

3. Zesilovače

V elektronice se velmi často setkáváme s nutností zesílit slabé elektrické signály tak, aby se zvětšila jejich amplituda-rozkmit a časový průběh se nezměnil. Zesilovače se používají ve všech odvětvích sdělovací techniky, v měřicích, řídicích a automatizačních zařízeních, jsou důležitou součástí i obvodů pro zpracování informací. V každém ze jmenovaných oborů se na zesilovače kladou jiné technické a provozní požadavky.

Zesilovač je aktivní nelineární dvojbran, který je tvořen zesilovacím prvkem a přídatnými obvody pro nastavení klidového pracovního bodu. Na vstupní svorky zesilovače se připojuje zdroj zesilovaného signálu, na jeho výstupní svorky zátěž.

Zesilovač může být elektrický, pneumatický (brzdy v nákladním autě), hydraulický (bagr). Každý ke své činnosti – zesilování, potřebuje zdroj energie. Elektrický zesilovač stejnosměrné napětí, pneumatický stlačený vzduch, hydraulický tlakový olej.

Elektrické zesilovače zesilují elektrické napětí, proud a tím výkon a přitom nemají měnit jejich časový průběh. Rozdělují se podle zesilovaného výkonu P (W), kmitočtu f (Hz), šířky zesilovaného kmitočtového pásma B_{3dB} (Hz), zapojení, počtu zesilovacích stupňů, použití atd.

Pro lepší pochopení funkce a využití zesilovačů si zavedeme některé pojmy, které souvisí s funkcí zesilovačů.

3.0.1 Elektrický signál

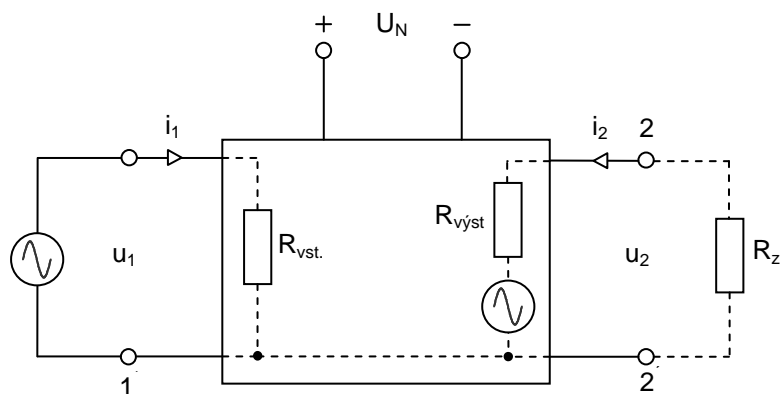
Elektrickým signálem nazveme obvodové veličiny (napětí, proud), které ve svém časovém průběhu obsahují určitou informaci, např. mluvené slovo, hudbu, jas a barvu scény, data pro automatické řízení, záznam biologického děje apod.

3.0.2 Budící zdroj a vnější zátěž

Obvod, z jehož svorek vstupuje elektrický signál do vstupních svorek zesilovače, nazýváme budícím zdrojem. Tímto zdrojem může být např. mikrofon, snímací element přenosové kamery, měřicí obvod, výstup předchozího stupně zesilovače apod. Tomuto vstupnímu signálu vstupuje do cesty vstupní odpor zesilovače $R_{vst.}$, v některých případech budeme hovořit o signálovém vstupním odporu $R_{sig.vst.}$.

Obvod do kterého zesilovač dodává zesílený signál k dalšímu zpracování, představuje pro zesilovač zatěžovací impedanci, tzv. vnější zátěž Z_V , kterou může reprezentovat vstupní odpor následujícího stupně zesilovače $R_{vst.}$, nebo jiný typ vnější zátěže. Pro tuto zátěž vykazuje zesilovač výstupní impedanci v některých případech budeme hovořit o signálovém výstupním odporu $R_{sig.výst.}$.

3.11 Princip elektrického zesilovače



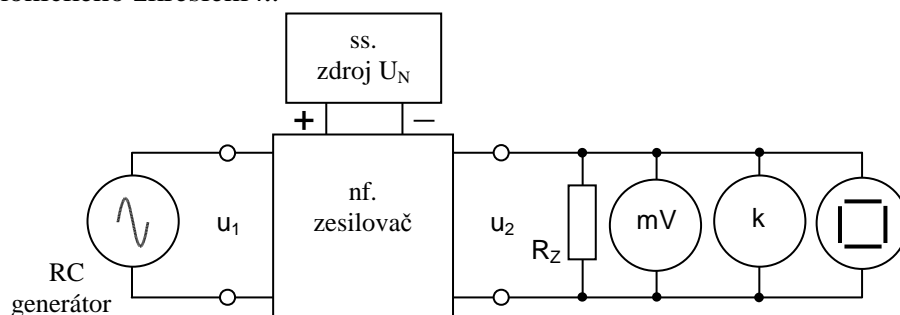
Obr. 3.1 Princip zesilovače

Princip zapojení zesilovače je na obr. 3.1. Zesilovač má tři páry svorek: vstupní 1 – 1', výstupní 2 – 2' a třetí pár slouží pro připojení stejnosměrného napájecího napětí U_N . Na vstup je přivedeno napětí u_1 , do vstupu teče proud i_1 . Na výstupu je napětí u_2 , z výstupu přes zátěž R_z teče proud i_2 . Při rozboru zesilovače, napájecí svorky

nauvažujeme a obvod nazýváme dvojbran, má jednu signálovou vstupní bránu 1- 1' a jednu signálovou výstupní bránu 2- 2'.

3.12 Vlastnosti zesilovačů

Při měření vlastností nf. zesilovače používáme zapojení přístrojů podle obr. 3.2. Zesilovač napájíme ze stejnosměrného napájecího zdroje, zdrojem měřeného napětí u_1 je nf. RC generátor, místo reproduktoru připojíme odpor o stejné hodnotě jako je impedance reproduktoru, zesílené výstupní napětí u_2 měříme nf. milivoltmetrem, jeho průběh kontrolujeme osciloskopem a velikost harmonického zkreslení změříme měřičem harmonického zkreslení k .



Obr. 3.2 Zapojení přístrojů pro měření vlastností nf. zesilovače

3.12.1 Zesílení (přenos, zisk) zesilovače

Zesílení je poměr mezi výstupní a vstupní veličinou a je definováno jako bezrozměrné číslo.

$$\text{napět'ové: } A_u = \frac{u_2}{u_1} \quad \text{proudové: } A_i = \frac{i_2}{i_1} \quad \text{výkonové: } A_p = A_u \cdot A_i = \frac{p_2}{p_1} = \frac{u_2 \cdot i_2}{u_1 \cdot i_1}$$

Poměr dvou stejných veličin se dá vyjádřit v logaritmických jednotkách - decibelech [dB] a

nazývá se **zisk**. Napět'ový zisk: $A_u = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_1}$ [dB], proudový zisk: $A_i = 20 \cdot \log \frac{i_2}{i_1}$ [dB],

$$\text{výkonový zisk: } A_p = 10 \cdot \log \frac{p_2}{p_1} \text{ [dB]}$$

3.12.1.1 Výkon zesilovače

Určí se změřením velikosti výstupního napětí na známé zátěži R_Z a jeho výpočtem podle vztahu $p_2 = \frac{u_2^2}{R_Z}$ [W]. U nf. zesilovače se udávají různé druhy výstupního výkonu - jmenovitý, maximální, hudební, sinusový, při daném zkreslení, na hranici limitace atd.

3.12.1.2 Citlivost zesilovače

Udává se tam, kde vstupní a výstupní veličina je rozdílná. U nf. zesilovačů se nejčastěji udává napěťová citlivost, což je velikost vstupního napětí zesilovače, které vybudí zesilovač na jeho jmenovitý výstupní výkon 5mWt.j. (7dBmW), 50 mW tj. (17dBmW), 500 mW tj (27dBmW). Běžná hodnota vstupní citlivosti je od několika mV do 100 mV.

přepočít z jednotky dBmW na mW obecně platí pro vyjádření výkonového zisku

$P(\text{dB}) = 10 \log P$ potom výkon $P = 10^{P(\text{dB})/10}$ tedy např. pro výkonový zisk 7dBmW

$$p = 10^{7/10} = 10^{0.7} = 5 \text{ mW} \quad \text{dosazujeme v mW}$$

3.12.1.3 Účinnost zesilovače

Je dána poměrem střídavého výstupního výkonu zesilovače dodávaného do zátěže (např. reproduktoru) ku stejnosměrnému příkonu, který odebírá zesilovač ze stejnosměrného

napájecího zdroje. Udává se obvykle v % podle vztahu $\eta = \frac{P_2}{P_{ss}} \cdot 100$ [%]

Účinnost zesilovače závisí na třídě, ve které je nastaven jeho pracovní bod a na vybudění zesilovače. Největší účinnost má zesilovač při největším vybudění. Rozdíl mezi výkonem a příkonem jsou ztráty, které se mění v teplo a proto se koncové zesilovací součástky při větších výkonech musí chladit.

3.12.1.4 Vstupní a výstupní odpor zesilovače

Jsou dány konstrukcí a zapojením zesilovače. Vstupní i výstupní odpor (na obr. 3.1) mají i složky reaktanční a proto se správněji nazývají impedance. Vstupní odpor zesilovače je fiktivní (zdánlivý) odpor, jakoby paralelně zapojený ke vstupním svorkám zesilovače a tím zatěžující zdroj zesilovaného napětí.

Měří se metodou polovičního napětí – do série se vstupním signálem se zapojí proměnný odpor, např. odporová dekáda a její hodnota se nastaví tak, aby napětí na výstupu zesilovače pokleslo na polovinu. Potom je na vstupu zesilovače vytvořen dělič ze dvou stejných odporů a hodnota odporu dekády se rovná vstupnímu odporu zesilovače. Při správném výkonovém impedančním přizpůsobení by měl být vstupní odpor zesilovače stejně velký jako je výstupní impedance zdroje zesilovaného signálu.

Výstupní odpor zesilovače je fiktivní odpor zapojený do série se zdrojem zesíleného signálu. Dá se změřit tak, že se zesilovač naprázdno vybudí (tj. bez zátěže – což se ale nedoporučuje) na libovolnou hodnotu výstupního napětí a potom se zatěžuje např. dekádou tak, až výstupní napětí poklesne na polovinu. Hodnota odporu dekády se rovná výstupnímu odporu zesilovače. Při správném výkonovém impedančním přizpůsobení by měl být výstupní odpor zesilovače stejně velký jako je hodnota zatěžovací impedance. Znamená to, že velikost impedance vstupního zařízení (např. mikrofону) má co nejvíce odpovídat vstupní impedanci zesilovače a právě tak impedance výstupního zařízení (např. reproduktoru) výstupní impedanci zesilovače. Správné impedanční přizpůsobení se provádí pomocí transformátoru nebo vhodným zapojením zesilovače.

3.12.1.5 Pozadí zesilovače

Pozadím zesilovače jsou nežádoucí rušivé signály na výstupu zesilovače, které nejvíce ruší při nevybuzeném zesilovači. Tyto signály tvoří šum, jehož zdrojem jsou pasivní i aktivní součástky, především odpory a tranzistory. Další rušivá napětí způsobuje elektrostatická nebo elektromagnetická indukce (proto se používají ochranná stínění) a rušení ze zdroje a ze sítě.

3.12.1.6 Zkreslení zesilovače

Zkreslení zesilovače je:

a) *nelineární*

α) harmonické

β) fázové

b) *lineární*

α) amplitudové

β) intermodulační

a) zkreslení nelineární

Způsobují ho nelineární prvky, kterými jsou zesilovací součástky – dříve elektronky, dnes tranzistory a IO. Dochází při něm ke změně tvaru zesilovaného signálu a pro se také nazývá tvarové. Na sluch působí nelibozvучně. *Velikost nelineárního zkreslení závisí na vybuzení zesilovače, tedy na amplitudě zesilovaného signálu.* Čím je větší amplituda, tím je větší i nelineární zkreslení. Záleží však na nastavení klidové úrovně pracovního bodu.

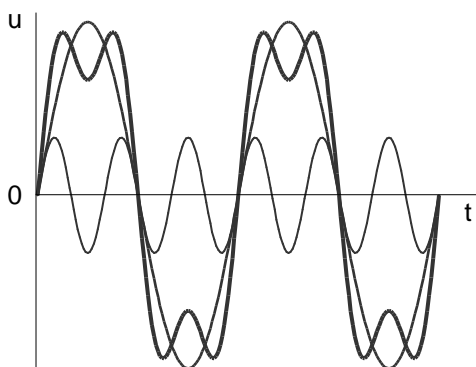
α) harmonické zkreslení

Zesilovací součástky mají nelineární průběh VA charakteristik a při průchodu signálu zesilovačem dochází ke vzniku vyšších harmonických kmitočtů. Jsou to celistvé násobky zesilovaného kmitočtu (ten má tzv. první harmonickou, 2. harmonická má kmitočet dvojnásobný, 3. harmonická trojnásobný atd.), a podle své fáze se ze zesilovaným signálem sčítají nebo odečítají a tím mění jeho tvar. Analýzou zesíleného signálu zjistíme, že je tvořen např. z 99 % signálem 1. harmonické a jedno procento tvoří signály vyšších harmonických kmitočtů. Velikost harmonického zkreslení se udává činitelem harmonického zkreslení k v %, které u takového zesilovače bude 1 %.

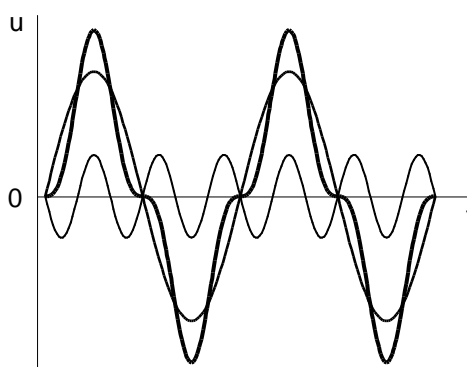
$$k = \frac{\sqrt{u_{2h}^2 + u_{3h}^2 + u_{4h}^2 + \dots + u_{nh}^2}}{u_{1h}} \cdot 100 \quad [\%] \text{ a vyjadřuje geometrický průměr obsahu}$$

vyšších harmonických k 1. harmonické. Současné zesilovače mají k mnohem menší než 1 %, často pouhé setiny %. Zkreslení řádově několik % je viditelné na osciloskopu.

Velikost k měříme měřičem harmonického zkreslení. Postupujeme tak, že nejprve v poloze *Pozadí* změříme celé výstupní napětí a jeho hodnotu nastavíme vstupním děličem na 100 dílků = 100 %. Potom přepneme do polohy *Měření*. Tím zařadíme laditelný filtr, kterým



Obr. 3.3 Zkreslení třetí harmonickou ve fázi



Obr. 3.4 Zkreslení třetí harmonickou v protifázi

odfiltrujeme 1. harmonickou a naměřené výstupní napětí je přímo velikostí harmonického zkreslení k v %. Budete měřit ve třetím ročníku.

Pomocí harmonické analýzy (Fourierův rozvoj) se dá dokázat, že každý nesinusový, ale periodický se opakující průběh (např. obdélníkový, pilovitý, trojúhelníkový apod.) je tvořen součtem nekonečné řady vyšších harmonických kmitočtů sinusového tvaru. Na obr. 3.3 je vidět, že součet signálů 1. harmonické s 3. harmonickou ve fázi se již blíží obdélníkovému průběhu. Zkreslení 3. harmonickou v protifázi (obr. 3.4) vzniká při magnetickém záznamu elektrických signálů v magnetofonu.

β) intermodulační zkreslení

Vznikne současným přivedením dvou nebo více signálů na vstup zesilovače. Na nelineární VA charakteristice zesilovacího prvku, např. tranzistoru dojde k jejich směšování – tj. k součtu a rozdílu jejich kmitočtů a k součtu a rozdílu kmitočtů jejich vyšších harmonických. Tím vznikne velké množství dalších signálů, které změni tvar zesilovaného signálu. Účinek tohoto zkreslení je větší jak u zkreslení harmonického.

Ve skutečnosti je intermodulační zkreslení daleko nepříjemnější než zkreslení harmonické. Vyšší harmonické jsou tóny, lišící se od základního kmitočtu 1. harmonické o jednu nebo více oktáv. Takové tóny při poslechu prakticky splývají a nepůsobí nelibozvučně. Nové kmitočty, vznikající směšováním, působí naopak rušivě.

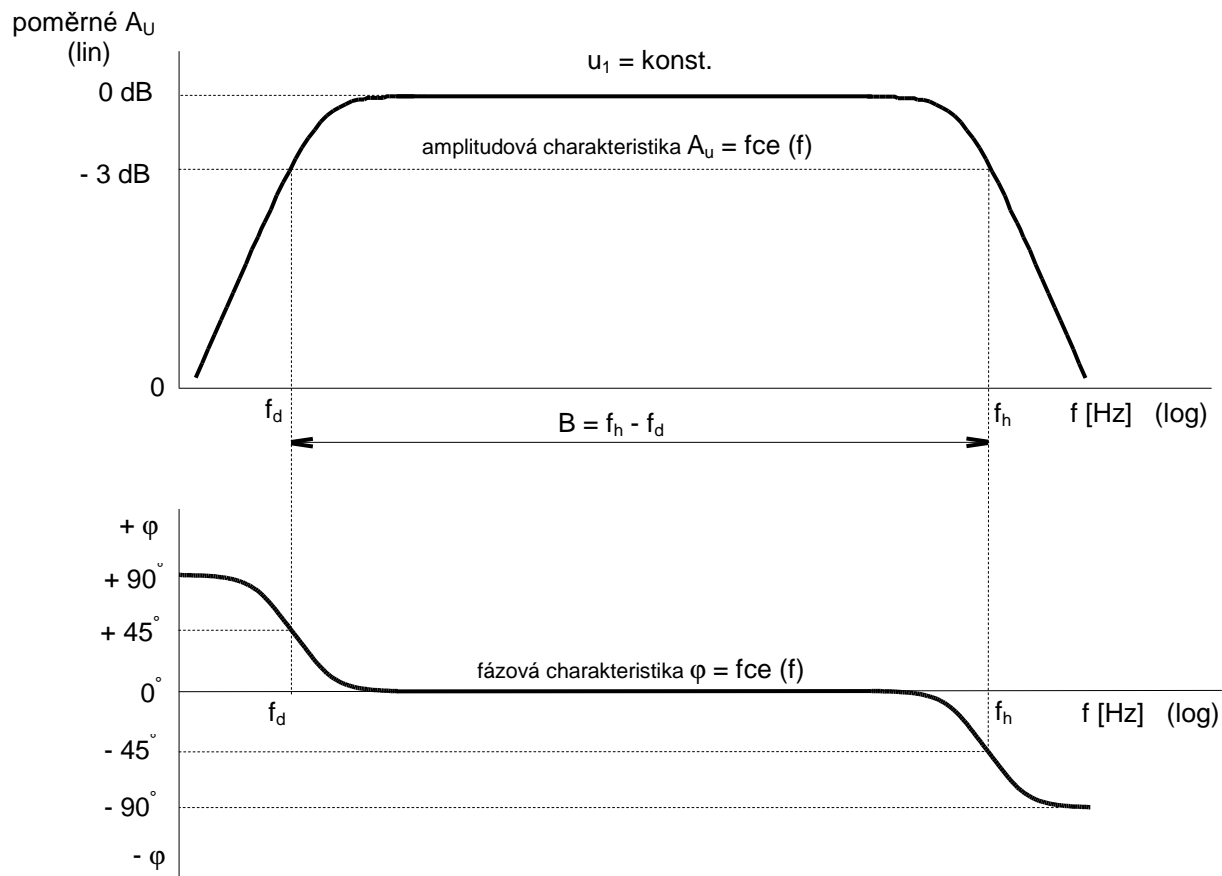
V praxi obvykle intermodulační zkreslení neměříme, protože jeho měření je značně složitější než měření harmonického zkreslení. Protože obě tato zkreslení jsou způsobena nelinearitou zesilovacích prvků, spokojíme se běžně jen se změřením harmonického zkreslení a uvažujeme, že čím menší je harmonické zkreslení, tím menší je i zkreslení intermodulační a naopak.

b) Lineární zkreslení

Je způsobeno lineárními, kmitočtově závislými prvky v zesilovači, především kondenzátory a kapacitami, které s odpory vytvářejí nežádoucí, kmitočtově závislé děliče napětí – DČ a IČ. *Velikost lineárního zkreslení závisí na kmitočtu zesilovaného signálu.*

α) amplitudové zkreslení (přenosové, útlumové)

Projevuje se tím, že zesilovač nezesiluje na všech kmitočtech stejně, např. u nf. zesilovačů dochází k poklesu zesílení jak na straně nízkých kmitočtů (vlivem DC), tak na straně vyšších kmitočtů (vlivem IČ). O velikosti tohoto zkreslení se přesvědčíme změřením amplitudové (přenosové, útlumové) frekvenční charakteristiky zesilovače (obr. 3.5).



Obr. 3.5 Amplitudová a fázová charakteristika nf. zesilovače

Z různých možných způsobů měření a grafického vyjádření této charakteristiky se většinou používá tento způsob:

Určí se závislost poměrného zesílení zesilovače v dB na kmitočtu zesilovaného signálu $A_{u \text{ pom.}} = fce(f)$ při konstantní hodnotě vstupního napětí u_1 . Postup měření: Na kmitočtu 1 kHz změříme napěťovou citlivost zesilovače (určíme velikost vstupního napětí u_1 , které vybudí zesilovač na hranici limitace) a tuto hodnotu zmenšíme o 20 dB (tj. 10x, aby se zesilovač při měření na jiných kmitočtech náhodou nepřebudil) a udržujeme tuto hodnotu vstupního napětí u_1 konstantní po celé další měření. Měníme kmitočty u_1 , odečítáme velikost u_2 a vypočítáme poměrné napěťové zesílení, vztahené k hodnotě u_2 na kmitočtu 1 kHz podle vztahu

$$A_u = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_2(1\text{kHz})} \text{ [dB]}$$

a vypočítané hodnoty vyneseme do grafu na semilogaritmický papír (svislá osa lineární, vodorovná logaritmická). Pro pokles o -3 dB z grafu určíme mezní kmitočty f_d a f_h a tím šířku pásma B , kterou zesilovač přenáší.

Tento druh zkreslení není na poslech nepříjemný a někdy jej záměrně vyvoláváme, např. snížením horního mezního kmitočtu f_h z důvodů omezení šumu, obvodem korekce- dříve nazývaným *tónová clona*.

β) fázové zkreslení

Je způsobeno tím, že různé kmitočty procházejí zesilovačem různou rychlostí. Tím dochází k fázovému posunutí mezi vstupním a výstupním signálem. Fázové zkreslení souvisí se zkreslením amplitudovým. Na kmitočtech, na kterých má zesilovač stálé zesílení, je fázový posuv $\varphi = 0^\circ$. Směrem k nižším kmitočtům, kde klesá zesílení, se φ zvětšuje do kladných hodnot a na straně vysokých kmitočtů do záporných hodnot. Na mezních kmitočtech je $\varphi = \pm 45^\circ$. Fázová charakteristika souvisí s amplitudovou a obě jsou proto společně nakresleny na obr. 3.5. Protože náš sluch menší fázové posunutí nepostřehne, tak nám toto zkreslení ve zvukové technice nevádí. Jiná situace je v obrazové technice (televizory, monitory), kde i malé fázové zkreslení obrazového zesilovače způsobí zhoršení kvality obrazu.

3.12.1. Třídy zesilovačů

Třidu zesilovače je definována polohou jeho klidového pracovního bodu na vstupní a převodní charakteristice a na zatěžovací přímce.

3.12.1.7 Třída A

Klidový pracovní bod je ve třídě A nastaven vhodnou velikostí proudu báze I_B tak, že se může vlivem vstupního zesilovaného signálu pohybovat po lineární části vstupní i převodní charakteristiky i po zatěžovací přímce bez omezení na obě strany. Tím jsou bez zkreslení zesíleny obě půlvlny vstupního napětí u_1 . Při přebuzení zesilovače je pohyb pracovního bodu omezen body B (tranzistor se zavře) a S (tranzistor je v saturaci), zesilovač začne limitovat.

Pro největší rozkmit výstupního napětí se klidová poloha pracovního bodu nastavuje doprostřed zatěžovací přímky bod A obr.3.42 . Je-li pracovní bod nastaven více k bodu B, tedy pro menší proudy I_C , bude mít zesilovač vlivem zakřivení vstupní charakteristiky menší zesílení (zmenší se hodnota h_{21e}) a menší šum. Naopak jeho posun k bodu S tyto hodnoty zvýší.

Nevýhodou A třídy je malá energetická účinnost zesilovače η . Zesilovač v A třídě bez vybuzení i při vybuzení odebírá z napájecího zdroje stále stejně velký proud. Tím bez vybuzení je účinnost $\eta = 0 \%$ a při maximálním vybuzení je sice největší, ale proti ostatním třídám malá. Proto se zesilovačů v A třídě používá v zesilovačích napětí a ne výkonu.

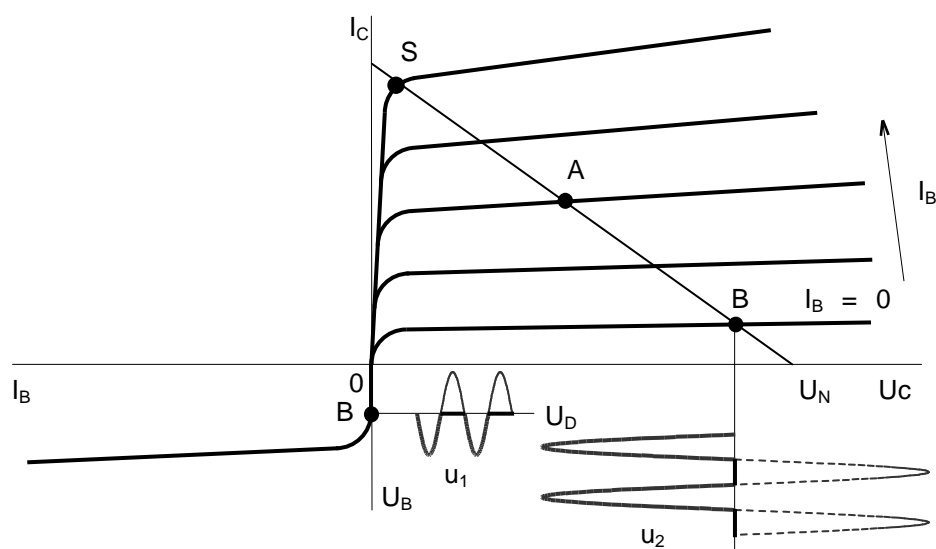
Výhodou A třídy je malé nelineární zkreslení, protože pracovní bod se pohybuje v lineárních oblastech vstupní i převodní charakteristiky a proto v A třídě pracuje většina napěťových zesilovačů.

3.12.1.8 Třída B

Klidový pracovní bod je ve třídě B (obr. 3.42) nastaven velikostí předpětí $U_{BE} = U_D$ do bodu B, který odpovídá výstupní charakteristice při $I_B = 0 \square A$. Tranzistor je v klidové poloze pracovního bodu zavřený a zesilovač z napájecího zdroje odebírá velmi malý proud. Při kladné půlvlně vstupního zesilovaného signálu se NPN tranzistor otevírá a pracovní bod se pohybuje po zatěžovací přímce směrem k bodu S. Odběr proudu z napájecího zdroje odpovídajícím způsobem vzroste. Při záporné půlvlně vstupního zesilovaného signálu zůstane NPN tranzistor zavřený a tím zesilovač v B třídě zesílí pouze jednu půlvlnu vstupního zesilovaného signálu. Má proto velké nelineární zkreslení, ale jeho účinnost η při maximálním vybuzení je velká. Pro velkou účinnost se zesilovačů s pracovním bodem

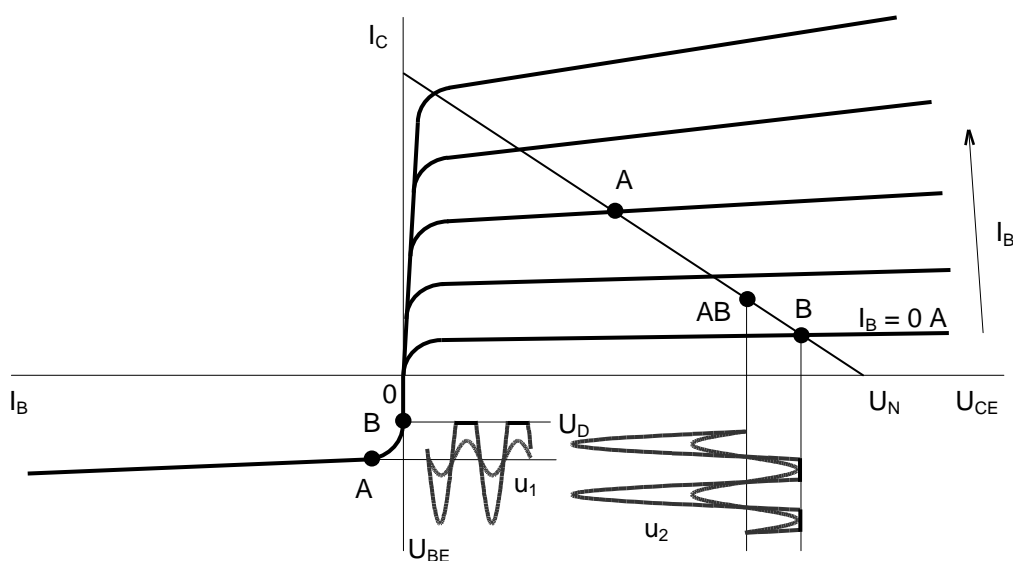
nastaveným v B třídě používá ve dvojitých zesilovačích, napájených z baterií a u zesilovačů velikých výkonů.

3.12.1.9 Třída AB



Obr. 3.42 Pracovní bod v B třídě

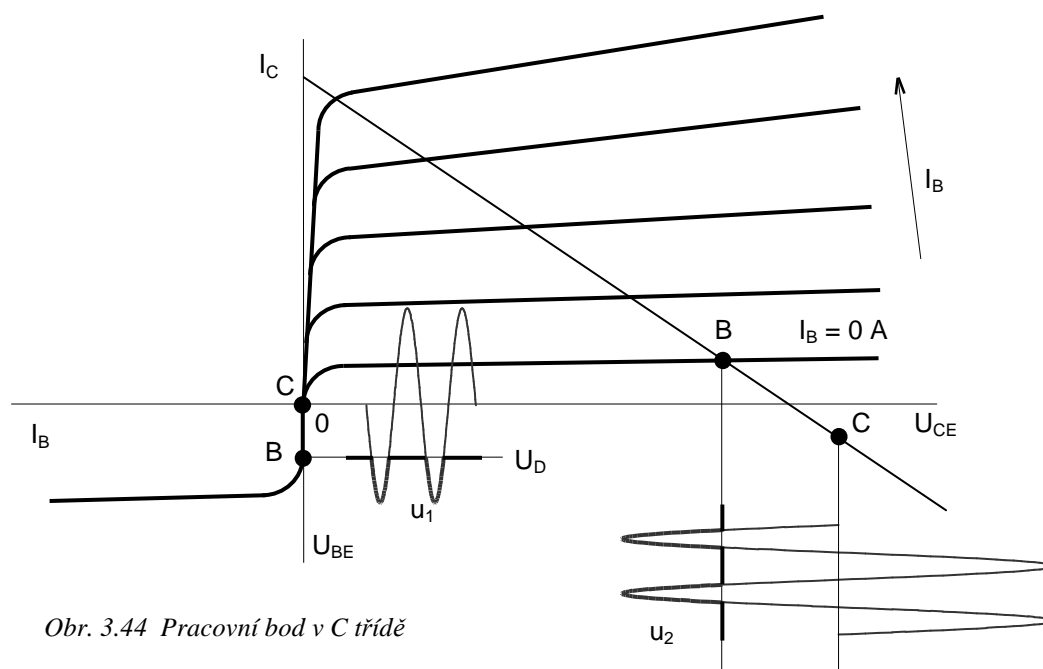
Klidový pracovní bod je ve třídě AB (obr. 3.43) nastaven velikostí předpětí $U_{BE} > U_D$ do bodu AB za koleno vstupní charakteristiky. Tím se omezí nelineární zkreslení zesilované kladné půlplny (u NPN tranzistoru) při malých signálech, které nastává v B třídě vlivem zakřivení vstupní a převodní charakteristiky. Při malých signálech se pracovní bod může pohybovat na obě strany jako ve třídě A, při větších signálech s velkou účinností jako ve třídě B. AB třída je kompromis mezi třídou A a B. V AB třídě pracuje většina výkonových zesilovačů (ale ve dvojitěm zapojení pro zesílení obou půlpln).



Obr. 3.43 Pracovní bod v AB třídě

3.12.1.10 Třída C

Její grafické znázornění je na obr. 3.44. Klidové předpětí přechodu B-E $U_{BE} = 0$ V nebo může být i záporné (u NPN tranzistoru). Tranzistor je bez vybuzení zavřený. Přechod B-E se otevírá pouze při kladných špičkách zesilovaného signálu a tím je nelineární zkreslení veliké. Účinnost η je ze všech tříd největší. Třídy C se používá ve výkonových vysokofrekvenčních zesilovačích ve vysílačích, které po dobu těchto špiček dodávají energii do rezonančních obvodů. Jsou naladěny na zesilovaný kmitočet a potlačí vyšší harmonické



Obr. 3.44 Pracovní bod v C třídě

kmitočty a tím nelineární zkreslení. Veliká účinnost je zde při zesilování výkonů až stovek kW potřebná.

3.12.1.11 Speciální třídy

Mimo třídy A, B, AB, a C existují speciální třídy AA, D, G a H.

Třída AA nebo také A+ v zesilovačích Technics mění napájecí napětí zesilovače v A třídě pomocí zesilovače v B třídě. Tím jsou zachovány dobré vlastnosti třídy A při účinnosti třídy B.

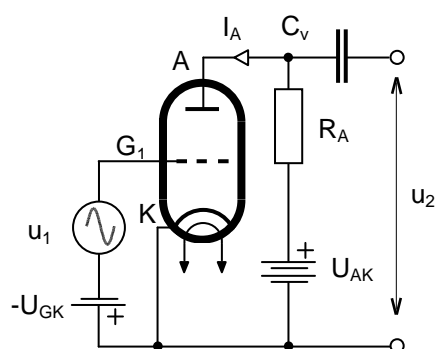
Třída D (Sony) zesilovaný signál moduluje PŠM a impulsy zesiluje zesilovačem ve třídě C a po zesílení je převede zpět na analogový signál.

Další speciální třídy jsou třída G (zesiluje odděleně slabé a silné signály) a H (mění automaticky velikost napájecího napětí). Obě třídy zlepšují energetickou účinnost, komplikují ale zapojení zesilovače a vyvolávají přechodová zkreslení.

3.13 Zesilovací součástky

K zesilování elektrických signálů je zapotřebí zesilovací prvek. Roku 1906 vynalezl Američan De Forest triodu - elektronku se třemi elektrodami, která byla schopná zesilovat elektrický signál. Ta pomohla k ohromnému rozvoji elektroniky a umožnila např. rozhlasové vysílání. Nevýhodami elektronek je, že jsou velké, potřebují žhavení a vysoké napájecí napětí, mají omezenou životnost, jsou citlivé na otřesy atd. V současné době se ještě elektronky používají jako obrazovky, speciální druhy vf. elektronek jsou např. ve vysílačích na družicích (permaktron) nebo v mikrovlnné troubě (magnetron), který zde však plní funkci generátoru. V moderních zařízeních jsou nahrazeny polovodičovými zesilovacími součástkami – tranzistory nebo z nich sestavenými IO.

3.13.1 Princip elektronkového zesilovače

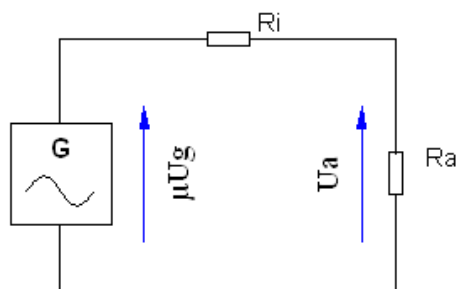


Obr. 3.6 Princip elektronkového zesilovače

Nejjednodušší zesilovací elektronka je trioda. V baňce (ve které je vakuum) jsou tři elektrody - katoda, anoda a řídicí mřížka. Princip zesilovače s triodou je na obr. 3.6. Žhavená katoda emituje elektrony, které mají záporný náboj a jsou přitahovány kladným napětím anody. Množství elektronů, které proletí od katody na anodu lze řídit záporným předpětím U_{GK} mezi řídicí mřížkou G a katodou K. Čím je U_{GK} větší, tím menší množství elektronů proletí na anodu a tím triodou teče menší proud. Malá změna U_{GK} , vyvolaná vstupním zesilovaným napětím u_1 , vytvoří velkou změnu anodového proudu I_A a na pracovním odporu zesilovače R_A dojde k velké změně úbytku napětí, které se přes

vazební kondenzátor odvádí jako zesílené výstupní napětí u_2 .

U elektronek je velikost výstupního proudu řízena velikostí vstupního napětí u_g . Stejný princip se uplatňuje při řízení velikosti proudu v obrazovkách, který určuje jas rozsvěcovaných bodů na jejím stínítku.



obr. 3.6.1 Náhradní schéma elektronky

Zesilovací elektronku můžeme nahradit ekvivalentním obvodem podle obr. 3.6.1. Elektronku nahradíme generátorem střídavého napětí μU_g s vnitřním odporem R_i a zatěžovacím odporem R_a . Odpory R_i a R_a tvoří dělič napětí, takže na zatěžovacím odporu R_a dostaneme napětí

$$u_a = -\mu u_g \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad \text{kde znaménko } - \text{ značí, že napětí v anodovém}$$

obvodu je fázově posunutá o 180° proti napětí na mřížce.

Potom pro zesílení elektronky ve tvaru generátoru napětí platí:

$$A = -\frac{\mu u_g}{u_g} \cdot \frac{Ra}{Ri + Ra} = -\mu \cdot \frac{Ra}{Ri + Ra}$$

protože $\mu = \frac{1}{D}$ je možné rovnici upravit na tvar $A = \frac{1}{D} \cdot \frac{Ri \cdot Ra}{Ri + Ra}$ Násobíme-li pravou

stranu rovnice poměrem $\frac{Ri}{Ri}$ dostaneme $A = \frac{1}{DRi} \cdot \frac{RiRa}{Ri + Ra}$

z Barghausenovy rovnice $SRiD = 1$ dosadíme za $\frac{1}{DRi} = S$

Vztah pro napěťové zesílení upravíme na tvar $A = S \cdot \frac{Ri}{Ri + Ra} \cdot Ra$

S' – dynamická strmost

Takže výsledný tvar pro stanovení zesílení elektronky jako zdroj proudu

$$A = S' \cdot Ra$$

př. Triodová část elektronky EABC80 má v pracovním bodě strmost $S = 1,35 \text{ mA/V}$, vnitřní odpor $Ri = 50 \text{ k}\Omega$ a zatěžovací odpor byl volen $Ra = 100 \text{ k}\Omega$.

Dynamická strmost

$$S' = S \cdot \frac{Ri}{Ri + Ra} = 1,35 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{50 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} = 0,45 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

Zesílení $A = S' \cdot Ra = 0,45 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3 = 45$

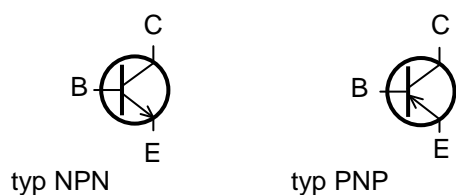
Zisk $A_V (\text{dB}) = 20 \log 45 \approx 33 \text{ dB}$

př. Pentoda EF86 má v pracovním bodě strmost $S = 2 \text{ mA/V}$, $Ri = 2,5 \text{ M}\Omega$, a zatěžovací odpor $Ra = 0,1 \text{ M}\Omega$. Vypočítejte zesílení a zisk zesilovače.

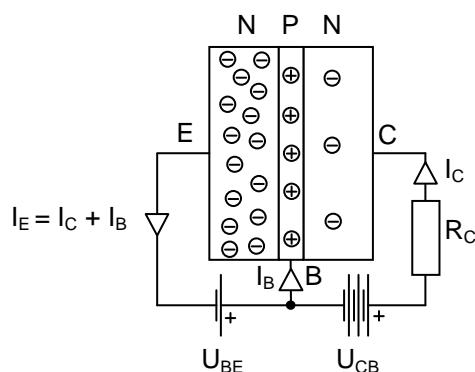
3.14 Tranzistory bipolární

Hrotový bipolární tranzistor byl vynalezen v Anglii v roce 1948, jeho tři tvůrci Bardeen, Brattain a Shockley za to obdrželi Nobelovu cenu a tento vynález znamenal revoluci v elektronice a ta zase ve většině ostatních odvětvích techniky.

Tranzistory jsou vyrobeny z polovodičových materiálů. Dříve se používalo germanium Ge, dnes křemík Si a pro vysokofrekvenční tranzistory se používají tzv. směsné polovodiče - GaAs, GaAsP, GaAsAl aj. Polovodiče jsou čtyřmocné krystalické materiály s diamantovou vazbou, u kterých při snižování teploty jejich vodivost klesá a při 0 K se chovají jako



Obr. 3.7 Schématické značky bipolárních tranzistorů



Obr. 3.8 Činnost tranzistoru

izolanty. Naopak zahříváním nebo dodáním energie jiným způsobem, např. zářením, jejich vodivost - na rozdíl od vodičů - roste a to vlivem tzv. vlastní vodivosti (typu I). Nedaří se vyrobit čistý křemík, vždy obsahuje nečistoty. Jsou to prvky třímocné a pětímocné, jsou obsaženy přibližně ve stejném poměru a vytvářejí vodivost nevlastní. Jestliže je jedna vazba nenasycena – vznikne kladná díra a vodivost je děrová, pozitivní, typu P. Jestliže přebývají elektrony, je vodivost elektronová, negativní, typu N. Úmyslným dodáním (dotací) třímocných nebo pětímocných prvků (donorů a akceptorů) jeden typ vodivosti převládne a tím získáme polovodič s převládající vodivostí N nebo P. Dotace se provádí podle potřeby velká N^{++} nebo malá N. Koncentrace příměrových prvků dosahuje hodnot 10^{15} až 10^{18} atomů příměsového prvku na cm^3 vlastního polovodiče.

Tranzistory se dělí podle vodivosti, kmitočtu (který jsou schopné zesílit), výkonu, funkce, ale nejdůležitější rozdělení je podle principu na **bipolární** a **unipolární**. Nejdříve se budeme zabývat tranzistory bipolárními, s unipolárními tranzistory se seznámíme později.

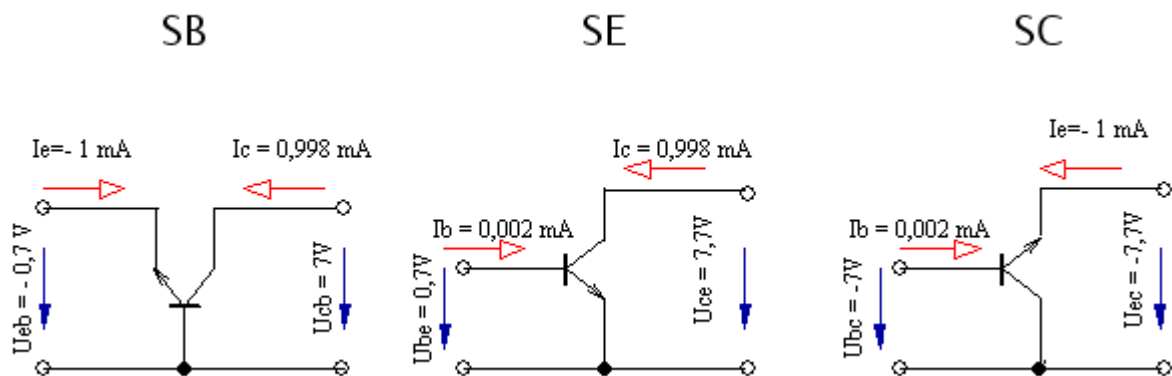
V diodě jsou dvě vrstvy křemíku. Vrstva s vodivostí P (anoda) a vrstva s vodivostí N (katoda). Tím vznikne přechod PN, který vede proud pouze jedním směrem a to tehdy, je-li polarizován v propustném směru (tj. + pól na P a - pól na N) a přivedené vnější napětí je větší než vnitřní difusní napětí, které je u křemíku $0,5 \div 0,7$ V (viz diody). V tranzistoru jsou tři vrstvy se střídavou vodivostí NPN nebo mnohem méně často s vodivostí PNP. Nejsilněji je dotován emitor, méně velmi tenká báze, nejméně kolektor. Tím jsou vytvořeny dva přechody a to B-E a B-C. **Přechod B-E musí být zapojen v propustném směru, B-C v závěrném.** Ze dvou samostatných diod se ale nedá vytvořit tranzistor, protože přechody musí být těsně vedle sebe a spolu souviset. Jeden z přechodů lze ale jako diodu použít.

U NPN tranzistoru emitor uvolňuje veliké množství záporných elektronů, které přecházejí do oblasti báze. Zde jich malá část rekombinuje (najde volnou kladnou díru, vznikne neutrální atom) a tím vytvoří malý proud báze I_B . Většina elektronů ale přejde velmi tenkou bází do oblasti kolektoru, kam je přitažena jeho velkým kladným napětím a vytvoří proud kolektorem I_C . Tím tranzistorem tečou stejnosměrné klidové proudy I_E , I_B , I_C . Proud emitorem je největší, bází nejmenší. Platí, že $I_E = I_C + I_B$.

Bipolární tranzistory se dělí podle použití na nízkofrekvenční, vysokofrekvenční, spínací, pro napěťové nebo výkonové zesilovače.

3.14.1 Vlastnosti bipolárních tranzistorů

Protože má tranzistor tři elektrody, existují tři jeho různá zapojení a to se společnou bází SB, se společným emitorem SE a se společným kolektorem SC. Jedna elektroda je vždy společná pro vstup i výstup. V různém zapojení má stejný tranzistor jako zesilovač jiné vlastnosti. Tyto vlastnosti jsou uvedeny v následující tabulce a schématech.



$$A_i = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} = 0,998 \approx 1$$

$$A_u = \frac{U_{cb}}{U_{be}} = 10$$

$$A_p = A_u \cdot A_i = 9,98$$

$$\varphi = 0^\circ$$

$$R_{vst} = \text{cca } 50 \Omega$$

$$R_{výst} = \text{cca } 500 \text{ k}\Omega$$

vf. zesilovače nad 30 MHz

$$A_i = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = 499$$

$$A_u = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta U_{be}} = 11$$

$$A_p = A_u \cdot A_i = 5,49 \cdot 10^3$$

$$\varphi = 180^\circ = \pi$$

$$R_{vst} = \text{cca } 100 \Omega$$

$$R_{výst} = \text{cca } 200 \text{ k}\Omega$$

nf. napěťové zesilovače
vf.zesilovače do 30 MHz

$$A_i = \frac{\Delta I_e}{\Delta I_b} = 500$$

$$A_u = \frac{\Delta U_{ec}}{\Delta U_{bc}} \leq 1$$

$$A_p = A_u \cdot A_i = 500$$

$$\varphi = 0^\circ$$

$$R_{vst} = \text{cca } 500 \text{ k}\Omega$$

$$R_{výst} = \text{cca } 50 \Omega$$

emitorový sledovač
transformace impedance

zapojení	elektrody		odpor		zesílení			fáze
	vstupní	výstupní	vstupní	výstupní	A_u	A_i	$A_p = A_u \cdot A_i$	
SB	E	C	malý	velký	100	<1	100	zachována
SE	B	C	přibližně stejný (k Ω)		100	100	10 000	obrácená
SC	B	E	velký	malý	<1	100	100	zachována

3.14.1.1 Mezní hodnoty

Najdeme je pro každý typ tranzistoru v katalogu. Je to především hodnota maximální dovolené kolektorové ztráty $P_{Cmax.}$, největší dovolené hodnoty proudů jednotlivými elektrodami a největší dovolené hodnoty napětí mezi nimi. Při zesilování vysokých kmitočtů je důležitá hodnota mezního kmitočtu tranzistoru f_{MEZ} a tranzitního kmitočtu f_T .

3.14.1.2 Hybridní, h - parametry

Důležitým parametrem tranzistoru pro nízkofrekvenční účely je jeho proudový zesilovací činitel h_{21} (čti há dva jedna). Je to poměr změny výstupního proudu ku změně vstupního proudu. Není to konstanta, velikost h_{21} závisí na proudu I_C (výrazně klesá se zmenšujícím se proudem I_C , menší pokles také nastává při velkých proudech I_C) a v závislosti na kmitočtu.

Na mezním kmitočtu f_{MEZ} poklesne velikost h_{21} na hodnotu 0,707(o 3 dB) oproti hodnotě na nízkých kmitočtech, na tranzitním kmitočtu f_T se hodnota $h_{21e} = 1$. h – parametry jsou definovány jak stejnosměrné tak i střídavé pro různá zapojení tranzistoru. Naštěstí velikost stejnosměrných i střídavých h - parametrů je na nízkých kmitočtech přibližně stejná. Vztahy pro výpočty h - parametrů jsou uvedeny v následující tabulce.

	stejnosměrné	střídavé	hodnota
zapojení SE	$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B}$	$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta$	20 ÷ 1000
zapojení SB	$h_{21B} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_C}{I_C + I_B}$	$h_{21b} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \alpha$	<1

3.14.1.3 Teplotní závislost

Nežádoucí vlastností všech polovodičových součástek a tím i tranzistorů je závislost jejich parametrů na teplotě. Zvyšováním teploty se zvětšuje vlastní vodivost polovodičů a tím se zvětšují tzv. zbytkové proudy, tekoucí přechody PN v závěrném směru. U křemíkových tranzistorů jsou hodnoty zbytkových proudů řádově nA a tím jsou řádově tisíckrát menší než u germaniových tranzistorů a jejich vliv je proto zanedbatelný.

U přechodů PN je definováno ještě, tzv. teplotní napětí - teplotní potenciál přechodu PN, v závislosti na teplotě přechodu. Jedná se o teoretickou hodnotu, která je funkcí teploty přechodu a náboje elektronů. $U_{\ominus} = k \cdot T / q_e$. Dosadíme-li do vztahu za

$$\begin{aligned} &k.. \text{ Boltzmanovu konstantu } 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1} \\ &T \text{ teplotu přechodu } 20^{\circ}\text{C tj. } 293 \text{ K} \\ &q_e \text{ náboj elektronu } 1,619 \cdot 10^{-19} \text{ C} \end{aligned}$$

$$U_{\ominus} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293}{1,619 \cdot 10^{-19}} = 24,9 \text{ mV} = 25 \text{ mV}$$

Toto napětí se využívá při stanovení signálového vstupního odporu $R_{sig.vst.}$ a při výpočtu strmosti S.

U křemíkových tranzistorů se uplatňuje vliv zmenšování velikosti difusního napětí přechodu B-E s rostoucí teplotou. Udává se, že zvýšení teploty o jeden stupeň sníží difusní napětí o 2 mV. Změnami teploty se mění nastavení stejnosměrného pracovního bodu zesilovače a proto se musí jeho klidová poloha stabilizovat.

3.14.1.4 Charakteristiky

Dobrou představu o chování tranzistoru dává grafické vyjádření jeho vlastností pomocí VA charakteristik na obr. 3.9.

Vstupní charakteristika - je definována ve třetím kvadrantu. Je to charakteristika vstupního přechodu B-E a tou je VA charakteristika Si diody v propustném směru, pouze svisle překlopená a pootočená doleva o 90^0 . Vyjadřuje závislost I_B na U_{BE} při konstantním U_{CE} . Vyjádřena rovnicí $I_B = f_{ce}(U_{BE})$. V této oblasti lze grafickou metodou určit parametr h_{11E} (diferenciální vstupní impedance).

Převodní charakteristika – je definována ve druhém kvadrantu a udává závislost I_C na I_B (tzv. proudová převodní) při konstantním U_{CE} . Vyjádřena rovnicí $I_C = f_{ce}(I_B)$. Grafickou metodou se z ní určuje velikost h_{21E} (proudový zesilovací činitel).

Výstupní charakteristiky – jsou definovány v prvním kvadrantu a udávají závislost výstupního proudu I_C na napětí U_{CE} při určité velikosti proudu báze I_B . Jsou vyjádřeny rovnicí $I_C = f_{ce}(U_{CE})$. Jejich počet je libovolný, závislý na tom, kolik se jich naměří. U bipolárního tranzistoru vycházejí z tzv. mezní - saturační přímky, druhé omezení je při $I_B = 0$, tzv. charakteristika zbytkového proudu I_{CE0} . Jde v podstatě o proud minoritních nosičů přechodem C-E. Grafickou metodou lze v této oblasti určit parametr h_{22E} (diferenciální výstupní admitance)

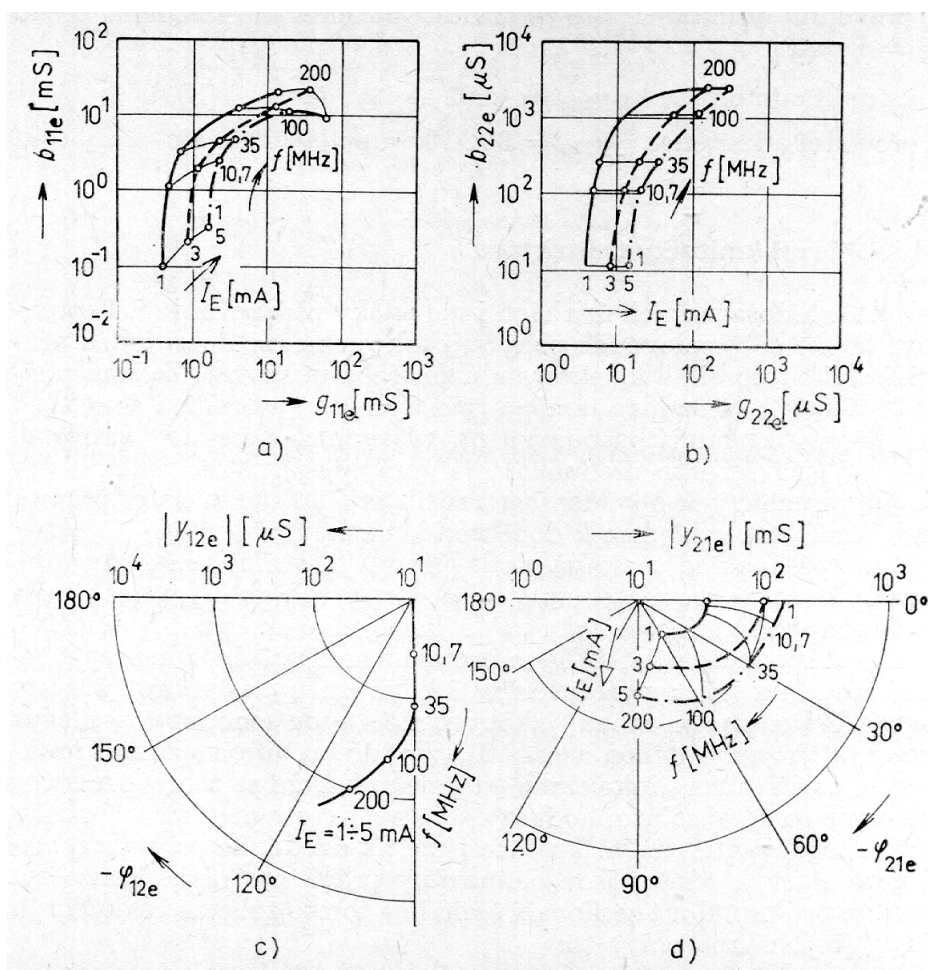
V tomto kvadrantu je také zakreslena maximální dovolená kolektorová ztráta tranzistoru $P_{Cmax} = U_{CE} \cdot I_{CE}$, jejíž křivkou je rovnoosá hyperbola a vytyčuje zakázanou oblast, ve které nesmí ležet pracovní bod zesilovače. Velikost P_{Cmax} najdeme v katalogu a pro konstrukci její křivky zvolíme několik vhodných hodnot napětí U_{CE} nebo proudů I_C a druhé hodnoty dopočítáme. Např. P_{Cmax} tranzistoru KC 147 je 200 mW.

Napět'ové převodní charakteristiky – jsou definovány ve čtvrtém kvadrantu a udávají závislost vstupního napětí U_{BE} na výstupním napětí U_{CE} při určité velikosti proudu báze I_B . Jsou vyjádřeny rovnicí $U_{BE} = f_{ce}(U_{CE})$. Grafickou metodou lze v této oblasti určit parametr h_{12E} (činitel zpětného napět'ového přenosu).

Pro názornost si uvedeme typické hodnoty hybridních parametrů vf. tranzistoru KF 508. Parametry jsou definovány ve vztáhném bodě P ($I_C = 1 \text{ mA}$; $U_{CE} = 5 \text{ V}$).

$$h_{11E} = 4,4 \text{ k}\Omega ; h_{12E} = 7,3 \cdot 10^{-4} ; h_{21E} = 100 ; h_{22E} = 24 \cdot 10^{-6} \text{ S.}$$

U vf. tranzistorů se více využívají **admitanční parametry y**, které jsou definovány jako komplexní čísla $y = g + jb$ respektující jak odporové, tak i reaktanční vlastnosti tranzistoru. Velikost reálné složky parametru (vodivost g), (susceptance $b = \omega C$) i samostatně kapacity C každého z **y parametrů** závisí na poloze pracovního bodu i na kmitočtu časově proměnných obvodových veličin. Admitanční parametry se udávají tabelárně pro některé nejvíce používané kmitočty a to 10,7 MHz ; 35 MHz ; 100 MHz a 200 MHz, nebo graficky.



obr.3.14.1.4.1 Parametry y_e křemíkového tranzistoru v závislosti kolektorového proudu na kmitočtu; a) vstupní admittance y_{11e} , b) výstupní admittance y_{22e} , c) zpětná admittance y_{12e} , d) převodní admittance y_{21e}

Na obr. 3.14.1.4.1 jsou grafické parametry vysokofrekvenčního tranzistoru KF 525 zjištěné při různých kmitočtech 1; 10,7; 35; 100; 200 MHz a stejném pracovním proudu $I_E = 1$ mA. Příklad odečtu hodnot z grafu;

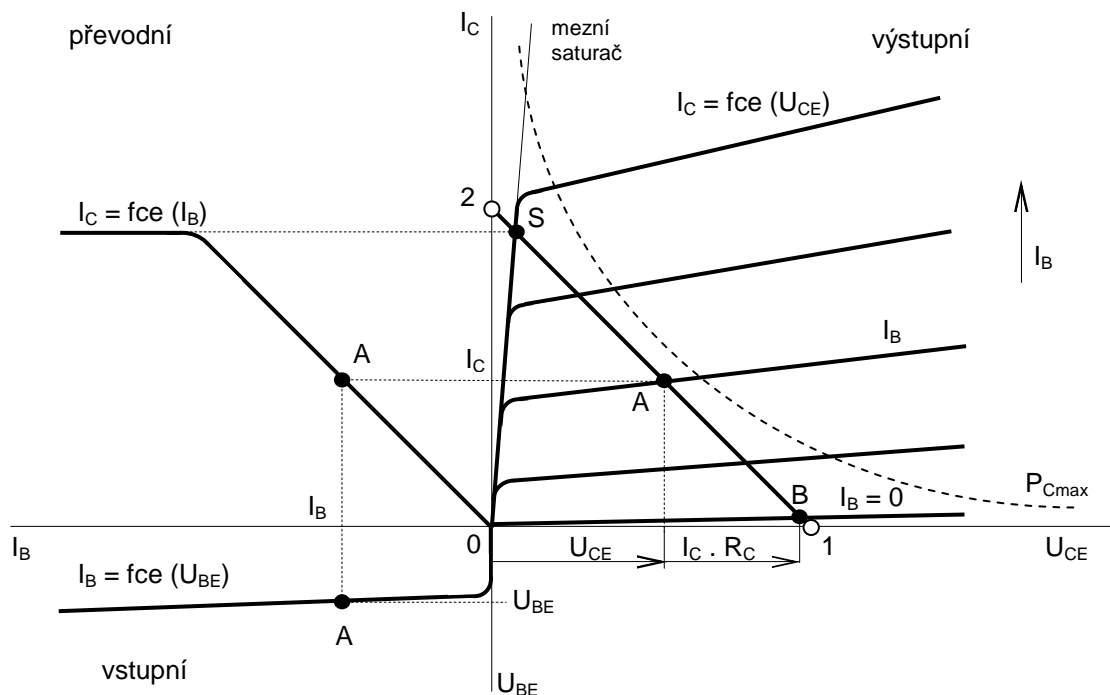
budeme vyhodnocovat parametr y_{11e} při proudu $I_E = 1$ mA a kmitočet $f = 35$ MHz. V grafu na obr. a) $y_{11e} = (0,82 + j3) \cdot 10^{-3}$ [S]. Hodnotu 0,82 odečteme na ose g_{11e} mezi hodnotami 0,1 – 1 (10^{-1} - 10^0), imaginární hodnotu susceptance na ose b_{11e} mezi 10_0 – 10^1 .

Zpětná a převodní admittance (y_{12e} a y_{21e}) představují v náhradním obvodu tranzistoru ideální zdroje proudu, a proto je výhodnější znát jejich absolutní hodnotu a fázový posuv, než tvar složkový. Použijeme exponenciální tvar vyjádření komplexního čísla a parametry se pak vynášejí v polárních souřadnicích viz. obr. c a obr. d. Převodní admittance je pak ve tvaru:

$$y_{21e} = 33 \cdot 10^{-3} \cdot e^{-j15}$$

3.15 Pracovní bod zesilovače

V závislosti na použití tranzistoru musíme zvolit určité nastavení jeho klidového pracovního bodu. V katalogu vybereme vhodný typ tranzistoru, zvolíme velikost napájecího napětí (z řady doporučených hodnot) a hodnotu *pracovního odporu zesilovače* R_C . Tato hodnota se volí podle toho, které zesílení má být největší. Chceme-li dosáhnout velkého napětového zesílení A_u , volíme jeho hodnotu velkou, protože $A_u = \frac{h_{21e} \cdot R_C}{h_{11e}}$, kde h_{11e} je hodnota vstupního odporu zesilovače. Chceme-li dosáhnout velkého proudového zesílení A_i ,



Obr. 3.9 Nastavení klidového pracovního bodu zesilovače v zapojení SE

volíme jeho hodnotu malou. Chceme-li dosáhnout velkého výkonového zesílení A_p , volíme jeho hodnotu střední.

Klidová poloha pracovního bodu tedy udává v jakém režimu bude zesilovač pracovat. Pokud chceme, aby zesilovač zesiloval celou periodu vstupního signálu s minimálním harmonickým zkreslením, volíme pracovní třídu A, kdy klidový pracovní bod je uprostřed lineární části dynamické převodní charakteristiky. Chceme-li jiný pracovní režim zvolíme klidovou polohu pracovního bodu zesilovače podle tříd viz kapitola 3.12.1. Polohu pracovního bodu můžeme definovat v grafické soustavě charakteristik tranzistoru, nebo početní metodou.

Zesilovač je **nelineární dělič napětí**, tvořený pracovním odporem zesilovače R_C (součástí lineární) a odporem tranzistoru (součástí nelineární). V tomto nelineárním děliči je hodnota pracovního odporu R_C konstantní, tranzistor naopak svůj odpor mění podle velikosti řídicího proudu I_B . Malá změna proudu I_B vyvolá velkou změnu odporu tranzistoru, tím dojde k velké změně proudu děličem (tj. proudu I_C) a tím dojde k velké změně výstupního napětí děliče. **U bipolárních tranzistorů je velikost výstupního proudu řízena velikostí vstupního proudu.** Zvětšováním I_B se vnitřní odpor tranzistoru zmenšuje - tranzistor se

otevřít, zmenšováním I_B se jeho vnitřní odpor zvětšuje, zavírá se. Při řešení zesilovače jako nelineárního děliče se používá místo složitých výpočtů grafické řešení podle obr. 3.9.

Do sítě výstupních charakteristik v zapojení SE na obr. 3.9 zakreslíme statickou (klidovou) zatěžovací přímkou pracovního odporu R_C . K její konstrukci musíme určit její dva body, ležící na osách U_{CE} a I_C a to z rovnice $U_N = I_C \cdot R_C + U_{CE}$. Bod **1** leží na ose napětí při proudu $I_C = 0$ A (když má tranzistor nekonečný odpor). Dosazením do rovnice vyjde, že velikost $U_{CE} = U_N$. Bod **1** je tedy určen velikostí napájecího napětí U_N . Bod **2** leží na ose I_C , $U_{CE} = 0$ V (tranzistor je ve zkratu) a z rovnice vyjde, že $I_C = U_N / R_C$.

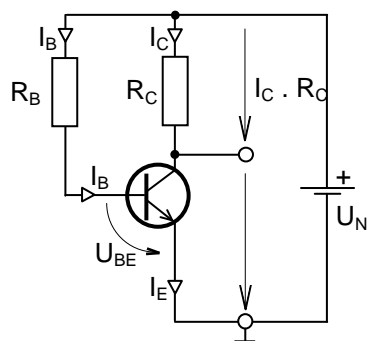
Statická zatěžovací přímkou nesmí protínat zakázanou oblast, vytyčenou křivkou maximální dovolené kolektorové ztráty tranzistoru P_{Cmax} , maximálně se jí může dotknout v jednom bodě (aby nebyl tranzistor výkonově přetížen). Na zatěžovací přímce leží **klidový pracovní bod zesilovače A**. Je to průsečík statické zatěžovací přímky s určitou výstupní charakteristikou tranzistoru, odpovídající určité hodnotě I_B . Poloha pracovního bodu na statické zatěžovací přímce je omezena bodem **B**, což je průsečík výstupní charakteristiky při $I_B = 0$ A se zatěžovací přímkou. V tomto bodě je tranzistor **zavřený**, teče jím pouze malý zbytkový proud I_{CE0} . Druhá krajní poloha je v bodě **S**, což je průsečík mezní přímky se zatěžovací přímkou a v tomto bodě je tranzistor naplno **otevřený**, (je v saturaci, sepnutý) a je na něm minimální saturační napětí U_{CES} . To u spínacích tranzistorů může být menší než difusní napětí přechodu B-E.

Chceme-li zesílit obě půlvlny vstupního napětí u_1 a přitom dosáhnout co největší amplitudy výstupního napětí u_2 , volíme polohu klidového pracovního bodu zesilovače uprostřed statické zatěžovací přímky. Potom jsou úbytky napětí na pracovním odporu zesilovače ($I_C \cdot R_C$) a na tranzistoru (U_{CE}) stejné. Tím se U_{CE} rovná polovině U_N (tranzistor má v tomto případě stejný odpor jako je hodnota R_C). Z charakteristik vypočítáme velikost h_{21E} a odečteme velikost I_B na výstupní charakteristice ve zvoleném pracovním bodě. Velikosti I_B odpovídá ze vstupní charakteristiky určitá velikost U_{BE} . Zbývá určit hodnotu odporu báze R_B (podle zapojení na obr. 3.10), kterým nastavíme potřebnou hodnotu napětí U_{BE} pro dosažení požadované hodnoty proudu I_B . Hodnotu samotného R_B určíme ze vztahu

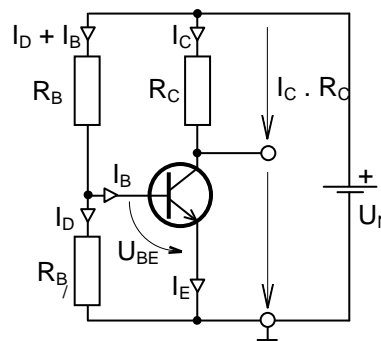
$$R_B = \frac{U_N - U_{BE}}{I_B}.$$

Pro dosažení větší stability pracovního bodu při změnách teploty je lepší napájet přechod BE z tvrdého děliče napětí R_B, R_B' podle obr. 3.11. Proud děličem I_D volíme alespoň desetkrát větší než je proud báze I_B . Z hodnot U_{BE} a I_D vypočítáme odpor R_B' podle vztahu $R_B' = U_{BE} / I_D$.

Hodnotu R_B určíme ze vztahu $R_B = U_N - U_{BE} / I_D + I_B$.



Obr. 3.10 Proud I_B určený odporem R_B



Obr. 3.11 Proud I_B určený děličem R_B, R_B'

Ze schémat na obr. 3.10 a 3.11 je vidět, že tranzistorem tečou stejnosměrné klidové proudy, které určují polohu klidového pracovního bodu, a to vstupní (řídící) proud báze I_B a

proud výstupní (kolektorový) I_C , který je h_{21E} krát větší než I_B . Vstupní proud I_B teče z + pólu zdroje U_N přes R_B , přechodem B-E na – pól zdroje U_N . Výstupní proud I_C teče z + pólu zdroje U_N přes pracovní odpor zesilovače R_C , přes vrstvy tranzistoru C - B - E na – pól zdroje U_N . Oba proudy tečou stejným směrem přes emitor a proto emitorem teče proud největší a to $I_E = I_C + I_B$.

př.1 V zapojení podle obr. 3.10 určete parametry pracovního bodu ve statickém režimu. Je zadáno: $U_{CE} = 8 \text{ V}$; $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$; $R_B = 147 \text{ k}\Omega$; $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ a napětí zdroje $U_N = U_{CC} = 20 \text{ V}$ Určete: I_B ; I_E ; I_C a h_{21E}

řešení: Obvody tranzistoru v podstatě představují soustavu rezistorů. Pro obvod báze i pro obvod kolektoru můžeme sestavit dvě základní rovnice podle II.Kirchhoffova zákona

rovnice obvodu báze: $U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} = 0$

úpravou rovnice dostaneme rovnici pro stanovení proudu báze I_B $I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B}$

$$I_B = \frac{20\text{V} - 0,6\text{V}}{147 \text{ k}\Omega} = 130 \mu\text{A}$$

rovnice obvodu kolektoru : $U_{CC} - I_C R_C - U_{CE} = 0$

úpravou rovnice dostaneme rovnici pro stanovení proudu kolektoru I_C $I_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C}$

$$I_C = \frac{20\text{V} - 8\text{V}}{1 \text{ k}\Omega} = 12 \text{ mA} \quad \text{Proud } I_E = I_C + I_B = 12,13 \text{ mA}$$

Proudový zesilovací činitel h_{21E} – zesílení stejnosměrného proudu $h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{12 \text{ mA}}{0,13 \text{ mA}} = 92$

Pracovní bod zesilovače $P_0 [U_{BE} = 0,6 \text{ V}; I_B = 0,13 \text{ mA}; U_{CE} = 8 \text{ V}; I_C = 12 \text{ mA}]$

úkol: Podle zapojení na obr. 3.10 vypočítejte hodnotu rezistoru R_B , je-li zadáno:

$$h_{21E} = 60; \quad U_{BE} = 0,6 \text{ V}; \quad U_{CE} = 7 \text{ V}; \quad U_{CC} = 22 \text{ V}$$

3.16 Zapojení zesilovačů a jejich vlastnosti

Podle elektrody, která je společná vstupu i výstupu zesilovače rozeznáváme zapojení zesilovače SE (společný emitor), SB (společná báze) a SC (společný kolektor) tzv.emitorový sledovač.

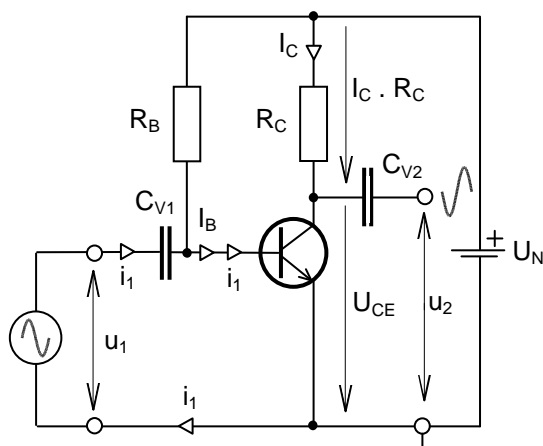
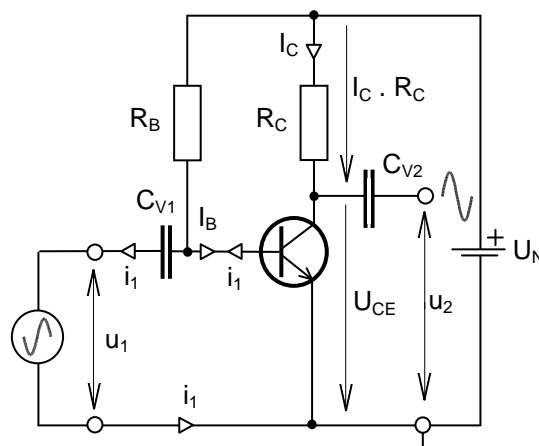
3.16.1 Zesilovač v zapojení SE.

Zesilovaný signál u_1 musíme přivést na vstup zesilovače přes oddělovací (vazební) kondenzátor C_{V1} proto, že zdroj zesilovaného signálu může mít stejnosměrně malý odpor (může to být např. cívka přenosky, hlavičky magnetofonu, mikrofonu atd.) a po připojení zdroje zesilovaného signálu u_1 by stejnosměrný proud místo do báze tekla přes zdroj zesilovaného signálu a tím by se změnila nastavené stejnosměrné poměry. Tento vazební kondenzátor C_{V1} však tvoří se vstupním odporem zesilovače **nežádoucí, kmitočtově závislý**

dělič napětí (DČ). Ten způsobuje pokles zesílení zesilovače na nízkých kmitočtech. Velikost C_{V1} se volí s ohledem na dolní mezní kmitočet zesilovače f_d , na kterém pro pokles zesílení o 3 dB platí, že jeho reaktance se rovná hodnotě vstupního odporu zesilovače $X_{C_{V1}} = R_{vstup}$.

Také střídavý výstupní signál se odebrává přes vazební kondenzátor C_{V2} , který zabraňuje průtoku stejnosměrného proudu do zátěže a tím zabraňuje změně nastavených stejnosměrných poměrů v zesilovači po připojení zátěže. C_{V2} tvoří také se zatěžovacím odporem nežádoucí DČ, který zmenšuje zesílení zesilovače na nízkých kmitočtech.

Při kladné půlplně zesilovaného signálu u_1 (obr. 3.12 a 3.14) teče ze zdroje zesilovaného napětí u_1 do vstupu zesilovače vstupní střídavý proud i_1 přes C_{V1} , otevřený přechod B-E a zpět do zdroje u_1 . Proud i_1 má stejný směr jako stejnosměrný klidový proud báze I_B a proto se oba proudy sečtou na I_B' . Malé zvětšení proudu přechodem B-E způsobí

Obr. 3.12 Vstupní proud i_1 při kladné půlplně u_1 Obr. 3.13 Vstupní proud i_1 při záporné půlplně u_1

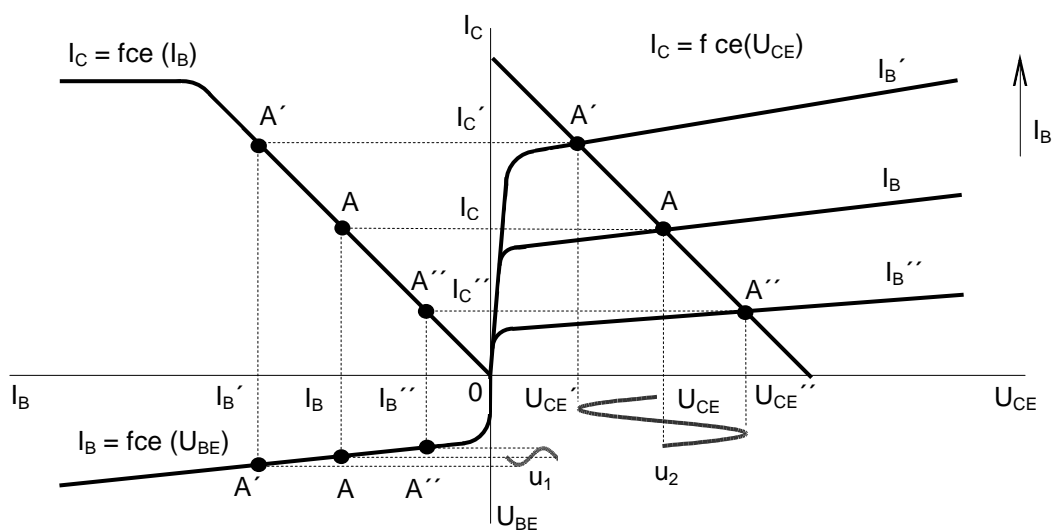
velké zvětšení proudu výstupního I_C na hodnotu I_C' , protože platí rovnice $\Delta I_C = h_{21e} \cdot \Delta I_B$

Zvětšení I_C (zvětší se proto, že odpor tranzistoru se zmenšil a proto nelineárním děličem, tvořeným pracovním odporem zesilovače R_C a odporem tranzistoru poteče větší proud I_C) způsobí větší úbytek napětí na pracovním odporu zesilovače R_C a menší úbytek napětí na zmenšeném vnitřním odporu tranzistoru podle rovnice $U_N = I_C \cdot R_C + U_{CE}$. Zmenšení U_{CE} (v zapojení SE je to výstupní napětí děliče) se přenese přes vazební kondenzátor C_{V2} jako záporná půlplna výstupního napětí u_2 . Pracovní bod zesilovače se přitom posouval po vstupní, převodní i výstupní charakteristice z klidového bodu A do bodu A' a zpět do bodu A (viz obr. 3.14). Z toho vyplývá, že kladná půlplna vstupního napětí je na výstupu zesílena jako půlplna záporná a naopak – **zesilovač v zapojení SE obrací fázi zesilovaného napětí o π , tj o 180**.

Při záporné půlplně zesilovaného signálu u_1 (obr. 3.13 a 3.14) teče proud i_1 opačným směrem, proti směru proudu báze I_B a proto se oba proudy odečtou. Dojde ke zmenšení proudu přechodem B-E na hodnotu I_B'' , tím ke zmenšení I_C na I_C'' (zmenšením I_B se tranzistor přivřel = zvětšil svůj vnitřní odpor). Tím se zmenší úbytek napětí na pracovním odporu R_C a zvětší se úbytek napětí na tranzistoru U_{CE} , které vzroste na U_{CE}'' . Zvětšení U_{CE} se přenese na výstup jako kladná půlplna u_2 . Pracovní bod zesilovače se přitom posouval po vstupní, převodní i výstupní charakteristice z klidového bodu A do bodu A'' a zpět do bodu A.

Zesilovač v zapojení SE má velké zesílení napěťové i proudové a tím má veliké výkonové zesílení. Jeho vstupní i výstupní odpor je přibližně stejný (řádově k Ω). Tím je

vhodný pro vícestupňové zesilovače vzhledem ke snadnému výkonovému impedančnímu přizpůsobení mezi stupni. Pro tyto vlastnosti je zesilovač s tranzistorem v **zapojení SE ze všech zapojení nejpoužívanější**.



Obr. 3.14 Princip zesílení zesilovače v zapojení SE pomocí sítě charakteristik

Předchozí řešení vlastností zesilovače v zapojení SE nebralo v úvahu vliv teploty na chování tranzistoru. Je známo, že při průchodu proudem polovodičem dochází ke vzniku Jouleova tepla.

$$Q = R \cdot I^2 \cdot t \quad [J; \Omega, A, s]$$

S růstem provozní teploty dochází ke snížení vnitřního odporu přechodů, následně k dalšímu růstu proudů což způsobí změnu klidové polohy pracovního bodu a eventuelně za určitých podmínek i zničení polovodiče. Tomuto negativnímu jevu můžeme zabránit obvody záporné zpětné vazby, které budou reagovat na okamžité zvýšení příslušného proudu snížením napětí a tím i následně snížením proudu. Obvody se nazývají obvody teplotní stabilizace pracovního bodu. Nejčastěji se používá zapojení rezistoru do obvodu emitoru, podrobný popis je v kapitole 3.17.3.2.

Stabilizační účinek obvodu posuzujeme pomocí tzv. činitele stabilizace S , který je definován jako poměr změny celkového kolektorového proudu ΔI_C ke změně zbytkového proudu kolektor báze ΔI_{C0} . Stabilita pracovního bodu je tím lepší, čím je činitel stabilizace S menší. Pro činitel stabilizace bez použití emitorového odporu platí

$$S = \frac{1}{1 - \alpha} \quad \text{kde } \alpha \text{ je proudový zesilovací činitel v zapojení SB}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad \text{nebo-li } h_{21B} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} \text{ a následně } h_{21E} = \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}}$$

V další části řešení stabilizačních obvodů si ukážeme několik příkladů stanovení činitele stabilizace S .

a) v prvním případě budeme řešit činitel stabilizace bez zavedení záporné zpětné vazby proudové, podle zapojení dle obr. 3.12. V příkladu použijeme tranzistor s proudovým

zesilovacím činitelem $h_{21B} = 0,98$ což odpovídá parametru $h_{21E} = 49$. Jde v podstatě o obvod teplotně nestabilizovaný a činitel S dosahuje hodnoty

$$S = \frac{1}{1 - \alpha} = \frac{1}{1 - 0,98} = 50$$

Zařadíme-li do obvodu emitoru rezistor $R_E = 300 \Omega$ a do obvodu báze rezistor $R_B = 96 k\Omega$ pak činitel stabilizace dosáhne hodnoty

$$S = \frac{R_B + R_E}{R_B \cdot (1 - \alpha) + R_E} = \frac{96 k\Omega + 0,3 k\Omega}{96 k\Omega \cdot (1 - 0,98) + 0,3 k\Omega} = 43$$

Podstatně lepší hodnoty činitele stabilizace dosáhneme zařazením tvrdého děliče do obvodu báze. Tento dělič však musí vyhovovat podmínce , proud děličem $I_I = (5 \text{ až } 10) I_B$.

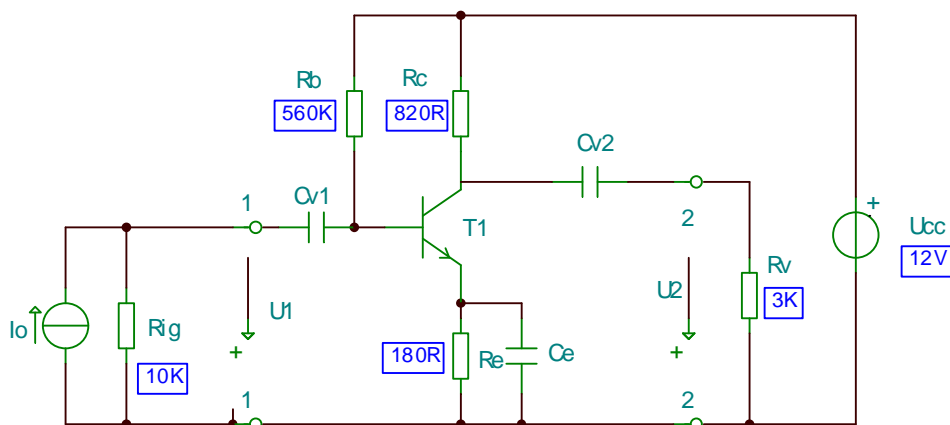
Zvolíme-li pro dělič hodnoty $R_{B1} = 40 k\Omega$; $R_{B2} = 10 k\Omega$; $R_E = 300 \Omega$; $\alpha = 0,98$ pak činitel stabilizace dosáhne hodnoty

$$S = \frac{\frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} + R_E}{\frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot (1 - \alpha) + R_E} = 18$$

Je patrné, že činitel stabilizace je podstatně menší číslo, tedy tzv. můstková stabilizace dává mnohem lepší výsledky než stabilizace pouze odporem v emitoru.

3.16.1.2 Zesilovač SE v dynamickém režimu

Úplné funkční schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem je nakresleno na obr.3.15. Ve schématu je naznačeno i připojení budícího zdroje a vnější zátěže. Vyznačené hodnoty obvodových součástek použijeme při řešení zesilovače v další části.



Obr.3.15 Jednostupňový zesilovač s bipolárním tranzistorem v zapojení se společným editorem

3.16.1.3 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_o , 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:

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

3.16.1.4 Dynamické vlastnosti zesilovače

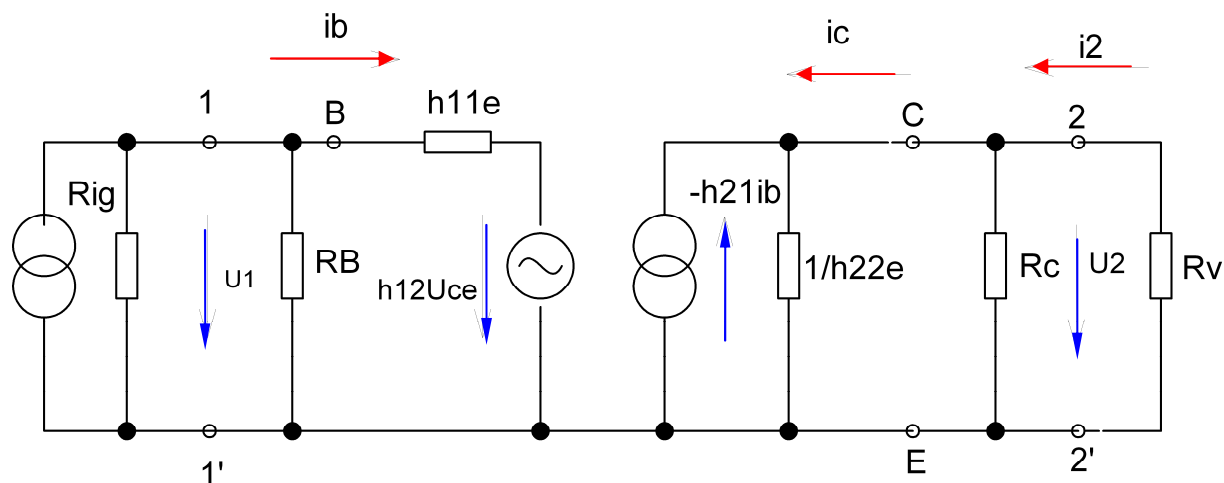
Dynamickými vlastnostmi zesilovače rozumíme chování zesilovače v provozním režimu, tedy chování ke zpracovávanému signálu. Vyjádříme je:

- vstupním odporem (impedancí) zesilovače $R_{vst.}$;
- výstupním odporem (impedancí) zesilovače $R_{výst.}$;
- proudovým zesílením A_i , proudovým ziskem A_i (dB);
- napět'ovým zesílením A_u , napět'ovým 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.3.16.1 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:

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

Z těchto parametrů vypočítáme determinant matice h :

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

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

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

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:

$$R_g = \frac{R_{ig} \cdot R_B}{R_{ig} + R_B} = \frac{10.560}{10 + 560} \text{ k}\Omega = 9,82 \cdot 10^3 \Omega \quad R_g = 9,82 \text{ k}\Omega$$

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

$$R_z = \frac{R_C \cdot R_V}{R_C + R_V} = \frac{0,82.3}{0,82 + 3} \text{ k}\Omega = 644 \Omega \quad R_z = 644 \Omega$$

3.16.1.5 . Vstupní a výstupní odpor zesilovače

3.16.1.5.1 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 zesilovač 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 $R_{vst} = h_{11e}$.

3.16.1.5.2 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:

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

3.16.1.5.3 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

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

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

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

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

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

$$A_i = 324 \cdot 0,99 \cdot 0,215 = 69 \quad \mathbf{A_i = 69}$$

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

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

3.16.1.5.4 Napěťový přenos A_u , napěťový zisk A_u (dB)

Napěťový přenos je dán podle obecné definice napěťového 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 napěťový přenos-zesílení, odvozený z linearizovaných rovnic

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21e} \cdot R_z}{h_{11e} + \Delta h_e \cdot R_z} = \frac{-350.644}{4 \cdot 10^3 + 0,43.644} = -52,6 \quad A_u = -52,6$$

Napěťový 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 napěťového 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 napěťový přenos bude mít zesilovač v případě, že jeho výstupní svorky 2-2' budou naprázdno.

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

$$|A_{u \max}| = \frac{350.820}{4 \cdot 10^3 + 0,43.820} = 66$$

Při výstupních svorkách nakrátko $A_u = 0$

3.16.1.5.5 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

$$P_I = u_I i_I = i_I^2 R_{vst} = u_I^2 / R_{vst}$$

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

$$A_p = 3630$$

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

$$A_p(\text{dB}) = 35,6 \text{ dB}$$

$$A_p(\text{dB}) = 10 \log 3630 = 35,6 \text{ dB}$$

3.16.1.5.6 Výpočet kapacit obvodu zesilovače C_{v1} , C_{v2} , C_e , C_{vyst}

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 $fd = 30 \text{ Hz}$.

Emitorový 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 přepočtení 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

$a(\text{dB})$	-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.

a) Výpočet kapacity vazebního kondenzátoru C_{v1}

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

b) Výpočet kapacity vazebního kondenzátoru C_{v2}

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

c) Výpočet kapacity emitorového kondenzátoru C_e

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

d) Výpočet horního mezního kmitočtu

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 .

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

e) 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 napětěvé 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 $h_{21e} \cdot C_{BC}$.

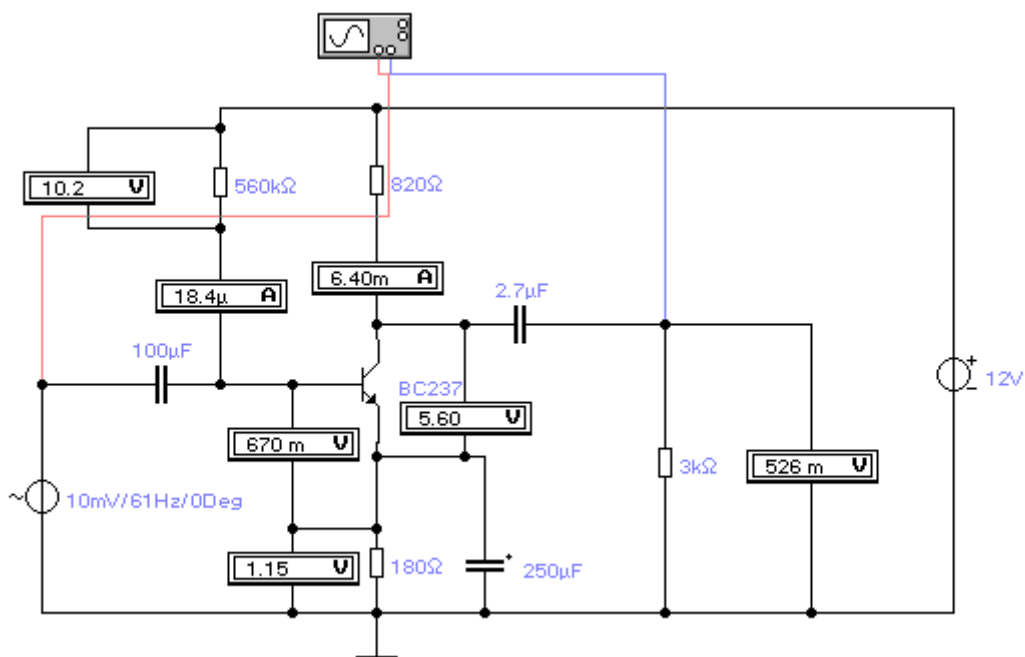
Na obr 3.16.2 je schéma zapojení zesilovače vytvořené v simulačním programu Electronics Workbench. Vzhledem k jinému typu tranzistoru se některé údaje neshodují s údaji ve výpočtu.

Hodnoty klidového pracovního bodu jsou nastaveny dle zadání, liší se pouze hodnota $U_{BE} = 0,67$ V.

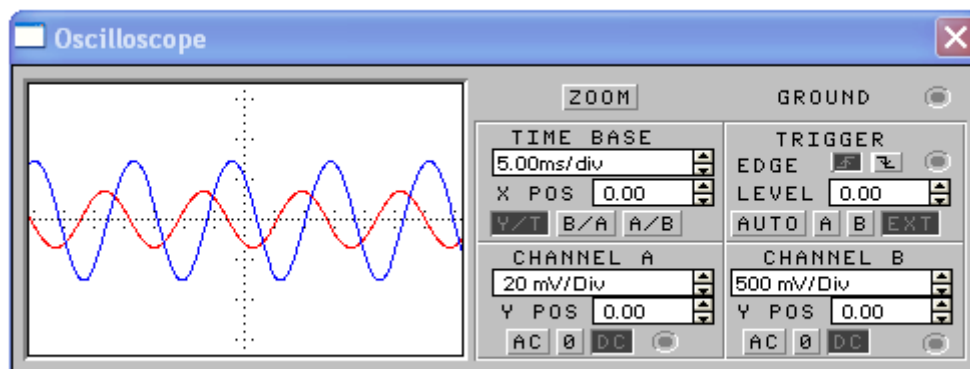
Ostatní hodnoty korespondují s výpočtem, například napěťové zesílení A_u .

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

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



Obr.3.16.2 Schéma zapojení zesilovače v programu EWB – měřené hodnoty jednotlivých parametrů



Obr.3.16.3 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.

$U_{\max \text{ vst}} \text{ kanál A} = (20\text{mV} \cdot 0,7 \text{ dílku}) = 14,14 \text{ mV}$ efektivní hodnota

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

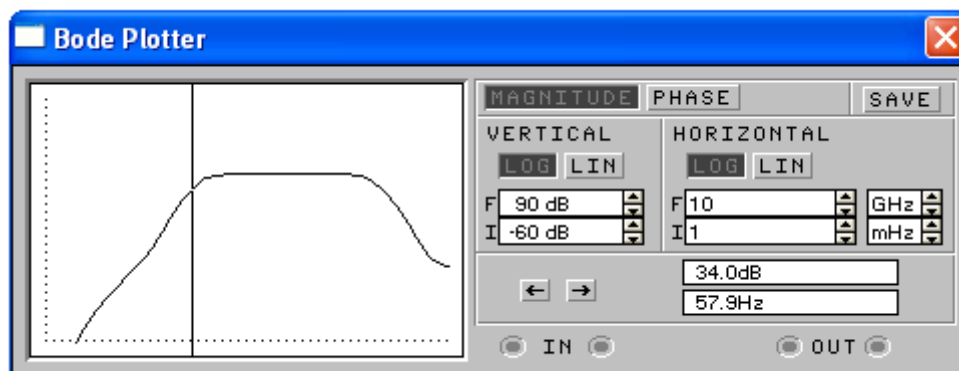
$U_{\max \text{ výst}} \text{ kanál B} = (500 \text{ mV} \cdot 1,5 \text{ dílku}) = 750 \text{ mV}$

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

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

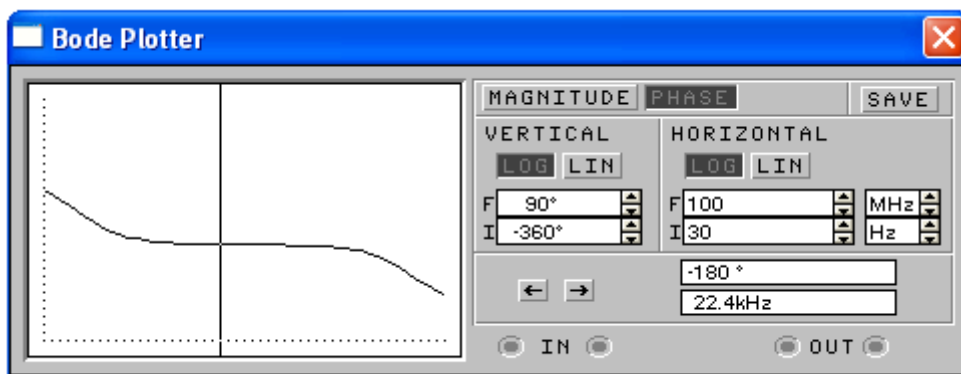
3.16.1.5.7 Metodika měření

Měřicí přístroj Bode Plotter-charakterograf (Wobler) umožňuje zobrazit frekvenční charakteristiku zesilovače, jako závislost napět'ového přenosu A_u v dB na kmitočtu. Na obr.3.16.4 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.3.16.4 Měřicí přístroj Bode Plotter v režimu zobrazení přenosové charakteristiky

Uvedený měřicí přístroj umožňuje mimo frekvenční charakteristiky, měřit také fázovou charakteristiku (PHASE), obr. 3.16.5



Obr.3.16.5 Měřící 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°.

Doplněk II.

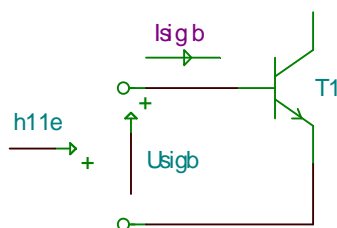
V této části si ukážeme další možný postup při řešení tranzistorových zesilovačů.

II. 1 Vlastnosti zesilovače v obvodu střídavého proudu

II.1.1 Vstupní odpor

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

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



obr.II.1 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.

II.2.1.2 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

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

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

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.

II. 1.2.3 Strmost

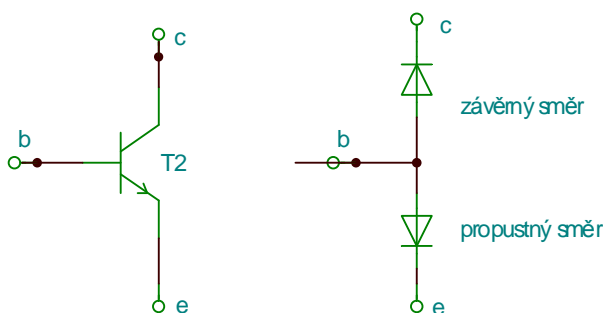
Strmost je definována jako poměr střídavých veličin $I_{sig\ c}$ a $U_{sig\ be}$. Tento poměr určuje změnu kolektorového proudu při změně napětí mezi bází a emitorem, při konstantní hodnotě napětí kolektor-emitor.

$$S = \frac{I_{sig\ c}}{U_{sig\ be}} \quad U_{ce} = konst.$$

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

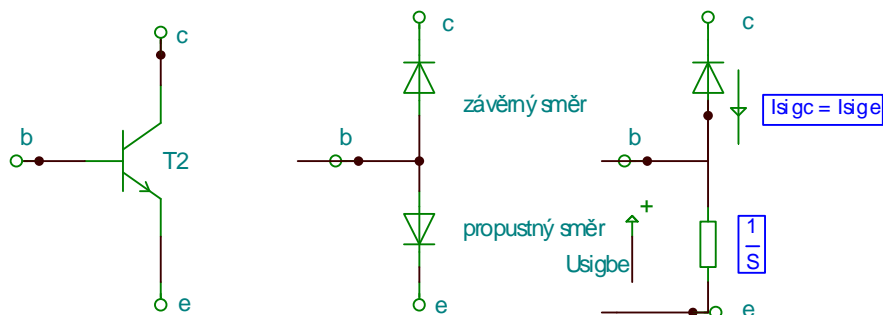
II.1.2.4 Náhradní schéma tranzistoru

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.II.2 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. II.3 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:

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

V tomto vztahu představuje napětí 25 mV, tzv. teplotní napětí - teplotní potenciál přechodu PN, v závislosti na teplotě přechodu. Jedná se o teoretickou hodnotu, která je funkcí teploty přechodu a náboje elektronů. $U_{\ominus} = k.T / q_e$. Dosadíme-li do vztahu za

- k.. Boltzmanovu konstantu $1,38 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$
- T teplotu přechodu $20^{\circ}C$ tj. 293 K
- q_e náboj elektronu $1,619 \cdot 10^{-19} C$

$$U_{\ominus} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293}{1,619 \cdot 10^{-19}} = 24,9 mV = 25 mV$$

Pro stanovení signálového odporu přechodu PN , 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:

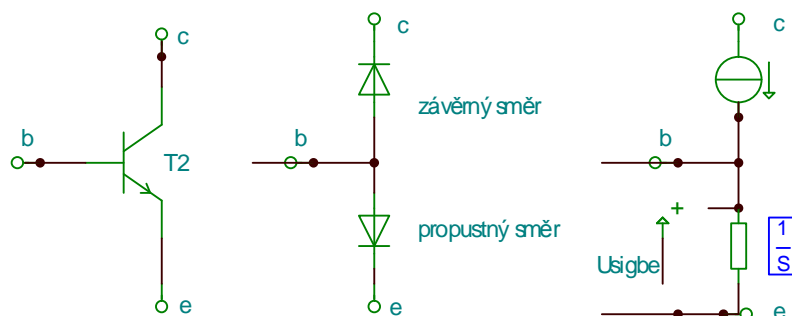
$$\frac{1}{S} = \frac{25mV}{10mA} = 2,5\Omega$$

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

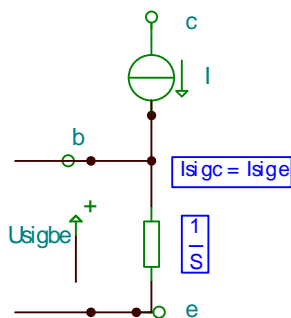


obr.II. 4 Celkové náhradní schéma pro střídavé napětí

II.1.2.5 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.II.5 Náhradní schéma vstupního obvodu pro určení vstupního odporu

Z obr.II.5 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.

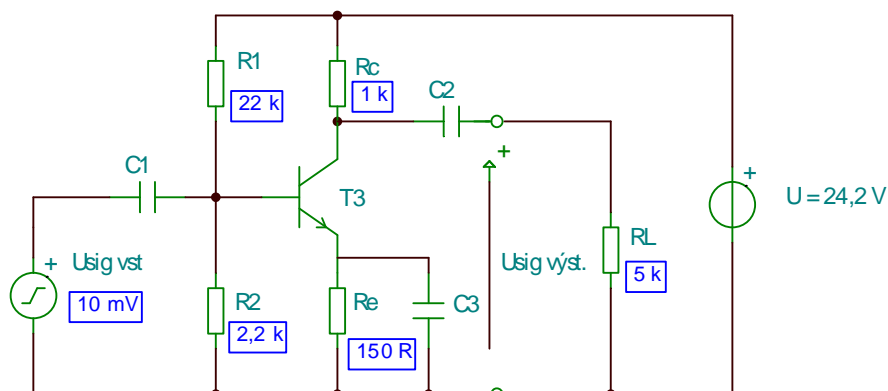
$$h_{11e} = \frac{1}{S} \cdot h_{21e} = \frac{1}{0,2} \cdot 200 = 1000\Omega$$

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.II.6

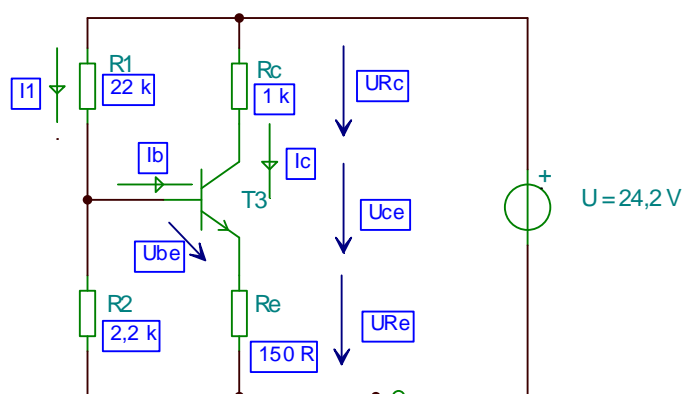
Zadané hodnoty: $U_{be} = 0,7 \text{ V}$, $h_{21e} = 100$



obr.II.6 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.II.7 Schéma zapojení pro řešení stejnosměrného pracovního bodu

Proud procházející děličem v obvodu báze I_1

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

Úbytek napětí na odporu děliče R_2

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

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

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

Proud procházející odporem emitoru

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

V dalším řešení předpokládejme, 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 $I_b = \frac{I_c}{h_{21e}} = \frac{10\text{ mA}}{100} = 100\text{ }\mu\text{A}$ $I_b = 100\text{ }\mu\text{A}$

Řešení vyhovuje podmínce tvrdého děliče v obvodu báze $I_1 = (5 \text{ až } 10) I_b$

Pro úbytek napětí na kolektorovém odporu R_c

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

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

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

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

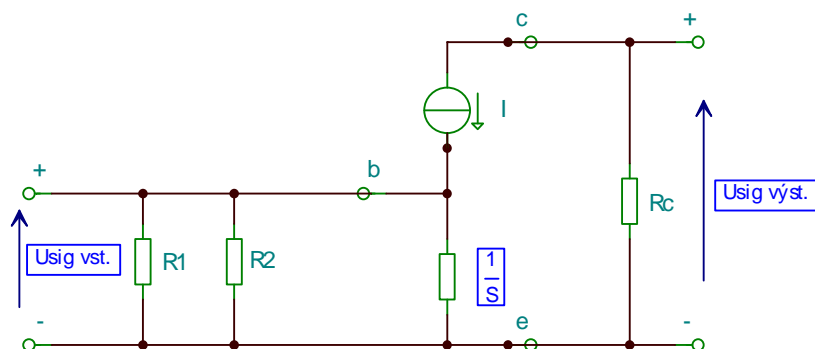
$$U_{ce} = 24,2\text{ V} - 10\text{ mA}(1\Omega + 0,15\text{ k}\Omega) = 24,2 - 11,5 = 12,7\text{ V} \quad U_{ce} = 12,7\text{ V}$$

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

Pracovní bod zesilovače má tyto parametry:

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

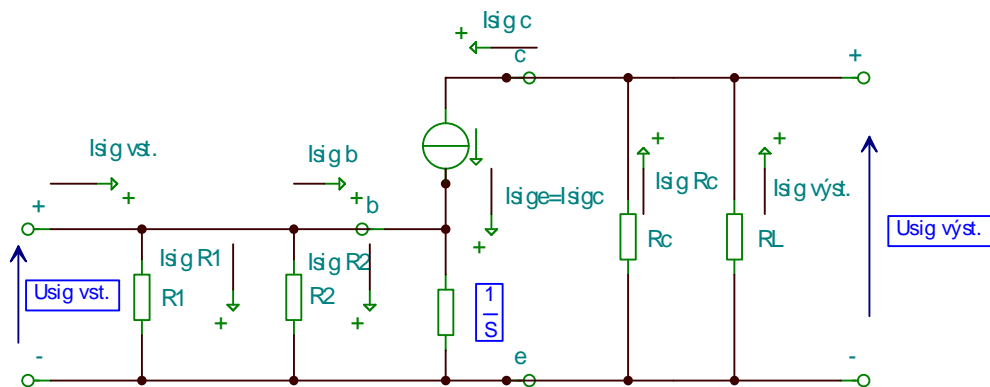
b) Řešení tranzistorového zesilovače v obvodu střídavého proudu



obr.II. 8 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.II.9



obr.II.9 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 .

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

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 $R_{sig\ vst.}$:

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

(// znamená paralelní řazení)

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

$$R_{sig\ výst.} = R_c \quad R_{sig\ výst.} = 1k\Omega$$

b 3) Napěťové zesílení obvodu je vyjádřeno vztahem

$$A_v = \frac{Usig\ výst.}{Usig\ vst.} = - \frac{Isig\ c \cdot (Rc // RL)}{Isig\ c \cdot \frac{1}{S}} = -(Rc // RL) \cdot S$$

(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) Napěťový 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 napěťového 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 napěťového a proudového zesílení

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

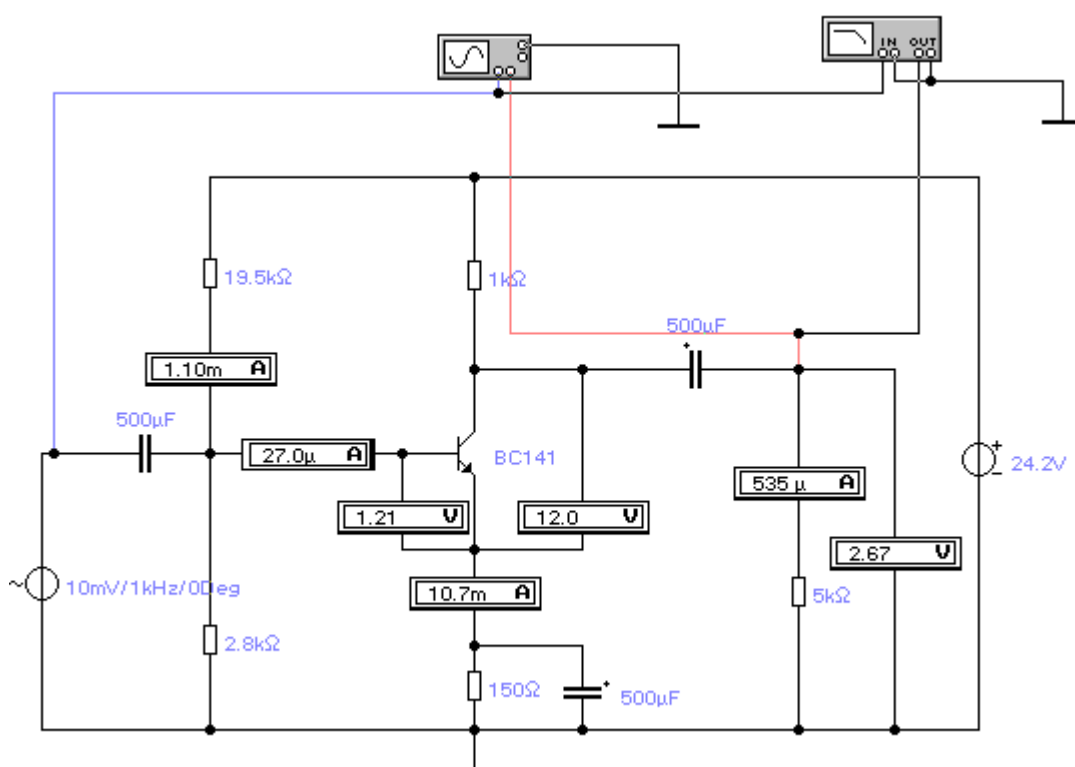
b 5.1) Výkonový přenos

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

c) Model zesilovače v simulačním programu Eletronics Workbench

Pro ověření vypočítaných hodnot sestojíme 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 $P_C = 0,75 W$, mezní kmitočet $f_T = 50 MHz$



obr.II.10 Schéma zapojení jednostupňového zesilovače SE s naměřenými hodnotami

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

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

Mikroampérmetr v obvodu báze ukazuje $I_{sig\ vst.} = 27\mu A$, měřící přístroj v obvodu zátěže R_L udává hodnotu signálového výstupního proudu $I_{sig\ výst.} = 535\mu A$.

Proudové zesílení obvodu je:

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

Proudový zisk obvodu je:

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

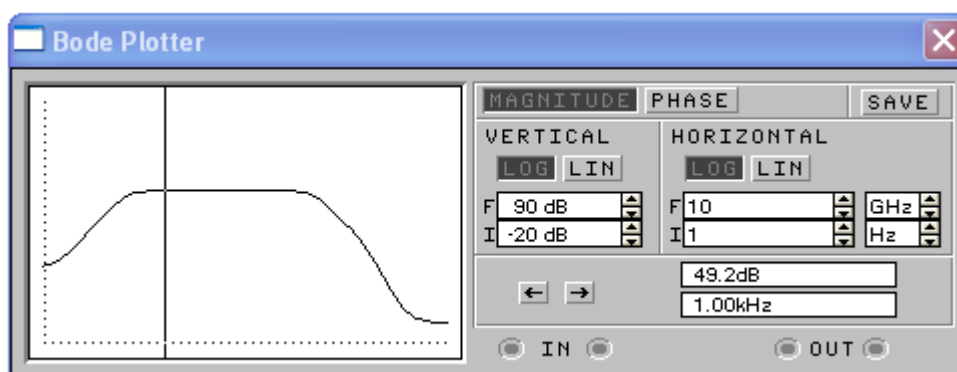
Napět'ové zesílení obvodu je:

$$A_u = \frac{U_{sig.výst}}{U_{sig.vst.}} = \frac{2,67V}{0,01V} = 267$$

Napět'ový zisk obvodu je:

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

Měřicí přístroj Bode Plotter, zobrazuje na obr.II.11 přenosovou charakteristiku zesilovače. Kurzor-svislá úsečka- ukazuje přenos zesilovače při kmitočtu 1kHz 49,2 dB.Tato hodnota přenosu plně koresponduje s vypočítanou hodnotou.



obr.II. 11 Měřicí přístroj Bode Plotter v režimu přenosové charakteristiky $A_u(dB) = f(\text{kmitočtu})$

Další zajímavé údaje je možno odečíst z obrazovky dvoukanálového osciloskopu. Harmonický průběh s vyšší amplitudou snímáný v kanálu B, definuje výstupní úroveň signálového napětí, průběh s nižší amplitudou snímáný 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.II.12

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

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

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

$$U_{sig.výst.ef} = \frac{U_{sig.výst.max}}{\sqrt{2}} = \frac{3,45V}{1,414} = 2,44V \quad \text{měřící přístroj na výstupu}$$

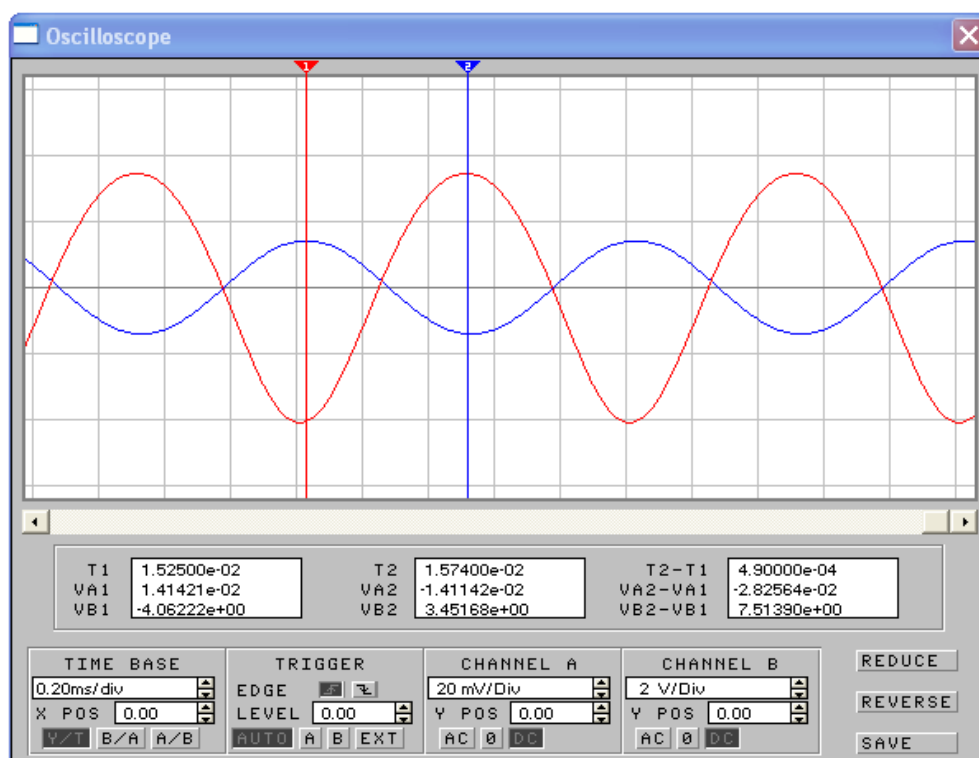
obvodu ukazuje 2,67V, tato chyba je dána přesností nastavení kurzoru na osciloskopu.

Z efektivní hodnoty vstupního a výstupního signálového napětí určíme opět napěťové zesílení a přenos zesilovače.

Napěťové zesílení
$$Au = \frac{U_{sig.výst.ef}}{U_{sig.vst.ef}} = \frac{2,44V}{0,01V} = 244$$

Napěťový 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.II.12 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

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

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 hodnoty.

příklad 3 Proveďte výpočet všech stejnosměrných a střídavých parametrů zesilovače v zapojení SE s těmito hodnotami:

$$R_1 = 80 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 20 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 330 \text{ }\Omega \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 5 \text{ k}\Omega \quad \dots \quad U_{CC} = 20 \text{ V},$$

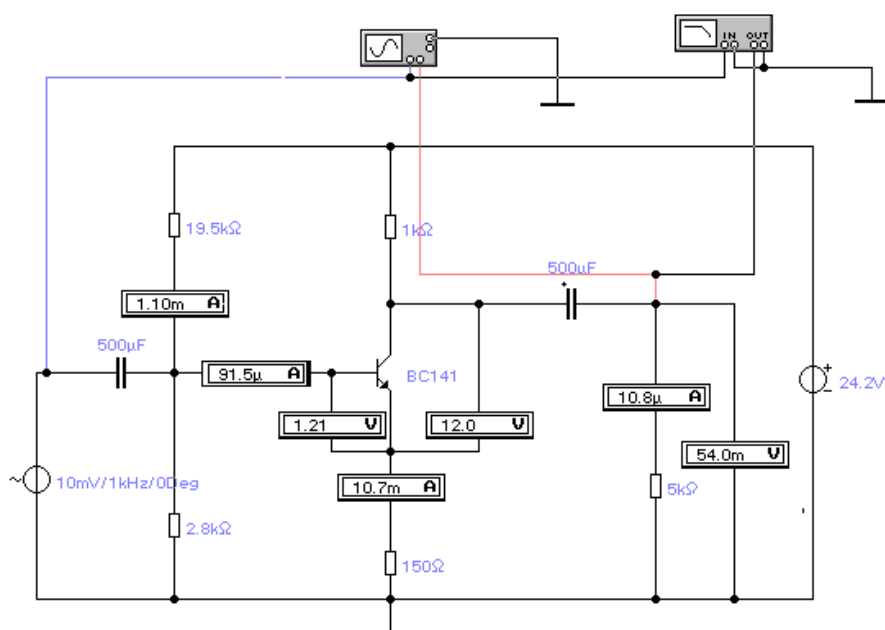
$$U_{be} = 0,7 \text{ V}, \quad h_{21} = 200 \quad \text{a} \quad \frac{1}{S} = 25 \text{ mV/A}$$

Požadavky: 1) Vypočítat parametry pracovního bodu P_0

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

II. 2. Zesilovač v zapojení SE se zavedením záporné zpětné vazby

V další části si ukážeme jaký vliv na vlastnosti zesilovače má emitorový kondenzátor. Nejprve 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.II.13



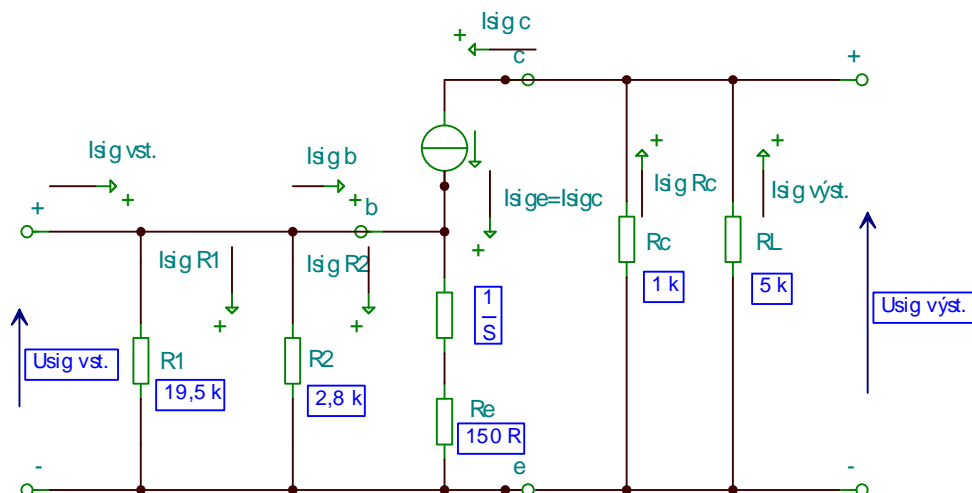
obr.II.13 Schéma zapojení zesilovače se zápornou zpětnou vazbou v obvodu emitoru

Studijní text pro potřebu výuky elektroniky na SOŠ a SOU Hradební 1029, Hradec Králové

Vytvořil Ing. Jáchym Vacek

Strana 46 (celkem 108)

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. II.14 je náhradní obvod zesilovače se zavedenou zápornou zpětnou vazbou.



obr. II.14 Náhradní schéma zesilovače se zápornou zpětnou vazbou v obvodu emitoru

II. 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

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

II.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

$$\text{původně bez zpětné vazby } R_{\text{sig.vst.}} = (222 \Omega)$$

Záporná zpětná vazba proudová sériová tedy zvyšuje vstupní odpor zesilovače.

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

$$R_{sig.výst.} = R_C = 1k\Omega$$

II.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:

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

II. 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

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

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

II. 2.6 Napěťový 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 napěťové zesílení vypočítané z naměřených hodnot

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

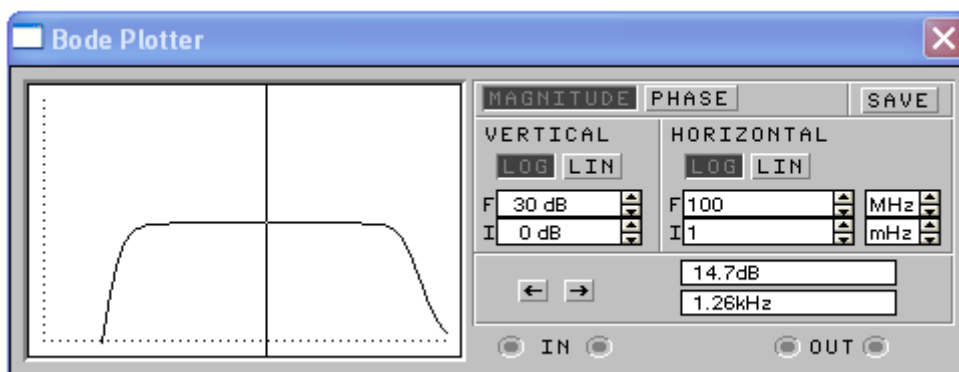
Napěťový přenos $A_U (dB) = 20 \log A_U = 20 \log 5,4 = 14,64 \text{ dB}$ (vypočítaná hodnota 14,8 dB)

Shodu obou výsledků jak teoretického výpočtu, tak i výpočtu z naměřených hodnot potvrzuje přenosová charakteristika na obr.II.15. Kurzor nastavený na kmitočet vstupního signálu 1kHz, ukazuje na přenos 14,7 dB. Všechny hodnoty napěťového přenosu vykazují velmi dobrou shodu.

Šířka pásma zesilovače po zavedení záporné zpětné vazby

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

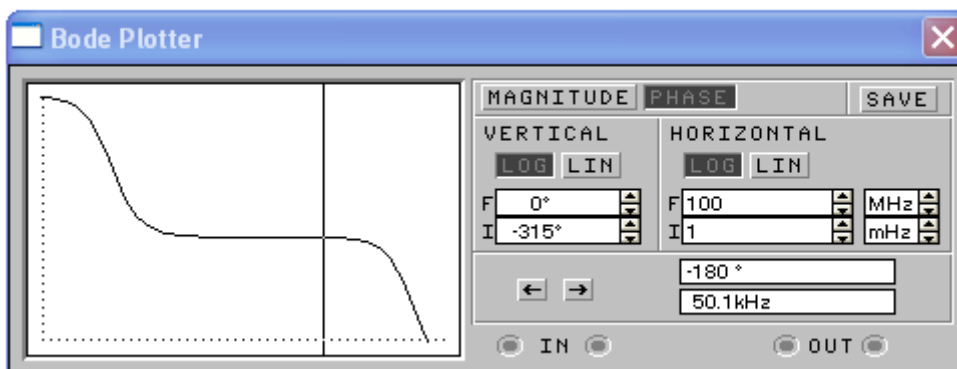
Zesilovač má velmi vyrovnanou přenosovou charakteristiku, přenos 14,6 dB od 3Hz do 1,24 MHz.



obr.II.15 Přenosová charakteristika zesilovače se silnou zápornou zpětnou vazbou

Na obr.II.16 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 mezielektrodoovými kapacitami zesilovací součástky, tak i vlivem amplitudově závislé konverze.



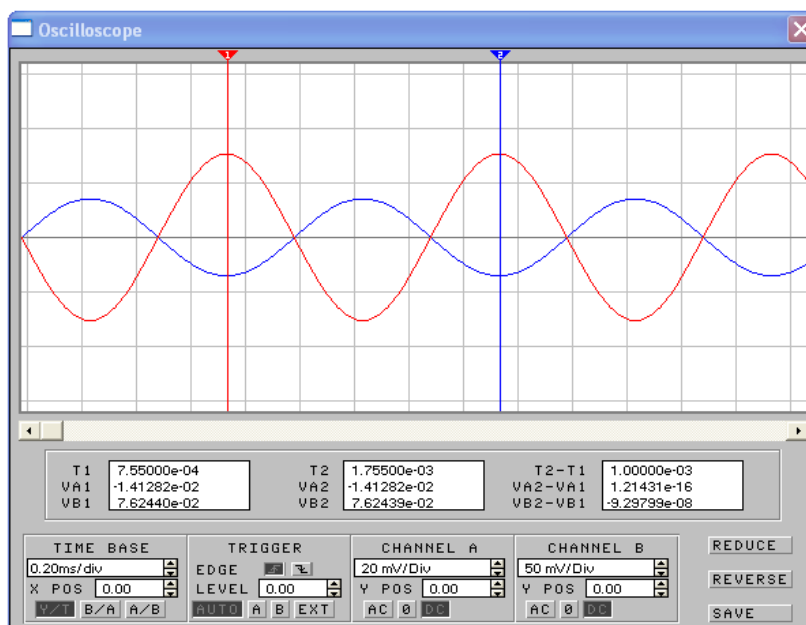
obr.II.16 Fázová charakteristika zesilovače se silnou zápornou zpětnou vazbou

Další poznatek o vlivu záporné zpětné vazby vyplývá z časového průběhu vstupního a výstupního signálu, zobrazeného dvoukanalovým osciloskopem na obr. II.17

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.

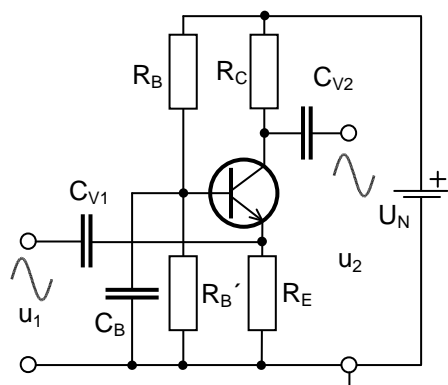
Shrnutí: Zavedením záporné zpětné vazby proudové sériové se:

- 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 stabilnější



obr.II.17 Průběh výstupního a vstupního signálu zobrazený dvoukanalovým osciloskopem

3.16.2 Zesilovač v zapojení SB



Obr. 3.15 Zapojení SB

Jeho zapojení je na obr. 3.15. Vstupní elektroda je emitor, výstupní kolektor, báze je střídavě uzemněna pro zesilovaný signál přes kondenzátor C_B . V obvodu emitoru musí být zapojen odpor R_E proto, aby nebyl zkratován zesilovaný signál. Stejnosečné poměry v zapojení SB jsou nastaveny obdobně jako v zapojení SE.

Při kladné půlplně u_1 teče vstupní proud ze zdroje u_1 proti směru klidového proudu báze I_B přes E do B a přes C_B zpět na zdroj u_1 . Tím se proud přechodem B-E zmenší, odpor tranzistoru vzroste, poklesne výstupní proud I_C , na pracovním odporu zesilovače dojde k menšímu úbytku napětí a U_{CE}

vzroste. Jeho zvětšení se přenese na výstup přes C_{V2} jako kladná půlplna výstupního napětí u_2 . Při záporné půlplně u_1 je děj opačný. Zapojení SB neotáčí fázi zesilovaného signálu, zesiluje pouze napětí, proudové zesílení je nepatrně menší jak 1, tím i výkonové zesílení je malé. Má malý vstupní odpor, velký výstupní odpor. Protože vnitřní mezielektrodová kapacita C_{BC} není v zapojení SB mezi výstupem a vstupem a proto nezavádí nežádoucí zápornou ZV jako v zapojení SE, pracuje stejný tranzistor v zapojení SB do vyšších kmitočtů než v zapojení SE. Z tohoto důvodu se zapojení SB používá jako vf. zesilovače a najdeme ho např. na vstupech televizních a FM rozhlasových přijímačů.

3.16.2.1 Zesilovač SB ve statickém a dynamickém režimu

Zapojení se společnou bází má nejstabilnější výkonové zesílení, které nezávisí na změnách parametrů tranzistoru a jejich rozptylu. Proudové zesílení je menší než jedna, protože vstupní proud emitoru I_E je větší než výstupní proud kolektoru I_C o proud báze I_B . V obvodu platí rovnice podle 1.Kirchhoffova zákona:

$$I_E - I_C - I_B = 0$$

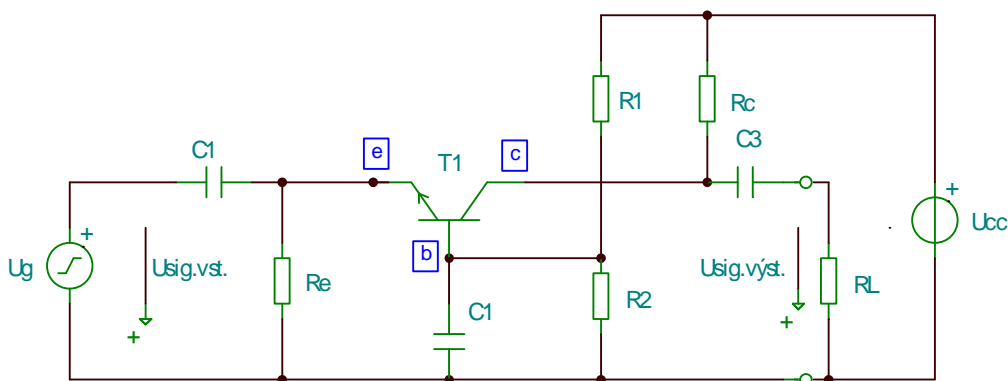
Napětíový přenos A_U dosahuje při velkých hodnotách zatěžovacích odporů značných hodnot, řádově až několik set, a výstupní napětí je vždy ve fázi s napětím vstupním. Výkonový přenos A_P dosahuje vzhledem malému proudovému zesílení podstatně menších hodnot, než u zapojení SE.

Vstupní odpor je malý, řádově desítky až stovky ohmů, výstupní odpor je velký, řádově jednotky kiloohmů až jednotky megaohmů a klesá při zmenšování vnitřního odporu zdroje signálu.

Vzhledem ke svým vlastnostem se zesilovač v zapojení SB používá jako vf. zesilovač pro pásmo VKV. V těchto aplikacích je velmi dobré vf.oddělení výstupního obvodu zesilovače od vstupního obvodu kapacitním uzemněním báze, kondenzátorem C_1 . Zesilovač je stabilní a nevyžaduje obvod unilaterizace, neboli potlačení vlivu vnitřní mezielektrodové kapacity C_{CB} .

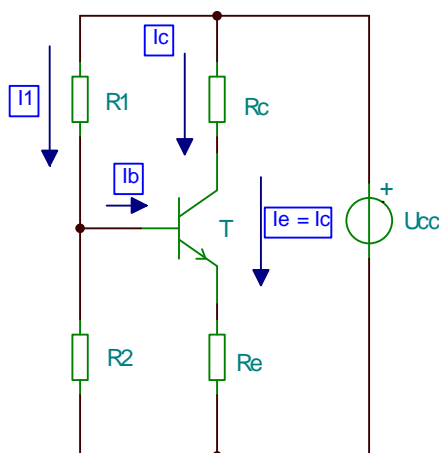
Na obr.3.16 je nakresleno základní schéma zapojení zesilovače SB v obecném stavu. Vstupní signál se přivádí do obvodu emitoru, kde se přičítá ke stejnosměrnému napětí U_{BE} . Pod vlivem zvýšení(snížení) okamžité hodnoty u_{be} , dochází ke změně proudu emitoru a tím i ke změně proudu kolektoru I_C a proudu báze I_B . V důsledku změny kolektorového proudu dochází ke změně úbytku napětí na kolektorovém odporu R_C a tím podle 2.Kirchhoffova

zákonu i ke změně napětí U_{CB} . Tato střídavá změna u_{cb} se přenáší přes vazební kondenzátor C_3 na zátěž R_L , kde vytváří výstupní signálové napětí $U_{sig.výst.}$.



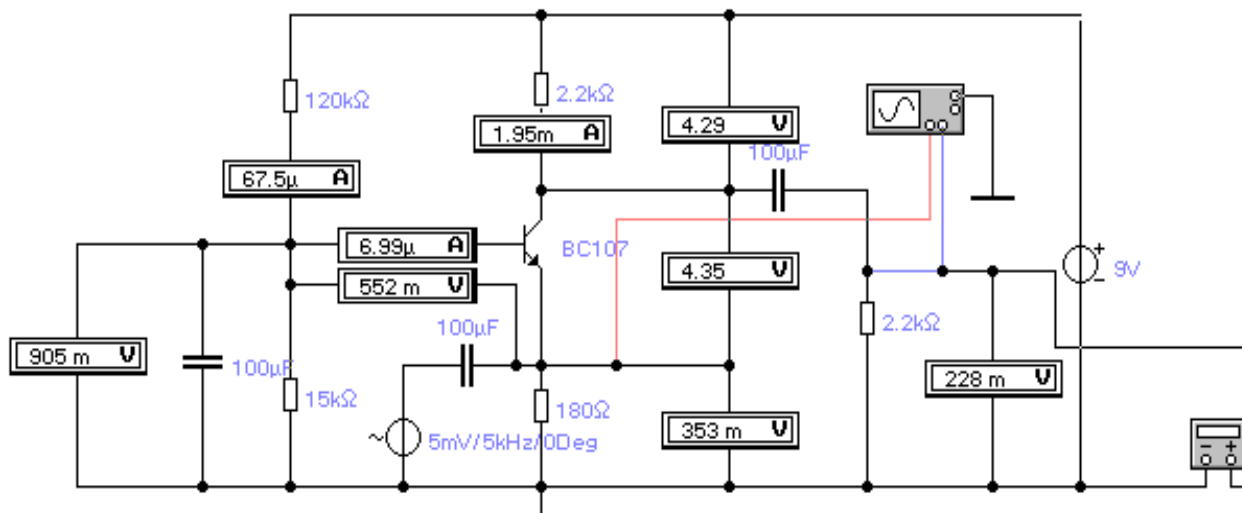
obr.3.16 Základní schéma zapojení zesilovače se společnou bází SB

Při řešení zesilovače se budeme nejdříve zabývat nastavením pracovního bodu. Na obr.3.17 je schéma zapojení pro stejnosměrný režim zesilovače.



obr.3.17 Schéma zapojení zesilovače SB pro řešení stejnosměrného pracovního bodu

U zapojení se společnou bází jsou obvody pro nastavení pracovního bodu stejné, jako u zapojení se společným emitorem. Početní řešení parametrů pracovního bodu vychází stejně jako u zapojení SE z výpočtu proudu, který prochází děličem v obvodu báze. V řešeném příkladu, který budeme simulovat v programu Electronics Workbench, budeme při výpočtu brát v úvahu i proud tekoucí do obvodu báze I_b , a ukážeme si jaký vznikne rozdíl parametrů při respektování proudu báze i při splnění podmínky, že proud děličem I_1 má být alespoň 5x větší než proud báze I_b .



obr.3.18 Schéma zapojení zesilovače SB s naměřenými hodnotami obvodových veličin

Proud procházející děličem v obvodu báze I_1

$$I_1 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_2} = \frac{9}{120 + 15} = \frac{9V}{135k\Omega} = 66,7\mu A$$

Ampérmetr v obvodu děliče báze ukazuje hodnotu $67,5\mu A$. Chyba cca $1\mu A$, je způsobena nepřesností odporů v obvodu simulovaného zesilovače.

Úbytek napětí na odporu děliče R_2

$$U_{R2} = I_1 \cdot R_2 = 66,7\mu A \cdot 15k\Omega = 1V$$

Skutečnou hodnotu proudu, který prochází rezistorem R_2 děliče určíme

$$I_{R2} = I_1 - I_B = 67,5\mu A - 6,99\mu A = 60,51\mu A$$

Nyní vypočítáme skutečný úbytek napětí na rezistoru R_2

$$U_{R2} = I_{R2} \cdot R_2 = 60,5\mu A \cdot 15k\Omega = 907mV$$

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

$$U_{Re} = U_{R2} - U_{be} = 0,907V - 0,552V = 0,355V$$

$$U_{Re} = 0,355V$$

Proud procházející odporem emitoru

$$I_e = \frac{U_{Re}}{R_e} = \frac{0,355}{180} = 1,97mA$$

$$I_e = 1,97mA$$

V dalším řešení předpokládáme, že $I_c = I_e$ potom platí, že $I_c = 1,97 \text{ mA}$ $I_c = 1,97 \text{ mA}$

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

$$h_{21} = \frac{I_c}{I_b} = \frac{1,97 \text{ mA}}{7 \mu\text{A}} = 281 \quad h_{21} = 281$$

zesilovací činitel

hodnota h_{21} tranzistoru BC 107 uvedená v katalogu je 300

Pro úbytek napětí na kolektorovém odporu R_c

$$U_{Rc} = I_c \cdot R_c = 1,97 \text{ mA} \cdot 2,2 \text{ k}\Omega = 4,335 \text{ V} \quad U_{Rc} = 4,335 \text{ V}$$

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

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

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

$$U_{ce} = 9 \text{ V} - 1,97 \text{ mA} (2,2 \text{ k}\Omega + 0,18 \text{ k}\Omega) = 9 - 4,69 = 4,31 \text{ V} \quad U_{ce} = 4,31 \text{ V}$$

$$\text{kontrola } U_{cc} - (U_{Rc} + U_{ce} + U_{Re}) = 0 \quad 9 - (4,335 + 4,31 + 0,355) = 0$$

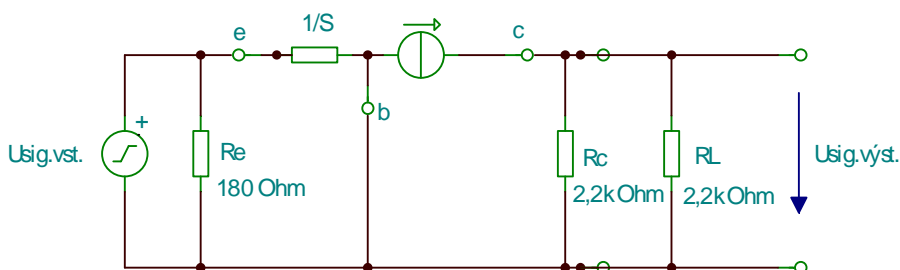
Pracovní bod zesilovače má tyto parametry:

$$P_o [U_{be} = 0,552 \text{ V}; I_b = 7 \mu\text{A}; U_{ce} = 4,31 \text{ V}; I_c = 1,97 \text{ mA}]$$

Porovnáme-li vypočítané hodnoty s hodnotami naměřenými vidíme nepatrné rozdíly, které nemají vliv na funkci obvodu.

b) Řešení tranzistorového zesilovače v obvodu střídavého proudu

$$S = 40 \text{ mA/V}, h_{21} = 228$$



obr.3.19 Náhradní obvod zesilovače SB v 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.3.19

Zadané hodnoty pro řešení dynamického stavu: strmost $S= 40\text{mA/V}$; $h_{21} = 300$

Úkolem je vypočítat $R_{\text{sig.vst.}}$, $R_{\text{sig.výst.}}$, A_U , A_I , A_P .

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

nejdříve stanovíme poměr $1/S$ - při stanovení poměru budeme vycházet ze zadané hodnoty strmosti

$$\text{vstupní odpor tranzistoru } h_{11} \quad \frac{1}{S} = \frac{1}{40\text{mA/V}} = 25\Omega$$

$$R_{\text{sigvst.}} = R_e // \frac{1}{S} = 180\Omega // 25\Omega = 22\Omega$$

(// znamená paralelní řazení)

b2) Výstupní odpor zesilovače $R_{\text{sig výst.}}$ je možno nahradit kolektorovým odporem R_c

$$R_{\text{sig výst.}} = R_c \quad R_{\text{sig výst.}} = 2,2\text{k}\Omega$$

b 3) Napět'ové zesílení obvodu je vyjádřeno vztahem

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

$$R_c // R_L = \frac{R_c \cdot R_L}{R_c + R_L} = 1,1 \text{ k}\Omega$$

$$A_U = 0,04 \text{ A/V} \cdot 1100\Omega = 44$$

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

$$A_U(\text{dB}) = 20 \log 44 = 32,86 \text{ dB}$$

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

$$U_{\text{sig.výst}} = U_{\text{sig.vst}} \cdot A_U = 5 \text{ mV} \cdot 44 = 220\text{mV}$$

b 4) Proudové zesílení obvodu je dáno vztahem

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

$$I_{sig.vst} = \frac{U_{sig.vst}}{R_{sig.vst}} = \frac{5mV}{22\Omega} = 227\mu A$$

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

$$I_{sig.vyst} = \frac{U_{sig.vyst}}{R_L} = \frac{220mV}{2,2k\Omega} = 100\mu A$$

Proudové zesílení zesilovače A_i

$$A_i = \frac{I_{sig.vyst}}{I_{sig.vst}} = \frac{100\mu A}{227\mu A} = 0,44$$

proudové zesílení je tedy menší než 1

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

$$A_i (dB) = 20 \log 0,44 = -7,12 \text{ dB}$$

b 5) Výkonové zesílení obvodu

Výkonové zesílení určíme jako součin napětového a proudového zesílení

$$A_P = A_U \cdot A_i = 44 \cdot 0,44 = 19,36$$

b 5.1) Výkonový přenos

$$A_P = 10 \log A_P = 10 \log 19,36 = 12,87 \text{ dB}$$

Na závěr provedeme porovnání vypočítaných a naměřených hodnot zadaného zesilovače v zapojení SB.

$U_{sig.vyst.} = 228 \text{ mV}$ měřeno na výstupu zesilovače

$U_{sig.vst.} = 5 \text{ mV}$ napětí na výstupu budícího zdroje

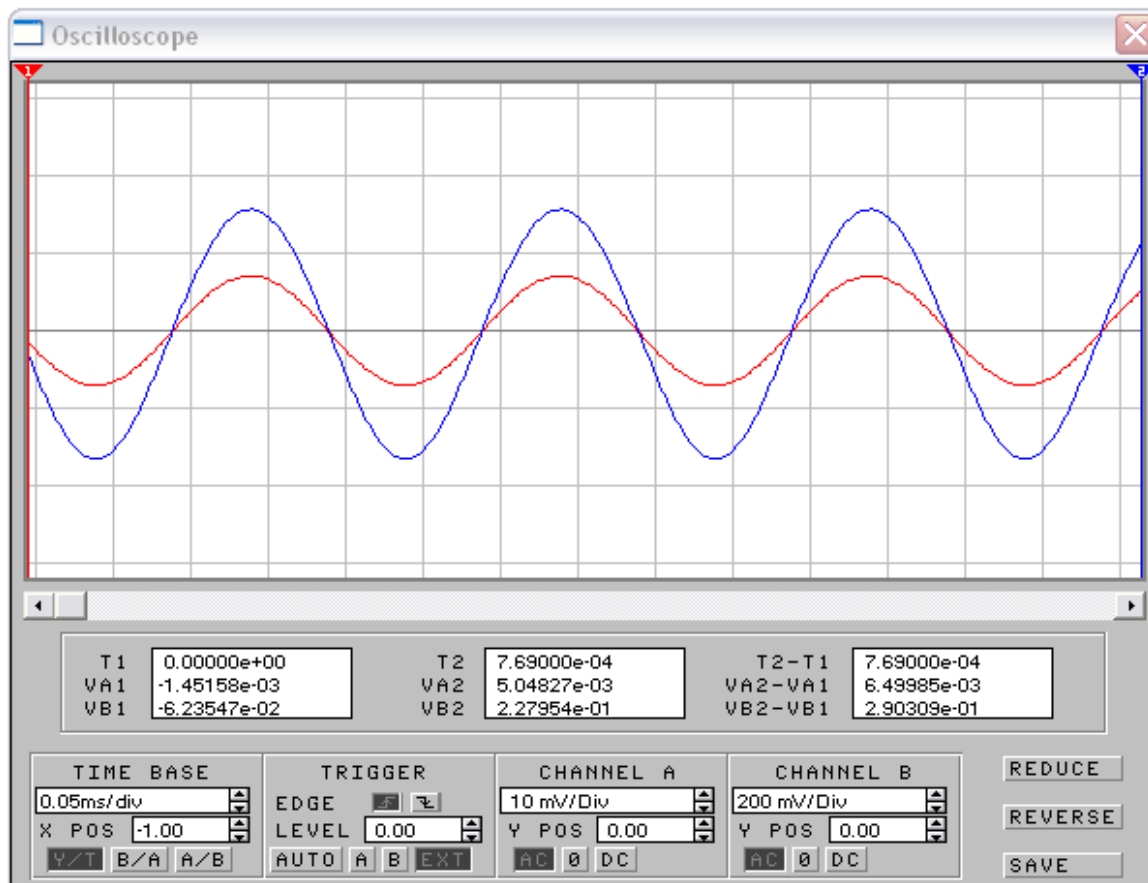
$$A_U = \frac{U_{sig.vyst.}}{U_{sig.vst.}} = \frac{228mV}{5mV} = 45,6$$

Napětové zesílení obvodu ;

vypočítaná hodnota $A_{Uvyp.} = 44$

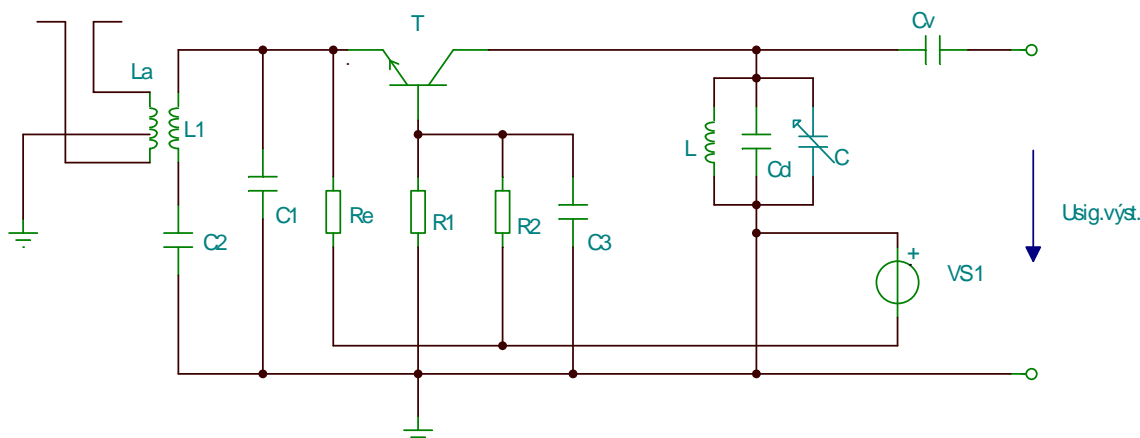
Můžeme konstatovat, že naměřené a vypočtené hodnoty spolu korespondují, rozdíly jsou minimální.

Závěrem si ukážeme oscilogram obr.3.20, se zobrazením výstupního(modrý průběh) a vstupního(červený průběh) signálu. Z průběhu obou zobrazení vidíme, že výstupní signál je skutečně ve fázi se vstupním signálem.



obr.3.20 Zobrazení údajů dvoukanalového osciloskopu

Praktické aplikace zapojení zesilovačů s společnouází



obr.3.21 Zapojení vf.zesilovače pro rozsah VKV

V rádiových přijímačích se na rozsahu vkv pásma nejčastěji používají vf.zesilovače s bipolárním tranzistorem v zapojení se společnou bází. Toto zapojení je výhodné a používá se proto, že použitý tranzistor je proti zapojení SE použitelný do vyšších kmitočtů, neboť platí:

$$f_{TSB} = f_{TSE} \cdot h_{21e}$$

nebo-li mezní kmitočet tranzistoru v zapojení se společnou bází je h_{21} krát vyšší než u zapojení SE-společný emitor

Další, podstatnou výhodou je, že zesilovací stupeň se společnou bází je dokonale stabilní a není třeba jej neutralizovat. Na obr.6 je typické zapojení vf.zesilovače se společnou bází.

Vstupní obvod je se symetrickou anténou tvořenou složeným dipólem, vázán induktivní vazbou přes vzájemnou indukčnost mezi cívkami L_a a L_1 . Zesilovací stupeň s vf.tranzistorem je vázán se vstupním obvodem kapacitním děličem C_1 , C_2 . Provozní činitel jakosti Q vstupního obvodu volíme tak malý, že vstupní obvod lze naladit na střední kmitočet přenášeného pásma. Vf.zesilovač se přeladuje pouze v obvodu kolektoru, ladícím kondenzátorem C , v současné době vhodně zapojeným varikapem, který plní funkci ladícího prvku. Výstupní signál s již přesně definovaným kmitočtem se odvádí vazební kapacitou C_v , na další obvod, nejčastěji aditivní směšovač.

Stejnoseměrný pracovní bod zesilovače je nastaven děličem v obvodu báze- rezistory R_1 a R_2 , teplotní stabilizace pracovního bodu emitorovými rezistory R_e . Stejnoseměrné napětí pro kolektor tranzistoru je přivedeno přes vinutí cívky rezonančního obvodu. Kondenzátor C_3 , vysokofrekvenčně uzemňuje bázi, doladovací kondenzátor C_d se používá při sladění vstupního obvodu přijímače k nastavení maximálního zisku zesilovače na vyšším sladovacím kmitočtu.

3.16.3 Zesilovač se společným kolektorem-emitorový sledovač

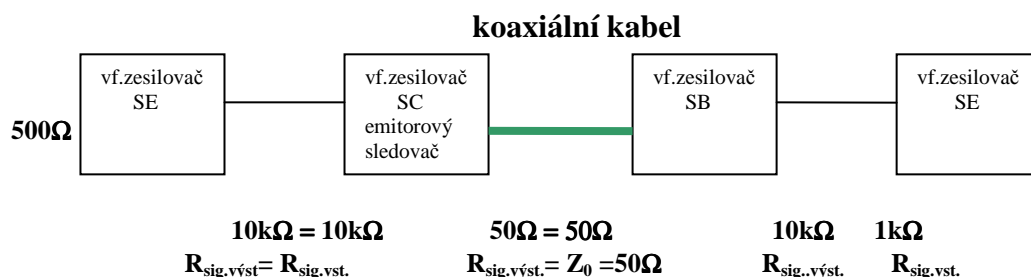
3.16.3.1. Úvod

Dalším používaným zapojením, je zapojení se společným kolektorem, tzv.emitorový sledovač.

Toto zapojení se používá pro transformaci impedance, mezi obvody s velkou výstupní impedancí a obvody s malou vstupní impedancí. Typickým příkladem jsou obvody vf.zesilovačů, např.ve vysílačích, kde jednotlivé obvody jsou od sebe vzhledem ke konstrukci vzdáleny několik desítek cm. Pro jejich spojení se používá koaxiální kabel, jehož impedance je v řádech ohmů, např. 50Ω . Koaxiální kabel s takovým odporem není z důvodu výkonového přizpůsobení, možno připojit přímo na výstup zesilovače, jehož výstupní signálový odpor je řádově několik $k\Omega$. Takové spojení by pro zesilovač např.SE znamenalo na výstupu signálový zkrat a to je nepřijatelné. Připojíme-li na výstup vf.zesilovače v zapojení SE emitorový sledovač se vstupním signálovým odporem $R_{sig.vst.}$, jehož hodnota bude odpovídat výstupnímu signálovému odporu $R_{sig.vyst.}$ vf.zesilovače SE, vytvoříme obvod s impedančním přizpůsobením s minimálními ztrátami.

Obvod emitorového sledovače má nulový fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálovým napětím, jeho napěťové zesílení je menší než 1, proudové zesílení několik desítek. Podstatné však je, že jeho výstupní impedanci je možno navrhnout tak, aby odpovídala impedanci nízkoimpedančního vedení, např. koaxiálního kabelu. Z důvodů

impedančního přizpůsobení je však nutné na výstupu kabelu připojit zesilovač s malou vstupní a velkou výstupní impedancí, což splňuje zesilovač v zapojení společná báze SB, kterým se budeme zabývat později. Blokové schéma soustavy je na obr.1



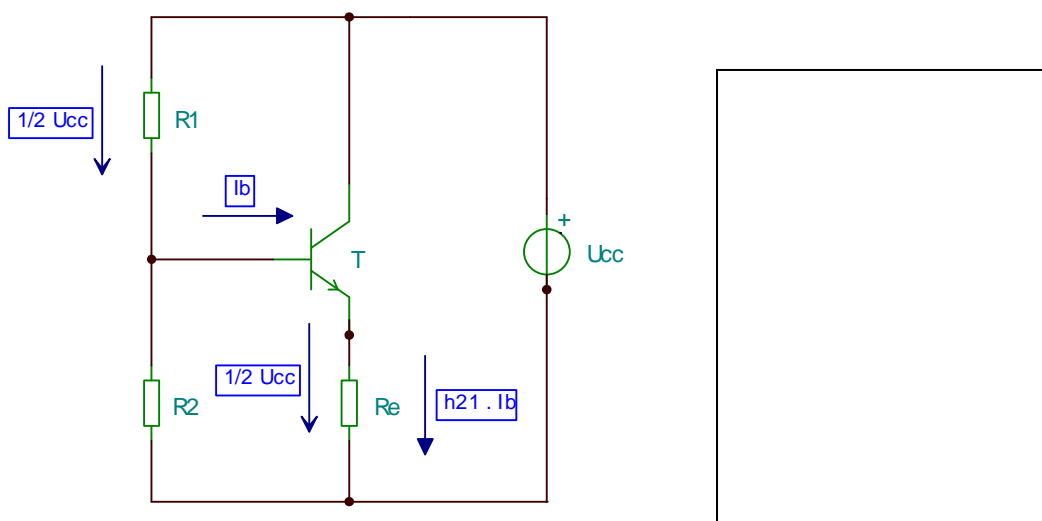
obr.3.22 Blokové schéma zapojení zesilovacího řetězce s impedančním přizpůsobením v kombinace SE-SC, SC-SB, SB-SE

3.16.3.2 . Nastavení pracovního bodu

Nastavení pracovního bodu emitorového sledovače pracujícího ve třídě A můžeme realizovat dvěma způsoby. Pro zajištění teplotní stabilizace pracovního bodu, můžeme zařadit do obvodu báze tvrdý dělič napětí obr.3.23, tvořený odpory R1 a R2, nebo řešit nastavení pracovního bodu odporem R₁. Jak již víme z řešení zesilovače v zapojení SE, tvrdý dělič v obvodu báze musí plnit podmínku- příčný proud děliče:

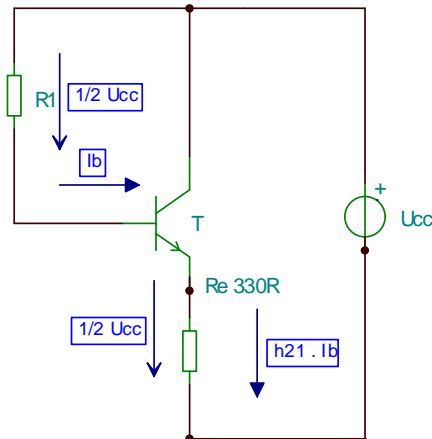
$$I_1 = 10 \times I_b$$

Pokud tuto podmínku nesplníme, vznikne určitý rozdíl mezi vypočítanými a naměřenými hodnotami parametrů pracovního bodu, který však ve většině případů bude v toleranci použitých součástek



obr.3.23 Nastavení pracovního bodu emitorového zesilovače děličem v obvodu báze

příklad.1 Ve schématu na obr.3.24 vypočítejte hodnotu rezistoru R_1 , pro nastavení pracovního bodu do třídy A, zadáno $h_{21} = 200$



obr.3.24 Zapojení emitorového sledovače k příkladu 1

řešení: pro zapojení emitorového sledovače ve třídě „A“ platí $U_{Rb} = U_{Re}$. Protože z dřívějšího výkladu víme, že:

$$I_b = \frac{I_c}{h_{21}}$$

a $U_{Re} = I_c \cdot R_e$ (předpokládáme, že I_b je zanedbatelné)

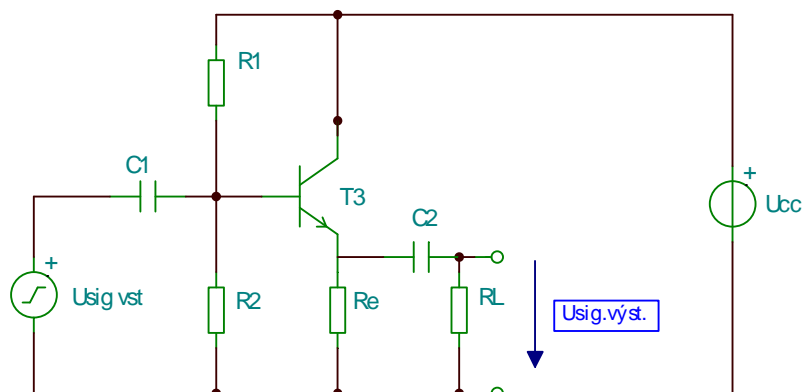
pak platí $I_b \cdot R_b = I_c \cdot R_e$ po dosazení

$$\frac{I_c}{h_{21}} \cdot R_b = I_c \cdot R_e \quad (I_c \text{ krátíme})$$

$$R_b = R_e \cdot h_{21} = 330\Omega \cdot 200 = 66\text{ k}\Omega$$

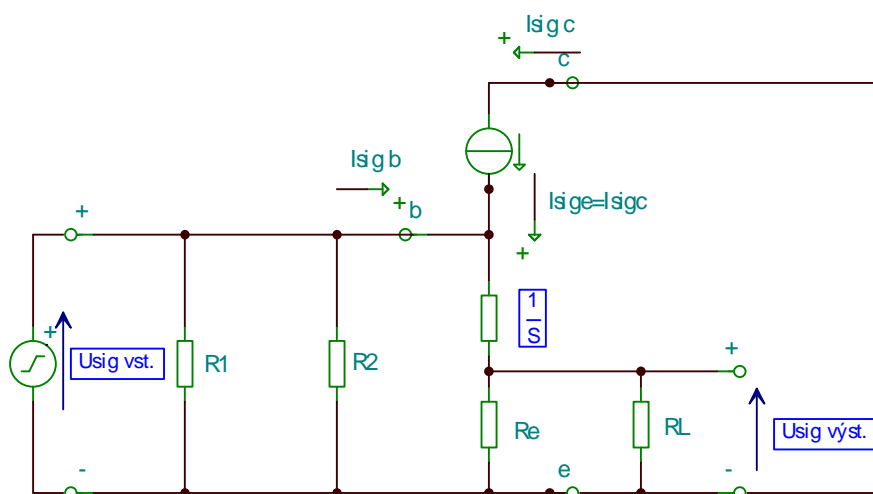
3.16.3.3. Vlastnosti zesilovače v obvodu střídavého proudu

Při řešení zesilovače předpokládejme, že výstup zesilovače je zatížen rezistorem R_L , a ze vstupní strany je buzen ze zdroje signálového napětí se zanedbatelným vnitřním odporem.



obr.3.25 Schéma zapojení emitorového sledovače pro obecné řešení parametrů střídavého režimu.

Ze zapojení na obr.3.25 nakreslíme náhradní obvod pro střídavý proud



obr.3.26 Náhradní schéma zapojení emitorového sledovače pro obecné řešení parametrů střídavého režimu

Z hlediska výstupního obvodu vidíme, že emitorový odpor R_e a pracovní zatěžovací odpor R_L jsou spojeny paralelně. Tento stav zapíšeme:

výsledný zatěžovací odpor emitorového sledovače $R_v = R_e // R_L$

a) Signálový vstupní odpor zesilovače se společným kolektorem -emitorového sledovače

Signálový vstupní odpor je při pohledu ze strany zdroje signálového napětí, dán paralelní kombinací rezistorů v obvodu báze R_1, R_2 , k nimž je připojen odpor zesilovacího prvku $\frac{1}{S}$

v sérii s celkovým odporem v obvodu emitoru R_v . Budeme-li porovnávat praktické hodnoty jednotlivých odporů, tak zjistíme, že poměr $\frac{1}{S}$ je proti hodnotě R_v zanedbatelný a signálový vstupní odpor

$$R_{sig.vst.} = R_1 // R_2 // (h_{21} \cdot R_v)$$

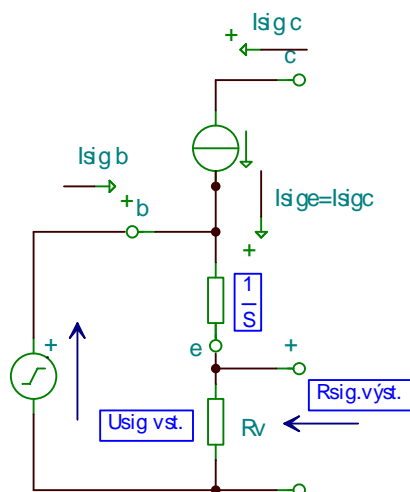
Protože odpor R_v je ve výrazu násoben zesilovacím činitelem h_{21} , je celkový vstupní signálový odpor zapojení velký, (dosahuje hodnot řádově v $k\Omega$) a je silně ovlivněn proudovým zesilovacím činitelem h_{21} .

b) Signálový výstupní odpor zesilovače se společným kolektorem- emitorového sledovače

Při určování výstupního signálového odporu $R_{sig.výst.}$, vycházíme obvykle z předpokladu, že zdroj signálového napětí má nulový vnitřní odpor (v další části výkladu si ukážeme i případ, kdy tento předpoklad neplatí). Bude-li $R_{ig} = 0$, pak výstupní odpor je roven poměru h_{11}/h_{21} . Jak vyplývá z náhradního obvodu pro řešení $R_{sig.výst.}$ na obr.3.26, je

možno za určitých podmínek vyjádřit signálový výstupní odpor, jako paralelní kombinaci poměru $1/S$ a emitorového odporu R_e .

$$R_{sig.výst.} = \frac{1}{S} // R_e$$



obr.3.27 Náhradní obvod zesilovače SC pro určení signálového výstupního odporu

Vzhledem k tomu, že celkový zatěžovací odpor zesilovače SC R_V je tvořen paralelní kombinací emitorového odporu R_e a odporu zátěže R_L , je možno konstatovat, že signálový výstupní odpor zesilovače SC je dán převážně malým odporem $1/S$, takže výstupní odpor zapojení SC je malý.

c) Napěťové zesílení zesilovače SC- emitorového sledovače.

Jak vyplývá z náhradního obvodu na obr.3.27, $U_{sig.vst.}$ je dáno součinem $I_{sig.e}$ a součtu celkového zatěžovacího odporu R_V plus odpor zesilovací součástky v pracovním bodě. Výstupní signálové napětí je pak dáno součinem signálového výstupního proudu $I_{sig.e}$ a celkového odporu zátěže R_V .

$$U_{sig.vst.} = I_{sig.e} \left(\frac{1}{S} + R_V \right)$$

$$U_{sig.výst.} = I_{sig.e} \cdot R_V$$

napěťové zesílení zesilovače SC

$$A_U = \frac{U_{sig.výst.}}{U_{sig.vst.}} = \frac{I_{sig.e} \cdot R_V}{I_{sig.e} \cdot \left(\frac{1}{S} + R_V \right)} = \frac{R_V}{\frac{1}{S} + R_V}$$

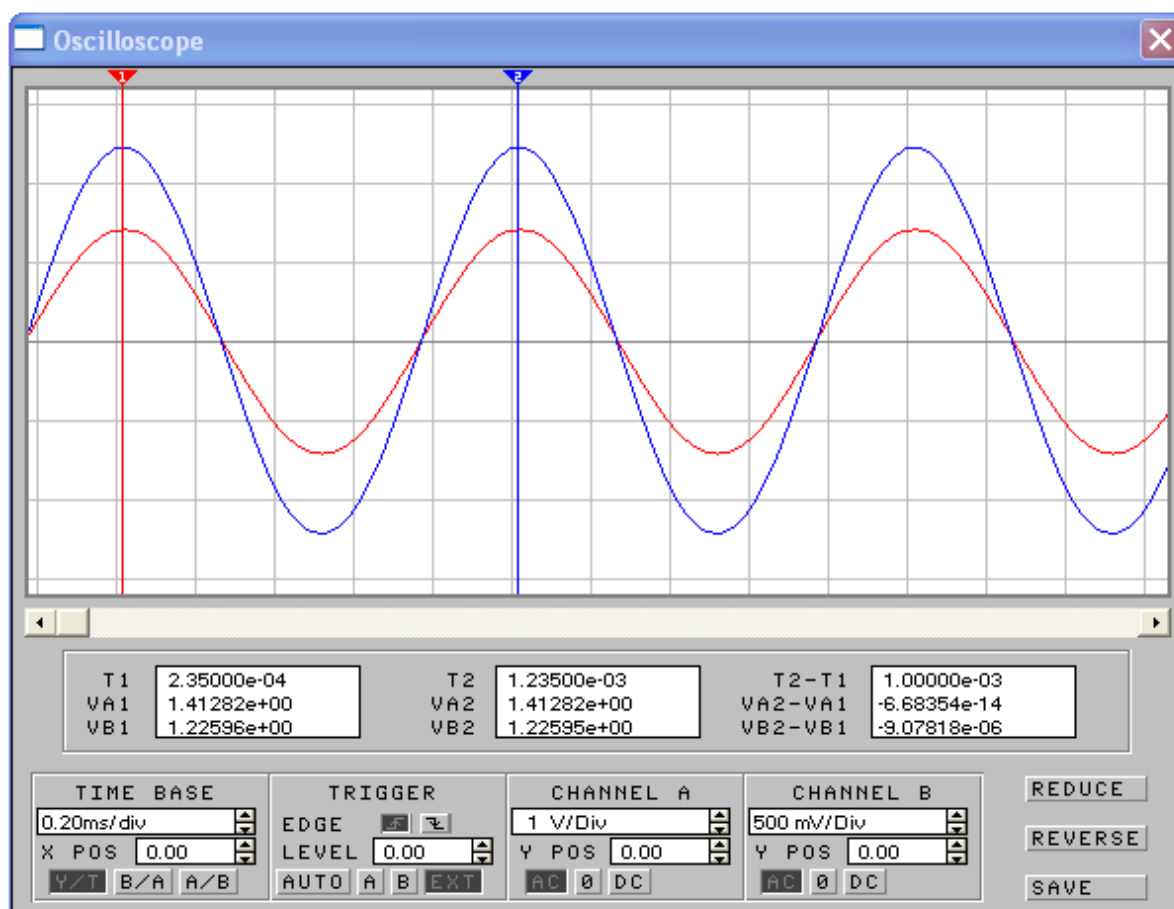
Jak vyplývá ze vztahu pro výpočet napěťového zesílení, bude A_U vždy menší než 1

$A_U < 1$ je v intervalu od 0 do 1

Pro $R_V = 0$ je $A_{U(min)} = 0$

Pro $R_V \rightarrow \infty$ se $A_U \rightarrow 1$

Jak bylo již dříve definováno, zesilovač v zapojení SC se také nazývá emitorový sledovač. Napětí na výstupu zesilovače SC se téměř rovná napětí na vstupu zesilovače a to jak z hlediska velikosti napětí, tak i z hlediska vzájemného fázového stavu. Průběh napětí na vstupu a výstupu zesilovače SC je na obr.3.28 .



obr.3.28 Průběh vstupního a výstupního napětí zesilovače se společným kolektorem SC

Na obrazovce dvoukanálového osciloskopu vidíme, že výstupní i vstupní signál jsou ve fázi. Po odečtení maximální amplitudy vstupního a výstupního signálu je možné určit i napěťové zesílení .

U_{vst} kanál A $U_{max} = 1,41V$, $U_{výst.}$ kanál B $U_{max} = 1,22 V$

$$A_U = \frac{U_{max. výst.}}{U_{max. vst.}} = \frac{1,22}{1,41} V = 0,865$$

Napěťové zesílení - porovnejte s výpočtem A_U v př.2

d) . Příklad pro zjištění vlastností zesilovače v zapojení SC, emitorového sledovače

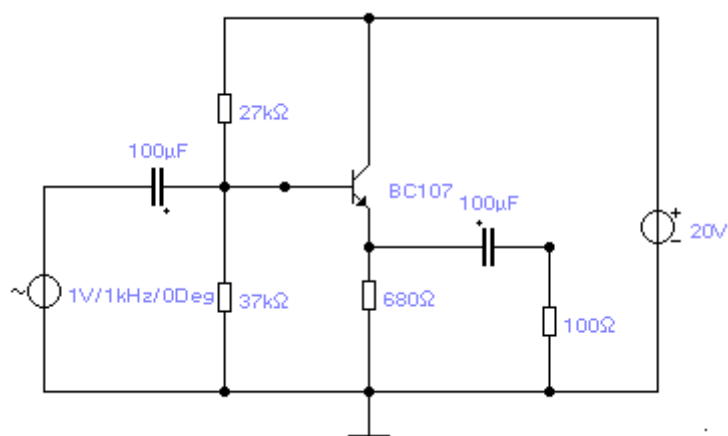
příklad 2. Pro zapojení na obr.3.29 vypočítejte parametry stejnosměrného pracovního bodu a určete hodnoty zadaného obvodu v dynamickém režimu. Pro výpočet obvodu jsou

dány tyto hodnoty: $U_{be} = 0,732V$

$h_{21} = 384$

$S = 65 \text{ mA/V}$

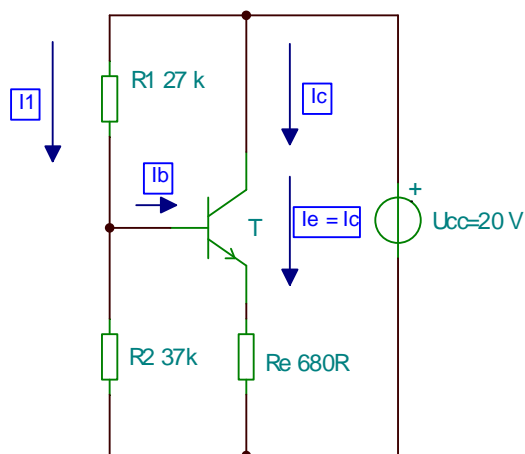
$U_{sig.vst.} = 1V/1kHz$



obr.3.29 Schéma zapojení zesilovače se společným kolektorem dle př. 2

2.1 postup řešení: 1) nejdříve určíme parametry klidového pracovního bodu. Pro tento případ předpokládáme, že kapacity v obvodu představují nekonečně velkou impedanci.

Nakreslíme schéma zapojení pro řešení pracovního bodu:



obr.3.30 Schéma zapojení pro řešení parametrů pracovního bodu

Při řešení předpokládejme, že v obvodu báze je tvrdý dělič napětí, to znamená, že proud báze I_b je podstatně menší než proud děličem I_1 . Ke splnění podmínky tvrdého děliče použijeme již dříve danou podmínku, že proud I_1 je alespoň 5-10x menší než I_b .

a) stanovení proudu I_1

$$I_1 = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_2} = \frac{20V}{27k\Omega + 37k\Omega} = 312,5\mu A$$

b) vypočítáme napětí na odporu R_2 , vytvořené proudem I_1

$$U_{R2} = I_1 \cdot R_2 = 312,5\mu A \cdot 37k\Omega = 11,56V$$

c) Vzhledem k tomu, že napětí na odporu R_2 se podle II.Kirchhoffova zákona rozdělí na napětí U_{be} a na napětí na emitorovém odporu, určíme napětí U_{Re} .

$$U_{Re} = U_{R2} - U_{be} = 11,56V - 0,732V = 10,8V$$

d) protože u zesilovače v zapojení se společným kolektorem dle obr.3.30 není v obvodu kolektoru zařazen kolektorový odpor, můžeme napětí mezi kolektorem a emitorem U_{ce} vypočítat podle II.Kirchhoffova zákona z pohledu na obvod zesilovače ze strany zdroje U_{cc} .

Platí tedy rovnice:

$$U_{cc} - U_{ce} - U_{Re} = 0 \quad \text{tedy} \quad U_{ce} = U_{cc} - U_{Re} = 20V - 10,8V = 9,2V$$

e) současně vypočítáme z úbytku napětí na emitorovém odporu a zadané hodnoty emitorového odporu emitorový proud I_e , který budeme považovat při zanedbání proudu báze za také za proud I_c .

$$I_e = I_c = \frac{U_{Re}}{R_e} = \frac{10,8V}{680\Omega} = 15,92mA$$

f) ze zadané hodnoty proudového zesilovacího činitele h_{21} určíme velikost proudu v obvodu báze a tento proud porovnáme s velikostí proudu I_1 .

$$I_b = \frac{I_c}{h_{21}} = \frac{15,92mA}{384} = 41,47\mu A$$

Vzhledem k tomu, že vypočítaná hodnota proudu báze je téměř 8x menší než proud děličem I_1 , je možno považovat výpočet parametrů pracovního bodu za korektní. Vypočítané hodnoty porovnáme s hodnotami naměřenými v simulačním modelu na obr. 8. Naměřené a vypočítané hodnoty se liší méně než o 10%.

Porovnání parametrů pracovního bodu z vypočítaných a naměřených hodnot.

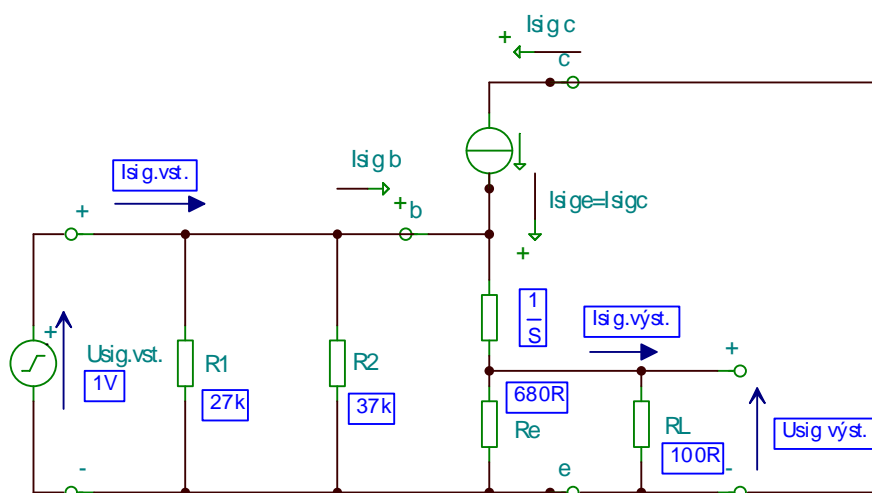
vypočítané hodnoty: Po($I_b = 41,5\mu A$, $U_{be} = 0,732V$, $I_c = 16mA$, $U_{ce} = 9,2V$)

naměřené hodnoty: Po($I_b = 46,7\mu A$, $U_{be} = 0,732V$, $I_c = 14,8mA$, $U_{ce} = 9,9V$)

2.2. V další části příkladu provedeme výpočet parametrů zesilovače v obvodu střídavého buzení.

Vypočítáme celkový odpor činné zátěže R_v , hodnotu vstupního signálového odporu $R_{\text{sig.vst.}}$, hodnotu výstupního signálového odporu $R_{\text{sig.výs.}}$, velikost napěťového zesílení A_U , proudového zesílení A_I a výkonového zesílení A_P .

Při řešení vyjdeme z náhradního obvodu zesilovače pro střídavý, dynamický režim, obr.3.31



obr.3.31 Náhradní schéma zapojení emitorového sledovače pro řešení parametrů střídavého režimu

3.2.1 Vstupní signálový odpor zesilovače SC v dynamickém režimu

Z hlediska výstupního obvodu vidíme, že emitorový odpor $R_e = 680\Omega$ a pracovní zatěžovací odpor $R_L = 100\Omega$ jsou spojeny paralelně. Tento stav zapíšeme: $R_v = R_e // R_L$

výsledný zatěžovací odpor emitorového sledovače $R_v = R_e // R_L = 680\Omega // 100\Omega = 87,2\Omega$

Pro stanovení vstupního signálového odporu si dále vypočítáme poměr $\frac{1}{S}$, pro zadanou

hodnotu strmosti $S = 65 \text{ mA/V}$, je poměr $\frac{1}{S} = \frac{1}{65 \text{ mA/V}^{-1}} = 15,38\Omega$

Potom $R_{\text{sig.vst.}} = R_1 // R_2 // [h_{21}(\frac{1}{S} + R_e // R_L)] = 27\text{k}\Omega // 37\text{k}\Omega // [384(87,2\Omega + 15,38\Omega)] =$
 $= 15,6\text{k}\Omega // 39,39\text{k}\Omega = 11,17\text{k}\Omega$

$$R_{\text{sig.vst.}} = 11,17\text{k}\Omega$$

3.2.2 Výstupní signálový odpor zesilovače SC v dynamickém režimu

Jak vyplývá z náhradního obvodu pro řešení $R_{sig.výst.}$ na obr.3.27, je možno za určitých podmínek vyjádřit signálový výstupní odpor, jako paralelní kombinaci poměru $1/S$ a emitorového odporu R_e .

$$R_{sig.výst.} = \frac{1}{S} // R_e$$

$$R_{sig.výst.} = 15,38 \Omega // 680 \Omega = 15 \Omega$$

3.2.3 Napět'ové zesílení zesilovače SC (emitorového sledovače) v dynamickém režimu

napět'ové zesílení zesilovače

$$A_U = \frac{U_{sig.výst.}}{U_{sig.vst.}} = \frac{I_{sig.e} \cdot R_V}{I_{sig.e} \cdot \left(\frac{1}{S} + R_V \right)} = \frac{R_V}{\frac{1}{S} + R_V} = \frac{87,2}{15,34 + 87,2} = 0,85$$

napět'ové zesílení emitorového sledovače je $A_U = 0,85$ Napět'ový přenos $A_U(\text{dB}) = 20 \log A_U$

$$A_U(\text{dB}) = 20 \log 0,85 = -1,41 \text{ dB}$$

Ze zadané hodnoty vstupního signálového napětí $U_{sig.vst.} = 1\text{V}$ a vypočítané hodnoty napět'ového zesílení určíme hodnotu výstupního signálového napětí $U_{sig.výst.}$

$$U_{sig.výst.} = U_{sig.vst.} \cdot A_U = 1\text{V} \cdot 0,85 = 0,85\text{V} = 850 \text{ mV}$$

Vypočítaná hodnota velmi dobře koresponduje s hodnotou výstupního signálového napětí naměřenou na simulačním modelu emitorového sledovače na obr.11

$$U_{sig.výst.naměřené} = 867 \text{ mV} \quad U_{sig.výst.vypočítané} = 850 \text{ mV}$$

3.2.4 Proudové zesílení zesilovače v zapojení SC

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

$$I_{sig.vst.} = \frac{U_{sig.vst.}}{R_{sig.vst.}} = \frac{1\text{V}}{11,17\text{k}\Omega} = 89,52 \mu\text{A}$$

Naměřená hodnota v simulačním programu obr.3.32

$$I_{sig.vst.} = 96,1 \mu\text{A}$$

Dále stanovíme velikost výstupního signálového proudu, který prochází zatěžovacím odporem zesilovače $R_L = 100 \Omega$

$$I_{sig.výst.} = \frac{U_{sig.výst.}}{R_L} = \frac{850mV}{100\Omega} = 8,5mA$$

Naměřená hodnota v simulačním programu obr.3.32 $I_{sig.výst.} = 8,67 mA$

Proudové zesílení zesilovače se společným kolektorem (SC) A_I

$$A_I = \frac{I_{sig.výst.}}{I_{sig.vst.}} = \frac{8,5mA}{0,0895mA} = 95$$

Proudový přenos $A_I(dB) = 20 \log A_I = 20 \log 95 = 39,55 dB$

3.2.5 Výkonové zesílení zesilovače se společným kolektorem (SC) A_P

Výkonové zesílení určíme jako součin napětového a proudového zesílení

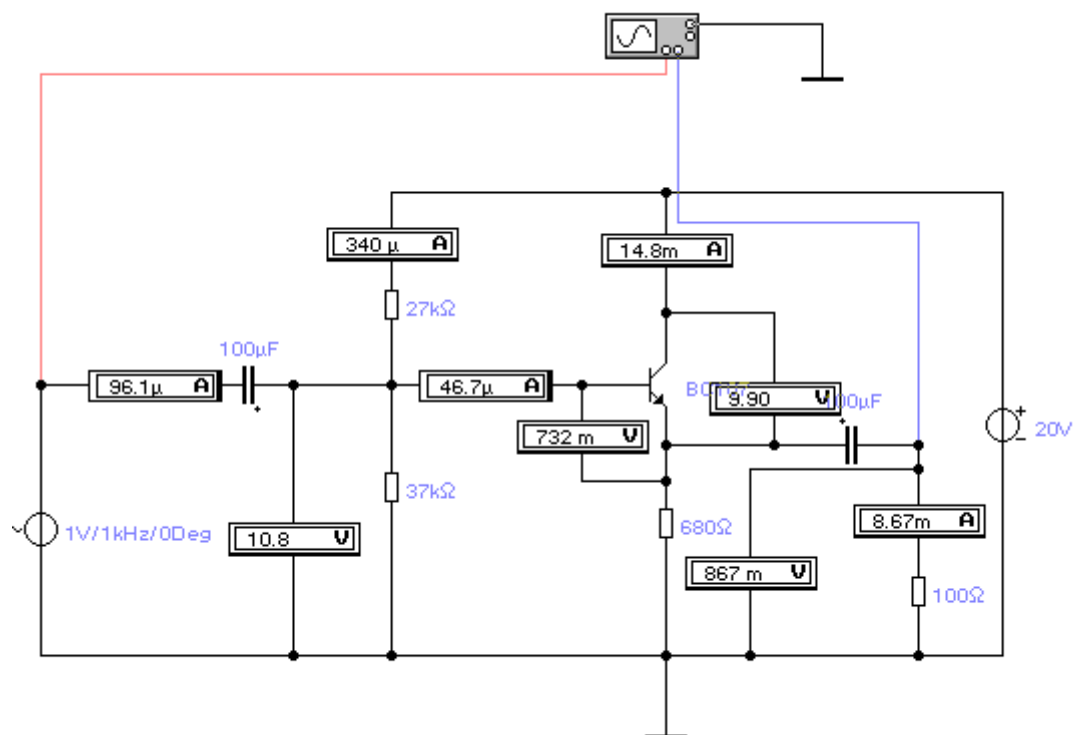
$$A_P = A_U \cdot A_I = 0,85 \cdot 95 = 80,75$$

Výkonový přenos $A_P(dB) = 10 \log A_P = 10 \log 80,75 = 19,07 dB$

3.2.5 Závěrečné hodnocení

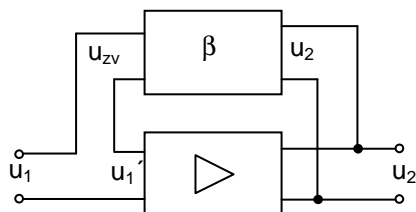
Pro ověření vypočítaných hodnot jsme sestrojili model zesilovače v simulačním programu Electronics Workbench. Při simulaci vznikají určité chyby, protože použitý tranzistor BC 107 nemá přesné hodnoty, např. strmosti a dalších parametrů. Rozdíl parametrů v řádech procent vzniká při výrobě, žádný tranzistor stejného typu a označení nemá úplně shodné parametry s jiným tranzistorem téže řady.

Při porovnání naměřených a vypočítaných hodnot vidíme, že mezi nimi vzniká velmi malá odchylka, což potvrzuje korektnost výpočtu. Při výpočtu jste si opět ověřili platnost zvolených početních postupů.



obr.11 Schéma zapojení zesilovače se společným kolektorem dle př. 2

3.17 Zpětná vazba



Obr. 3.16 Princip zpětné vazby

Zpětná vazba je definována přivedením části výstupního napětí u_2 (tzv. napětí zpětnovazebního u_{zv}) zpět na vstup zesilovače. Jak velká část u_2 se přivede zpět na vstup zesilovače určuje činitel zpětné vazby β

$$\beta = \frac{u_{zv}}{u_2} \quad (1)$$

Velikost β může být $0 \div 1$. Při rozpojené smyčce ZV je $\beta = 0$ a na vstup se z výstupu nepřivádí žádné napětí. Přivedeme-li celé výstupní napětí u_2 zpět na vstup, potom $u_2 = u_{zv}$ a $\beta = 1$.

3.17.1 Odvození zesílení zesilovače se zpětnou vazbou

Zesilovač bez zavedené zpětné vazby má zesílení A_u . Po zavedení zpětné vazby se celkové zesílení zapojení (zesilovač se zpětnou vazbou) změní na A_u' . Zesílení zesilovače bez zavedené ZV:

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} \quad (2)$$

Celkové zesílení zesilovače se ZV:

$$A_u' = \frac{u_2}{u_1'} \quad (3)$$

Zavedením ZV je skutečná velikost vstupního napětí zesilovače rovna:

$$u_1' = u_1 \pm u_{zv} \quad (4)$$

Dosazením do rovnice (3) dostaneme: $A_u' = \frac{u_2}{u_1 \pm u_{zv}}$ (5)

Z rovnice (1) vyplývá, že $u_{zv} = \beta \cdot u_2$ (6)

Dosazením rovnice (6) do rovnice (5) dostaneme:

$$A_u' = \frac{u_2}{u_1 \pm \beta \cdot u_2} \quad (7)$$

Úpravou rovnice (7) dostaneme obecný vztah pro výpočet zesílení zesilovače se ZV:

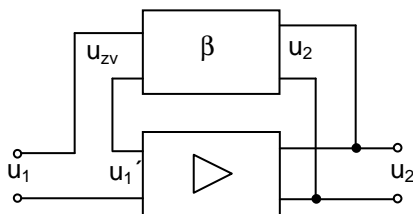
$$A_u' = \frac{u_2}{u_1 \pm \beta \cdot u_2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{u_1}} = \frac{\frac{u_2}{u_1}}{\frac{u_1 \pm \beta \cdot u_2}{u_1}} = \frac{A_u}{1 \pm \beta \cdot A_u} \quad (8)$$

3.17.2 Druhy zpětných vazeb

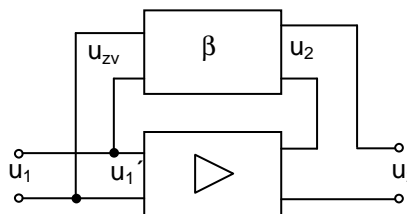
Zpětná vazba může být **žádoucí** nebo **nežádoucí**. Žádoucí ZV vznikne úmyslným přivedením zpětnovazebního napětí u_{zv} zpět na vstup zesilovače. Vzniku nežádoucí ZV nedokážeme zabránit.

Podle fáze zpětnovazebního napětí u_{zV} vzhledem k napětí vstupnímu u_1 vzniká ZV **kladná** nebo **záporná**. Podle toho, jak se zpětnovazební napětí připojí ke vstupu zesilovače ji dělíme na **sériovou** a **paralelní**. Podle toho, zda velikost zpětnovazebního napětí je určena velikostí výstupního napětí nebo výstupního proudu ji dělíme na **napět'ovou** a **proudovou**. Podle toho, zda zpětnovazební napětí je stejnosměrné nebo střídavé ji dělíme na **stejnosměrnou** a **střídavou**. Střídavá $-ZV$ může být **kmitočtově závislá** nebo **kmitočtově nezávislá**. ZV může být zavedena **v jednom stupni** nebo **přes více zesilovacích stupňů**. Existují různé kombinace všech těchto druhů ZV.

Na obr. 3.17 je princip zapojení zpětné vazby sériové napět'ové, na obr. 3.18 paralelní proudové.



Obr. 3.17 Princip ZV sériové napět'ové



Obr. 3.18 Princip ZV paralelní proudové

3.17.2.1 Kladná ZV

Vznikne přivedením zpětnovazebního napětí u_{zV} zpět na vstup ve fázi se vstupním napětím u_1 , tím se obě tato napětí sečtou a skutečné vstupní napětí se zavedenou zpětnou vazbou u_1' vzroste. Pro vznik kladné zpětné vazby platí podmínka: $0 < \beta A_u < 1$

Při stálé velikosti A_u vzroste i velikost výstupního napětí u_2 a tím vzroste celkové zesílení zesilovače s $+ZV$, které se určí z rovnice

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} \quad (9)$$

Kladná ZV zvětšuje zesílení zesilovače. Používá se v oscilátorech, v zesilovačích pouze k hrazení ztrát (neutralizace ve vf. zesilovačích).

pr. Zesílení před zavedením zpětné vazby $A_u = 10$, činitel zpětné vazby $\beta = 0,02$

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} = \frac{10}{1 - 10 \cdot 0,02} = 12,5 \quad \text{zesílení zesilovače se zvětšilo}$$

3.17.2.2 Záporná ZV

Vznikne přivedením zpětnovazebního napětí u_{zV} zpět na vstup v protifázi se vstupním napětím u_1 , tím se obě napětí odečtou a u_1' klesne. Pro vznik záporné zpětné vazby platí podmínka, že **součin βA_u musí být číslo reálné – záporné**. Při stálé velikosti A_u klesne i velikost výstupního napětí u_2 a tím klesne celkové zesílení zesilovače se zápornou zpětnou vazbou, které se určí z rovnice

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} \quad (10)$$

Záporná ZV zmenšuje zesílení zesilovače. Používá se v zesilovačích velmi často, protože kromě zmenšení zesílení (vlastnost většinou nežádoucí) má na ostatní vlastnosti zesilovače, např. na nelineární zkreslení příznivý vliv.

př. Zesílení zesilovače před zavedením záporné vazby $A_u = 100$, činitel zpětné vazby $\beta = -0,02$

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} = \frac{100}{1 - (-0,02 \cdot 100)} = \frac{100}{1 + 2} = 33 \quad \text{zesílení zesilovače se zmenšilo}$$

Další možnost nastane v případě kdy součin βA_u se bude blížit k jedné $\beta A_u \rightarrow 1$

Potom zesílení zesilovače po zavedení zpětné vazby

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} = \frac{A_u}{1 - 1} = \infty, \text{ pozor výraz je nutné vyjádřit v limitě, ale snad nám to matematici}$$

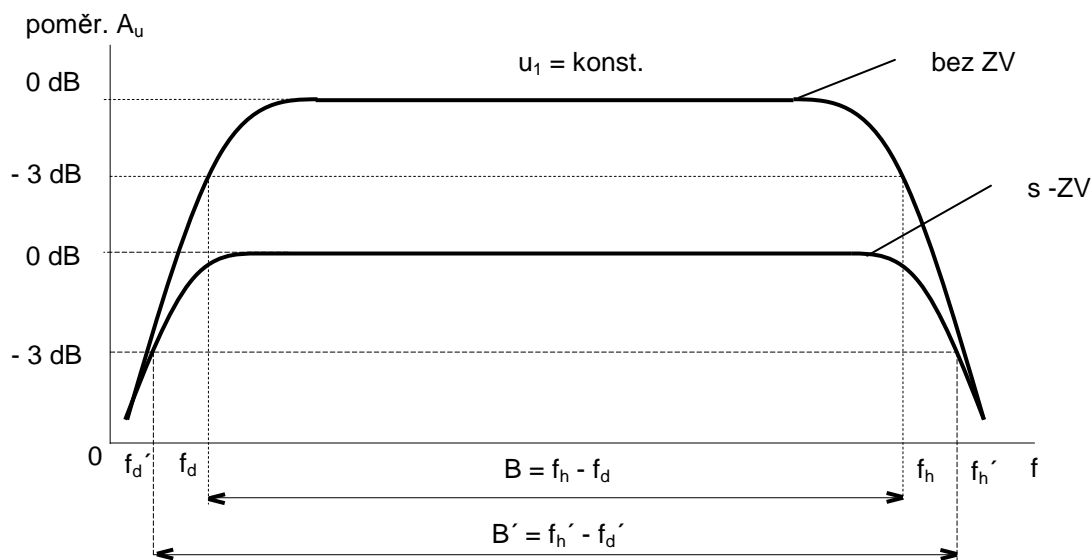
takto prominou. Zesílení zesilovače pak roste nade všechny meze, ze zesilovače se stane oscilátor.

3.17.2.3 Vliv záporné ZV na vlastnosti zesilovače.

- zmenšuje zesílení zesilovače
- zmenšuje nelineární zkreslení zesilovače tím, že celkovým zmenšením zesílení se zmenší velikost výstupního napětí zesilovače u_2 . Pro dosažení původní hodnoty u_2 se musí zvětšit velikost vstupního napětí u_1 (tedy napětí 1. harmonické) a tím ve vztahu

$$k = \frac{\sqrt{u_{2h}^2 + u_{3h}^2 + u_{4h}^2 + \dots + u_{nh}^2}}{u_{1h}} \cdot 100 \quad \text{se zvětší jmenovatel a hodnota } k \text{ se zmenší}$$

- zmenšuje lineární zkreslení zesilovače tím, že zvětšuje šířku přenášeného kmitočtového pásma B. Největší velikost zpětnovazebního napětí u_{ZV} je na kmitočtech, na kterých má zesilovač největší zesílení. U nf. zesilovačů to je přibližně uprostřed přenášeného kmitočtového pásma. Na těchto kmitočtech bude $-ZV$ nejsilnější a dojde na nich k největšímu poklesu zesílení. Tím se mezní kmitočty zesilovače f_d a f_h posunou na f_d' a



Obr. 3.19 Přenosové charakteristiky bez ZV a se $-ZV$

f_h' a šířka přenášeného pásma se zvětší z B na B' (obr. 3.19)

- zmenšuje kolísání zesílení zesilovače (tzv. drift) např. při změnách napájecího napětí, změnách teploty, stárnutím součástek atd. Při velkém napětí zesílení zesilovače bez $-ZV$ se v rovnici (10) dá provést její rozšíření na tvar

$$A_u' = \frac{A_u}{1 + \beta \cdot A_u} \cdot \frac{1}{\frac{1}{A_u}} = \frac{1}{\frac{1}{A_u} + \beta} \approx \frac{1}{\beta} \quad (11)$$

ze kterého vyplývá, že velikost A_u' při velkém zesílení A_u je určena především velikostí činitele zpětné vazby β . Stálost zesílení zesilovače má velký význam např. v zesilovačích v měřicích přístrojích

e) zmenšuje vlastní šum zesilovače

f) ovlivňuje vstupní a výstupní odpor zesilovače tak, že paralelní zmenšuje a sériová zvětšuje jeho vstupní odpor, napěťová zmenšuje a proudová zvětšuje jeho výstupní odpor

g) stejnosměrná $-ZV$ teplotně stabilizuje klidovou polohu pracovního bodu zesilovače

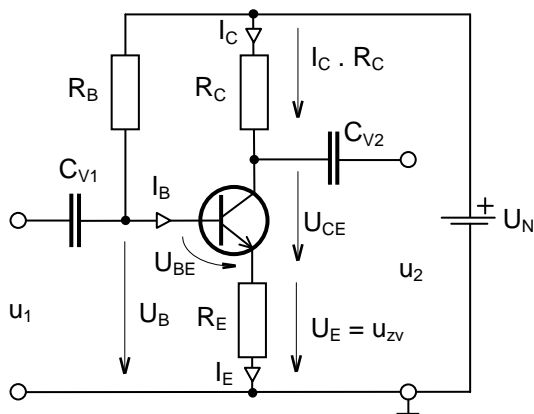
3.17.3 Zapojení zesilovačů se zápornou zpětnou vazbou

Existuje ohromné množství různých zapojení zesilovačů se zápornou zpětnou vazbou. Seznámíme se pouze s nejpoužívanějšími.

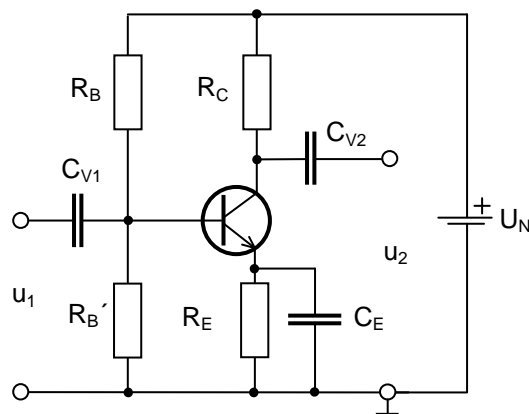
3.17.3.1 Zapojení zesilovače se zápornou ZV sériovou proudovou

Na obrázcích 3.20 a 3.21 je nejpoužívanější způsob zavedení $-ZV$ a to sériové proudové, která se vytvoří zapojením odporu R_E do emitoru. Průtokem proudu I_E dochází na tomto odporu k úbytku napětí U_E a toto napětí je současně napětím zpětnovazebním u_{ZV} . Při kladné půlvlně u_1 dojde ke zvětšení vstupního proudu, tekoucího přechodem B-E a tím ke zvětšení proudu výstupního I_C a proudu I_E . Tím se zvětší úbytek napětí U_E na odporu R_E , které je současně napětím zpětnovazebním u_{ZV} . Tím se ale zmenší rozdíl napětí U_{BE} mezi B a E a tím poklesne proud přechodem B-E a tím i proud výstupní I_C . Při záporné půlvlně u_1 je děj opačný. Protože u_{ZV} působí proti účinkům napětí vstupního u_1 , jde ZV zápornou. Protože u_{ZV} je v sérii se vstupním napětím u_1 , jedná se $-ZV$ sériovou, která zvětšuje vstupní impedanci zesilovače. Protože velikost zpětnovazebního napětí u_{ZV} je určena velikostí výstupního proudu, jedná se $-ZV$ proudovou, která zvětšuje výstupní impedanci zesilovače. Je to $-ZV$ střídavá i stejnosměrná. Stejnosměrná $-ZV$ teplotně stabilizuje klidovou polohu jeho pracovního bodu. Střídavá $-ZV$ zmenší zesílení zesilovače. Jeho velikost je v tomto zapojení

přibližně určena vztahem $A_u' = \frac{R_C}{R_E} \quad (12)$



Obr. 3.20 Zapojení $-ZV$ sériové proudové, stejnosměrné i střídavé



Obr. 3.21 Zapojení $-ZV$ sériové proudové, pouze stejnosměrné

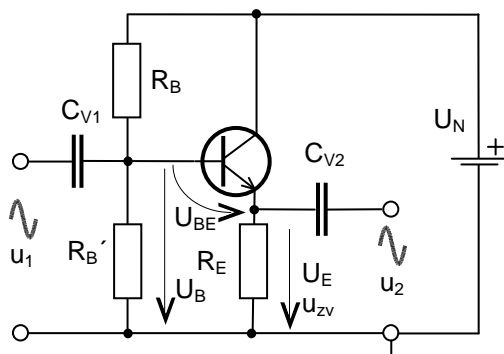
3.17.3.2 Teplotní stabilizace pracovního bodu zesilovače.

V úvodu této kapitoly v odstavci 3.4.1.3 je popsána nežádoucí vlastnost polovodičových součástek – jejich teplotní závislost a její vliv na tranzistor. V zapojení se stejnosměrnou $-ZV$ (obr. 3.20 a 3.21) bude tento vliv menší, protože stejnosměrná $-ZV$ působí proti němu.

Při zvýšení teploty dochází ke zmenšování difusního napětí přechodu B-E, které způsobí zvětšování stejnosměrného proudu I_B tekoucího přechodem B-E. Zvětšení I_B (zesílené h_{21E} krát) způsobí zvětšení kolektorového proudu I_C . Tím na odporu R_E v emitoru dojde k většímu úbytku stejnosměrného napětí a tím dojde ke zmenšení U_{BE} . Proud přechodem B-E se zmenší a tím se zmenší i hodnota výstupního proudu I_C , takže jeho nárůst vlivem zvýšení teploty bude malý. Ještě větší stabilitu má pracovní bod v zapojení na obr. 3.21. V tomto zapojení je napětí báze proti zemi U_B určeno tvrdým děličem a je proto stálé. Tím se změny teploty na změně polohy pracovního bodu budou ještě méně uplatňovat.

Nevýhodou zapojení podle obr. 3.20 je zmenšení zesílení zesilovače podle rovnice (12). Zmenšení zesílení lze potlačit zapojením tzv. blokovacího kondenzátoru C_E paralelně k emitorovému odporu R_E . Pokud jeho hodnota bude dostatečně velká, aby jeho reaktance X_C byla v pásmu zesilovaných kmitočtů zanedbatelná, bude mít zpětnovazební napětí u_{ZV} pouze složku stejnosměrnou (střídavá je zkratována nebo vyfiltrována kondenzátorem C_E), a ta nebude zmenšovat zesílení zesilovače, ale bude stabilizovat klidovou polohu jeho pracovního bodu. Pokud má C_E v pásmu zesilovaných kmitočtů proměnnou reaktanci, vznikne $-ZV$ kmitočtově závislá, která bude měnit zesílení zesilovače v závislosti na kmitočtu. Toho se využívá např. v obrazových zesilovačích, ve kterých se pomocí této kmitočtově závislé $-ZV$ zvyšuje zesílení na vysokých kmitočtech.

3.17.3.3 Zapojení zesilovače SC (se zápornou ZV sériovou napět'ovou)



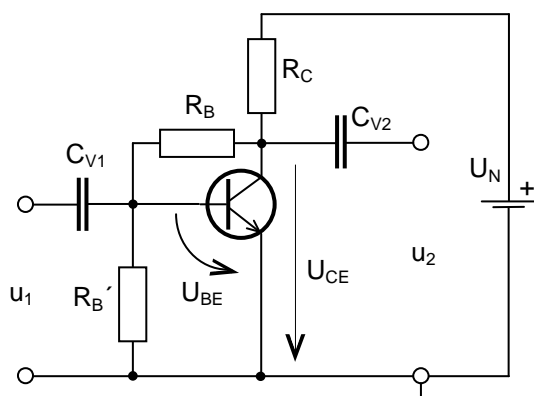
Obr. 3.22 Zapojení – ZV sériové napět'ové

Na obr. 3.22 je zapojení tranzistoru se společným kolektorem, nazývané také emitorový sledovač, protože výstupní napětí u_2 je co do velikosti i fáze stejné jako vstupní napětí u_1 . Vstupní elektrodou je báze, výstupní emitor, pracovním odporem zesilovače je emitorový odpor R_E . I v tomto zapojení představuje zesilovač nelineární dělič, výstup je z pracovního odporu R_E (na rozdíl od SE a SB). Stejně jako v SE a v SB musí být i v zapojení SC přechod B-E polarizován v propustném směru a přechod B-C v závěrném směru. Proto napětí báze

proti zemi U_B je dáno součtem napětí U_{BE} a úbytkem napětí U_E na pracovním odporu v emitoru R_E .

V zapojení je zavedena 100% $-ZV$, protože celé výstupní napětí u_2 je současně napětím zpětnovazebním u_{ZV} a tím tento zesilovač má napět'ové zesílení nepatrně menší jak 1. Zesiluje pouze proudově a tím je i výkonové zesílení malé. Vyznačuje se velkým vstupním odporem a malým výstupním odporem. Pro velký vstupní odpor se používá na vstupech zesilovačů (nezatěžuje zdroj zesilovaného signálu) a pro malý výstupní odpor v koncových stupních, protože je schopen dodat do zátěže velký proud.

3.17.3.4 Zapojení zesilovače se zápornou ZV paralelní napětíovou



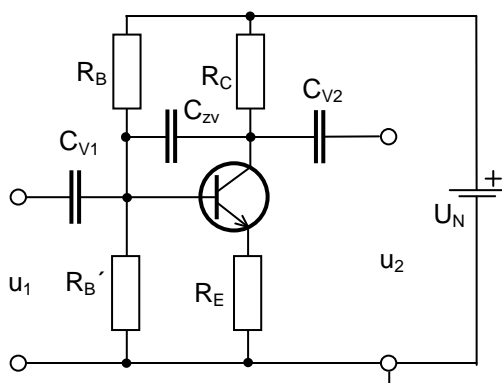
Obr. 3.23 Zapojení – ZV paralelní napětíové

napětí U_{CE} je ale napájen dělič báze R_B , $R_{B'}$. Tím se napětí U_{BE} přechodu B-E zmenší a poklesne i proud báze I_B . Tím se klidová poloha pracovního bodu změní jen nepatrně.

Přes odpor R_B je zavedena $-ZV$ paralelní napětíová střídavá i stejnosměrná (obr. 3.23).

Střídavá $-ZV$ zmenšuje zesílení zesilovače, stejnosměrná stabilizuje klidovou polohu pracovního bodu při změnách teploty. Zahřátím tranzistoru klesá difusní napětí přechodu B-E. Tím vzrůstá proud báze I_B , tato změna h_{21E} krát zesílená se projeví zvětšením I_C . Nárůst proudu I_C vytvoří větší úbytek napětí na pracovním odporu zesilovače R_C a napětí na tranzistoru U_{CE} podle rovnice $U_N = I_C \cdot R_C + U_{CE}$ poklesne. Z

3.17.3.5 Zapojení se zápornou ZV paralelní napětíovou kmitočtově závislou



Obr. 3.24 Zapojení – ZV kmitočtově závislé

polarizovaného přechodu B-C, přes kterou se přenáší výstupní signál a způsobuje pokles zesílení zesilovačů na vyšších kmitočtech. Z těchto důvodů musí mít vř. tranzistory tuto kapacitu co možná nejmenší (desetiny pF).

Kapacita C_{BC} přepočtená na vstup zesilovače jako jeho vstupní kapacita se nazývá Millerova kapacita a její hodnota je určena rovnicí

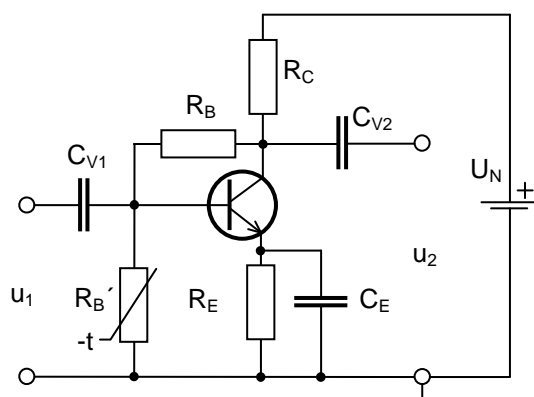
$$C_M = C_{BC} \cdot (1 + A_u) \quad (13)$$

Musí se s ní počítat u vř. zesilovačů, má vliv na stabilitu kmitočtu vř. oscilátorů.

Je na obr. 3.24. Přes kondenzátor C_{ZV} je zavedena z výstupu na vstup $-ZV$ paralelní napětíová, kmitočtově závislá. Tato $-ZV$ způsobí pokles zesílení směrem k vyšším kmitočtům, protože s rostoucím kmitočtem zesilovaného signálu se reaktance tohoto kondenzátoru zmenšuje a z výstupu se přivádí větší napětí zpět na vstup, $-ZV$ je silnější a zesílení na vyšších kmitočtech se proto bude zmenšovat.

I bez kondenzátoru C_{ZV} se v každém zapojení zesilovače SE uplatňuje tato nežádoucí záporná ZV. Způsobuje ji vnitřní mezelektrodová kapacita C_{BC} závěrně

3.17.3.6 Teplotně stabilizované zapojení zesilovače

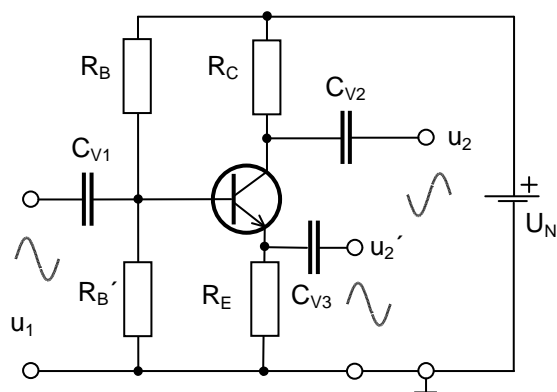


Obr. 3.25 Teplotně stabilizované zapojení

poklesne a poloha pracovního bodu se změní pouze nepatrně.

Vyrábějí se termistory se svorníkem, na kterém je závit a které se potom dají připevnit na chladicí žebro koncových tranzistorů.

3.17.3.7 Invertor- obraceč fáze



Obr. 3.26 Zapojení invertoru

Nejdokonaleji teplotně stabilizované zapojení zesilovače je na obr. 3.25. Je to kombinace záporné ZV sériové proudové stejnosměrné se zápornou ZV paralelní napěťovou stejnosměrnou i střídavou společně s teplotní kompenzací pomocí teplotně závislého děliče napětí R_B , R_B' v obvodu báze. Odpor R_B' je termistor se záporným součinitelem odporu, který zmenší svoji hodnotu při zvýšení teploty tranzistoru (bývá upevněn na chladícím žebro tranzistoru). Tím při zvýšení teploty dělič R_B , R_B' zmenší napětí na bázi, proud báží I_B

Je to zapojení zesilovače (obr 3.26), ve kterém se hodnota $R_C = R_E$. Zapojení má dva výstupy. Výstup z kolektoru je zapojení zesilovače SE, jehož $A_U = 1$ (podle rovnice 12). Tím je amplituda výstupního napětí u_2 stejná jako vstupního napětí u_1 , ale fáze je opačná.

Výstup z emitoru je zapojení zesilovače SC, takže výstupní napětí u_2' je co do velikosti i fáze stejné jako vstupní napětí u_1 a tím dostáváme na obou výstupech dvě stejně velká napětí v protifázi.

Invertor se používá pro buzení dvojčinných zesilovačů.

3.18 Vysokofrekvenční zesilovače

Vf. zesilovače slouží k zesilování vysokofrekvenčních signálů. Vf. zesilovače můžeme rozdělit na:

- vf. zesilovače pro zesilování signálů s nízkou úrovní (např. v přijímačích)
- vf. výkonové zesilovače (např. ve vysílačích)

Na oba typy vf. zesilovačů jsou kladeny zcela rozdílné požadavky a také jejich technické řešení je odlišné. U vysokofrekvenčních zesilovačů pro zesilování signálů s nízkou úrovní je důležitý **malý šum** a **velké zesílení** při požadované **šíři frekvenčního pásma B**, u vf. výkonových zesilovačů nás zajímá hlavně co nejvyšší dosažitelný **výstupní výkon** a co nejvyšší **účinnost**.

Podle šíře frekvenčního pásma zpracovávaného signálu rozdělujeme vysokofrekvenční zesilovače na:

- širokopásmové $\frac{f_h}{f_d} > 2$ nf. Zesilovač $\frac{f_h}{f_d} = \frac{15\text{kHz}}{30\text{Hz}} = 500$
- úzkopásmové $\frac{f_h}{f_d} \leq 2$ mf. Zesilovač $\frac{f_h}{f_d} = \frac{468,5\text{kHz}}{459,5\text{kHz}} = 1,02$

Hranice mezi širokopásmovým a úzkopásmovým zesilovačem není přesně definována, bývá to hodnota $B = 2 \div 3 \%$ frekvence f_0 , kde f_0 je střední frekvence zesilovaného signálu.

3.18.1 Vlastnosti vysokofrekvenčních zesilovačů

Vysokofrekvenční zesilovač musí mít:

- na rezonanční frekvenci f_0 potřebné **napět'ové zesílení A_U** a **výkonové zesílení A_P**
- požadovaný **tvár amplitudové charakteristiky v okolí f_0** , tj. musí mít potřebnou **šíři frekvenčního pásma B** (určuje se pro pokles signálu na výstupu zesilovače o 3 dB na obou stranách kolem rezonanční frekvence f_0) a **selektivitu S** (většinou se určuje jako poměr šířek pásma pro pokles o 3 dB a 20 dB)

$$B = \frac{f_0}{Q} \qquad S = \frac{B_{3dB}}{B_{20dB}}$$

$$\text{př. } B_{3dB} = 4\text{kHz}, B_{20dB} = 50\text{kHz} \text{ potom } S_{dB} = \frac{4\text{kHz}}{50\text{kHz}} = 20 \log 0,08 = -22\text{dB}$$

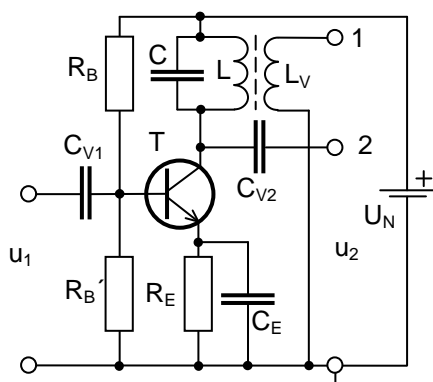
což znamená, že kmitočet signálu při rozladění o 50 kHz je potlačen o -22 dB.

požadovaný tvár **fázové charakteristiky**, tj. závislosti fázového posunu mezi výstupním a vstupním napětím na frekvenci

- požadovaný tvár **fázové charakteristiky**, tj. závislosti fázového posunu mezi výstupním a vstupním napětím na frekvenci

4. co nejmenší **šumovou šířku pásma** (ta charakterizuje průchod šumu ze vstupu na výstup zesilovače) a co nejmenší **šumové číslo F**, které udává, kolikrát se zvětší poměr signál/šum po průchodu signálu ze vstupu na výstup vysokofrekvenčního zesilovače. Vysvětlení pojmu šumový koeficient provedeme ve třetím ročníku v kapitole vlastnosti přijímačů.

3.18.2 Zapojení vf. laděného zesilovače



Obr 3.27 Vf. laděný zesilovač

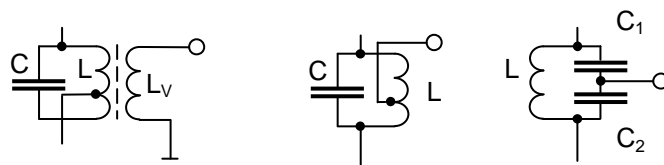
Vysokofrekvenční laděný zesilovač (obr. 3.27) má v kolektoru místo pracovního odporu zapojen paralelní rezonanční obvod. Stejnosečně představuje paralelní obvod pouze odpor vinutí cívky. Proto se hodnota stejnosměrného výstupního proudu tekoucího tranzistorem omezuje zařazením emitorového odporu R_E . Ten zavádí zápornou ZV, která by zmenšovala zesílení. Proto se přemostňuje paralelně připojeným kondenzátorem C_E , takže záporná ZV je pouze stejnosměrná, stabilizující klidovou polohu pracovního bodu zesilovače. Ta je důležitá u vf. zesilovače proto, aby se neměnily jeho parametry a tím se neměnily i kapacity tranzistoru a tím se zesilovač nepřeladoval.

Pro střídavý zesilovaný signál představuje paralelní rezonanční obvod proměnnou impedanci, která je největší na rezonančním kmitočtu a postupně klesá mimo rezonanci. Tato proměnná, kmitočtově závislá hodnota impedance paralelního rezonančního obvodu představuje proměnnou hodnotu pracovního odporu zesilovače a protože napěťové zesílení zesilovače závisí na velikosti impedance, zapojené v kolektoru podle vztahu

$$A_u = \frac{h_{21e} \cdot Z}{h_{11e}}$$

bude se měnit zesílení zesilovače s kmitočtem. Největší zesílení bude mít laděný zesilovač na výsledném rezonančním kmitočtu, který určuje především paralelní obvod, ale ovlivňují ho všechny další kapacity v zesilovači. Šířka zesilovaného pásma závisí na celkové jakosti Q . Samotný paralelní rezonanční obvod může mít vysokou jakost Q , která je zmenšena tlumením tranzistorem a případnou zátěží výstupu. Výslednou jakostí je určena šířka pásma B , kterou zesilovač přenáší.

Při požadavku na úzké přenášené kmitočtové pásmo se tlumení rezonančního obvodu zmenší pomocí kapacitního děliče C_1 , C_2 nebo připojením vnějších obvodů na odbočku na cívce. Příklady takového impedančního přizpůsobení jsou na obr. 3.28.



Obr 3.28 Impedanční přizpůsobení rezonančního obvodu

3.19 Vícestupňové zesilovače

Více zesilovacích stupňů za sebou se použije tehdy, když nestačí zesílení jednoho stupně. Signál z výstupu prvního zesilovacího stupně se přivádí na vstup druhého zesilovacího stupně atd. Celkové zesílení vícestupňového zesilovače je dáno součinem zesílení jednotlivých zesilovacích stupňů

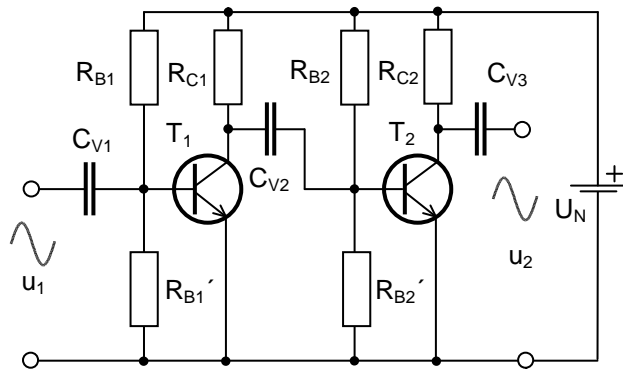
$$A_C = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \dots A_n$$

Je-li udáno zesílení jednotlivých stupňů v dB, potom celkové zesílení je dáno součtem zesílení jednotlivých zesilovacích stupňů

$$A_{C[\text{dB}]} = A_{1[\text{dB}]} + A_{2[\text{dB}]} + A_{3[\text{dB}]} + \dots + A_{n[\text{dB}]} \quad [\text{dB}]$$

Při spojování jednotlivých zesilovacích stupňů za sebou musí být zachována podmínka správného výkonového impedančního přizpůsobení, při kterém se má výstupní impedance předchozího zesilovacího stupně rovnat vstupní impedanci následujícího stupně. Protože výstup jednoho stupně a vstup následujícího stupně mají obvykle jiné stejnosměrné napětí, musí se mezi jednotlivými stupni použít vhodný vazební prvek (vazba), který jednotlivé stupně mezi sebou propojí střídavě pro zesilovaný signál, ale oddělí stejnosměrně. Používá se vazba kapacitní, induktivní (transformátorová), laděná a přímá (galvanická).

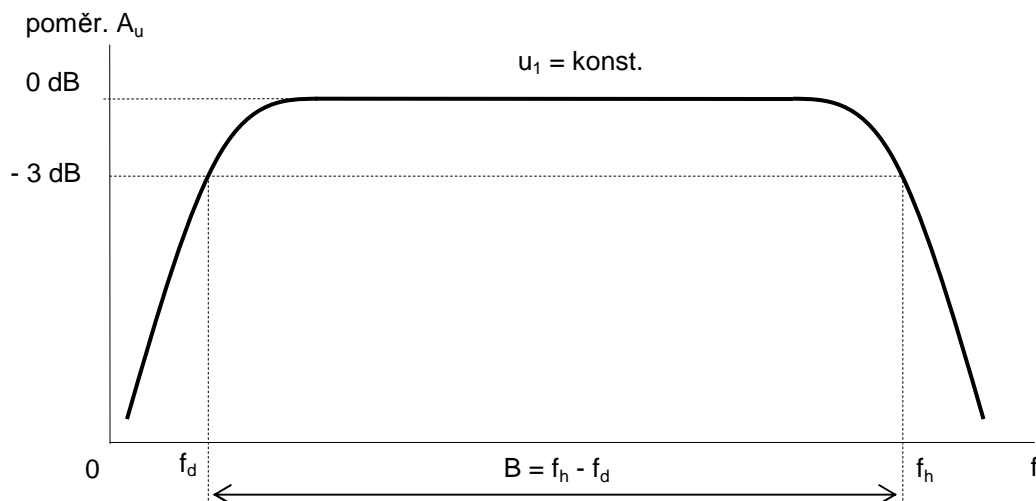
3.19.1 Kapacitní vazba



Obr 3.29 Kapacitní vazba

Zapojení dvoustupňového zesilovače s kapacitní vazbou je na obr. 3.29. Je to nejpoužívanější způsob vazby mezi zesilovacími stupni. Vazebním prvkem je kondenzátor C_{V2} , který stupně musí oddělit stejnosměrně (protože kolektor tranzistoru T_1 má větší stejnosměrné napětí než báze tranzistoru T_2) a zároveň navazuje oba stupně pro střídavý zesilovaný signál. Nevýhodou této vazby je, že reaktance vazebního kondenzátoru C_{V2} vytváří se vstupním

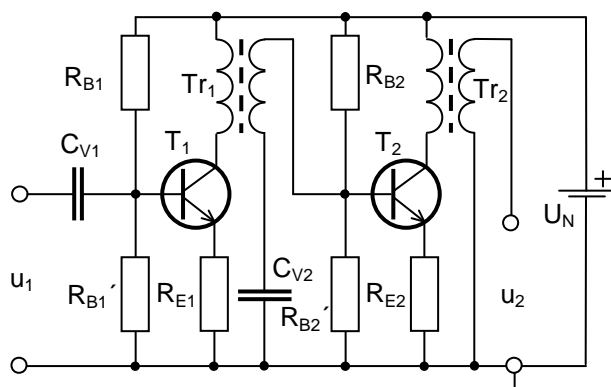
odporem druhého zesilovacího stupně derivační článek, který se chová jako kmitočtově závislý dělič napětí a zmenšuje celkové zesílení zesilovače na nízkých kmitočtech (obr. 3.30). Hodnota vazebního kondenzátoru C_{V2} se vypočítá z požadavku na dolní mezní kmitočet f_d , který má zesilovač přenášet s poklesem o -3 dB a to ze vztahu $R_{vst} = X_{C_{V2}}$. Při jednom DČ v zesilovači klesá zesílení zesilovače směrem k nízkým kmitočtům s poklesem -6 dB/okt., tj. -20 dB/dek. Při dvou DČ je to -12 dB/okt. atd.



Obr. 3.30 Amplitudová charakteristika nf. zesilovače

Také na vysokých kmitočtech dochází k poklesu zesílení zesilovače a to vlivem nežádoucí záporné ZV v zapojení SE, kde se uplatňuje vnitřní mezielektrodová kapacita C_{BC} a dále vlivem dalších parazitních kapacit, jako jsou kapacity součástek, kapacity součástek proti zemi, kapacity spojů, kapacity spojů proti zemi a mezi sebou atd., které spolu s výstupním odporem zesilovače vytvářejí nežádoucí IČ, které potom způsobují pokles zesílení na vysokých kmitočtech. Další vliv na pokles zesílení na vysokých kmitočtech má zmenšování h_{21e} s rostoucím kmitočtem.

3.19.2 Transformátorová vazba neladěná



Obr 3.31 Transformátorová vazba

Její zapojení je na obr.3.31. V kolektoru tranzistoru je místo pracovního odporu zapojeno primární vinutí transformátoru. Změnami kolektorového proudu, protékajícího tímto vinutím, dochází ke změnám magnetického toku v jádře transformátoru a tím se v sekundárním vinutí indukuje napětí, které se přivádí na vstup následujícího stupně. Tím jsou oba stupně odděleny stejnosměrně a navázány střídavě.

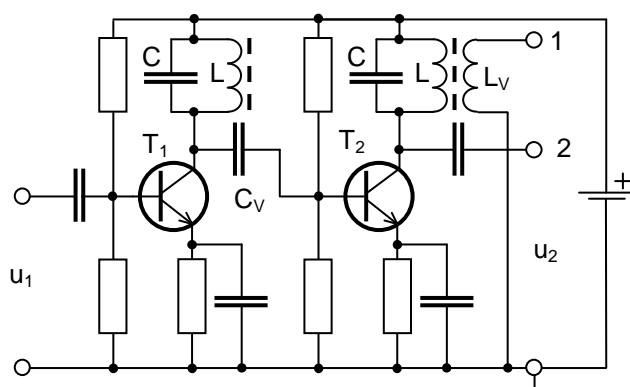
Nevýhodou této vazby je, že transformátor je drahý, velký a jeho jádro je stejnosměrně sycené (stejným proudem I_C), takže hrozí nebezpečí, že při zvětšení výstupního proudu (při kladné půlplně zesilovaného signálu) může dojít k jeho přesycení a tím ke zkreslení zesilovaného signálu. Protože velikost indukovaného napětí závisí na kmitočtu, klesá proto zesílení zesilovače směrem k nižším kmitočtům. Pokles zesílení na vysokých kmitočtech způsobují opět parazitní kapacity. Tím amplitudová charakteristika vychází přibližně stejná jako u vazby kapacitní na obr. 3.29. Kondenzátor C_{V2} zabraňuje průtoku stejnosměrného proudu z děliče v obvodu báze R_B , $R_{B'}$ přes sekundární vinutí Tr_1 na zem.

Výhodou této vazby je, že vhodným převodem (poměrem počtu závitů) lze transformovat impedanci podle vztahu

$$p = \frac{n_1}{n_2} = \frac{u_1}{u_2} = \frac{i_2}{i_1} = \sqrt{\frac{Z_{vst.}}{Z_{výst.}}} \quad (14)$$

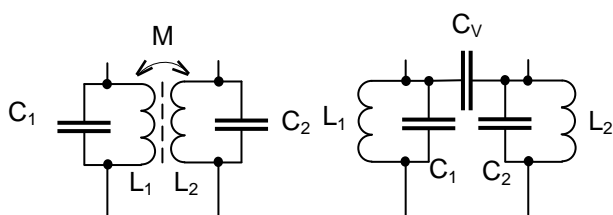
Možnost transformace impedance je důležitá pro správné výkonové impedanční přizpůsobení v koncových výkonových zesilovačích, kde zátěží je např. malá impedance reproduktoru nebo vysílací antény. Vazební transformátor má i funkci bezpečnostní, což mělo význam v elektronkových zesilovačích s velkým napájecím napětím. Také vstupní impedance zesilovače se dá přizpůsobit pomocí transformátoru impedanci zdroje zesilovaného napětí.

3.19.3 Laděná vazba



Obr 3.32 Dvoustupňový laděný vf.zesilovač

Používá se u vysokofrekvenčních zesilovačů např. v přijímačích, vysílačích atd. kde zesilují úzké kmitočtové pásmo kolem rezonančního kmitočtu f_0 , na který jsou naladěny rezonanční obvody v kolektorech tranzistorů. Šířka přenášeného kmitočtového pásma je určena jakostí rezonančních obvodů a jejich tlumením. Příklad zapojení dvoustupňového laděného zesilovače je na obr. 3.32. Druhý stupeň je vázán kapacitní vazbou (výstup 1) nebo kapacitní (výstup 2).



Obr 3.33 Zapojení napěťových vazeb

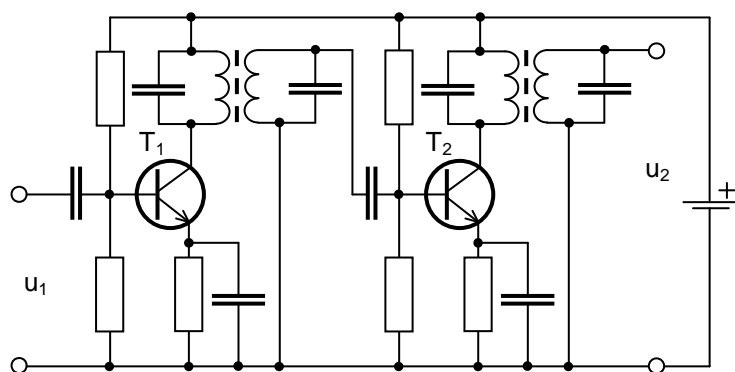
Laděná vazba (obr. 3.33) pomocí tzv. pásmových propustí mezi zesilovacími stupni používá nejčastěji dvojici oboustranně laděných rezonančních obvodů, naladěných na stejný kmitočet, se stejnou jakostí obvodů Q , s napěťovou vazbou mezi nimi pomocí vzájemné indukčnosti M nebo kapacitní vazbu pomocí vazebního kondenzátoru C_v . Velikost vazby mezi obvody se určuje pomocí činitele vazby k .

U napěťové induktivní vazby je velikost k určena vztahem

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (15)$$

u napěťové kapacitní vazby

$$k = \frac{C_v}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (16)$$



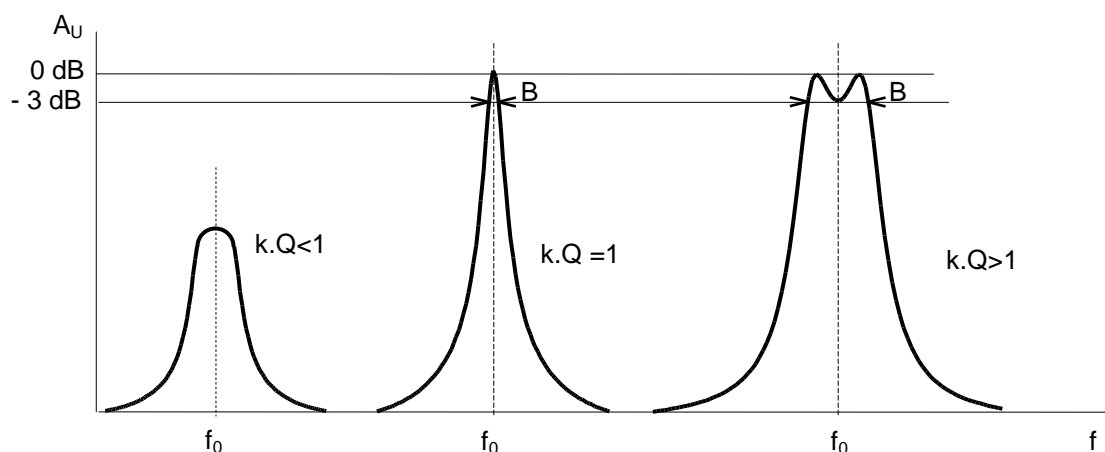
Obr 3.34 Dvoustupňový laděný vf. zesilovač

Tvar přenosové charakteristiky víceúrovňového zesilovače s vazbou pomocí pásmových propustí (obr.3.34) závisí na „těsnosti vazby“, která se vyjadřuje součinem $k.Q$.

Je-li $k.Q < 1$, jedná se o vazbu volnou, tzv. **podkritickou**.

Při $k.Q = 1$ je vazba **kritická**, při $k.Q > 1$ je vazba těsná, **nadkritická**.

Těsnost vazby se volí podle účelu použití zesilovače. Největšího zesílení a úzkého přenášeného kmitočtového pásma se dosáhne vazbou kritickou (obr. 3.35 uprostřed), používanou např. v mezifrekvenčních zesilovačích rozhlasových přijímačů s AM. Vazbou nadkritickou (obr. 3.35 vpravo), typickou prosedláním přenosové charakteristiky, se dosáhne velkého zesílení a širokého přenášeného



Obr. 3.35 Vlevo vazba podkritická, uprostřed kritická, vpravo nadkritická

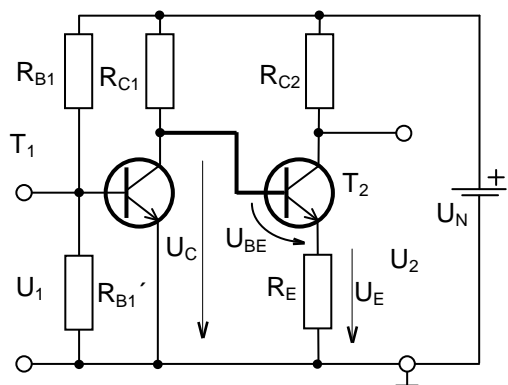
kmitočtového pásma (používanou např. v mezifrekvenčních zesilovačích u rozhlasových přijímačů s FM a v televizních přijímačích). Pojmy AM, FM, mezifrekvenční kmitočet, budou vysvětleny ve třetím ročníku.

3.19.4 Přímá (galvanická) vazba

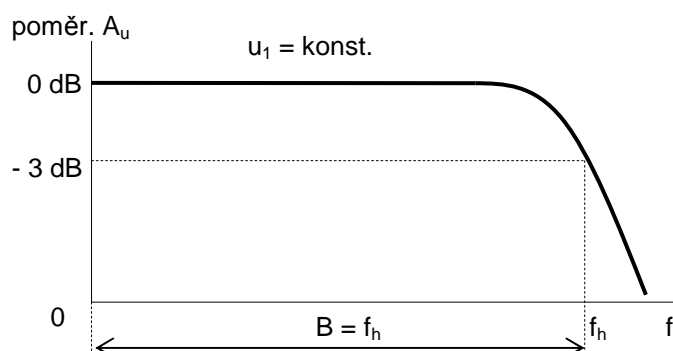
Mezi zesilovacími stupni nemá žádný vazební prvek (obr. 3.36). Výstup prvního stupně je přímo (vodivě, galvanicky) spojen se vstupem druhého zesilovacího stupně. Takové propojení je možné pouze tehdy, když jsou uzpůsobena stejnosměrná napětí kolektoru prvního stupně a báze druhého stupně. Tohoto přizpůsobení se dosáhne zapojením odporu R_E do emitoru druhého zesilovacího stupně a vhodným úbytkem napětí U_E na něm. Musí platit, že $U_E + U_{BE} = U_C$ prvního stupně.

Takovéto zapojení zesilovače zesiluje i stejnosměrné změny vstupního napětí a jeho dolní mezní kmitočet $f_d = 0$ Hz (obr. 3.37). Nevýhodou tohoto zapojení je, že změna klidové polohy pracovního bodu prvního zesilovacího stupně např. vlivem změny teploty je v dalších stupních zesílena a proto především pracovní bod prvního stupně musí být dokonale teplotně stabilizován. Největší problémy nastávají při zesilování malých stejnosměrných změn, které

jsou srovnatelné se stejnosměrnou nestabilitou – driftem. Galvanické vazby se používá v zesilovačích stejnosměrných změn např. v měřicích přístrojích, v regulační technice, v televizních přijímačích (obrazový zesilovač) a především v integrovaných obvodech.

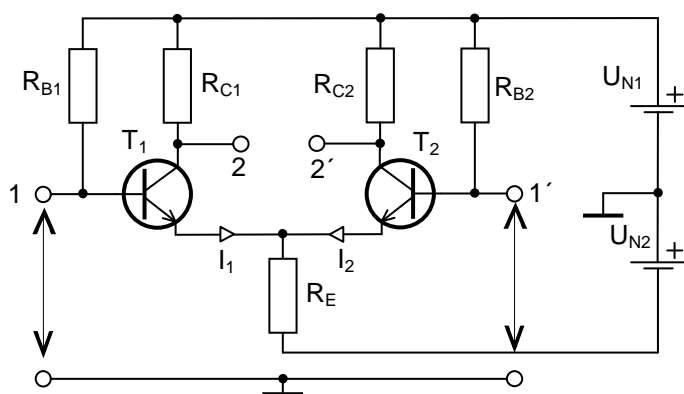


Obr. 3.36 Přímá (galvanická) vazba



Obr. 3.37 Amplitudová charakteristika

3.19.5 Rozdílový zesilovač



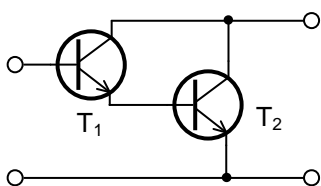
Obr. 3.38 Rozdílový zesilovač

Problém s teplotní stabilizací pracovních bodů řeší **rozdílový zesilovač** (diferenciální) podle zapojení na obr. 3.38, který je základem operačních zesilovačů. Je to symetrické zapojení dvou zesilovačů se společným zpětnovazebním emitorovým odporem R_E . Má dva vstupy 1, 1' a dva výstupy 2, 2' proti společné zemi. Má-li se jeho výstupní napětí měnit kolem nuly, vyžaduje napájení ze dvou zdrojů U_{N1} a U_{N2} , dávajících dvě stejná napájecí napětí \pm proti zemi. Při stejných

napětích na obou jeho vstupech 1, 1' potečou oběma tranzistory stejné proudy I_1 a I_2 a tím budou stejná napětí na jeho výstupech 2, 2' a tím rozdíl napětí mezi výstupy 2, 2' bude 0 V. Tím souhlasné změny pracovních bodů vlivem změn teploty nebo stárnutím součástek se také neprojeví.

Při malé změně napětí na jednom ze vstupů, např. zvýšení napětí na vstupu 1 se T_1 více otevře, proud I_1 tekoucí tranzistorem T_1 se zvětší, stejně jako úbytek napětí na jeho pracovním odporu R_{C1} . Napětí na výstupu 2 poklesne. Zvětšení proudu I_1 způsobí zvětšení zpětnovazebního napětí na emitorovém odporu R_E , které způsobí zmenšení rozdílu napětí na přechodu B-E tranzistoru T_2 a tím jeho přivření. Napětí na výstupu 2' vzroste a tím rozdíl napětí mezi výstupy 2, 2' se ještě zvětší a bude dvojnásobný. Rozdílový zesilovač zesiluje pouze rozdíl napětí mezi jeho vstupy (odtud jeho název). Při souhlasném signálu na jeho vstupech je rozdíl napětí mezi výstupy 2, 2' rovný 0 V. Většinou se rozdílový výstupní signál nepotřebuje a použije se pouze jeden z výstupů (nesymetrický výstup). Uzemněním jednoho vstupu a použitím pouze jednoho výstupu se získá zesilovač, který fázi výstupního napětí zachová (neinvertující vstup), nebo při použití druhého vstupu bude fáze výstupního napětí otočená (invertující vstup).

3.19.6 Darlingtonovo zapojení tranzistorů

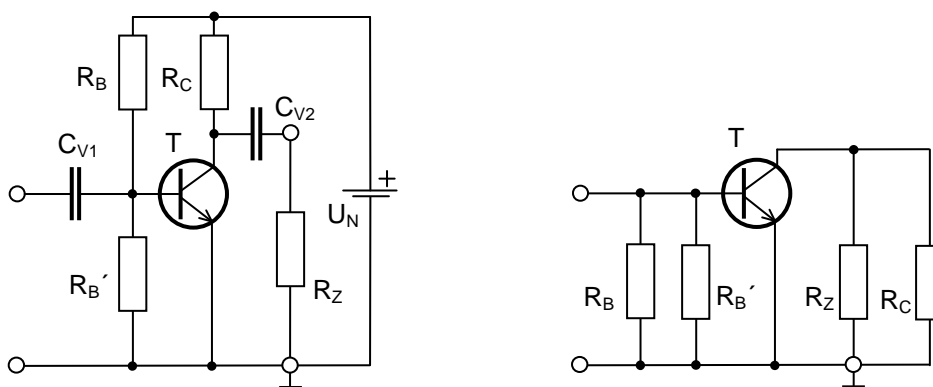


Obr. 3.39 Darlingtonovo zapojení

Nejpoužívanější je zapojení SE na obr. 3.39. Emitor prvního tranzistoru T_1 napájí bázi druhého tranzistoru T_2 . Proudový zesilovací činitel h_{21E} celého zapojení je dán součinem proudových zesilovacích činitelů jednotlivých tranzistorů. Zapojení se používá tam, kde je zapotřebí velký vstupní odpor a velké proudové zesílení. Takto zapojená dvojice tranzistorů se vyrábí i v jednu pouzdře. Typickým zapojením Darlingtonových obvodů jsou tranzistory fy. Motorola, např. komplementární pár MJ1000 (nnp) a MJ900 (pnp) u kterých h_{21e} má hodnotu 2500 při ztrátovém výkonu 90W.

3.20 Střídavé náhradní schéma zesilovače

Dosud jsme předpokládali nezatížený výstup zesilovače zatěžovacím odporem R_Z . Zatížením zesilovače musíme překreslit schéma zesilovače na náhradní schéma pro střídavý zesilovaný signál. V něm předpokládáme nulové hodnoty reaktancí kondenzátorů a nulový vnitřní odpor zdroje a proto nahradíme kondenzátory a napájecí zdroj zkratem. Odpor děliče R_B bude potom zapojen na zem a tedy paralelně k odporu R_B' . Zatěžovací odpor zesilovače R_Z bude připojen paralelně k pracovnímu odporu zesilovače R_C a tím se změní výsledná hodnota pracovního odporu zesilovače. Tím se změní i sklon zatěžovací přímky pracovního odporu zesilovače a ze statické zatěžovací přímky musíme proto vytvořit **zatěžovací přímku dynamickou**. Střídavé náhradní schéma zesilovače je na obr. 3.40 vpravo.

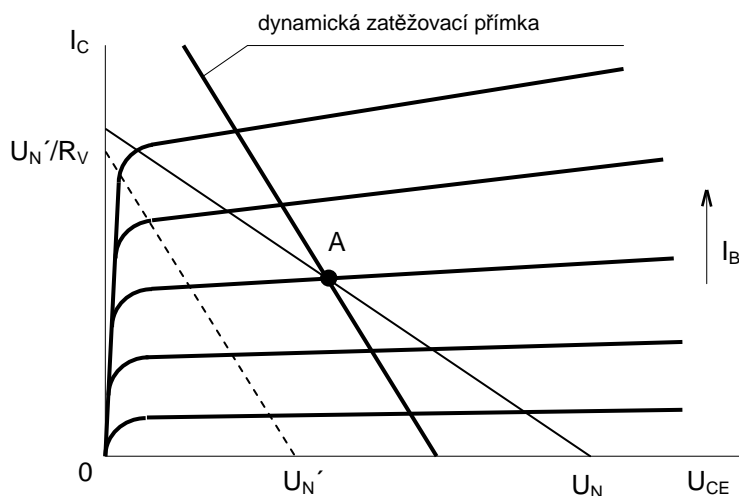


Obr 3.40 Střídavé náhradní schéma zesilovače

Dynamickou zatěžovací přímku zesilovače zkonstruujeme podle obr. 3.41 tak, že nejprve určíme její směr (čárkovaná čára). Zvolíme libovolné malé napájecí napětí U_N' a máme jeden její bod na ose U_{CE} . Potom vypočítáme z rovnice $U_N' = I_C \cdot R_V$ (kde R_V je hodnota paralelní kombinace odporů R_C a R_Z) hodnotu I_C a tím dostaneme na ose I_C druhý bod pro určení směru dynamické zatěžovací přímky. Tento směr rovnoběžně posuneme do klidového pracovního bodu zesilovače a dostaneme dynamickou zatěžovací přímku zesilovače.

Protože má větší sklon než přímka statická, dostaneme při stejné změně vstupního řídicího proudu báze I_B podstatně menší velikost střídavého výstupního napětí u_2 . Zatížením

zesilovače klesne celková hodnota pracovního odporu a tím se jeho napěťové zesílení zmenší a proudové zvětší.



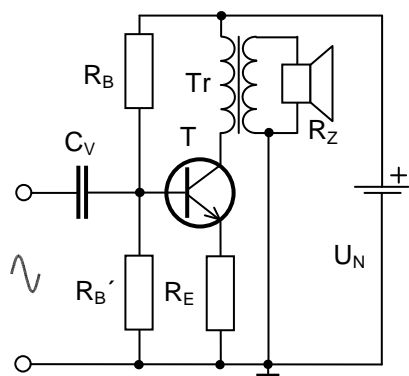
Obr. 3.41 Konstrukce dynamické zatěžovací přímky

3.21 Výkonové zesilovače

3.21.1 Zapojení výkonových zesilovačů

Jejich úkolem je dodat do zátěže co největší výkon. To se dosáhne při optimálním výkonovém impedančním přizpůsobení a protože zátěž (reproduktor, anténa) má obvykle impedanci malou, musí být malá i výstupní impedance zesilovače. Nejmenší výstupní impedanci má zapojení tranzistoru SC – emitorový sledovač a proto se často používá.

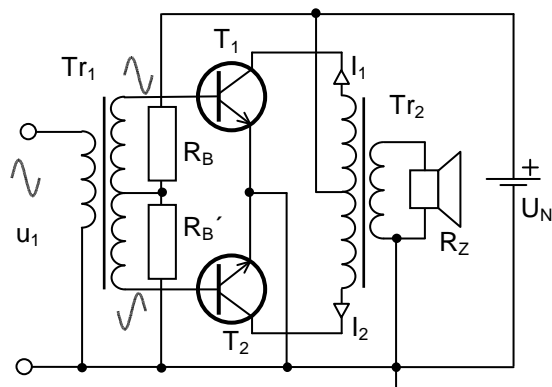
3.21.1.1 Jednočinný koncový zesilovač



Obr 3.41 Jednočinný zesilovač

Největší výkonové zesílení má zapojení tranzistoru SE. Jeho poměrně velká výstupní impedance se přizpůsobí malé impedanci zátěže pomocí výstupního transformátoru podle rovnice 14. Zapojení jednočinného koncového výkonového zesilovače s výstupním transformátorem T_r je na obr. 3.41. Pro toto zapojení platí vše, co je uvedeno v kapitole 3.9.2 o transformátorové vazbě. Zesilovač musí mít nastaven pracovní bod v A třídě, tedy s malou účinností. Pro zesilování větších výkonů se používají zesilovače dvojitinné.

3.21.1.2 Dvojčinný zesilovač s transformátory



Obr 3.42 Dvojčinný zesilovač

Ve dvojčinném zapojení zesilovače s transformátory jsou použity dva tranzistory stejných vlastností (párované) v zapojení SE které se ve funkci střídají a proto jejich budící napětí musí být v protifázi. Ta se získají budícím transformátorem Tr_1 (obdobně jako v transformátoru ve dvoucestném dvoufázovém usměrňovači).

Zapojení dvojčinného zesilovače s transformátorem budícím Tr_1 a výstupním Tr_2 je na obr. 3.42. Pracovní bod tranzistorů může být nastaven pomocí odporového děliče R_B , R_B' ve třídě A, B nebo nejčastěji ve třídě AB.

V A třídě bez signálu tečou oběma tranzistory stejně velké stejnosměrné proudy I_1 a I_2 , a tím se jejich magnetizační účinek vyruší a jádro není stejnosměrně sycené jako v jednočinném zapojení. Vlivem budících signálů se jeden tranzistor, např. T_1 více otevře a současně se opačnou půlvlnou tranzistor T_2 přivře. Výstupní proud I_1 se zvětší, I_2 zmenší, výsledný primární potoče nahoru a do sekundárního vinutí se indukují např. kladná půlvlna zesíleného signálu. Při opačných půlvlnách budících signálů je děj opačný. Ve třídě A se dvojčinným zesilovačem dosáhne dvojnásobného výkonu než v jednočinném zapojení, ale s malou účinností třídy A.

Ve třídě B jsou bez budících signálů oba tranzistory zavřené a zesilovač ze zdroje odebírá velmi malý proud. Při vybuzení se střídavě jeden tranzistor otevře a druhý zůstane zavřený a naopak. Dosáhne se výkonu několikanásobně většího než v jednočinném zapojení při velké účinnosti třídy B. Protože se nedaří dosáhnout toho, aby se současně jeden tranzistor zavřel a druhý otevřel, dochází při průchodu signálu nulou k tzv. přechodovému zkreslení, které se nejvíce projevuje při zesilování malých signálů. Při malých signálech dále vzniká velké nelineární zkreslení vlivem zakřivení vstupní charakteristiky tranzistoru. Proto se pracovní bod většiny výkonových zesilovačů nastavuje do lineární části vstupní charakteristiky do třídy AB a tím se uvedená zkreslení malých signálů potlačí.

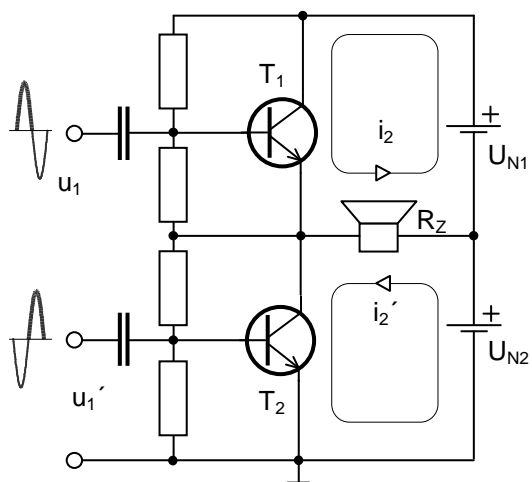
Transformátory umožňují provést impedanční přizpůsobení na vstupu i výstupu zesilovače, ale jsou to součástky velké a drahé. Budící transformátor Tr_1 se dá odstranit použitím invertoru (obr. 3.26). Také výstupní transformátor se dá nahradit vhodným zapojením.

3.21.1.3 Kvazikomplementární zapojení dvojčinného zesilovače

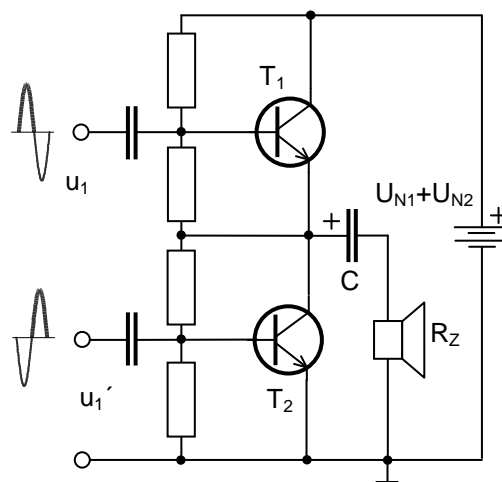
Kvazi = skoro, jako, jakoby. Komplementární = doplňkový. Je to zapojení bez transformátorů. Používá dvojici párovaných tranzistorů stejné vodivosti jako v zapojení s transformátory. Dvě stejně velká budící napětí v protifázi u_1 a u_1' získáme invertorem.

Zapojení na obr. 3.43 používá dva napájecí zdroje U_{N1} a U_{N2} , protože výstupní signál se mění kolem nuly. Tranzistor T_1 pracuje v zapojení SC, tranzistor T_2 v SE. Proud zátěží teče střídavě jedním a druhým směrem. Použití dvou zdrojů je při napájení z baterií nevýhodné a proto se používá zapojení podle obr. 3.44 s jedním napájecím zdrojem o větším napětí a zátěž je připojena přes kondenzátor C, který se v době, kdy vede tranzistor T_1 nabije na polovinu napájecího napětí a v době, kdy je T_1 zavřený se chová jako zdroj pro T_2 . Kapacita tohoto

kondenzátoru pro zesilování nízkých kmitočtů musí být veliká (mF). Pracovní bod bývá nejčastěji nastaven v AB třídě.

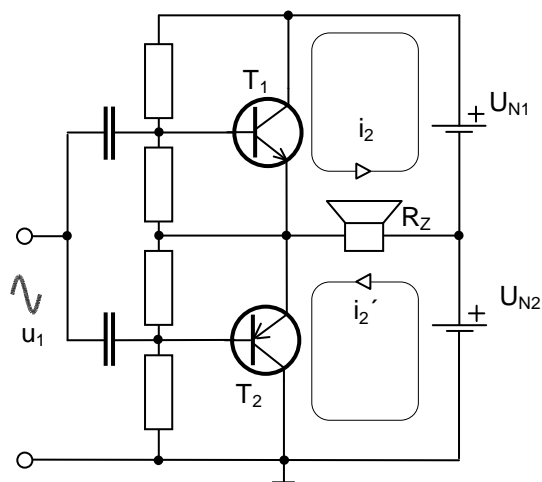


Obr 3.43 Zapojení se dvěma zdroji

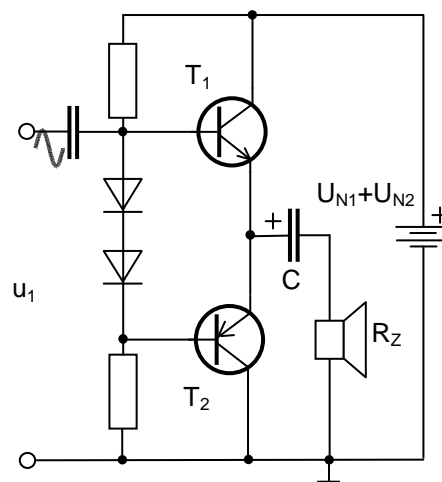


Obr 3.44 Zapojení s jedním zdrojem

3.21.1.4 Komplementární zapojení dvojčinného zesilovače



Obr 3.45 Zapojení se dvěma zdroji



Obr 3.46 Zapojení s jedním zdrojem

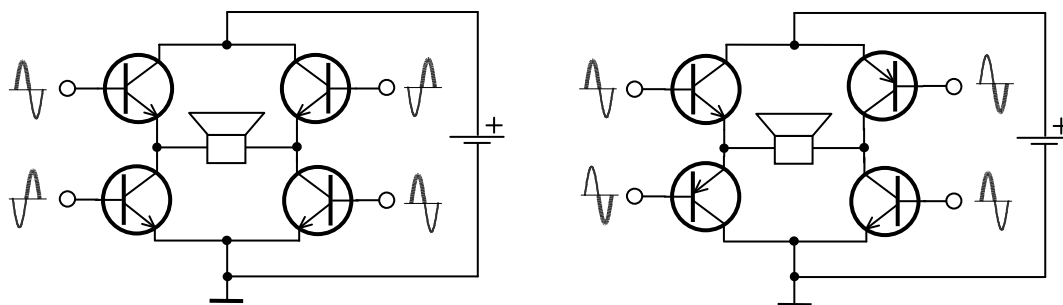
Je nakresleno na obr. 3.45 a 3.46. Začalo se používat v době, kdy výrobci začali dodávat na trh dvojice výkonových tranzistorů stejných vlastností, ale opačné vodivosti, tzv. komplementární dvojice. Výkonové křemíkové tranzistory PNP se vyrábějí obtížněji než NPN.

Budící signál pro oba tranzistory má stejnou polaritu, kladná půlvlna u_1 otevírá tranzistor T_1 s vodivostí NPN a záporná půlvlna otevírá T_2 s vodivostí PNP. Oba tranzistory pracují v zapojení SC (tím má zesilovač malý výstupní odpor) a v činnosti se střídají. Stejně jako v zesilovači v kvazikomplementárním zapojení může být i v tomto zapojení použit pouze jeden napájecí zdroj. Na obr. 3.46 je pracovní bod zesilovače nastaven ve třídě AB a úbytku napětí na diodách je využito k potřebnému posunutí pracovních bodů tranzistorů.

3.21.1.5 Můstkové zapojení zesilovačů

Zapojení můstkových zesilovačů je na obr. 3.47. Na levém schématu je zapojení kvazikomplementární, na pravém komplementární. U obou zapojení musí mít budící signály pro jednotlivé tranzistory takovou fázi, aby byly otevřeny současně dva protilehlé tranzistory a druhé dva byly zavřené a naopak. Proud zátěží potom teče střídavě jedním a druhým směrem.

Výhodou můstkového zapojení je, že vystačíme s jedním napájecím zdrojem a zátěž se nemusí připojovat přes kondenzátor. Také dosažitelný výkon můstkového zesilovače je velký. Dají se použít i integrované koncové zesilovače zapojené do můstku. V radiomagnetofonu Condor to jsou použity dva integrované zesilovače MBA 810, které mají koncové zesilovače v kvaziparalelním zapojení. Samotný IO dává výkon max. 5 W, dva tyto obvody v můstkovém zapojení dávají dohromady výkon 20 W.

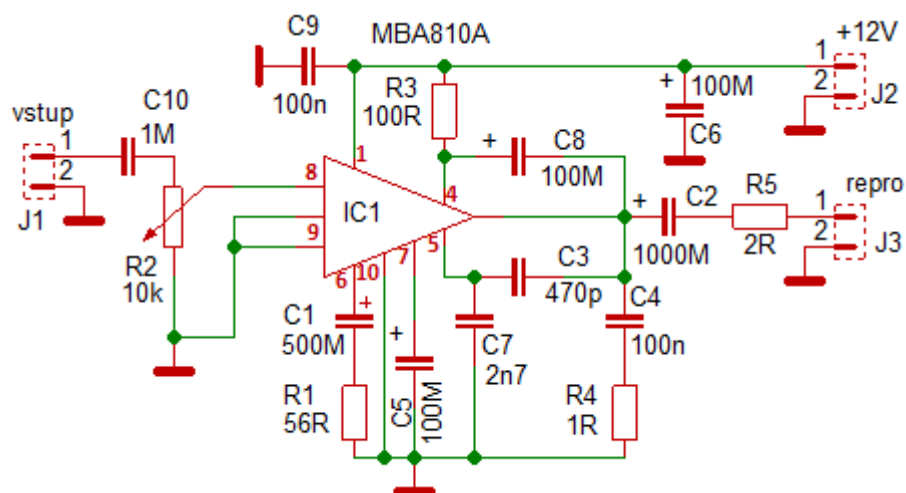


Obr. 3.47 Můstková zapojení zesilovače

3.21.1.6 Integrované nf. výkonové zesilovače

V předchozí kapitole byl již zmíněn integrovaný obvod MBA 810. Tento nf. výkonový zesilovač se vyrábí od roku 1975 a je to monolitický IO pro nf. zesilovače s výkonem do 5 W. Vyznačuje se vysokou účinností (při max. výkonu až 60 %), vysokým vstupním odporem, malým vlastním šumem, malým nelineárním zkreslením a rozsahem napájecího napětí 6 až 20 V. Jeho koncový stupeň je v kvazikomplementárním zapojení. Modernější IO MDA 2010 a 2020 dávají výkon až 18 W a 25 W. Také jejich koncové stupně jsou v kvazikomplementárním zapojení.

V současné době je na trhu ohromné množství integrovaných nf. výkonových zesilovačů od různých výrobců, v jejichž koncových stupních se používají můstková zapojení a které dávají výkony desítek W. Počet vnějších pasivních součástek je např. v obvodu TDA 1516 BQ zredukován na vstupní oddělovací kondenzátor. Všechny ostatní pasivní součástky jsou integrovány. Obvod má nastaven i konstantní velikost zesílení 20 dB (10 x). Také korekční zesilovače a předzesilovače jsou dnes integrovány.



Vstupní kondenzátor C10 je nepolarizovaný aby nezáleželo na stejnosměrném napětí na vstupu (modul má být univerzální). C1 a R1 určují kmitočtovou charakteristiku zesilovače a jeho zesílení. Kondenzátor C5 filtruje vnitřní napájecí napětí integrovaného obvodu. *Bootstrap* C8 (tzv. zvyšující kondenzátor) usnadňuje vybudení koncového stupně v kladných půlvlnách signálu (horní koncový tranzistor je typu NPN a pro vybudení potřebuje napětí, které je větší než největší výstupní a to právě dodá C8). Kondenzátory C3 a C7 zajišťují kmitočtovou kompenzaci zesilovače aby nekmital. Člen C4 a R4 *Boucherotův člen* potlačuje vysokofrekvenční zakmitávání koncového stupně, zabráňuje parazitním oscilacím na horním okraji akustického pásma. Výstupní C2 odděluje stejnosměrnou složku signálu na vývodu 12 zesilovače od reproduktoru. Na vývodu 12 je přibližně $\frac{1}{2}$ napájecího napětí. C9 a C6 jsou filtrační kondenzátory napájení.

Příklady integrovaných výkonových nf zesilovačů

Výkonový zesilovač s MBA810

označení

- A** s křídélky pro připojení na chladič
S s integrovanou tepelnou ochranou
DS s tepelnou ochranou a ochranou proti přepětovým špičkám

R2 – nastavení pracovního bodu (ss proud) , stejnosměrná zpětná vazba vnitřním odporem 4kΩ

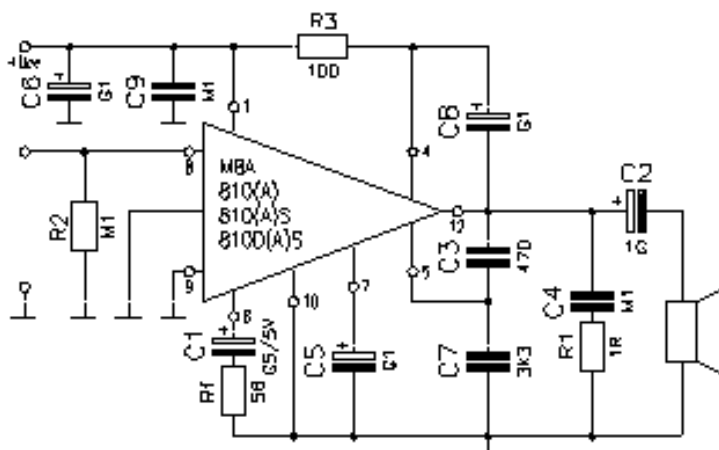
Rf – střídavá zpětná vazba (celkové zesílení)

C5 – filtrace napájení (Bypass)

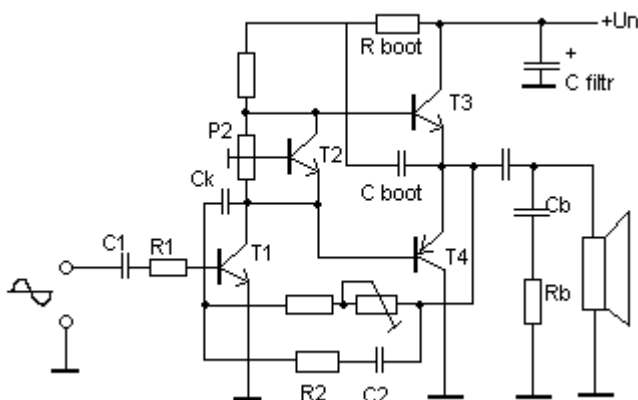
C3, C7 – kmitočtová kompenzace

C8 – zvyšující kondenzátor (Bootstrap)

R1, C4 – Boucherotův člen (proti kmitání)



Bootstrap



Prvky R C účinně zvyšují maximální dosažitelný výkon, platí-li

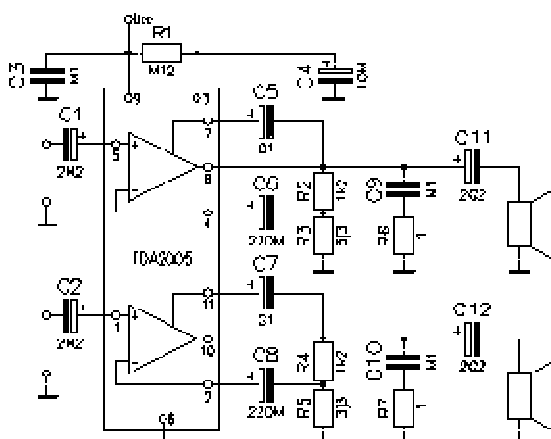
$$\tau_{BOOT} = R_{BOOT} \cdot C_{BOOT} \gg \frac{1}{2\pi f_{min}}$$

Potom je napětí na C_{BOOT} , trvale rovno $Un/2$ a umožňuje plné vybudování koncového tranzistoru T_3 i při velkých kladných polaritách signálu. Jinak řečeno napětí na C_{BOOT} představuje plovoucí zdroj konstantního napětí $Un/2$ v sérii s výstupním napětím zesilovače v bodě

emitorů T_3 a T_4 . Napětí v bodě R_{BOOT} proto mění svou úroveň se signálem a při vyšších kladných $U_{výst}$ převyšuje hodnotu napájecího napětí U_n .

Stereofonní výkonový zesilovač s TDA2004, TDA2005

Obvod obsahuje dva kanály stereofonního zesilovače v jednom pouzdře. Vnější záporná zpětná vazba odporovým děličem R_2 , R_3 (R_4 , R_5) je pouze střídavá. Stejnoseměrná vazba je vnitřní, odporem $10k\Omega$.

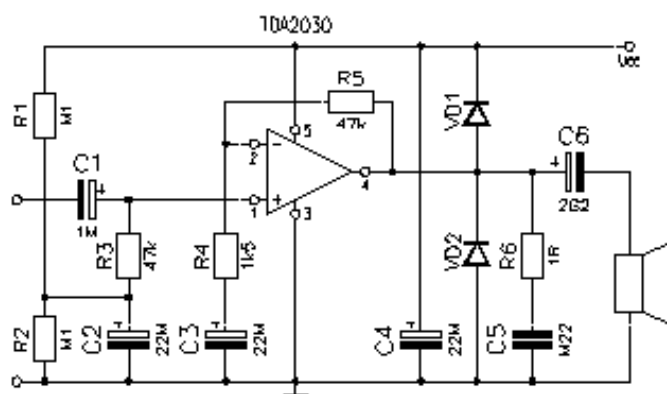


Kondenzátory C_5 a C_7 jsou tzv.zvyšující kondenzátory, zesilovač je určen pro malé napájecí napětí 14,4 V z autobaterie.

Kombinace C_9 , R_6 (C_{10} , R_7) je Boucherotův člen, který filtruje kmitočty nad 20 kHz a zvyšuje odolnost zesilovače proti kmitání.

Zesilovač lze zapojit jako monofonní v můstkovém zapojení, potom oba kanály zesilují signál v protifázi a reproduktor je zapojen mezi oba výstupy bez vazebního kondenzátoru. Pak při stejném napájecím napětí je amplituda výstupního napětí dvojnásobná a výstupní výkon čtyřnásobný.

Výkonový zesilovač s TDA2030



Jedná se o zapojení integrovaného obvodu typu výkonový operační zesilovač v neinvertujícím zapojení, se stejnosměrnou i střídavou zápornou zpětnou vazbou. Dělič z odporů R_1 , R_2 tvoří umělý střed napájecího napětí, děličem protéká konstantní proud. Odporů R_3 a R_5 mají stejnou velikost pro vyrovnání proudové nesymetrie vstupů. Stabilizační stejnosměrná zpětná vazba odporem R_5 je 100%. Střídavá zpětná vazba je zavedena do

invertujícího vstupu odporovým děličem R_4 , R_5 . Střídavé napětíové zesílení stupně se vypočítá metodou virtuální nuly, což je zesílení neinvertujícího zesilovače:

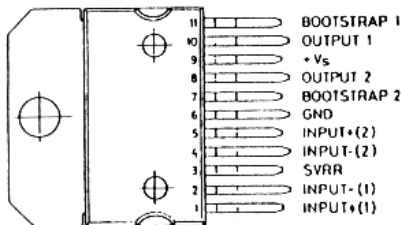
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_4 + R_5}{R_4} = \frac{R_5}{R_4} + 1$$

TDA2004/2005

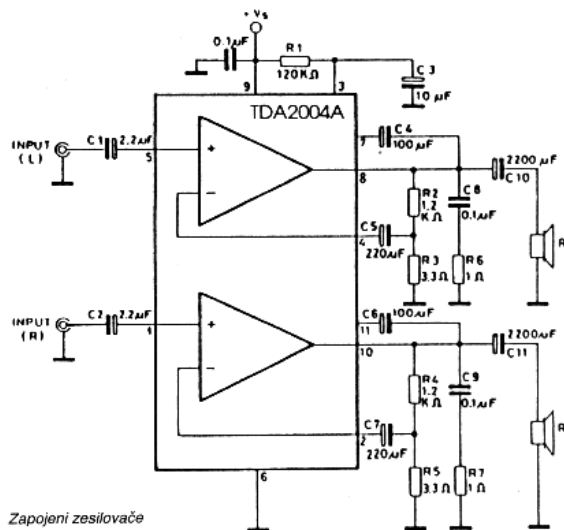
Elektrické parametry - TDA2004 / A

$V_s = 14,4V$, $T_{amb} = 25^\circ C$, pokud není jinak specifikováno.

Parametr	Podmínky	Min	Typ	Max	Jednotky
Výstupní výkon - 1 kanál THD = 10%, $f = 1kHz$	$R_L = 4\Omega$, $V_s = 14,4V$ $R_L = 2\Omega$	6 9	6,5 10		W
Ztrátový výkon pouzdra	$T_{pouzdra} = 60^\circ C$			30	W
Zisk - otevřená smyčka	$f = 1kHz$		90		dB
Harmonické zkreslení $f = 1kHz$	$R_L = 4\Omega$, $P_o \leq 4W$ $R_L = 2\Omega$, $P_o \leq 6W$		0,2 0,3	1 1	%
Potlačení vlivu napájení	$f = 100Hz$, $R_L = 4\Omega$	35	45		dB
Napájecí napětí provozní		8		18	V
Napájecí napětí bez signálu				28	V
Napájecí napětí špičkové	50ms			40	V
Klidový proud	$V_s = 14,4V$		65	120	mA
Vstupní šum	$R_G = 10k\Omega$		1,5	5	μV
Šířka pásma	$R_L = 4\Omega$		35 - 15.000		Hz
Výstupní proud	neperiodický periodický			4,5 3,5	A
Vstupní impedance	$f = 1kHz$	70	200		$k\Omega$
Přeslechy	$f = 1kHz$ $f = 10kHz$	50 40	60 45		dB



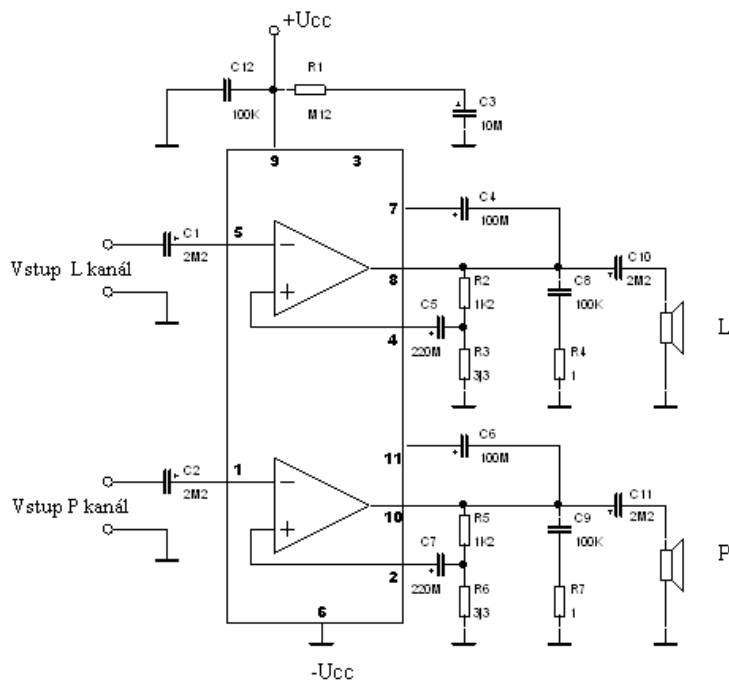
Obr. 13 Zapojení vývodů



Obr. 14 Zapojení zesilovače

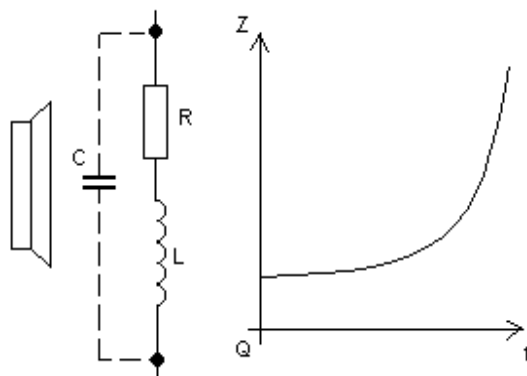
TDA2005

Zesilovač v pouzdře Multiwatt 11. Dvě provedení - TDA2005M pro můstkový zesilovač a TDA2005S pro stereofonní zesilovač. Obvod je určen zejména pro automobilové přijímače. Zapojení stereofonního zesilovače je stejné jako u typu TDA2004 a stejně lze vynechat zapojení kondenzátorů pro Bootstrap jak pro stereofonní, tak pro můstkový zesilovač za cenu menšího výkonu. Ochrana proti přepětí a proti AC a DC zkratu. Tepelná pojistka. (Obr. 15)



Boucherotův korekční člen

Boucherotův člen je běžně používán u většiny výkonových integrovaných zesilovačů. Jeho smyslem je korigovat komplexní charakter zátěže (reproduktoru) pro zajištění kmitočtové stability zesilovače. Náhradní schéma reproduktoru vykazuje výrazně induktivní charakter, impedance Z rychle roste s kmitočtem ($Z = R + j\omega L$) a proto bez dalších úprav ovlivňují charakter zpětnovazební smyčky. Boucherotův člen je kmitočtově závislý $R_7 = \text{cca } 1\Omega$; $C_9 \cong 0,1\mu\text{F}$ a tlumí výslednou impedanci zátěže tak, aby byla přibližně konstantní a současně potlačuje případné vlivy rezonancí. Transport náboje přes kapacitu Boucherotova členu C_9 však vede k růstu výkonových ztrát, kdy za určitých podmínek může nastat i zničení zesilovače.

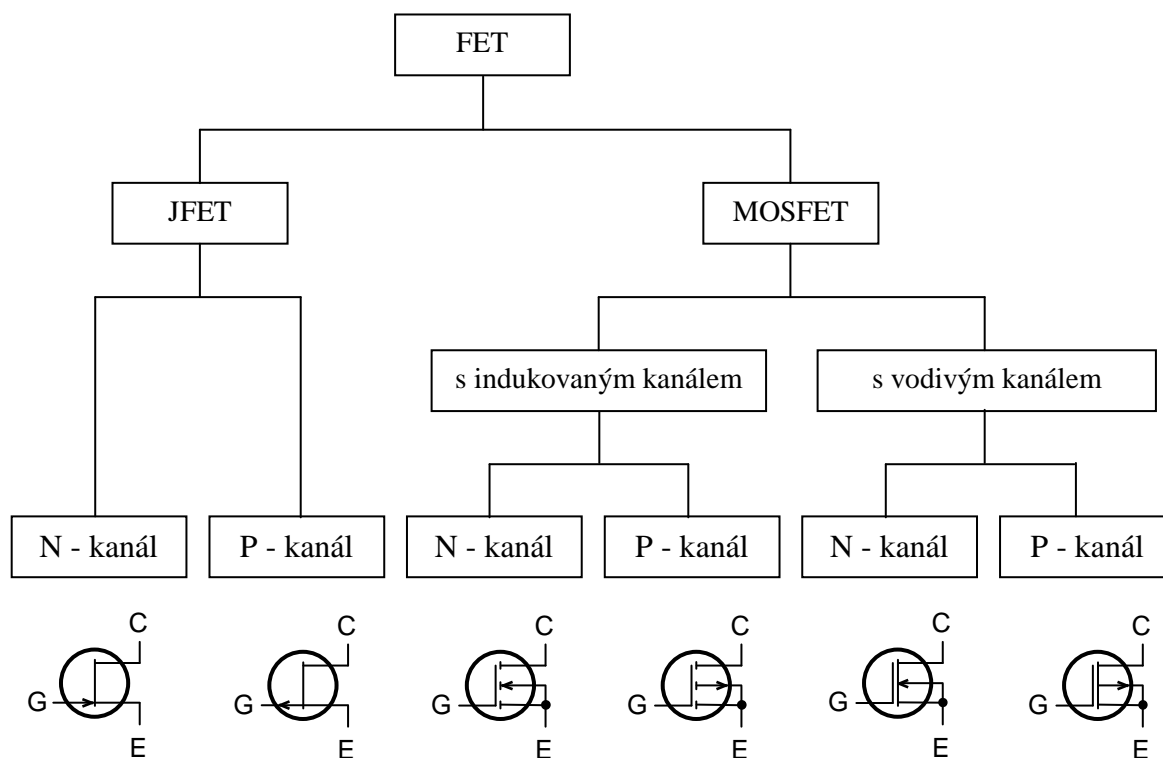


3.22 Tranzistory řízené polem

U tranzistorů řízených polem je **velikost výstupního proudu řízena velikostí vstupního napětí** (podobně jako u elektronek). Řídící napětí vytvoří elektrické pole a odtud jejich název **Field Effect Transistor - FET**. Protože FETy používají k vedení proudu nosiče náboje pouze jedné polaroty, nazývají se též **unipolární tranzistory**. Princip činnosti byl znám od roku 1928, ale jeho praktické provedení uskutečnil až v roce 1952 jeden z vynálezců bipolárního tranzistoru Dr. Shockley.

Tranzistory FET mají vodivý kanál (typu P nebo N) mezi elektrodami S (source – zdroj, obdoba emitoru E) a D (drain – odtok, obdoba kolektoru C), který je od řídicí elektrody G (gate, brána, mřížka) oddělen u JFETu závěrně polarizovaným přechodem P-N, u MOSFETu vrstvičkou izolantu. Teoreticky jde zaměnit C za E (u některých tranzistorů jsou ochranné diody a záměna je potom nemožná).

3.22.1 Rozdělení tranzistorů FET



Obr. 3.48 Rozdělení tranzistorů FET a jejich schématické značky

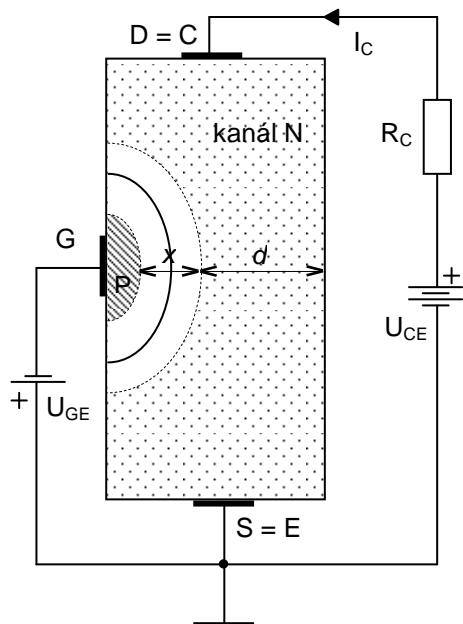
3.22.1.1 Tranzistory JFET

Princip tranzistoru JFET (**J**unction **F**ET) je na obr. 3.49. Má vodivý kanál typu N (tečková oblast) mezi elektrodami C a E (budeme používat stejné označení jako u bipolárních tranzistorů, protože funkce těchto elektrod je obdobná). Pod řídicí elektrodou G je vytvořena malá oblast opačné vodivosti než má kanál, tedy oblast s vodivostí P (šrafovaná). Na styku vrstev N a P se vytvoří tzv. vyprázdňená oblast (bílá) se šířkou x , kde nejsou žádné volné nosiče náboje a tato oblast se chová jako izolant. Tím je řídicí elektroda G oddělena od

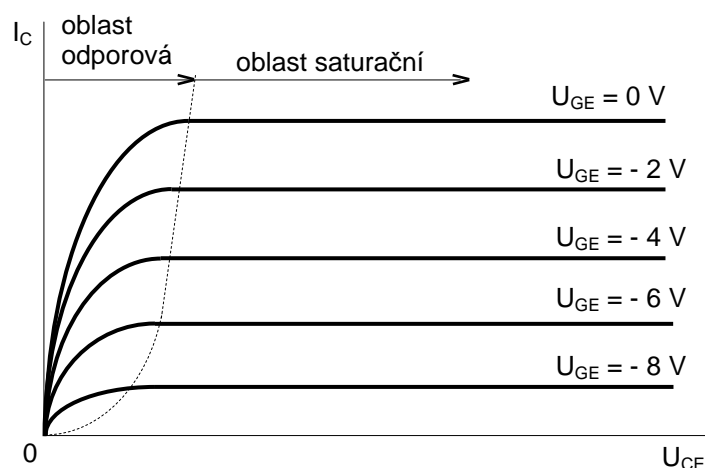
vodivého kanálu. Bez řídicího napětí U_{GE} je šířka vyprázdněné oblasti x nejmenší, šířka vodivého kanálu d nejširší, vodivost kanálu největší a tím kanálem při určité velikosti U_{CE} poteče největší výstupní proud I_C . Tomu odpovídá i poloha výstupní charakteristiky při $U_{GE} = 0$ V na obr. 3.50.

Zvyšováním napětí U_{GE} v závěrném směru se šířka vyprázdněné oblasti x zvětší, šíře vodivého kanálu d se zmenší, odpor kanálu vzroste a výstupní proud I_C se zmenší. Dalším zvyšováním řídicího napětí U_{GE} se při určité velikosti U_{GE} kanál úplně uzavře a proud I_C přestane téci.

V odporové oblasti, vyznačené ve výstupních charakteristikách čárkovanou čarou, se FET chová jako proměnný odpor. Za touto čarou další zvyšování napětí U_{CE} nezpůsobí zvětšení proudu kanálem I_C , protože FET je již naplno otevřen (je v saturaci) a výstupní charakteristiky jsou přímkami.



Obr. 3.49 Shockleyho model JFET

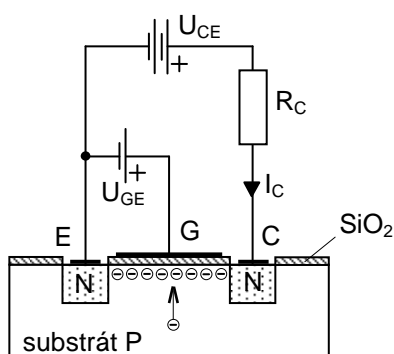


Obr. 3.50 Výstupní charakteristiky JFET

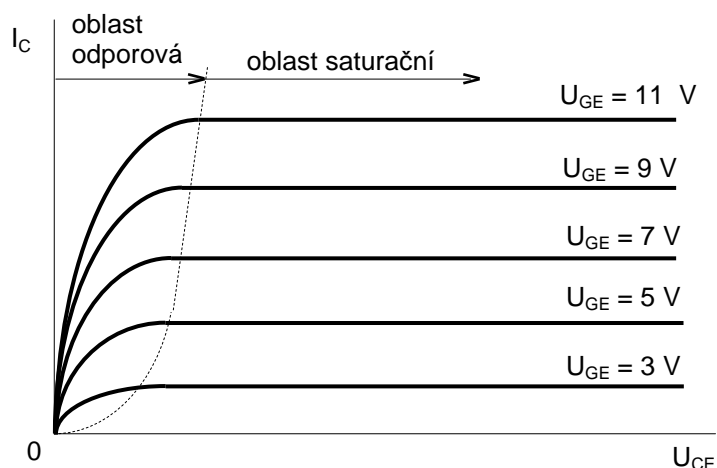
3.22.1.2 Tranzistory MOSFET

U tranzistorů MOSFET (M - metal, O – oxid, S – semiconductor = polovodič) je řídicí elektroda G od vodivého kanálu oddělena tenkou vrstvičkou izolantu, nejčastěji vrstvičkou oxidu křemičitého SiO_2 s tloušťkou cca 0,1 μm . Základní destička se nazývá substrát. Ten má tloušťku cca 0,3 mm a je propojen s emitorem, někdy je i vyveden. Jsou dva druhy tranzistorů MOSFET a to s indukovaným nebo s vodivým kanálem.

a) MOSFET s indukovaným kanálem



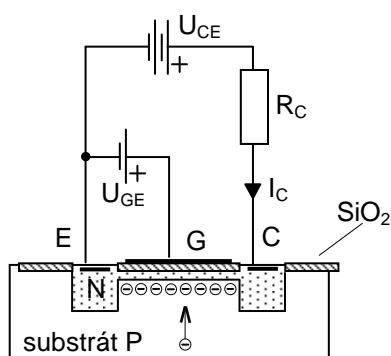
Obr. 3.51 Princip MOSFET s indukovaným kanálem



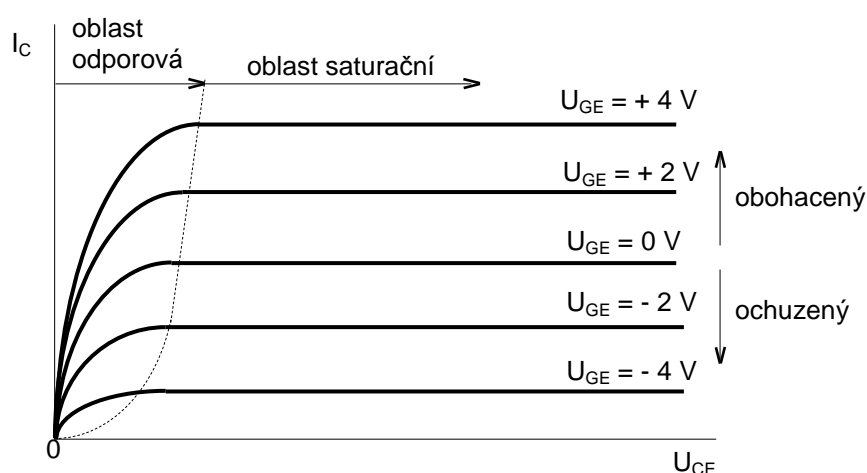
Obr. 3.52 Výstupní charakteristiky MOSFET s indukovaným kanálem

Princip tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem je nakreslen na obr. 3.51 a jeho výstupní charakteristiky na obr. 3.52. V substrátu s vodivostí P jsou vytvořeny dvě malé, velmi silně dotované oblasti s vodivostí N (vzdálenost mezi nimi je menší než $1 \mu\text{m}$) a z nich je hliníkovou elektrodou vyveden emitor E a kolektor C. Řídící hliníková elektroda G je oddělena od kanálu tenkou vrstvičkou kysličníku křemičitého SiO_2 (šrafované oblasti). Bez napětí U_{GE} není mezi kolektorem C a emitorem E vytvořen vodivý kanál a tranzistor je uzavřen. Přivedením dostatečně velkého kladného napětí U_{GE} se ze substrátu „přitáhnou“ volné minoritní elektrony – dojde k „naindukování“ kanálu a tranzistorem začne protékat proud I_C podle výstupních charakteristik na obr. 3.52.

Stejně jako tranzistor JFET i MOSFET má ve výstupních charakteristikách oblast odporovou a saturační.



Obr. 3.53 Princip MOSFET s vodivým kanálem



Obr. 3.54 Výstupní charakteristiky MOSFET s vodivým kanálem

b) MOSFET s vodivým kanálem

Princip uspořádání tranzistoru MOSFET s vodivým (trvalým) kanálem je na obr. 3.53. Mezi dvěma silně dotovanými oblastmi s vodivostí N je při výrobě vytvořena úzká oblast N s menší dotací – vodivý kanál. I při odpojené řídicí elektrodě G a tím při předpětí $U_{GE} = 0$ V poteče kanálem mezi C a E proud I_C , jak je vidět z tvaru výstupních charakteristik na obr. 3.54. Přivedením kladného předpětí U_{GE} se šířka vodivého kanálu indukcí zvětší (obdobně jako u tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem), odpor kanálu se zmenší a proud I_C vzroste. Tranzistor pracuje v tzv. obohaceném módu (režimu). Přivedením záporného předpětí U_{GE} se z vodivého kanálu elektrony vypudí, tím se jeho odpor zvětší a proud I_C se zmenší. Tranzistor pracuje v tzv. ochuzeném módu. Tento typ vyráběla Tesla pod označením KF 520 a KF521.

3.22.2 Vlastnosti tranzistorů FET

Princip řízení je stejný jako u elektronek. Velikost výstupního proudu je řízena velikostí vstupního napětí.

3.22.2.1 Výhody tranzistorů FET

Vstupní odpor: Řídicí elektroda G je od vodivého kanálu u tranzistorů JFET oddělena závěrně polarizovaným přechodem P-N a u tranzistorů MOSFET dokonce odisolována tenkou vrstvou izolantu. Proto mají tranzistory FET **ohromný vstupní odpor** a tím nezatěžují zdroj zesilovaného signálu. U JFETů dosahuje hodnota vstupního odporu až $10^9 \Omega$, u MOSFETů až $10^{15} \Omega$. Pro velký vstupní odpor se používají např. na vstupech zesilovačů ve voltmetrech a osciloskopech.

Strmost: U tranzistorů FET se udává **strmost S**. Je to poměr změny výstupního proudu ΔI_C vyvolaný změnou vstupního napětí ΔU_{GE} . $S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{GE}}$ [mA/V] Její velikost určuje sklon vstupní charakteristiky. Dosahuje hodnot jednotek až desítek mA/V.

Vlastní šum: Především tranzistory JFET se vyznačují malým vlastním šumem a proto se zapojují na začátek zesilovacího řetězce.

Harmonické zkreslení: Způsobují malé harmonické zkreslení. Vstupní charakteristika má kvadratický průběh a proto vzniká pouze 2. harmonická. Výstupní charakteristiky v oblasti nasycení jsou přímky a tím nedochází ke vzniku vyšších harmonických kmitočtů, k intermodulačnímu zkreslení a křížové modulaci. Proto se používají na vstupech přijímačů.

Odpor v sepnutém stavu: Mají malý odpor v sepnutém stavu (jednotky Ω) a proto se používají jako spínače. Při paralelním propojení tranzistorových struktur v IO mohou kolektorové proudy dosahovat desítek A a odpor v sepnutém stavu setiny Ω .

Oddělení vstupu a výstupu: Mají dokonale oddělen výstup od vstupu a proto např. v superhetech zabraňují zpětnému vyzařování signálu oscilátoru do antény.

Teplotní závislost I_C : S rostoucí teplotou klesá u unipolárních tranzistorů strmost vstupní charakteristiky a zahříváním tranzistoru proud I_C klesá (na rozdíl od bipolárních tranzistorů). Existuje hodnota I_C , jejíž velikost se nemění při změnách teploty. (U tranzistoru KF520 cca 1,6 mA).

Vstupní kapacita: Především u tranzistorů MOSFET je malá kapacita C_{GC} , tím je malá i vstupní kapacita a proto zesilují do vysokých kmitočtů (až 10^9 Hz). Pro ještě vyšší kmitočty (až 10^{11} Hz) se používají tranzistory na bázi arzenidu galia.

Příkon: Mají malý příkon a tím jsou vhodné pro výrobu IO. Ty dnes obsahují desítky milionů tranzistorů. Spočítejte odběr proudu z napájecího zdroje IO s 20 milióny tranzistorů a proudem I_C jedním tranzistorem pouze 0,1 mA!

3.22.2.2 Nevýhody tranzistorů FET

Rozptyl parametrů: Tranzistory FET mají značný rozptyl parametrů jednoho typu, které se navíc mění s časem (stárnutí).

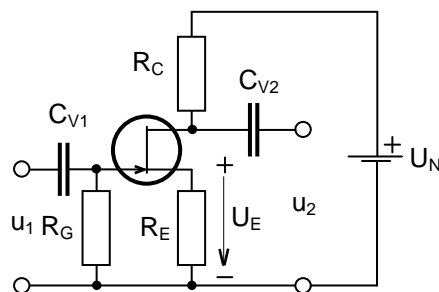
Průraz vstupní elektrody: Vlivem vysokého vstupního odporu dochází u tranzistorů FET ke snadnému průrazu řídicí elektrody a tím k jeho zničení. Proto se tranzistory a IO s FETy prodávají se zkratovanými vývody, které se mají odstranit až po připájení součástky.

Napěťové zesílení: Tranzistory FET mají malé napěťové zesílení v zapojení SE (v rozmezí 3 až max. 5).

3.22.3 Zesilovače s tranzistory FET.

Používá se nejvíce zapojení SE. Také v zesilovačích s tranzistory FET se musí nastavit klidový pracovní bod. Na rozdíl od zesilovačů s bipolárními tranzistory se nenastavuje velikostí vstupního proudu, ale **předpětím U_{GE}** . Velikost tohoto předpětí závisí na typu tranzistoru FET (u MOSFETu s vodivým kanálem se nastavovat nemusí). Potřebné předpětí U_{GE} se dá získat pomocí dalšího zdroje (má opačnou polaritu než U_{CE}) nebo se získává obdobně jako v elektronkových zesilovačích pomocí odporu R_E a zapojením tzv. mřížkového (svodového) odporu R_G s velkou hodnotou (řádově $M\Omega$ až stovky $M\Omega$).

3.22.3.1 Zesilovače s tranzistory JFET



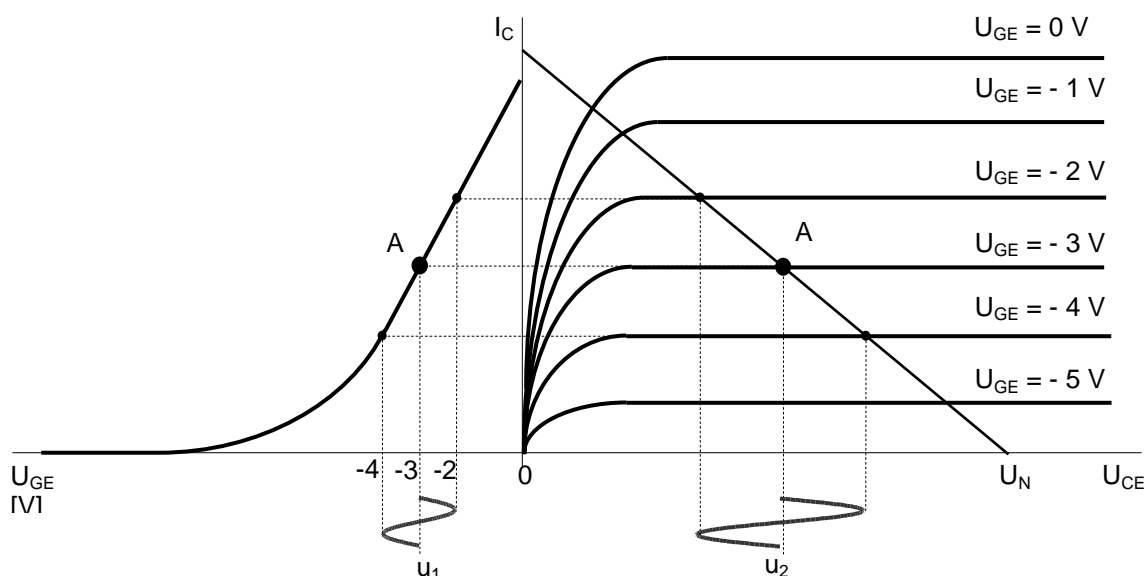
Obr. 3.55 Zesilovač s tranzistorem JFET

U unipolárních tranzistorů se klidová poloha pracovního bodu zesilovače nastavuje také doprostřed statické zatěžovací přímky pracovního odporu R_C vhodnou velikostí předpětí U_{GE} . Toto předpětí se získá na odporu v emitoru R_E . Průtokem výstupního proudu I_C dojde na odporu v emitoru R_E

k stejnosměrnému úbytku napětí U_E . O tento úbytek U_E je řídicí mřížka G vzhledem k napětí na emitoru E zápornější. Stejnosečné propojení G a E obstarává svodový odpor R_G s hodnotou až $100 M\Omega$ (aby se zbytečně nezmenšovala hodnota vstupního odporu zesilovače).

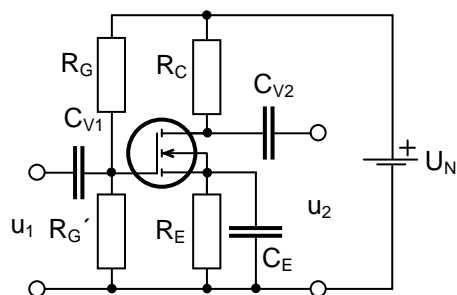
Princip zesílení zesilovače s tranzistorem JFET je obdobný jako zesilovače s tranzistorem bipolárním. Rozdíl je v řídicí veličině. Tou je u unipolárních tranzistorů napětí U_{GE} mezi řídicí mřížkou G a emitorem E. Změnou tohoto napětí U_{GE} vlivem vstupního zesilovaného signálu u_1 se mění klidová poloha pracovního bodu zesilovače po vstupní charakteristice i po statické zatěžovací přímce. Změna výstupního proudu I_C vyvolá na pracovním odporu zesilovače R_C změnu úbytku napětí a tím změnu úbytku napětí na tranzistoru U_{CE} a tato změna U_{CE} se přenesse na výstup přes vazební kondenzátor C_{V2} jako zesílené výstupní napětí u_2 (obdobně jako u zesilovače s bipolárním tranzistorem).

Při zatíženém výstupu se hodnota pracovního odporu zesilovače zmenší na paralelní kombinaci R_C/R_Z a pracovní bod zesilovače se bude pohybovat po dynamické zatěžovací přímce (obdobně jako u zesilovače s bipolárním tranzistorem). Konstrukce dynamické zatěžovací přímky je stejná jako u zesilovače s bipolárním tranzistorem. Zatížený zesilovač bude mít menší napěťové zesílení (obdobně jako u zesilovače s bipolárním tranzistorem).



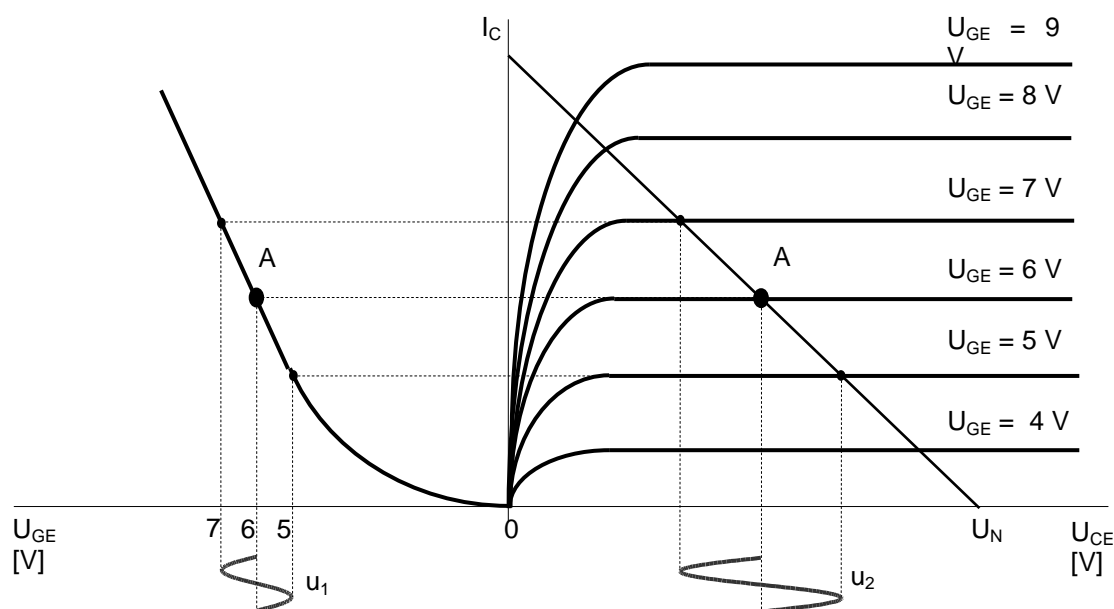
Obr. 3.56 Vstupní a výstupní charakteristiky JFET a princip jeho zesílení

3.22.3.2 Zesilovače s tranzistorem MOSFET s indukovaným kanálem



Obr. 3.57 Zesilovač s tranzistorem MOSFET s indukovaným kanálem

Zapojení zesilovače s tranzistorem MOSFET s indukovaným kanálem je na obr. 3.57. Princip zesílení je znázorněn pomocí vstupní charakteristiky a výstupních charakteristik na obr. 3.58. Kladné klidové předpětí U_{GE} je nastaveno odporovým děličem R_G, R_G' . Odpor v emitoru R_E je blokován kondenzátorem C_E proto, aby nevznikala nežádoucí střídavá záporná zpětná vazba.

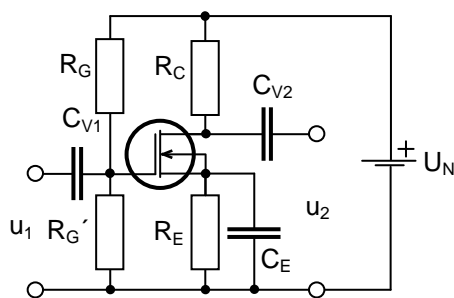


Obr. 3.58 Vstupní a výstupní charakteristiky MOSFET s indukovaným kanálem

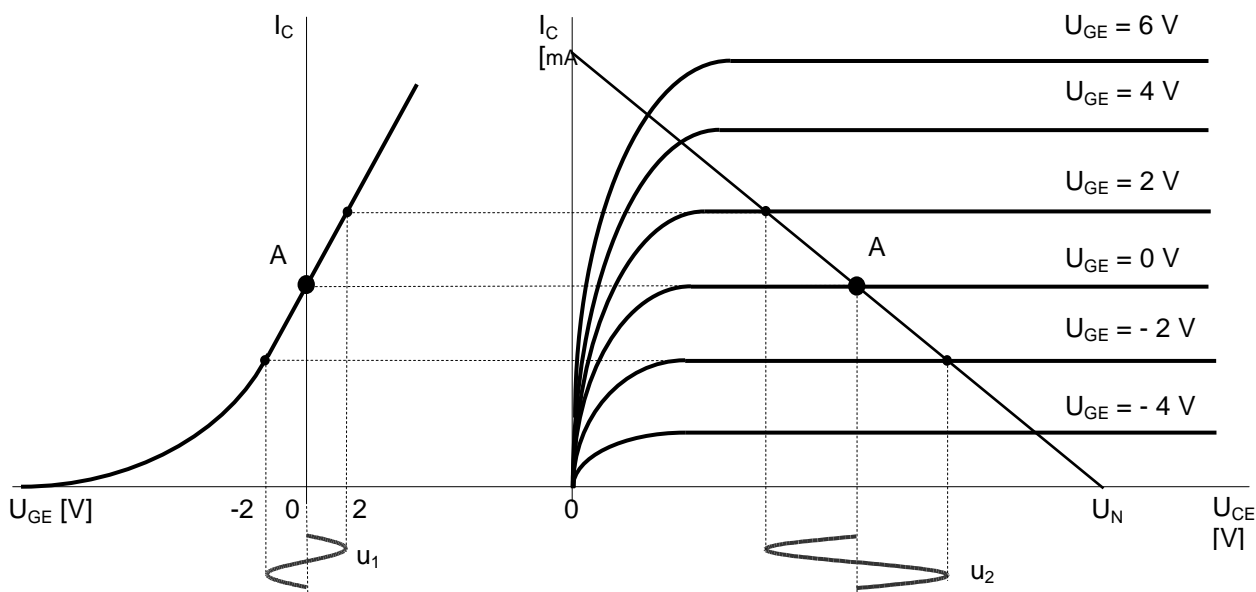
3.22.3.3 Zesilovače s tranzistorem MOSFET s vodivým kanálem

Zapojení zesilovače s tranzistorem MOSFET s vodivým kanálem je na obr. 3.59. Tento zesilovač může pracovat bez předpětí U_{GE} nebo toto předpětí při kladné polaritě určuje dělič R_G, R_G' . Při záporném předpětí se dá použít stejné zapojení jako na obr. 3.55 s tranzistorem JFET.

Tranzistor MOSFET má jinou vstupní (převodní) charakteristiku i charakteristiky výstupní než mají předchozí typy unipolárních tranzistorů. Princip zesílení pomocí charakteristik je znázorněn na obr. 3.60.



Obr. 3.59 Zesilovač s tranzistorem MOSFET s vodivým kanálem



Obr. 3.60 Vstupní a výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET s vodivým kanálem

3.22.3.4 Ochrana vstupů zesilovačů s tranzistory FET

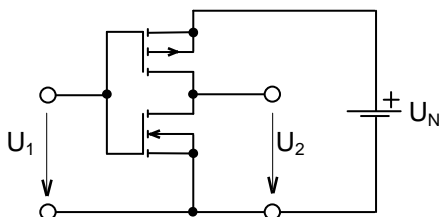
Vstupy zesilovačů s tranzistory FET se musí chránit proti přepětí např. vlivem statické elektřiny. U tranzistorů JFET se používá omezovač amplitudy tvořený pracovním odporem a dvěma antiparalelně zapojenými křemíkovými diodami (pro vyšší kmitočty hrotovými). Takto zapojený omezovač amplitudy omezí hodnotu napětí na vstupu zesilovače na hodnotu difusního napětí použitých diod. U tranzistoru MOSFET by takto zapojené diody zmenšovaly vstupní odpor zesilovače a proto se používá omezení doutnavkou. Ta má zápalné napětí desítky volt a zhasnutá má téměř nekonečný odpor. Maximální dovolená hodnota napětí mezi řídicí mřížkou G a emitorem E bývá ± 70 V. Zapojení omezovačů amplitudy je na obr. 3.61.



Obr. 3.61 Omezovače amplitudy na vstupu zesilovačů s tranzistory FET

3.22.4 Obvody CMOS

Nevýhodou obvodů MOSFET je špatné impedanční přizpůsobení vzhledem k připojeným obvodům. Proto se do kolektoru jednoho tranzistoru (budícího), zapojuje druhý tranzistor (zatěžovací). Zatěžovací tranzistor má značný odpor, který není závislý na napětí. Touto tzv. komplementární technologií se dosáhne

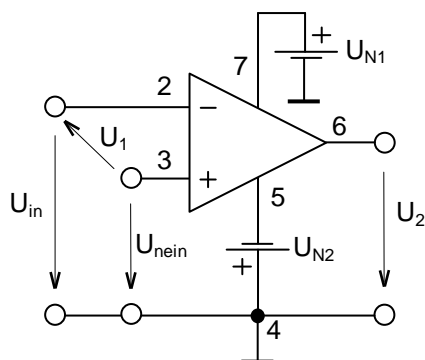


Obr. 3.62 Technologie CMOS

- extrémně malý klidový ztrátový výkon
- vyšší zabezpečení proti poruchám
- kratší spínací časy
- použitelnost v širokém rozsahu napětí
- přímá slučitelnost s bipolárními zapojení tranzistorů, přitom lze dosáhnout toho, že napájecí napětí je velmi malé (cca 3 V)

Největší použití má technologie CMOS (komplementární MOS) ve spínacích tranzistorech v číslicových obvodech.

3.23 Operační zesilovače



Obr. 3.63 Princip zapojení OZ

Název operační zesilovače (dále OZ) získaly v době jejich použití v analogových počítačích (kolem r. 1960), kde sloužily k realizaci matematických operací. Tehdy představoval OZ zapojení několika elektronek a mnoha dalších diskretních součástek. Moderní OZ je monolitický IO malých rozměrů.

Princip zapojení nejběžnějšího typu OZ je na obr. 3.63. Má dva vstupy a to – (2) **invertující** a + (3) **neinvertující**. Vyžaduje **symetrické napájení** ze dvou napájecích zdrojů. Běžné hodnoty napájecích napětí jsou ± 12 V nebo ± 15 V. Tento typ OZ **zesiluje rozdíl napětí** mezi vstupem neinvertujícím (+) a vstupem invertujícím (-). Proto se má při souhlasných napětích na obou vstupech výstupní napětí U_2 rovnat nule.

3.23.1 Vlastnosti OZ

OZ se svými vlastnostmi blíží vlastnostem ideálního zesilovače. Ideální zesilovač by měl mít

- nekonečně velké zesílení
- nekonečně velký vstupní odpor
- nulový výstupní odpor
- nekonečně široké zesilované kmitočtové pásmo
- nulový vlastní šum a zkreslení

Skutečný OZ se tento vlastnostem blíží tím, že

- napěťové zesílení dosahuje hodnot $10^4 \div 10^7$
- vstupní odpor (při použití tranzistoru FET na vstupu OZ) dosahuje hodnot až $10^{14} \Omega$
- výstupní odpor je malý o hodnotách desítky Ω
- kmitočtový rozsah sahá od zesilování stejnosměrných změn napětí až do desítek MHz
- vlastní šum a zkreslení OZ je malé

Těchto špičkových parametrů nelze dosáhnou současně jediným zapojením obvodu. To je důvod, proč existuje tak velké množství různých typů zapojení OZ. Vlastnosti OZ se vyjadřují celou řadou parametrů. Nejdůležitější parametry OZ jsou:

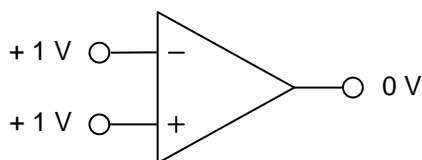
- **napěťové zesílení otevřené smyčky** A_0 , což je zesílení rozdílu napětí mezi vstupy OZ, tedy mezi vstupem neinvertujícím (+) a invertujícím (-).

Rozdíl napětí je $U_1 = U_{\text{nein.}} - U_{\text{in.}}$. Napěťové zesílení otevřené smyčky se určí podle vztahu

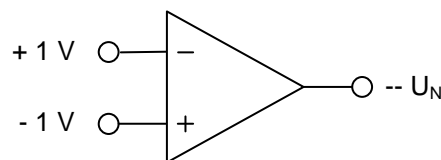
$$A_0 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{\text{nein.}} - U_{\text{in.}}}$$

- **potlačení souhlasného signálu** přivedeného na oba vstupy udává činitel potlačení souhlasného signálu CMRR (common mode rejection ratio) podle obr. 3.64, který se určí jako poměr napěťového zesílení otevřené smyčky A_0 k zesílení souhlasného signálu A_{CM} a vyjádřený v dB

$$\text{CMRR} = 20 \cdot \log \frac{A_0}{A_{\text{CM}}} \quad \text{Tato hodnota, závislá na kmitočtu, má být co největší.}$$



Obr. 3.64 Zesílení souhlasného napětí



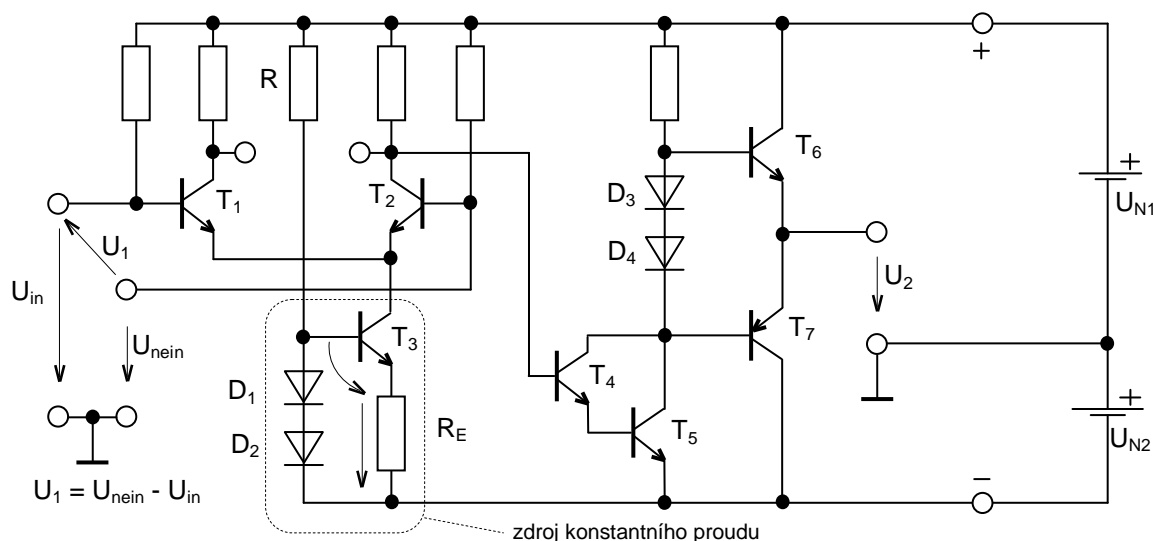
Obr. 3.65 Zesílení stejných nesouhlasných napětí

- **napěťová nebo proudová nesymetrie vstupů.** Je to nutný rozdíl vstupních napětí nebo proudů, potřebný k dorovnání nuly na výstupu.

- **odpory:** vstupní odpor vstupů proti zemi, rozdílový odpor vstupů proti sobě, výstupní odpor.

3.23.2 Struktura OZ

Zjednodušené zapojení OZ je na obr. 3.66. Obsahuje vstupní rozdílový zesilovač (tvořený tranzistory T_1 a T_2) se zdrojem konstantního proudu (T_3), napěťový budící stupeň (Darlingtonova dvojice T_4 a T_5) a koncového stupně v komplementárním zapojení (T_6 a T_7). Vazba mezi jednotlivými stupni je galvanická.



Obr. 3.66 Struktura operačního zesilovače

Zdroj konstantního proudu má mít co největší vnitřní odpor. Ve struktuře OZ je tvořen tranzistorem T_3 , diodami D_1 a D_2 a odporem R_E . Odpor R s diodami D_1 a D_2 tvoří parametrický stabilizátor napětí, který udržuje stálé napětí na bázi tranzistoru T_3 proti zemi. Tranzistor T_3 je zapojen jako emitorový sledovač konstantního napětí diod. Stabilizace proudu využívá zpětnou vazbu. Pokud by proud tranzistorem T_3 začal klesat, zmenší se úbytek napětí na odporu R_E , tím se zvětší rozdíl napětí mezi bází a emitorem U_{BE} , tranzistor T_3 se více otevře a hodnota proudu se nezmění.

Princip zesílení OZ je následující. Zvětšením napětí na neinvertujícím vstupu U_{nein} vzhledem k napětí na vstupu invertujícím U_{in} se T_2 více otevře než T_1 . Tím se zvětší úbytek napětí na kolektorovém odporu T_2 a napětí přiváděné na Darlingtonovo zapojení tranzistorů T_4 a T_5 zmenší. Tím se tyto tranzistory přivřou a napětí na jejich kolektorech vzroste (zapojení SE). Nárůst tohoto napětí více otevře NPN tranzistor T_6 a přivře PNP tranzistor T_7 koncového komplementárního zesilovače, pracujícího v AB třídě. Výstupní napětí U_2 vzroste. Při zvětšení napětí na vstupu invertujícím vzhledem k neinvertujícímu vstupu se výstupní napětí U_2 zmenší. Protože vnitřní struktura OZ používá galvanickou vazbu mezi jednotlivými stupni, bude OZ zesilovat i stejnosměrné změny vstupních napětí a jeho dolní mezní kmitočet f_d se rovná nule.

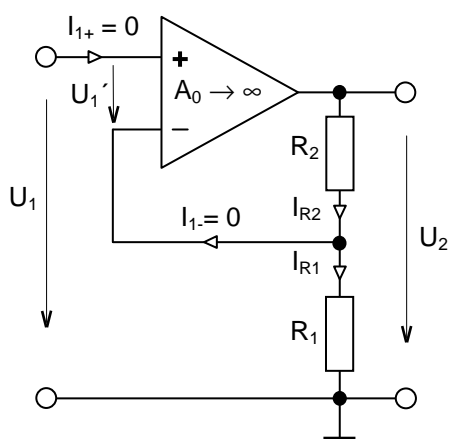
I přes malý výstupní odpor jsou OZ konstruovány pro malé odebírané proudy do zátěže (mA). Moderní IO mají elektronické pojistky proti přetížení. Výhodou monolitických IO je stejná teplota všech jeho prvků. Minimální délka spojů mezi prvky je příznivá z hlediska parazitních vazeb a kmitočtových vlastností OZ. Dva vstupy – invertující a neinvertující umožňují jednoduché zavedení zpětné vazby. Vstupní impedance OZ je vysoká, protože zdroj konstantního proudu v emitorech vstupního zesilovače představuje velký odpor, který se převedením do vstupu ještě vynásobí proudovým zesílením. Výstupní impedance je naopak velmi malá, protože výstupní zesilovač pracuje s tranzistorem v zapojení SC. Vysoké napěťové zesílení OZ bez zpětné vazby A_0 umožňuje při návrhu

obvodů použít vztah (11) z kapitoly 3.7.2.3 $A_u' \approx \frac{1}{\beta}$ a tím se návrh zesilovače redukuje na návrh velikosti ZV.

3.23.2 Základní zapojení OZ

Většinou se nevyužívá možnost zesilování rozdílového napětí mezi vstupy OZ a invertující vstup (-) se využívá k zavedení záporné zpětné vazby. Velikostí záporné zpětné vazby se nastaví požadovaná hodnota zesílení a přitom tato vazba příznivě ovlivňuje ostatní vlastnosti zesilovače (viz kapitola 3.7.2.2).

3.23.2.1 Zapojení neinvertujícího OZ



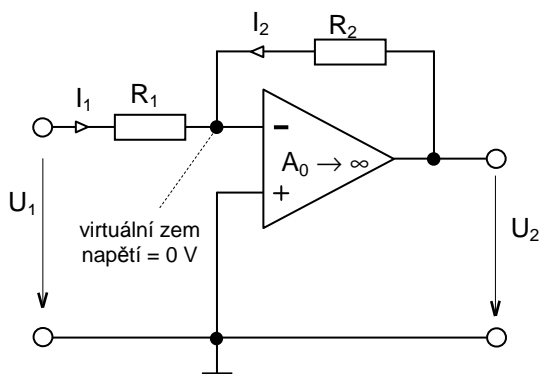
Obr. 3.67 Zapojení neinvertujícího OZ

$$U_1' = U_2 \cdot \frac{I_R \cdot R_1}{I_R \cdot (R_1 + R_2)}$$

Zesílení neinvertujícího OZ se zápornou zpětnou vazbou je určeno vztahem

$$A_u' = \frac{U_2}{U_1'} = \frac{U_2}{\frac{U_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

3.23.2.2 Zapojení invertujícího OZ



Obr. 3.68 Zapojení invertujícího OZ

Je nakresleno na obr. 3.67. Požadovaná velikost zesílení neinvertujícího OZ se nastaví pomocí záporné zpětné vazby sériové napěťové. Velká vstupní impedance umožňuje zanedbat proudy, tekoucí do vstupů OZ. Zesílení OZ bez zpětné vazby A_0 se dá považovat za nekonečně velké. Potom při konečné hodnotě U_2 se hodnota vstupního napětí U_1 blíží hodnotě 0 V, protože $U_1 = \frac{U_2}{A_0} \rightarrow 0V$

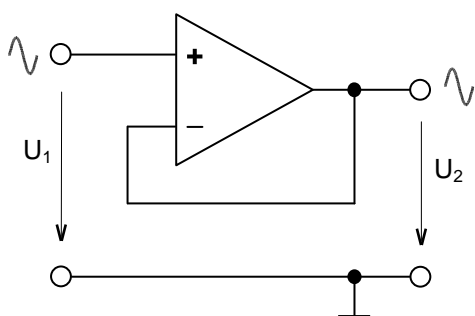
Protože hodnota vstupního odporu OZ je velká, proudy I_{1+} a $I_{1-} = 0$, potom proud $I_{R1} = I_{R2} = I_R$ a hodnota napětí U_1' je dána dělicím poměrem nezátíženého odporového děliče R_2 a R_1 podle vztahu

Je nakresleno na obr. 3.68. Velikost zesílení invertujícího zesilovače se nastaví pomocí záporné zpětné vazby paralelní napěťové. Potenciál invertujícího vstupu je totožný se zemí a tomuto vstupu se říká **virtuální zem** (zdánlivá) **zem**. Na tomto vstupu je nulové napětí za předpokladu, že proudy I_1 a I_2 jsou stejně velké a opačného směru.

$I_1 = -I_2$ a proto bude platit $\frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_2}{R_2} \Rightarrow U_2 = -U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1}$ a velikost zesílení invertujícího OZ

$$A_u' = -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{znaménko - znamená otočení fáze})$$

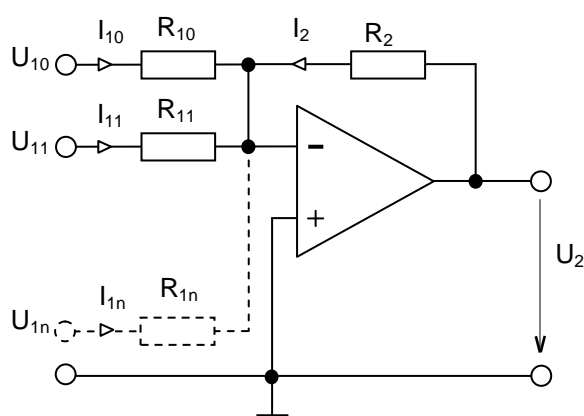
3.23.2.3 OZ jako sledovač



Obr. 3.68 Zapojení OZ jako sledovače

Zapojení OZ jako sledovače je na obr. 3.68. Výstupní napětí U_2 je co do velikosti i fáze stejné jako napětí vstupní U_1 , protože v zapojení je zavedena stoprocentní záporná zpětná vazba tím, že celé výstupní napětí U_2 je přivedeno zpět na invertující vstup OZ. Zapojení se vyznačuje velkým vstupním odporem a malým výstupním odporem a slouží jako impedanční transformátor.

3.23.2.4 OZ jako součtový zesilovač



Obr. 3.70 Zapojení součtového OZ

V principu je to invertující zesilovač s více vstupy. Schéma je obr. 3.70.

Stejně jako u invertujícího OZ musí platit $I_1 = -I_2$ a podle prvního Kirchhoffova zákona

$$I_1 = I_{10} + I_{11} + \dots + I_{1n} \quad \text{a proto}$$

$$-\frac{U_2}{R_2} = \frac{U_{10}}{R_{10}} + \frac{U_{11}}{R_{11}} + \dots + \frac{U_{1n}}{R_{1n}} \quad \text{a tak}$$

$$U_2 = -R_2 \cdot \left(\frac{U_{10}}{R_{10}} + \frac{U_{11}}{R_{11}} + \dots + \frac{U_{1n}}{R_{1n}} \right)$$

z předchozí rovnice vyplývá, že když se $R_{10} = R_{11} = R_{1n} = R_2$ potom výstupní

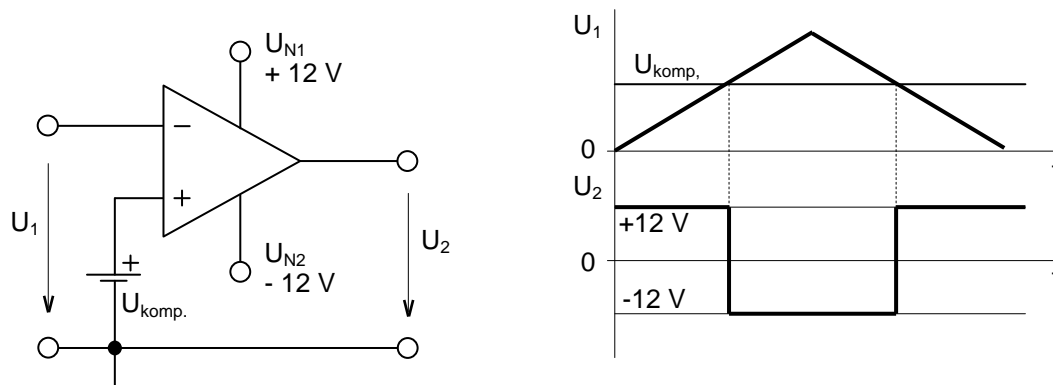
napětí je $U_2 = -(U_{10} + U_{11} + \dots + U_{1n})$

3.23.2.5 OZ jako komparátor

Komparátor je zapojení OZ jako invertujícího zesilovače s otevřenou smyčkou (bez záporné zpětné vazby) a tím jeho zesílení A_0 se blíží nekonečnu. Jeho zapojení a průběhy vstupního a výstupního napětí jsou na obr. 3.71. Je-li vstupní napětí U_1 na invertujícím vstupu větší jak napětí komparační U_{kop} na vstupu neinvertujícím, bude výstupní napětí U_2 kladné o velikosti napájecího napětí (+12 V). V okamžiku, kdy vstupní napětí U_1 dosáhne hodnoty

napětí komparačního $U_{\text{komp.}}$, změní se hodnota výstupního napětí U_2 **skokem** na hodnotu záporného napájecího napětí (-12 V). Při poklesu vstupního napětí U_1 pod hodnotu napětí komparačního $U_{\text{komp.}}$ obvod opět skokem překlápí.

Komparátor převádí pomalu a spojitě se měnící napětí U_1 na napětí dvouhodnotové – binární. Svoji funkcí patří mezi klopné obvody.



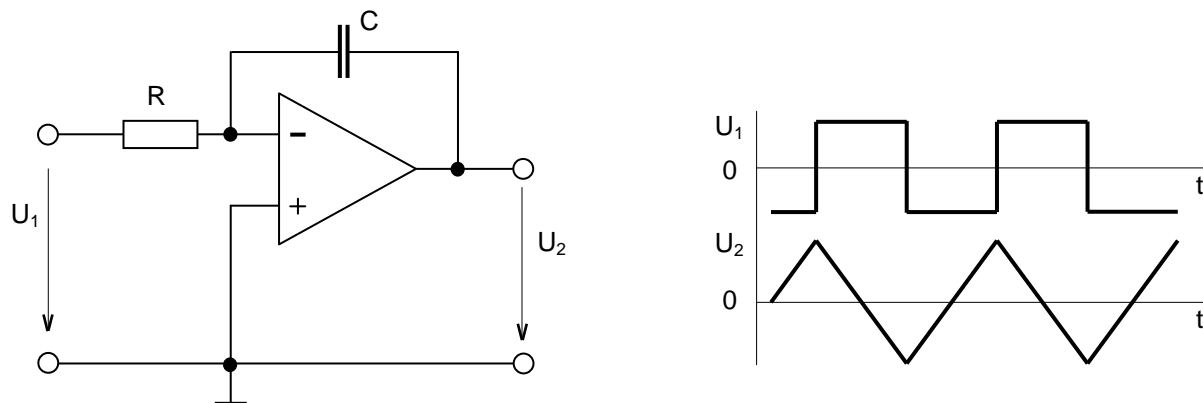
Obr. 3.71 Zapojení OZ jako komparátoru a průběhy vstupního a výstupního napětí

3.23.2.6 OZ jako integrátor

Zapojení OZ jako integrátoru je na obr. 3.72. Výstupní napětí U_2 je úměrné integrálu vstupního napětí U_1 a konstantou úměrnosti je časová konstanta obvodu $\tau = RC$

$$U_2 = -\frac{1}{R \cdot C} \int U_1 \cdot dt$$

Výstupní napětí bude rovnoměrně klesat (nebo stoupat) v závislosti na velikosti U_1 . Klesání nebo nárůst výstupního napětí závisí na použitém vstupu OZ. Obvod integrátoru se používá např. v číslicových voltmetrech jako převodníku napětí na čas.



Obr. 3.72 Zapojení OZ jako integrátor a průběhy vstupního a výstupního napětí

3.23.2.7 Další možná zapojení OZ

Existuje řada dalších možných zapojení OZ ve funkci diferenciátoru, zesilovače náboje, převodníku proud na napětí, lineárního usměrňovače, klopných obvodů, oscilátorů, korekčních zesilovačů, pásmových propustí, přesného zdroje proudu a mnoha dalších. V kapitole 3.11.2.6 bylo popsáno několik typů integrovaných nf. výkonových zesilovačů, které nejsou ničím jiným než OZ.