

Zjednodušený výpočet tranzistorového zesilovače

Přesný výpočet tranzistorového zesilovače vychází z určení dvojbranových parametrů tranzistoru a pokračuje sestavením matice obvodu a řešením této matice. Při použití vybraných rovnic z matematických modelů pro programy SPICE lze dojít ke zjednodušenému řešení, ve kterém se některé parametry zanedbají a sestavené náhradní schéma pak lze řešit libovolnou metodou. Přesto dostaneme výsledky s přesností, která pro obvyklé technické řešení postačuje. V prvním oddílu je provedeno odvození dvojbranových parametrů z rovnic modelu SPICE, následují výpočty pracovního bodu a střídavých parametrů zesilovače.

Dvojbranové (čtyřpólové) parametry tranzistoru

Při výpočtu tranzistorového zesilovače pro malé signály lze používat dynamické parametry, které v dostatečně malé oblasti kolem zvoleného pracovního bodu nahrazují nelineární charakteristiky přímkami. Tím provedeme linearizaci v pracovním bodě a obvod můžeme řešit metodami pro lineární obvody. Pro určení parametrů náhradního dvojbranu tranzistoru se v praxi rozšířily dvě soustavy parametrů:

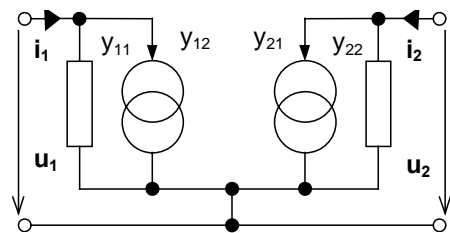
Admitanční parametry:

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \quad [1.1a]$$

$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \quad [1.1b]$$

kde

y_{11}	vstupní admitance při výstupu nakrátko	$(u_2 = 0)$
y_{22}	výstupní admitance při vstupu nakrátko	$(u_1 = 0)$
y_{21}	přenosová admitance při výstupu nakrátko	$(u_2 = 0)$
y_{12}	zpětná přenosová admitance při vstupu nakrátko	$(u_1 = 0)$



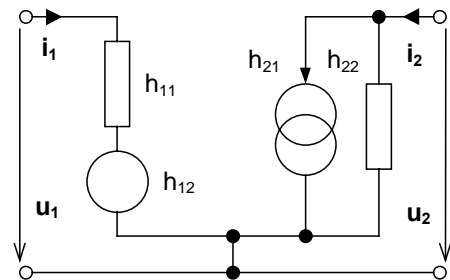
Smíšené parametry:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \quad [1.2a]$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \quad [1.2b]$$

kde

h_{11}	vstupní impedance při výstupu nakrátko	$(u_2 = 0)$
h_{22}	výstupní admitance při vstupu naprázdno	$(i_1 = 0)$
h_{21}	proudový přenos při výstupu nakrátko	$(u_2 = 0)$
h_{12}	zpětný napěťový přenos při vstupu naprázdno	$(i_1 = 0)$



Výhodou úplných soustav je jejich obecná použitelnost při výpočtu maticovou metodou. Zásadní význam měly v počátečních tranzistorové techniky, dnes se používají především v obecných počítačových programech. Postupem času se výroba tranzistorů dostala na úroveň, při které jsou zpětné přenosy sníženy na zanedbatelné hodnoty. Souběžně s pokrokem v technologii byly vyvíjeny další matematické modely, které chování tranzistorů popisují s přiměřenou přesností v celém pracovním rozsahu. Některé vztahy z těchto modelů můžeme použít pro zjednodušený výpočet tranzistorových zesilovačů. Budeme se zabývat zapojením se společným emitorem, označovaným zkratkou SE

V následujících výpočtech budeme pracovat v oblasti kmitočtové nezávislých parametrů a použijeme následující zjednodušení a vztahy:

$$y_{11}u_1 \gg y_{12}u_2 \quad \text{- zanedbání zpětného přenosu,} \quad [1.3]$$

$$y_{21}u_1 \gg y_{22}u_2 \quad \text{- zanedbání výstupní vodivosti,} \quad [1.4]$$

$$h_{21} = y_{21}/y_{11} \quad \text{- proudový přenos bude v celém rozsahu konstantní,} \quad [1.5]$$

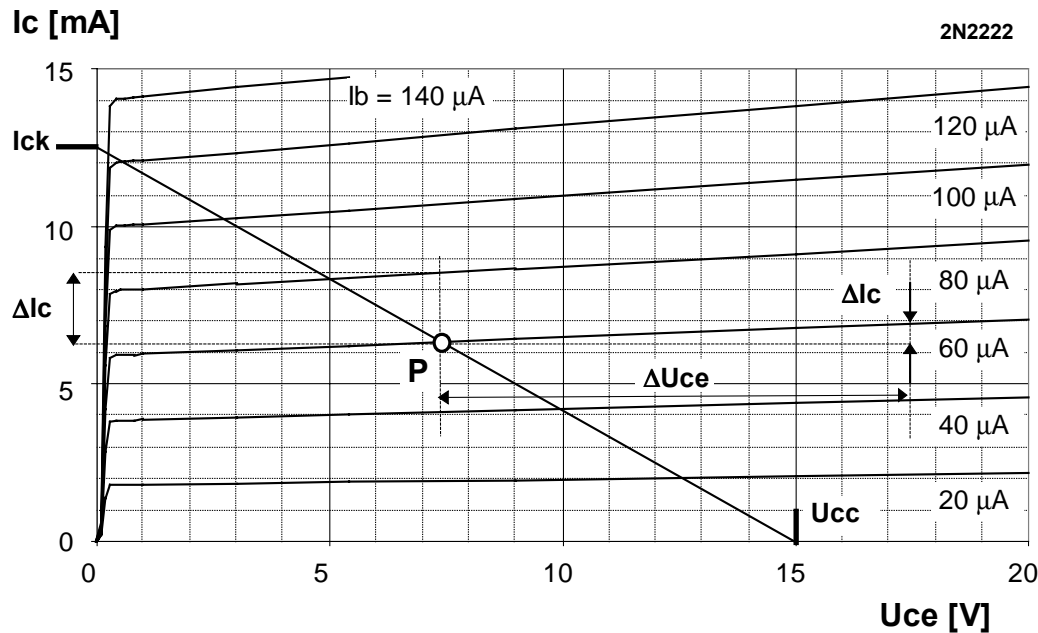
$$h_{11} = 1/y_{11} \quad [1.6]$$

Přenosovou vodivost g_{21} ($= y_{21}$ v oblasti kmitočtové nezávislých parametrů) budeme označovat jako strmost S . Pro určení strmosti a převodní charakteristiky použijeme obecné vztahy, používané v matematických modelech pro velké signály.

Hodnoty parametrů h_{21} a h_{22} lze určit z výstupní charakteristiky, do které se také může zakreslit pracovní přímka a na ní pracovní bod. Po určité praxi a získání přiměřené představy nemusí být používání charakteristik nutné. Když zanedbáme zpětný napěťový přenos, můžeme použít místo vstupní charakteristiky poměrně výhodný matematický popis převodní charakteristiky, který poskytuje dobře použitelné výsledky.

Výstupní charakteristika bipolárního tranzistoru.

Výstupní charakteristika bipolárního tranzistoru je závislost kolektorového proudu na napětí mezi kolektorem a emitorem při konstantním bázeovém proudu. Pro různé bázeové proudy lze vykreslit soustavu výstupních charakteristik.



Na této soustavě lze znázornit postup určení parametrů tranzistoru pro malé signály ve zvoleném pracovním bodu. Pracovní bod musí ležet na pracovní přímce, která je určena dvěma krajními body. Při nulovém proudu kolektoru bude mezi kolektorem a emitorem plně napájecí napětí U_{cc} , zde 15 V. Při nulovém napětí U_{ce} by kolektorovým odporem tekla proud $I_{ck} = U_{cc} / R_c$. Když bázi poteče proud $I_b = 60 \mu A$, bude pracovní bod P ležet na průsečíku této charakteristiky s pracovní přímkou. Nyní můžeme určit střídavé parametry tranzistoru, které ovšem budou platit pouze pro tento pracovní bod.

Proudový zesilovací činitel

Proudový zesilovací činitel h_{21} je definován jako poměr změny kolektorového proudu ke změně bázeového proudu při výstupu nakrátko, tedy při nulové změně napětí U_{ce} . Změnu kolektorového proudu proto neodečítáme na pracovní přímce, ale na svislici, vedené pracovním bodem. Mezi křivkami pro bázeové proudy 60 a 80 μA ($\Delta I_b = 20 \mu A$) změříme změnu kolektorového proudu $\Delta I_c = 2,2 \text{ mA}$. Proudový zesilovací činitel je

$$h_{21} = \Delta I_c / \Delta I_b = 2,2 \cdot 10^{-3} / 20 \cdot 10^{-6} = 110$$

Výstupní vodivost

Podle definice je výstupní vodivost dána podílem změny kolektorového proudu a změny kolektorového napětí při vstupu naprázdno, tedy při nulové změně vstupního proudu. Nulová změna vstupního proudu znamená konstantní proud báze, který je v našem případě 60 μA . Protože v normální pracovní oblasti jsou charakteristiky prakticky přímkové, můžeme volit velkou změnu napětí, abychom získali větší změnu kolektorového proudu. Při zvýšení napětí o 10 V odečteme změnu proudu $\Delta I_c = 0,7 \text{ mA}$. Výstupní vodivost je tedy 70 μS , což odpovídá odporu 14 k Ω . Změna proudu je malá a přesnost odečtení ovlivní výsledek.

Earlyho napětí

U matematických modelů tranzistorů se předpokládá, že tečny přímkových částí výstupních charakteristik protínají svislou osu v jednom bodě, který je určen parametrem modelu, nazvaným Earlyho napětí (Early voltage). Pro náš tranzistor bychom našli Earlyho napětí 100 V. Protože tečna k charakteristice v pracovním bodu $I_c = 6,3 \text{ mA}$, $U_{ce} = 7,4 \text{ V}$ má protnout svislou osu ($I_c = 0$) v bodě, daném Earlyho napětím, můžeme také vypočítat výstupní vodivost z těchto hodnot. Pak vychází:

$$h_{21} = I_c / (U_{ea} + U_{ce}) = 6,3 \text{ mA} / 107,4 \text{ V} = 58,6 \text{ mS}$$

Když uvážíme obtížnost přesného určení změny kolektorového proudu z charakteristik, je shoda obou postupů uspokojivá. V seznamu parametrů modelu SPICE se uvádí Earlyho napětí bez znaménka. Z průběhu charakteristik ale plyne, že průsečík tečen s osou musíme hledat vlevo od počátku souřadnic.

Obecná převodní charakteristika bipolárního tranzistoru.

Převodní charakteristika

Převodní charakteristika je závislost výstupního proudu na vstupním napětí. Pro zapojení SE to je závislost kolektorového proudu na napětí mezi bázi a emitorem. Tato závislost je exponenciální. Strmost je dána derivací funkce (tečnou) v daném pracovním bodě a odpovídá parametru y_{21} .

Pro obecný model bipolárního tranzistoru (v programech SPICE) se používá jako jeden ze základních parametrů tzv. tepelné napětí U_T . Obecný model používá vztahy, platné i pro inverzní zapojení (záměna emitoru a kolektoru), zde se omezíme na normální pracovní oblast.

Tepelné napětí je dáno vztahem:

$$U_T = kT / q \quad [2.1]$$

kde q - náboj elektronu ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C)

k - Boltzmannova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

T - absolutní teplota přechodu (K), jako normální teplota se používá 300K (27°C)

Pro tuto normální teplotu vychází tepelné napětí $U_T = 25,9$ mV.

Pro normální pracovní oblast

je závislost kolektorového proudu na napětí mezi bázi a emitorem ($U_{CE} > U_{BE}$) dána vztahem:

$$I_C = I_S \cdot \exp(U_{BE} / U_T), \quad [2.2]$$

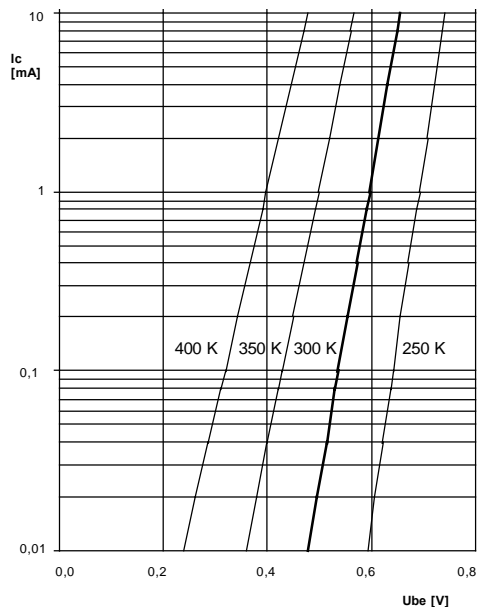
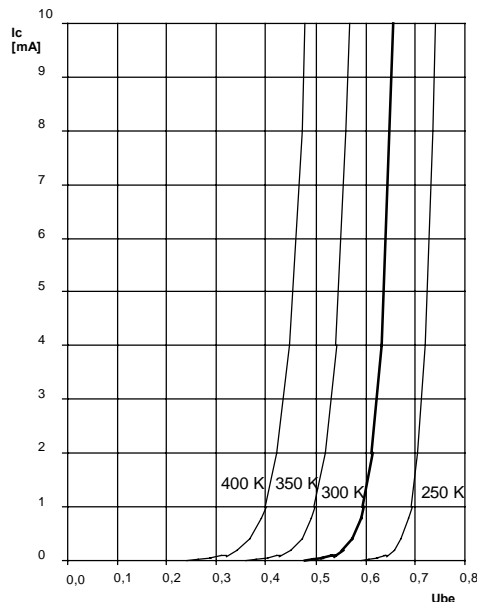
kde I_S je tzv. saturační proud.

Tento saturační proud se vypočítá pro danou pracovní teplotu z charakteristické hodnoty saturačního proudu I_{S0} , určené pro standardní teplotu 300 K podle vzorce:

$$I_S = I_{S0} (T/T_0)^3 \cdot \exp[(E_G \cdot q / k) \cdot (T_0^{-1} - T^{-1})] \quad [2.3]$$

kde E_G je šířka zakázaného pásma, která je pro křemíkové tranzistory 1,1 eV.

Po úpravě lze vytvořit grafy převodních charakteristik. Pro přesnější určení průběhu byl zvolen proud kolektoru jako nezávisle proměnná a počítáno příslušné napětí U_{BE} pro teploty 250...400 K (-23... 127°C) a obvyklou hodnotu saturačního proudu $I_{S0} = 1 \cdot 10^{-13}$ A. Pro porovnání jsou uvedeny grafy s lineární a logaritmickou stupnicí proudu. V knihovných simulačních programech jsou udávány hodnoty I_S v rozsahu 10^{-12} až 10^{-17} . Z grafů je také zřejmé, že teplotní koeficient napětí U_{BE} vychází pro tento modelový tranzistor 2mV/K.



Z těchto převodních charakteristik můžeme vypočítat strmost derivací I_C podle U_{BE} .

Pro ideální tranzistor je závislost strmosti na kolektorovém proudu dána vztahem:

$$S = I_C / U_T \quad [2.4]$$

U zesilovačů pro malé signály počítáme, že teplota přechodu je stejná s teplotou okolí, jinak zahrneme do výpočtu i oteplení ztrátovým výkonem. V poslední době udávají výrobci tranzistorů parametry pro modely SPICE. Z těchto parametrů potřebujeme pro naše zjednodušené výpočty zjistit saturační proud I_S a proudové zesílení v předním směru β_F . U jednodušších modelů odpovídá katalogové hodnotě, u složitějších ideálnímu proudovému zesílení.

Vstupní vodivost

Známe-li nyní kolektorový proud tranzistoru, můžeme vypočítat vstupní vodivost:

$$y_{11} = y_{21} / h_{21} = S / h_{21} = \beta I_k / h_{21} \quad [2.6]$$

Vstupní odpor:

$$h_{11} = 1 / y_{11} = h_{21} / S \quad [2.7]$$

Poměrně často se za zavádí dynamický odpor emitoru $r_E = 1/S$. Touto substitucí se zjednoduší zápis některých vzorců.

V ideálním případě tedy vstupní vodivost stoupá lineárně s kolektorovým proudem. Tento vztah u nových tranzistorů dobře odpovídá skutečnosti.

Vstupní napětí (U_{BE})

Protože strmost je derivace výstupního proudu podle vstupního napětí, bude pro napětí platit diferenciální rovnice

$$d U_{BE} = U_T \frac{d I_k}{I_k} \quad [2.8]$$

ze které po integraci dostaneme rovnici

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_k}{I_p} \quad [2.9]$$

v níž I_p představuje integrační konstantu. Odlogaritmováním obdržíme rovnici:

$$I_c = I_s \cdot \exp (U_{BE} / U_T) \quad [2.10]$$

Budeme-li počítat s výrazem pro teoretickou strmost, stačí pro určení I_p znát napětí U_{BE} při proudu I_k v blízkosti pracovního bodu. Pro napětí $U_{BE} = 0,6$ V při $I_k = 1$ mA a normální teplotu 300K je

$$I_s = 1 \cdot 10^{-3} \cdot \exp(-0,6 / 0,026) = 8,5 \cdot 10^{-14} \text{ [A]} \quad [2.11]$$

V knihovnách simulačních programů jsou udávány hodnoty I_s v rozsahu 10^{-12} až 10^{-17} A.

Linearizace převodní charakteristiky

Vztah k určení strmosti pro výpočet zesílení signálu je jednoduchý, ale je nelineární. Ve výrazu pro převodní charakteristiku je hodnota U_{BE} v exponentu a výpočet hodnot pracovního bodu nelze provést přímo. Můžeme ale výpočet převést na řešení lineárních rovnic tím, že provedeme linearizaci v zadaném úseku charakteristiky. Podle předpokládaných změn kolektorového proudu použijeme jednu ze dvou následujících metod:

a) Náhrada U_{BE} zdrojem konstantního napětí

Ze vztahu [2.9] vypočítáme U_{BE} , které pak bereme jako konstantu. Ze stejného vzorce odvodíme absolutní změnu ΔU_{BE} při zvolené změně proudu. Když zvolíme poměr proudů právě e , bude se změna U_{BE} rovnat právě U_T .

$$\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln(I_{k2} / I_{k1}) = U_T \ln e = 25,9 \text{ mV} \quad [3.1]$$

Při zmenšení proudu na hodnotu I/e bude mít změna opačné znaménko. Když v tomto rozsahu proudů nahradíme skutečný průběh konstantní hodnotou U_{BE0} , dopustíme se relativní chyby, která je přibližně $\pm 4.3\%$. Stejnou změnu dostaneme při změně teploty $\pm 13^\circ\text{C}$. Základní rozsah pracovních teplot pro elektronické přístroje je 0 až 35°C . Chyby, vzniklé při nahrazení konstantou jsou tedy menší, než chyby, způsobené změnami teploty. V běžných zapojeních udržují stabilizační obvody kolektorový proud v mnohem užším rozmezí. Proto bude také chyba, způsobená náhradou U_{BE} zdrojem konstantního napětí, mnohem menší. Pro většinu výpočtů bude tato metoda zcela vyhovující.

Napětí U_{BE} můžeme získat třemi způsoby: výše uvedeným výpočtem z parametrů SPICE, změřením pomocí digitálního voltmetru při požadovaném proudu kolektoru nebo odhadem, při kterém bereme pro křemíkové tranzistory malých výkonů při proudech kolem 1 mA hodnotu $0,6\text{ V}$.

b) Náhrada U_{BE} zdrojem napětí s vnitřním odporem

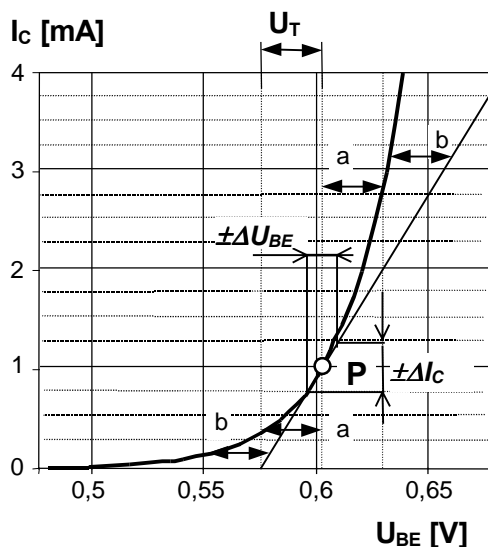
Pro širší rozsah nebo pro větší přesnost provedeme aproximaci náhradním zapojením napěťového zdroje U_a se seriovým odporem. S výhodou můžeme použít aproximaci tečnou v pracovním bodě. Směrnice tečny v pracovním bodě je dána strmostí, pro kterou byl odvozen vzorec $S = I_C / U_T$. Pro zvolený pracovní bod to znamená, že tečna protne osu U_{BE} při hodnotě proudu, která je právě o U_T nižší, než je napětí U_{BE} při klidovém kolektorovém proudu. Když napětí tohoto průsečíku označíme U_P , dostaneme rovnici aproximační přímky:

$$U_{BE}' = U_P + I_C / S \quad [3.2]$$

Místo přenosové vodivosti S lze také používat její převrácenou hodnotu, dynamický odpor emitoru, který se obvykle označuje jako r_E . Rovnice pak dostane tvar:

$$U_{BE}' = U_P + r_E \cdot I_C \quad [3.3]$$

Poloha aproximační přímky je zřejmá z následujícího obrázku, ve kterém je porovnávána aproximace konstantní hodnotou a tečnou. Lze odvodit, že chyba při aproximaci tečnou bude menší než U_T v rozmezí $0,16$ až $3,15$ kolektorového proudu v pracovním bodě. Chyba má na obou koncích rozsahu stejné znaménko. Z porovnání s předchozí aproximací plyne, že tímto způsobem dostaneme poloviční rozsah změn (méně než 5%) pro přibližně dvojnásobný interval změn proudu (přibližně $1:20$).



Tímto způsobem linearizace dosáhneme velmi dobrou shodu s původním průběhem i pro značný rozsah změny proudu. Z grafu je zřejmý princip linearizace a význam jednotlivých přímek

Z průběhu odchylky od skutečného průběhu lze usuzovat, že pro přesnější aproximaci můžeme linearizaci provést také sečnou. Vypočítáme strmost z koncových hodnot požadovaného rozsahu a vedeme tečnu k průběhu funkce, která je se sečnou rovnoběžná. Symetrála obou přímek představuje nejlepší aproximaci.

Porovnáním dosažených odchylek zjistíme, že pro většinu případů zcela postačí linearizace podle bodu a), tedy náhrada konstantním napětím. Aproximace tečnou může být vhodná při podrobnějším řešení stejnosměrných obvodů.

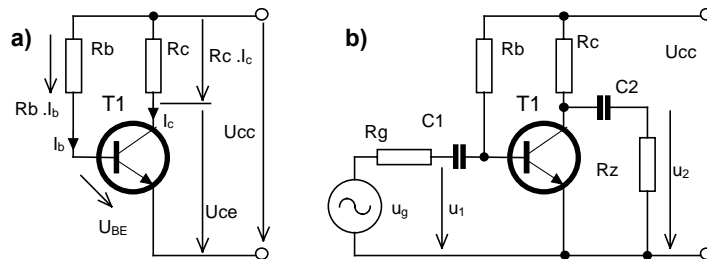
Pro výpočet zesílení malých střídavých signálů (malé změny v okolí klidového pracovního bodu) má ovšem strmost zásadní význam. Z malých změn vstupního napětí $\pm\Delta U_{BE}$ lze pomocí strmosti odvodit změny kolektorového proudu $\pm\Delta I_C$ a z nich pak střídavé zesílení.

Na obrázku jsou vyznačeny odchylky velikosti U_T při náhradě konstantním napětím (a) a při náhradě zdrojem napětí s vnitřním odporem. (b). Kromě toho úseky $\pm\Delta U_{BE}$ a $\pm\Delta I_C$ dobře ilustrují přechod od řešení stejnosměrného pracovního bodu ke střídavým parametřům pro malé signály.

Základní zapojení zesilovače SE

Při návrhu využijeme princip superpozice a budeme řešit odděleně nastavení stejnosměrného pracovního bodu a zesílení malých střídavých signálů.

Obrázek a) slouží k stejnosměrnému řešení. Zesilovač je napájen ze zdroje stejnosměrného napětí U_{cc} . Kolektorový odpor R_c se volí asi desetkrát menší než odpor zátěže R_z . Proud kolektoru I_c se volí tak, aby napětí mezi kolektorem a emitorem umožnilo zesilovat obě amplitudy signálu. Tato podmínka je bezpečně splněna při $U_{ce} \approx U_{cc}/2$.



Vztah mezi U_{ce} a I_c je dán vzorcem, který představuje rovnici zatěžovací přímky:

$$U_{ce} = U_{cc} - R_c \cdot I_c$$

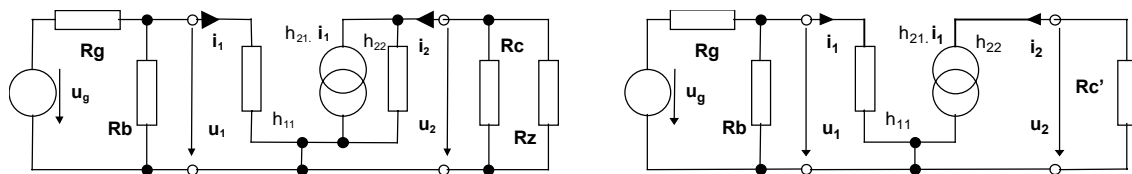
Pro dosažení požadovaného proudu musíme do báze přivést proud

$$I_b = I_c / \beta$$

Tento proud poteče přes odpor R_b , který bude mít hodnotu:

$$R_b = (U_{cc} - U_{BE}) / I_b$$

Podle obr. b) je zřejmé, že kondenzátory C_1 a C_2 slouží k oddělení zdroje signálu a zátěže, aby neovlivnily nastavení ss pracovního bodu. Podle principu superpozice nahradíme při výpočtu střídavého zesílení zdroj napájecího napětí zkratem, který je naznačen propojením svorek. Napájecí napětí se při změnách signálu nemění, jeho potenciál je pro střídavé signály konstantní, tedy stejný jako potenciál země. Hodnota vazebních kondenzátorů musí být tak velká, aby se ve frekvenčním pásmu zesílení neuplatňovaly. Pro výpočet zesílení v tomto pásmu lze tedy provést další zjednodušení, a to nahrazení vazebních kapacit zkratem. Nyní můžeme místo reálného tranzistoru použít náhradní schema pro malé signály:



V náhradním schematu je vypuštěn parametr h_{12} .

Výstupní obvod můžeme dále zjednodušit tím, že paralelní kombinaci R_c , R_z a výstupní vodivosti h_{22} nahradíme odporem R_c' .

Dostaneme zjednodušený obvod, ve kterém snadno určíme zesílení:

Výstupní napětí (střídavý signál) je:

$$u_2 = - R_c' \cdot i_c$$

$$i_c = h_{21} \cdot i_b$$

$$i_b = u_1 / h_{11}$$

Napěťové zesílení tranzistoru v základním zapojení SE je tedy:

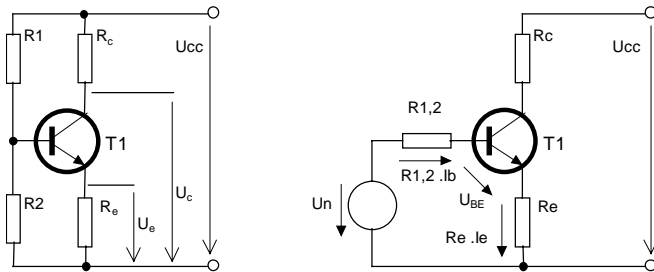
$$A_U = \frac{u_2}{u_1} = - \frac{h_{21} R_c}{h_{11}} = - S \cdot R_c$$

Vstupní odpor vlastního tranzistoru označme R_{vt} a je tvořen parametrem h_{11} , jehož hodnotu vypočítáme z dříve uvedeného vztahu. Výsledný vstupní odpor zesilovacího stupně R_v tvoří paralelní kombinace h_{11} a R_b . Jestliže je vnitřní odpor zdroje signálu R_g mnohem menší, je možné vliv vstupního odporu zanedbat. Když nelze odpor zdroje zanedbat, je nutné počítat zeslabení signálu děličem, který je složen z R_g a R_v . V tomto případě se nepříznivě projeví značný rozptyl vstupního odporu, který je způsoben velkým rozptylem proudového zesilovacího činitele.

Nevýhodou tohoto zapojení je, že pro nastavení pracovního bodu je nutné znát přesně hodnotu proudového zesílení. Protože u běžných typů tranzistorů je rozsah hodnot proudového zesilovacího činitele velký (např. 1:4), bylo by nutné při výměně tranzistoru změřit proudové zesílení náhradního tranzistoru a upravit bázevý odpor. Oprava je pak obtížná, pro seriovou výrobu je takový postup nepoužitelný. Kromě toho je zesílení přímo úměrné strmosti, proto změna kolektorového proudu, která přímo ovlivní strmost, způsobí také změnu zesílení.

Praktické způsoby nastavení pracovního bodu

Nejobvyklejším způsobem stabilizace pracovního bodu je zapojení s odporovým děličem R_1 , R_2 z napájecího napětí U_{CC} do báze tranzistoru a odporem R_e v emitoru. Požadujeme, aby se klidový proud kolektoru při změně napájecího napětí a při změnách teploty měnil co nejméně. Dále je vhodné volit prvky obvodu tak, aby byly zachovány pracovní podmínky pro libovolný tranzistor vybraného typu, a to pro celý rozsah proudového zesílení. Předpokládáme, že stejnosměrný činitel proudového zesílení β se rovná katalogové hodnotě h_{21} . U křemíkových tranzistorů jsou zbytkové proudy při normální teplotě malé, ve výpočtu budou zatím zanedbány. Při zvýšené teplotě, kdy se tyto proudy mohou uplatnit, lze použít princip superpozice.



Použijeme vztahy:

$$I_c = \beta I_b \quad [4.1]$$

$$I_e = I_c + I_b = (\beta + 1) I_b \quad [4.2]$$

Pro výpočet kolektorového proudu nahradíme bázevý dělič podle Théveninovy poučky. Náhradní zdroj má napětí

$$U_n = U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad [4.3]$$

Výsledný odpor v obvodu báze R_b je paralelní kombinací R_1 a R_2 . Proud báze je nyní určen jedinou smyčkou:

$$U_n = R_b I_b + U_{BE} + U_e = R_b I_b + U_{BE} + R_e I_e \quad [4.4]$$

Po dosazení za I_b a za I_e dostaneme upravenou rovnici, ze které můžeme vyjádřit přímo I_c .

$$U_n - U_{BE} = (R_b + R_e(\beta + 1)) I_b = ((R_b + R_e(\beta + 1)) I_c) / \beta \quad [4.5]$$

$$I_c = \beta (U_n - U_{BE}) / (R_b + R_e(\beta + 1)) \quad [4.6]$$

pro $\beta \gg 1$ se výraz zjednoduší a dostaneme vztah:

$$I_c = \frac{U_n - U_{BE}}{\frac{R_b}{\beta} + R_e} \quad [4.7]$$

Ze vzorce je zřejmé, že při $R_b/\beta \ll R_e$ se výrazně sníží vliv proudového zesilovacího činitele a tranzistorů můžeme použít bez ohledu na přesnou hodnotu tohoto parametru.

Ve výstupních charakteristikách musí pracovní bod ležet na zatěžovací přímce, která je dána rovnicí:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_c \cdot (R_c + R_e) \quad [4.8]$$

Po dosazení za kolektorový proud dostaneme rovnici, která popisuje průběh napětí na kolektoru při změně napájecího napětí U_{cc} . Pro zjednodušení zápisu označíme dělicí poměr báze jako d a jmenovatel jako R_e' :

$$d = R_2 / (R_2 + R_1) \quad [4.9]$$

$$R_e' = (R_b / \beta) + R_e \quad [4.10]$$

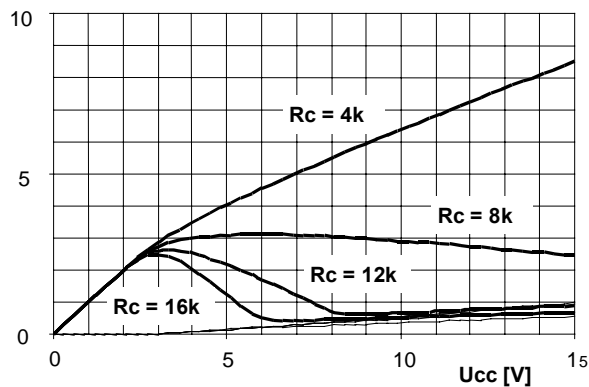
Po dosazení do [4.8] dostaneme vzorec:

$$U_{ce} = U_{cc} - R_c \frac{d \cdot U_{cc} - U_{BE}}{R_e'} = U_{cc} \left(1 - d \frac{R_c}{R_e'} \right) + U_{BE} \cdot d \frac{R_c}{R_e'} \quad [4.11]$$

Tento výraz představuje rovnici přímky, která protíná osu y (U_{cc}) na hodnotě, určené druhým členem a může mít směrnici kladnou nebo zápornou podle prvního členu. Při záporné hodnotě směrnice napětí kolektoru klesá a při jistém napájecím napětí bude nulové. Tranzistor pak nezesiluje. Při návrhu budeme používat kladnou směrnici.

Na obrázku jsou uvedeny průběhy závislosti napětí na kolektoru (čárkovaně napětí na emitoru) pro zapojení s hodnotami $R_1 = 500k$, $R_2 = 100k$, $R_e = 600$, $h_{21} = 110$ při různých hodnotách R_c . Z průběhů lze odečíst, že při napájecím napětí 10V je kolektorový proud asi 0,9 mA. Při $R_c = 4k\Omega$ je na něm úbytek napětí 3,5V a na kolektoru naměříme 6,5V. Úbytek na emitorovém odporu bude zhruba 0,5V a na napětí na mezi kolektorem a emitorem zůstává 6V. Při zvětšení hodnoty R_c na $8k\Omega$ se úbytek na něm zvýší na 7V, napětí U_{ce} bude jen 2,5V. Při dalším zvětšení R_c je při tomto napájecím napětí tranzistor zcela otevřen a nezesiluje.

U_c, U_e [V]



Protože jsme si odvodili vztahy pro převodní charakteristiku a zavedli podmínky pro její linearizaci, můžeme nyní tyto vzorce použít pro výpočet hodnot součástí obvodu pro stabilizaci pracovního bodu. U zesilovačů malých signálů je obvykle zadáno napájecí napětí, napětí mezi kolektorem a emitorem je vhodné volit přibližně jako polovinu napájecího napětí, aby bylo možné dosáhnout co největší špičkové hodnoty v obou půlperiodách. Kolektorový odpor se volí několikanásobně menší než odpor zátěže.

Pro nízkofrekvenční předzesilovače bývá kolektorový proud řádově v jednotkách mA, pro nízkosumové vstupní zesilovače v desetínách mA. Zesilovače

širokopásmové (videozesilovače) pracují s vyššími proudy. Takto stanovený pracovní bod slouží jako východisko k podrobnějšímu výpočtu, který má zaručit, že obvod bude pracovat i při změnách vnějších veličin.

a) Vliv proudového zesilovacího činitele tranzistoru

U tranzistorů pro obecné použití se podle katalogu pohybuje proudový zesilovací činitel v širokém rozsahu (např. 125...500). Typy, tříděné do skupin podle činitele β jsou obvykle dražší. Ze vzorce [4.7] můžeme jasně vidět, že při $R_e = 0$ (bez stabilizace by se proud měnil ve stejném poměru jako β , nebo bychom jej museli nastavit změnou hodnoty některého z odporů báze děliče. Když ve jmenovateli [4.7] zvolíme hodnoty odporů báze děliče tak, aby člen R_b / β představoval přibližně 10% z celkové velikosti jmenovatele, bude se při změně β kolektorový proud měnit o méně než 10%. Pak bude kolektorový proud určen převážně hodnotami pasivních součástek a v zapojení můžeme použít tranzistor s téměř libovolným proudovým zesilovacím činitelem.

Jako jednoduchá pomůcka pro splnění této podmínky může posloužit volba proudu děliče (proud přes R_2) v rozmezí pěti až desetinasobku báze proudu.

Teplotní závislosti

Na stabilitě pracovního bodu při změně teploty se uplatňují dva vlivy, změna napětí U_{BE} a zbytkový proud I_{cb0} . U křemíkových tranzistorů za normální teploty bývá vliv zbytkového proudu zanedbatelný. U výkonových tranzistorů, které pracují za vyšších teplot přechodu je třeba se zabývat i tímto vlivem.

Vliv teplotní závislosti U_{BE} je zřejmý ze vzorce pro výpočet kolektorového proudu. Absolutní změna kolektorového proudu bude:

$$\Delta I_c = \Delta U_{BE} / R_{e'}$$

Pro teplotní koeficient předního napětí přechodu PN (-2 ... -2,4°C) určíme snadno změnu kolektorového proudu pro požadovaný teplotní rozsah.

Zbytkový proud I_{cb0} se v zapojení uplatní jako zdroj proudu mezi kolektorem a bází. Pro určení jeho vlivu použijeme princip superpozice. Když nahradíme zkratem zdroje napětí U_n a U_{BE} , dělí se tento proud do náhradního odporu báze děliče $R_{1,2}$ a do báze tranzistoru. Vstup tranzistoru nyní představuje odpor $\beta \cdot R_{e'}$.

Po úpravách dostaneme vztah pro změnu kolektorového proudu:

$$\Delta I_c = I_{cb0} \cdot R_{1,2} / R_{e'}$$

Tento vztah lze snadno interpretovat jako zvýšení náhradního napětí báze děliče o úbytek napětí, který vznikne na náhradním odporu děliče průtokem proudu I_{cb0} . Zbytkový proud báze je silně teplotně závislý. Proto můžeme většinou jeho vliv při dolní teplotní mezi zanedbat a změnu počítat z hodnoty zbytkového proudu při horní mezi teplotního rozsahu.

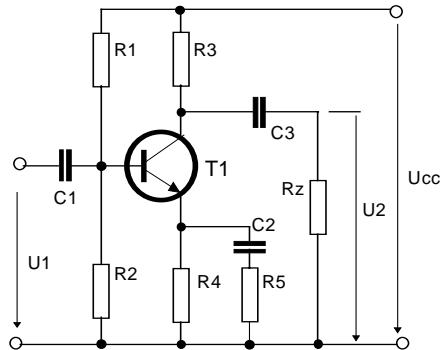
Postup výpočtu pracovního bodu

řádek	postup	jmen. hodnota	mezní hodnoty	volba (z řady)	pozn.
A Vstupní hodnoty					
1	napájecí napětí	9 V			
2	kolektorový odpor ($< R_z / 10$)			4,7 kΩ	
3	kolektorový proud			1 mA	
4	proudový zesilovací činitel	200	100 ... 400		
5	napětí U_{BE}	0,6 V			
B Výpočet hodnot součástek					
1	volba emitorového odporu R_e (přibližně $R_c/10$)			470Ω	
2	napětí emitoru U_e	0,47 V			
3	napětí báze $U_b = U_e + U_{be}$	1,07 V			
4	proud báze I_c / β	5 μA	10 ... 2,5 μA		
5	volba proudu děliče ($I_d = (5 \dots 10) \cdot I_b$)	50 μA			
6	vypočtená hodnota odporu $R_2 = U_b / I_d$	21,4 kΩ		22 kΩ	
7	vypočtená hodnota odporu $R_1 = (U_{cc} - U_b) / (I_d + I_b)$	144,2 kΩ		150 kΩ	
C Kontrola pracovního bodu					
1	náhradní napětí báz. děliče $U_n = U_{cc} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$	1,151 V			
2	náhradní odpor děliče $R_{1,2}$	19,2 kΩ			
3	náhradní emitorový odpor $R_{e'} = R_e + R_{1,2} / \beta$	566 Ω	662 ... 518		
4	kolektorový proud $I_c = (U_n - U_{BE}) / R_{e'}$	0,973 mA	0,83 ... 1.06 mA		
5	napětí kolektoru $U_c = U_{cc} - R_c \cdot I_c$	4.43	5,1 ... 4 V		
6	napětí emitoru $U_e = R_e \cdot I_c$	0,46	0,39 ... 0,50		
7	napětí kolektor - emitor $U_{ce} = U_c - U_e$	3,97	4,71 ... 3,5 V		
D	Vyhodnocení:	vyhovuje			

Výpočet střídavých parametrů

Zdroj střídavého signálu je oddělen kapacitou, stejně tak zátěž. Hodnoty součástek byly určeny při výpočtu pracovního bodu. Tím je také dáno základní střídavé zesílení. Když požadujeme střídavé zesílení větší, zmenšíme impedanci v emitoru paralelním připojením seriové kombinace kapacity a odporu. Tento postup se nazývá „blokovaní emitorového odporu“.

Výsledné schéma je na následujícím obrázku:

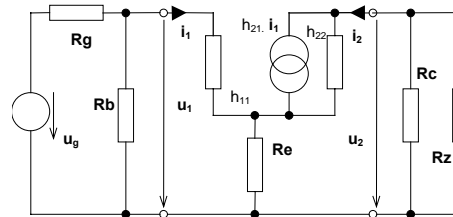
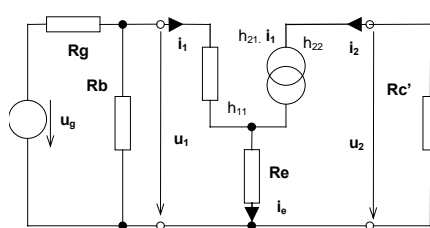


Při výpočtu střídavého zesílení postupujeme stejným způsobem, jako u základního zapojení. Nejprve ale určíme základní zesílení bez blokovaní, tzn. v náhradním schématu nahradíme zkratem jen vstupní a výstupní kapacitu, blokovací člen vypustíme.

Po nahrazení paralelní kombinace R_z a R_c náhradním kolektorovým odporem R_c' bude mít náhradní schéma pro malé střídavé signály následující formu:

Z obrázku vidíme, že vstupní napětí se nyní skládá z úbytku na vstupním odporu a na emitorovém odporu.

$$u_1 = i_b \cdot h_{11} + i_e \cdot R_e$$



Vztah pro u_2 zůstává beze změny. Pro napěťové zesílení dostaneme proto vzorec:

$$A_U = \frac{u_2}{u_1} = - \frac{h_{21} R_c}{h_{11} + (h_{21} + 1)R_e}$$

Pozor: Záporné znaménko znamená otočení fáze výstupního napětí o 180°. Zesílení v dB počítáme z absolutní hodnoty!

Pro známou hodnotu h_{21} a hodnotu strmosti, vypočtenou z kolektorového proudu můžeme dosadit za h_{11} a dostaneme vztah:

$$A_U = \frac{u_2}{u_1} = - \frac{R_c}{\frac{1}{S} + \left(1 + \frac{1}{h_{21}}\right)R_e}$$

Když nahradíme výraz $1/S$ dynamickým odporem emitoru r_e a zanedbáme $1/h_{21}$, výraz se dále zjednoduší :

$$A_U = - \frac{R_c}{r_e + R_e}$$

Pro zapojení s blokovaným emitorovým odporem představuje tato hodnota zesílení tranzistoru (bez vstupního a výstupního vazebního členu) pro frekvence blízké nule, $A(0)$. Pro pásmo středních frekvencí vypočítáme zesílení podle stejného vzorce, místo hodnoty emitorového odporu ovšem dosadíme hodnotu paralelní kombinace odporů v emitoru.

Vstupní odpor

Vstupní odpor samotného tranzistoru s emitorovým odporem určíme podle Ohmova zákona:

$$R_{vt} = u_1 / i_b = (i_b \cdot h_{11} + i_e \cdot R_e) / i_b = h_{11} + h_{21} \cdot R_e$$

Vztah můžeme zjednodušit použitím dříve odvozených vztahů:

$$R_{vt} = h_{21} \cdot (1/S + R_e) = h_{21} \cdot (r_e + R_e)$$

Do výsledného vstupního odporu musíme zahrnout také odpor báze děliče. Výsledný odpor zesilovače pak bude:

$$R_{vv} = R_{1,2} \parallel R_{vt}$$

Tuto hodnotu použijeme pro určení kapacity vstupního vazebního členu.

Určení kapacit vazebních členů.

Na dolních frekvencích se uplatňují tři články s derivačním charakterem, a to vstupní, emitorový a výstupní. Přenos vstupního a výstupního členu odpovídá derivačnímu članku. Pro zadanou dolní mezní frekvenci určíme hodnotu kapacity podle známých vztahů.

Vliv kapacity v emitorovém obvodu odvodíme ze zjednodušeného vzorce. Předpokládáme, že $r_e \ll R_{e,p}$, pak můžeme r_e zanedbat a odpor R_e nahradit impedancí Z_e :

$$Z_e = R_e \frac{1 + j\omega R_p C_e}{1 + j\omega(R_p + R_e) \cdot C_e}$$

Přenosová funkce napět'ového zesílení pak bude mít tvar:

$$A_U(j\omega) = \frac{R_c}{Z_e} = \frac{R_c}{R_e} \cdot \frac{1 + j\omega(R_p + R_e) \cdot C_e}{1 + j\omega R_p C_e}$$

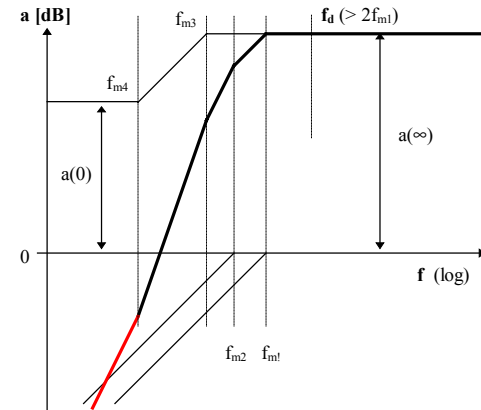
Ze vzorce plyne, že dolní mezní frekvence bude určena výrazem ve jmenovateli, odpovídá tedy časové konstantě $\tau_e = R_e \cdot C_e$.

Dolní mezní frekvence jednotlivých článků

Dolní mezní frekvence f_d celého zesilovače je dána poklesem zesílení o 3 dB. Mezní frekvence článků s derivačním účinkem musejí být voleny nižší. Pokud nejsou známé jiné požadavky, můžeme rozdělit pokles zesílení na všechny články rovnoměrně. V našem případě případně na jeden článek pokles 1 dB na frekvenci f_d . Výpočtem ze vzorce pro modul přenosu derivačního članku nebo z grafu obecného průběhu určíme, že mezní frekvence jednoho članku $f_m = f_d / 2$. Pro tuto hodnotu určíme časovou konstantu τ_d a z ní vypočítáme potřebné hodnoty vazebních kapacit a kapacity v obvodu emitoru. Podle katalogu vybereme kondenzátory s vyšší hodnotou. Provozní napětí kondenzátorů elektrolytických musí být vyšší, než je stejnosměrné napětí, určené při výpočtu pracovního bodu.

Výslednou charakteristiku lze zkontrolovat simulačním programem. Po volbě hodnot z řady nebudou mezní frekvence jednotlivých článků stejné, asymptotické modulové charakteristiky jsou na obrázku.

Průběhy s mezními frekvencemi f_{m1} a f_{m2} jsou charakteristiky vstupního a výstupního členu. Průběh s mezní frekvencí f_{d3} je



amplitudová charakteristika zesilovače s blokováním emitorovým odporem. Tyto tři průběhy se složí do výsledné asymptotické charakteristiky, která má v oblasti f_{m1} až f_{m2} sklon 20 dB/dek, od f_{m2} do f_{m3} 40 dB/dek, dále 60 dB/dek a na frekvencích nižších než f_{m4} opět 40 dB na dekádu. Při jiné vzájemné poloze mezních frekvencí se průběh patřičně změní.

Dalším předpokladem při konstrukci tohoto asymptotického průběhu je, že odpor zátěže je podstatně větší než kolektorový odpor a vstupní odpor zesilovače je téměř konstantní (vstupní odpor tranzistoru je větší než náhradní odpor děliče). Pak bychom při měření nebo simulaci zjistili určité odchylky.

Pro běžné účely vyšetření průběhu pomocí asymptotické charakteristiky zcela postačuje.

Postup výpočtu střídavého zesílení

řádek	postup	jm. hodnota	mezí hodnoty	volba	pozn.
E Vstupní hodnoty					
1	požadované zesílení napětí A_u^*	20			
2	zatěžovací odpor R_z	$< 50 \text{ k}\Omega$			
3	vnitřní odpor zdroje R_g	$< 1 \text{ k}\Omega$			
4	dolní mezní frekvence	60 Hz			
5	kolektorový proud (z výpočtu pracovního bodu)	0,973 mA	0,83 ... 1.06 mA		
6	pracovní teplota PN-přechodu tranzistoru	27	$^\circ\text{C}$		
7	výstupní vodivost tranzistoru h_{22}	0			
F Výpočet hodnot součástek					
1	tepelné napětí U_T	26 mV			
2	strmost $S = I_c / U_T$	37,4 mS	31,9 ... 40,7 mS		
3	dynamický odpor emitoru $r_e = 1 / S$	26,7 Ω	31,3 ... 24,5 Ω		
4	výsledný kolektor. odpor $R_{c'} = 1 / (1/R_c + 1/R_z + h_{22})$	4,23 k Ω			
5	základní zesílení napětí $ A_{u0} = R_{c'} / (1/S + R_e)$	8,51	8,43 ... 8,55		
6	pro požad. zesílení výsledný $R_{e^*} = R_{c'} / A_{u0} - 1/S$	184,8			
7	paralelní emitor. odpor $R_p = 1 / (1/R_{e^*} - 1/R_e)$	304,5		270 Ω	
G Kontrola výsledných hodnot					
1	výsledný emitorový odpor $R_{ep} = R_e \parallel R_p$	171,5 Ω			
2	výsledné zesílení napětí $ A_u = R_{c'} / (1/S + R_{ep})$	21,34	20,85 ... 21,58		
3	zisk ve středním pásmu	26,6 dB	26,4 ... 26,7 dB		
4	vstupní odpor tranzistoru $R_{vt} = h_{21} * (1/S + R_{ep})$	39,6 k Ω	20,3 ... 78,4 k Ω		
5	výsledný vstupní odpor $R_{vv} = R_{1,2} \parallel R_{vt}$	12,9 k Ω	9,86 ... 15,4 k Ω		
H Oblast nízkých kmitočtů					
1	počet článků s derivačním charakterem v řetězci	3			
2	přípustný pokles na jednom článku na dol. kmitočtu	1 dB			
3	dolní kmitočet jednotlivého článku f_{d1}	30 Hz			
4	kapacita vstupní $C1 = 1/2 \cdot \pi \cdot R_{vv} \cdot f_{d1}$		538 nF	680 nF	
5	kapacita v emitorovém obvodu $C2 = 1/2 \cdot \pi \cdot R_p \cdot f_{d2}$	19,64 μF		22 μF	
6	kapacita výstupní $C3 = 1/2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot f_{d3}$	106 nF		220 nF	

Uvedeným postupem můžeme vypočítat i hodnoty pro mezní tolerance napájecího napětí, součástek, zátěže a podobných vlivů. Dosažené výsledky lze zkontrolovat pomocí simulačního programu. Při provádění úprav se projeví výhoda, která vyplývá z provedeního výpočtu. Bez pochopení vzájemných vztahů nemohou být výsledky správně vyhodnoceny, změny nebo úpravy jsou chaotické a nevedou ke spolehlivým výsledkům.

Horní mezní frekvenci stanovíme simulací nebo měřením. Při hodnocení výsledků měření na zapojeném zesilovači musíme vzít v úvahu nejen tolerance tranzistoru, ale také tolerance pasivních součástí..

Zpracování výsledků.

Zesilovač může být použit samostatně, nebo jako součást víceetapového zesilovače. Výpočet je prvním krokem při realizaci. Když dospějeme k vyhovujícím výsledkům, provádí se laboratorní ověření s měřením nebo simulace zapojení. Pak následuje zpracování podkladů pro výrobu.