = 20 \log A_i = 20 \log 19,8 = 25,94 \text{ dB}$$

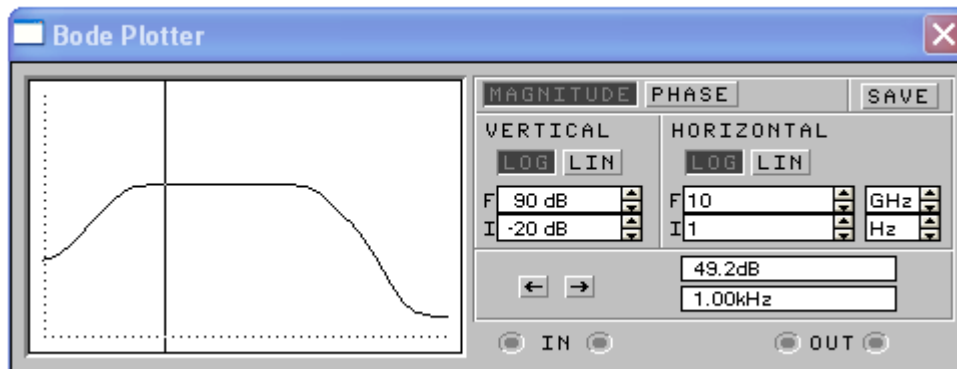
Napět'ové zesílení obvodu je:

$$A_u = \frac{U_{\text{sigvyst}}}{U_{\text{sigvst}}} = \frac{2,67\text{V}}{0,01\text{V}} = 267$$

Napět'ový zisk obvodu je:

$$A_u(\text{dB}) = 20 \log A_u = 20 \log 267 = 48,5 \text{ dB}$$

Měřicí přístroj Bode Plotter, zobrazuje na obr.17 přenosovou charakteristiku zesilovače. Kurzor-svislá úsečka- ukazuje přenos zesilovače při kmitočtu 1kHz 49,2 dB. Tato hodnota přenosu plně koresponduje s vypočítanou hodnotou.



obr.17 Měřicí přístroj Bode Plotter v režimu přenosové charakteristiky $A_u(\text{dB})=f(\text{kmitočtu})$

Další zajímavé údaje je možno odečíst z obrazovky dvoukanalového osciloskopu. Harmonický průběh s vyšší amplitudou snímaný v kanálu B, definuje výstupní úroveň signálového napětí, průběh s nižší amplitudou snímaný kanálem A, definuje úroveň vstupního signálového napětí. Je třeba si uvědomit, že citlivost obou kanálů, nastavená v jednotkách napětí na jeden dílek stupnice umožní zjistit maximální napětí, průběhů v obou kanálech. Z těchto hodnot pak můžeme vypočítat efektivní hodnotu, kterou měří připojené měřicí přístroje. Údaje, které použijeme k vyjádření dynamických parametrů zesilovače odečteme z obr.18

Z údajů kanálu A zjistíme: citlivost kanálu je nastavena na 20mV/dílek, údaj VA1 - maximální napětí vstupního signálu $1,414 \cdot 10^{-2}$ V tj. 14,14 mV, potom

$$U_{\text{sig.vst.ef}} = \frac{U_{\text{sig.max}}}{\sqrt{2}} = \frac{14,14\text{mV}}{1,414} = 10\text{mV} \quad \text{hodnota vstupního napětí}$$

odpovídá napětí na budícím generátoru. Podobným způsobem určíme efektivní hodnotu výstupního signálového napětí:

Z údajů kanálu B zjistíme- citlivost kanálu je nastavena na 2V/dílek, údaj VB 1- maximální napětí výstupního signálu 3,45 V, potom

$$U_{sig.výst.ef} = \frac{U_{sig.výst.max}}{\sqrt{2}} = \frac{3,45V}{1,414} = 2,44V$$

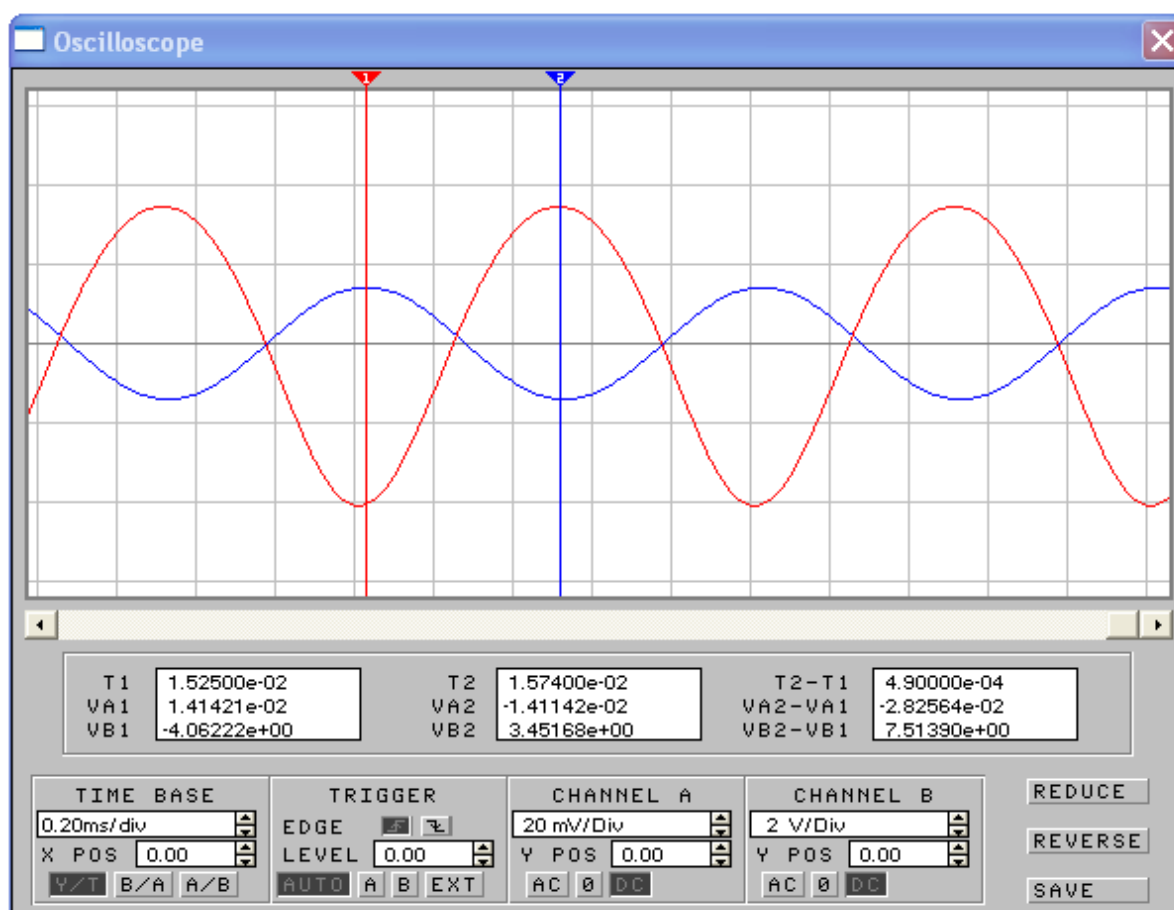
měřící přístroj na výstupu obvodu ukazuje 2,67V-tato chyba je dána přesností nastavení kurzoru na osciloskopu.

Z efektivní hodnoty vstupního a výstupního signálového napětí určíme opět napět'ové zesílení a přenos zesilovače.

Napět'ové zesílení $Au = \frac{U_{sig.výst.ef}}{U_{sig.vst.ef}} = \frac{2,44V}{0.01V} = 244$

Napět'ový přenos zesilovače $Au(dB) = 20 \log Au = 20 \log 244 = 47,7dB$

Také tento údaj je v toleranci výpočtů, na příkladu vidíme jak užitečným pomocníkem je odborné praxi elektronika osciloskop.



obr.18 Zobrazení údajů dvoukanálového osciloskopu

Na obrazovce osciloskopu můžeme určit další zajímavé údaje. Především si všimněme jiného tvaru kladné půlvlny výstupního napětí, je zde vidět menší amplituda a tvarové zkreslení sinusového průběhu. Ze zobrazeného průběhu můžeme usoudit, že zesilovač s takto nastaveným pracovním bodem vykazuje harmonické-tvarové zkreslení. Dalším zajímavým údajem je viditelný fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětím, teoreticky má být u zesilovače v zapojení SE 180°. Při bližším rozboru v simulačním programu zjistíme, že skutečný fázový posuv je 174°, při kmitočtu vstupního signálu 1 kHz. Posunem kurzoru 1 na

vrchol průběhu výstupního signálu , pak můžeme z rozdílu T2-T1 (na pravé straně spodního panelu osciloskopu), zjistit periodu T výstupního signálu a následně pak podle vztahu

$$T = \frac{1}{f} \text{ nebo-li } f = \frac{1}{T} \text{ určit kmitočet výstupního signálu.}$$

mezi další údaje, které můžeme odečíst z panelu osciloskopu, patří údaj o časové konstantě rozmítání paprsku v horizontálním směru TIME BASE-uvvedeno v sekundách/dílek,dále údaje o způsobu spouštění časové základny TRIGGER, způsobu synchronizace stopy, posice průběhů na obrazovce, a další údaje.

příklad 3

Proveďte výpočet všech stejnosměrných a střídavých parametrů zesilovače v zapojení SE s těmito hodnotami:

$R_1 = 80 \text{ k}\Omega, R_2 = 20 \text{ k}\Omega, R_e = 330 \Omega, R_C = 1 \text{ k}\Omega, R_L = 5 \text{ k}\Omega, U_{CC} = 20 \text{ V}, U_{be} = 0,7 \text{ V}, h_{21} = 200$

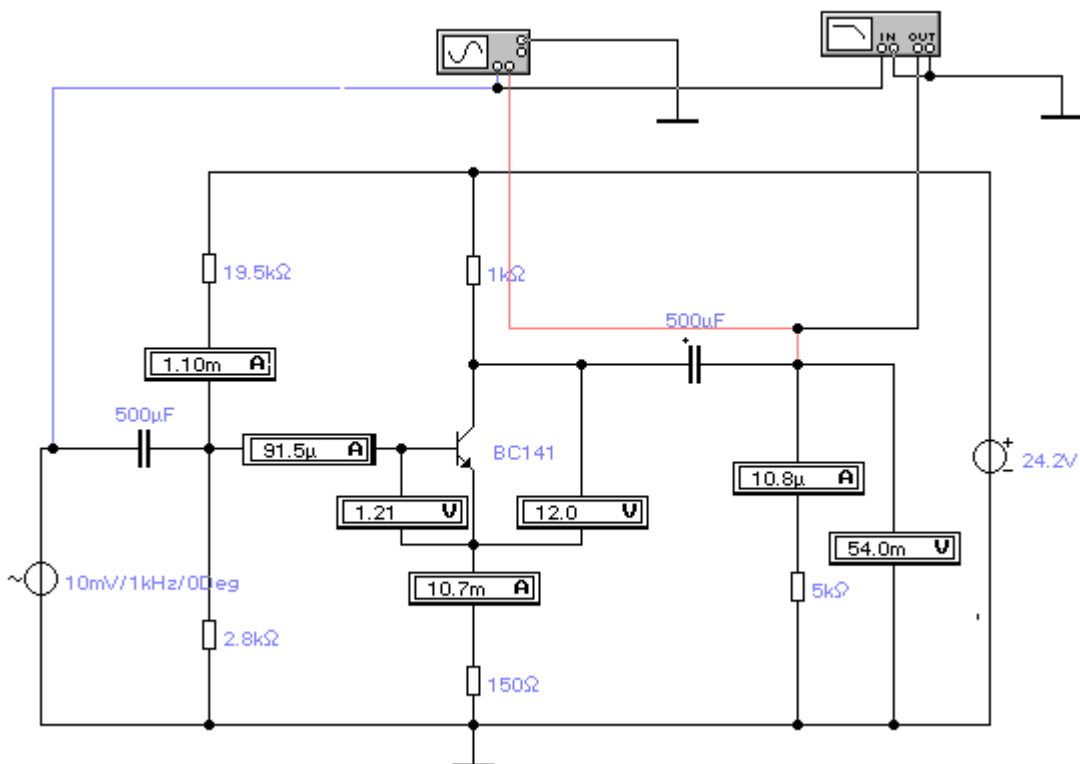
$$a \frac{1}{S} = 25 \text{ mV} / \text{A}$$

Požadavky: 1) Vypočítat parametry pracovního bodu P_O

2) Parametry dynamického režimu- $R_{sig.vst.}, R_{sig.vyst.}, A_U, A_I, A_P$

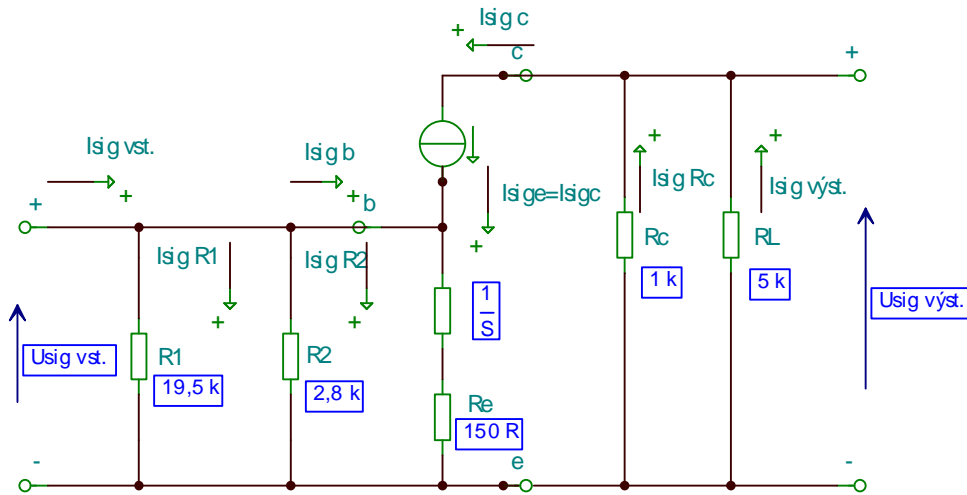
2. Zesilovač v zapojení SE se zavedením záporné zpětné vazby

V další části si ukážeme jaký vliv na vlastnosti zesilovače má emitorový kondenzátor . Nejdříve pro jednoduchost a pochopení funkce tohoto kondenzátoru, tento kondenzátor zcela vypustíme. V obvodu zesilovače bude působit silná záporná zpětná vazba proudová sériová, která zcela změní vlastnosti zesilovače. Zapojení zesilovače je na obr.19



obr.19 Schéma zapojení zesilovače se zápornou zpětnou vazbou v obvodu emitoru

Schéma zapojení zesilovače pro nastavení klidového pracovního bodu se nezmění. Emitorový kondenzátor nemá na nastavení pracovního bodu žádný vliv, neboť představuje pro stejnosměrný proud nekonečně velký odpor. V náhradním obvodu pro dynamický režim zesilovače se v obvodu emitoru uplatní vliv emitorového odporu R_E . Na obr. 20 je náhradní obvod zesilovače se zavedenou zápornou zpětnou vazbou.



obr. 20 Náhradní schéma zesilovače se zápornou zpětnou vazbou v obvodu emitoru

2.1 Vstupní odpor zesilovací součástky-tranzistoru h_{11}

$$h_{11e} = \left(\frac{1}{S} + R_e \right) h_{21e} = (2,3 + 150) \cdot 100 = 15,23 \text{ k}\Omega$$

$$\text{poměr } \frac{1}{S} = \frac{25 \text{ mV}}{I_e} = \frac{25 \text{ mV}}{10,7 \text{ mA}} = 2,3 \Omega$$

ve vztahu pro výpočet h_{11e} je vidět, že poměr $\frac{1}{S}$ je možno zanedbat. Pokud není zadána hodnota strmosti S , pak

$$h_{11e} = R_e \cdot h_{21e} = 150 \Omega \cdot 100 = 15 \text{ k}\Omega$$

2.2 Vstupní odpor zesilovače v dynamickém režimu $R_{\text{sig.vst.}}$

$$R_{\text{sig.vst.}} = R_1 // R_2 // h_{11e} = 19,5 \text{ k}\Omega // 2,8 \text{ k}\Omega // 15,23 \text{ k}\Omega = 2,1 \text{ k}\Omega$$

Vidíme, že se vstupní odpor zesilovače podstatně zvětšil – asi na desetinásobek- původní hodnoty $R_{\text{sig.vst.}} = (222 \Omega)$

Záporná zpětná vazba proudová sériová tedy zvyšuje vstupní odpor zesilovače.

2.3 Výstupní odpor zesilovače $R_{\text{sig.výst.}}$ se zavedením záporné zpětné vazby proudové nezměnil.

$$R_{\text{sig.výst.}} = R_C = 1 \text{ k}\Omega$$

2.4 Napět'ové zesílení zesilovače A_U po zavedení záporné zpětné vazby :

$$A_U = \frac{U_{sig.výst}}{U_{sig.vst}} = \frac{-I_{sig.c} \cdot (R_C // R_L)}{I_{sig.c} \cdot \left(\frac{1}{S} + R_e \right)} = \frac{-(R_C // R_L)}{\frac{1}{S} + R_e}$$

Protože poměr $\frac{1}{S}$ je proti hodnotě emitorového odporu R_e zanedbatelný (chyba cca 1,5%) určíme napět'ové zesílení jako poměr celkové účinné zátěže tranzistoru k hodnotě odporu emitoru.

$$A_U' = \frac{-(R_C // R_L)}{R_e} = \frac{833}{150} = -5,5$$

(platí pouze pro obvody se zavedenou zápornou zpětnou vazbou proudovou sériovou)

Napět'ové zesílení zesilovače po zavedení záporné zpětné vazby kleslo z hodnoty -333 na hodnotu -5,5.

Napět'ový přenos po zavedení záporné zpětné vazby:

$$A_U'(dB) = 20 \log A_U' = 20 \log 5,5 = 14,8 \text{ dB}$$

2.5 Proudové zesílení zesilovače po zavedení záporné zpětné vazby:

Pro stanovení proudového zesílení vypočítáme velikost vstupního signálového proudu $I_{sig.vst}$

$$I_{sig.vst} = \frac{U_{sig.vst}}{R_{sig.vst}} = \frac{10mV}{2,1k\Omega} = 4,76\mu A$$

Nyní stanovíme velikost výstupního signálového proudu , který protéká zatěžovacím odporem zesilovače R_L .

$$I_{sig.výst} = \frac{U_{sig.výst}}{R_L} = \frac{54mV}{5k\Omega} = 10,8\mu A$$

Proudové zesílení zesilovače A_i

$$A_i = \frac{I_{sig.výst}}{I_{sig.vst}} = \frac{10,8\mu A}{4,76\mu A} = 2,26$$

Proudový přenos $A_i(dB) = 20 \log A_i$

$$A_i(dB) = 20 \log 2,26 = 7,11 \text{ dB}$$

2.5 Napět'ový přenos po zavedení záporné zpětné vazby:

$$A_U'(dB) = 20 \log A_U' = 20 \log 5,5 = 14,8 \text{ dB}$$

Nyní se podíváme jak se zavedení takto silné záporné zpětné vazby projevilo v celkovém chování zesilovače, v simulačním programu:

Na obr.19 odečteme efektivní hodnotu výstupního signálového napětí, $U_{\text{sig.výst.}} = 54\text{mV}$
Vstupní úroveň signálu $U_{\text{sig.vst.}} = 10\text{mV}$

Celkové napět'ové zesílení vypočítané z naměřených hodnot

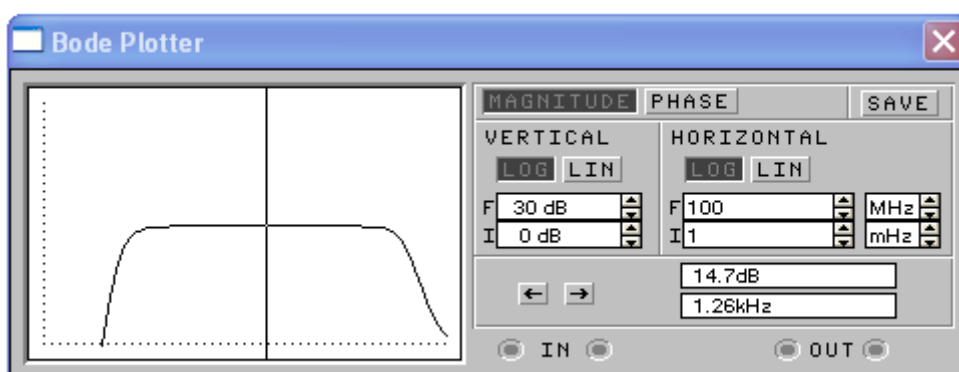
$$A_U'' = \frac{U_{\text{sig.výst.}}}{U_{\text{sig.vst.}}} = \frac{54\text{mV}}{10\text{mV}} = 5,4 \quad (\text{vypočítaná hodnota } 5,5)$$

Napět'ový přenos $A_U'(dB) = 20 \log A_U' = 20 \log 5,4 = 14,64 \text{ dB}$ (vypočítaná hodnota 14,8 dB)
Shodu obou výsledků jak teoretického výpočtu, tak i výpočtu z naměřených hodnot potvrzuje přenosová charakteristika na obr.21. Kurzor nastavený na kmitočet vstupního signálu 1kHz, ukazuje na přenos 14,7 dB. Všechny hodnoty napět'ového přenosu vykazují velmi dobrou shodu.

Šířka pásma zesilovače po zavedení záporné zpětné vazby

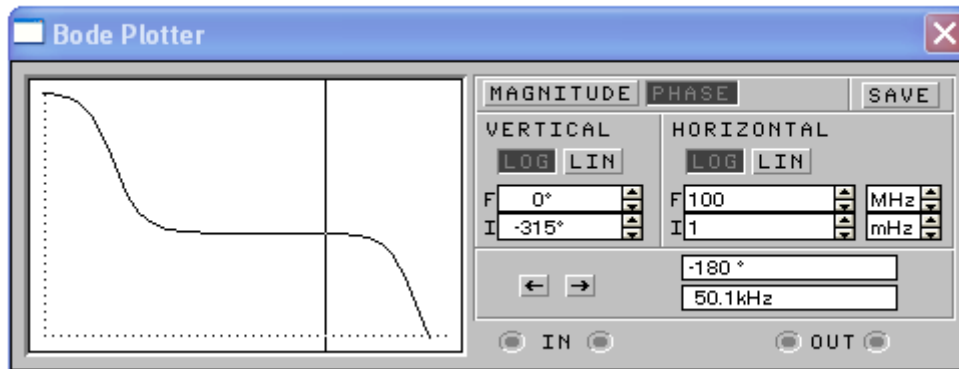
$$B_{3dB} = f_h - f_d = 7,94 \text{ MHz} - 0,17\text{Hz} = 7,94 \text{ MHz}$$

Zesilovač má velmi vyrovnanou přenosovou charakteristiku, přenos 14,6 dB od 3Hz do 1,24 MHz.



obr.21 Přenosová charakteristika zesilovače se silnou zápornou zpětnou vazbou

Na obr.22 je zobrazena fázová charakteristika zesilovače, z průběhu zobrazené charakteristiky je vidět, že zesilovač má konstantní fázový posun mezi výstupním a vstupním signálem 180° v rozmezí kmitočtů od $f_d = 25,1$ Hz do $f_h = 50,1$ kHz. Při kmitočtech nižších než 25,1 Hz se fázový posuv zmenšuje, při kmitočtech vyšších než 50,1 kHz se zvyšuje. Tento fázový posuv je ovlivněn jak mezelektrodovými kapacitami zesilovací součástky, tak i vlivem amplitudově závislé konverze.



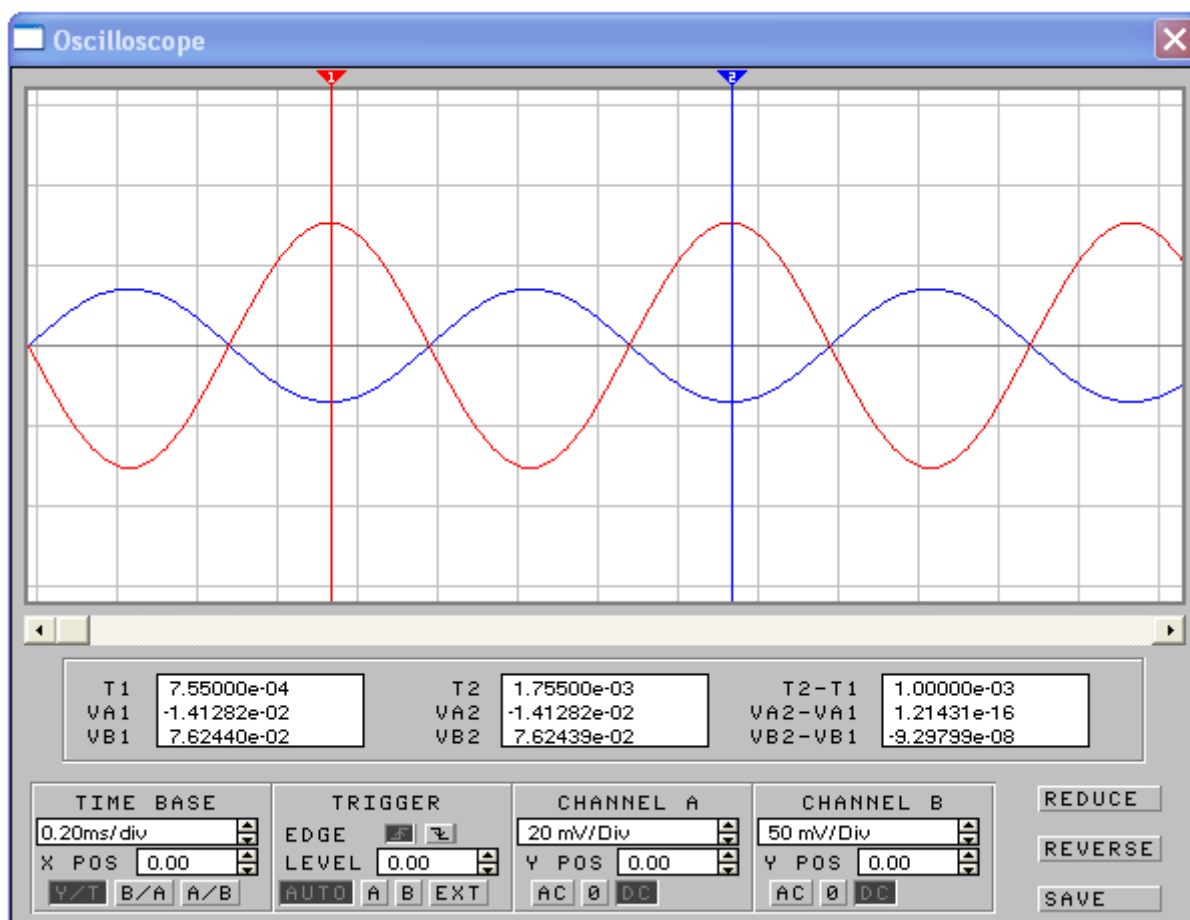
obr.22 Fázová charakteristika zesilovače se silnou zápornou zpětnou vazbou

Další poznatek o vlivu záporné zpětné vazby vyplývá z časového průběhu vstupního a výstupního signálu, zobrazeného dvoukanalovým osciloskopem na obr. 23

Především si všimněme tvaru vstupního a výstupního signálu. V porovnání se zesilovačem bez zpětné vazby jednoznačně vidíme, že výstupní signál není tvarově zkreslen, kladná i záporná složka výstupního signálu mají stejnou amplitudu i časový průběh.

Shrnutí: Zavedením záporné zpětné vazby proudové sériové se:

- podstatně zvýší vstupní odpor zesilovače
- vyrovná přenosová charakteristika
- vyrovná fázová charakteristika
- podstatně se zmenší harmonické zkreslení
- podstatně se zmenší zesílení zesilovače, avšak zesilovač se stává stabilnějším.



obr.23 Průběh výstupního a vstupního signálu zobrazený dvoukanalovým osciloskopem