

3 TRANZISTOR - NELINEÁRNY DVOJBRAN

UČEBNÉ CIELE

Pochopiť javy, ktorými sa riadi ovládanie prúdu v tranzistore. Vedieť vypočítať prúdy a napätia v obvode s tranzistorom pomocou linearizovaného náhradného obvodu pre veľký signál. Na základe náhradného obvodu pre malý signál vedieť charakterizovať vstupný a výstupný odpor tranzistorového zapojenia, jeho napäťový a prúdový zisk. Zoznámiť sa so zapojeniami, ktoré sú vhodné pre širokopásmové zosilňovanie signálov. Poznať príčiny, ktoré zhoršujú zosilňovanie signálu nízkych a vysokých frekvencií. Zoznámiť sa s vplyvom zápornej spätnej väzby na vlastnosti operačného zosilňovača. Zoznámiť sa s vlastnosťami unipolárnych tranzistorov (FET). S použitím náhradného obvodu vedieť nastaviť pracovné podmienky FET a vedieť charakterizovať vstupný a výstupný odpor tranzistorového zapojenia, a jeho napäťový zisk.

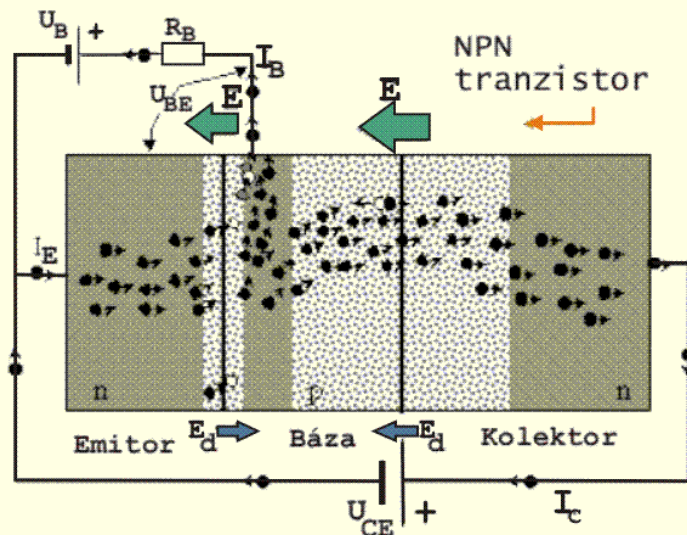
KLÚČOVÉ SLOVÁ

PN prechod, bipolárny tranzistor, minoritný a majoritný prúd nosičov náboja, zvyškový prúd kolektora, prúdový a napäťový zisk, zapojenie tranzistora so spoločným emitorom, so spoločnou bázou a so spoločným kolektorom, výstupná charakteristika a zaťažovacia priamka, aktívna oblasť zosilňovania, saturačná oblasť, nevodivý tranzistor, koeficient prúdového zosilnenia β_0 v zapojení so spoločným emitorom v stave výstupu nakrátko, koeficient prúdového zosilnenia α_0 v zapojení so spoločnou bázou v stave výstupu nakrátko, parametre náhradného obvodu pre malý signál, vstupný a výstupný odpor, medzielektródové kapacity, montážna kapacita a záťaž, tranzitná frekvencia, Millerov jav, kaskóda, zosilňovač s emitorovou väzbou, diferenčný zosilňovač, súčtový a rozdielový signál, invertujúci a neinvertujúci vstup, zosilňovač s emitorove viazanými tranzistormi, napäťový zisk pre súhlasný signál, napäťový zisk pre rozdielový signál, súčiniteľ potlačenia súhlasného signálu, operačný zosilňovač, princíp spätnej väzby otvorená slučka spätnej väzby, uzatvorená slučka spätnej väzby, stupeň spätnej väzby, invertujúci operačný zosilňovač, neinvertujúci operačný zosilňovač, napäťový sledovač, sumačný zosilňovač, integračný a derivačný zosilňovač, amplitúdový komparátor, unipolárny tranzistor s ovládacou elektródou oddelenou PN prechodom – JFET, unipolárny tranzistor s ovládacou elektródou odizolovanou vrstvičkou SiO_2 – MOSFET, unipolárny tranzistor s vodivým a indukovaným kanálom, režim ochudobňovania a obohacovania kanála FET, odporová (triódová) a saturačná (aktívna operačná) oblasť výstupnej charakteristiky FET, spínač analógového signálu.

3.1 BIPOLÁRNY TRANZISTOR

Tranzistor - polovodičová súčiastka s tromi elektródami, slúžiaca ako dvojbran na zosilňovanie a prepínanie signálov

3.1.1 Princíp činnosti bipolárneho tranzistora



Obr. 3-1.
Princíp činnosti bipolárneho NPN tranzistora – malý prúd cez PN prechod báza – emitor ovláda ďaleko väčší prúd cez druhý PN prechod kolektor – báza.

Bipolárny tranzistor (BT) pozostáva z 2 PN prechodov, ku ktorým sú pripojené elektródy: **emitor (E)**, **báza (B)** a **kolektor (C)**. Princíp činnosti BT je založený na injektovaní nosičov náboja v PN prechode báza-emitor a na ich zbere na kolektore, po prechode cez druhý PN prechod báza - kolektor. Na obrázku 3-1 sú v emitore tranzistora typu NPN majoritné nosiče náboja elektróny, v oblasti bázy sú zase majoritné nosiče náboja diery. Pre tieto majoritné nosiče náboja je **PN prechod medzi emitrom a bázou polarizovaný vodivo**. Druhý **PN prechod medzi bázou a kolektorom je nevodivo polarizovaný** pre smerovanie majoritných nosičov - dier z bázy na kolektor a elektrónov z oblasti kolektora na bázu. Po prechode elektrónov ako pôvodne majoritných nosičov náboja z emitora do oblasti bázy sú teraz tieto ako minoritné nosiče náboja z bázy priťahované potenciálom kolektora, nakoľko druhý PN prechod báza - kolektor na obrázku 3-1 je **polarizovaný nevodivo len pre pôvodné majoritné nosiče náboja**. V tranzistore takto prakticky celý prúd elektrónov z emitora sa zberá na kolektore. Prechodom prakticky nezmeneného prúdu elektrónov (obr. 3-2a) cez veľký, záverne polarizovaný odpor PN prechodu báza – kolektor, dochádza aj k zväčšeniu amplitúdy napätia na kolektore a teda k zosilneniu amplitúdy napätia. Ináč sformulovane možno povedať aj, že **malý bázový prúd ovláda oveľa väčší kolektorový prúd**. BT sa vyrába v kremíkovom alebo germániovom prevedení a môže byť PNP alebo NPN typu (obr. 3-2b).

3.1.2 Prúdový zisk v tranzistore

Tranzistor je aktívny prvok, ktorý je schopný výkonovo zosilňovať (na rozdiel od pasívneho dvojbranu - napr. transformátora, v ktorom pri vhodnom prevode možno zväčšiť amplitúdu napätia, ale bez výkonového zosilnenia). Elektróny sú

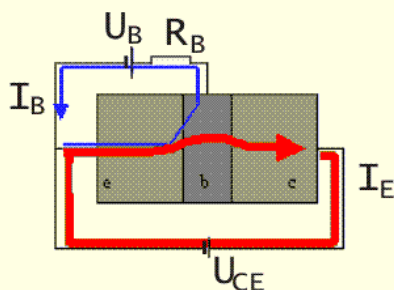
v emitore tranzistora NPN majoritnými nosičmi náboja. Prúd bázy I_B , na obrázku 3-2 ovládaný cez odpor R_B napätím batérie U_B , dopraví elektróny, ako súčasť prúdu báze do oblasti báze. V báze sú majoritnými nosičmi náboja diery, pre ktoré je PN prechod smerom na kolektor polarizovaný v závernom smere. S ohľadom na polarizáciu prechodu B-C sa elektróny stávajú majoritnými nosičmi náboja v oblasti prechodu B-C a sú presmerované ako prúd I_C na kolektor.

Emitorový prúd $I_E = I_C + I_B$ teda pozostáva teda z 2 zložiek:

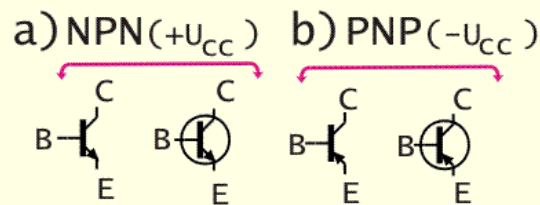
- malého ovládacieho prúdu I_B ;
- výstupného prúdu I_C .

Pomer $I_C/I_B = \beta_F$ vyjadruje statický **prúdový zisk** pre možné využitie pri ovládaní tranzistora. Iný pomer $\alpha_F = I_C/I_E = \beta_F / (\beta_F + 1)$ charakterizuje praktickú rovnosť prúdov $I_E \sim I_C$.

Pri predošlom vyjadrení β_F , sme kvôli zjednodušeniu výrazov pokladali za nulový tzv. **zvýškový prúd I_{CB0}** , ktorý charakterizuje prúd minoritných nosičov náboja cez nevodivý tranzistor a býva v kremíkových tranzistoroch veľmi malý. V skutočnosti je $\beta_F = (I_C - I_{CB0}) / (I_B - I_{CB0}) \sim I_C / I_B$.

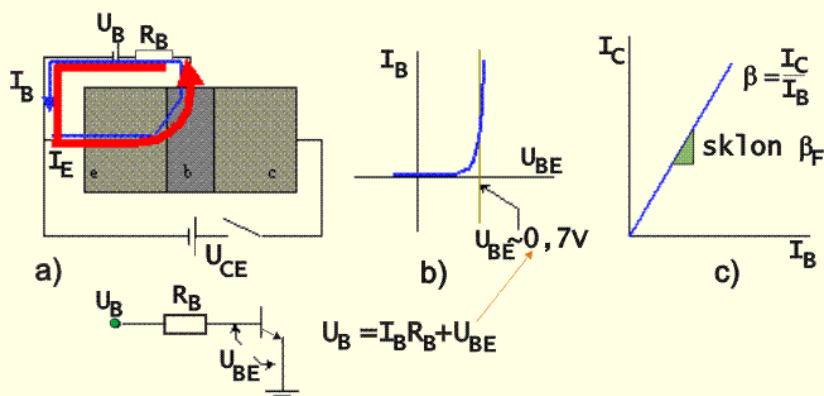


Obr. 3-2a.
Prakticky celý tok nosičov náboja z emitora sa dostáva na kolektor.



Obr. 3-2b.
Symbolické značky BT :
a) NPN;
b) PNP.

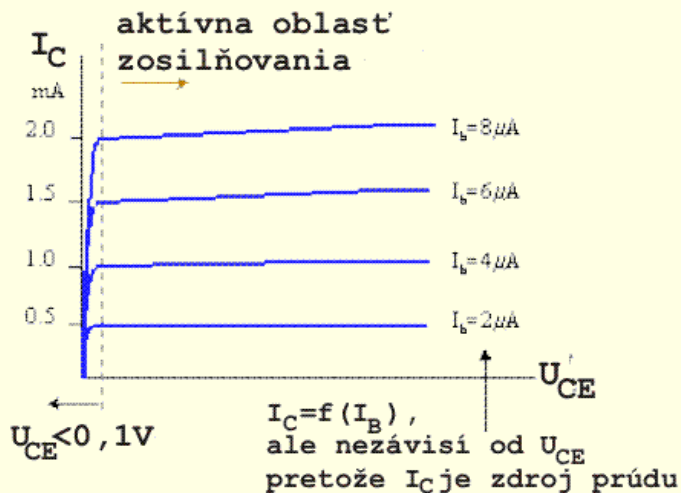
3.1.3 Náhradný obvod tranzistora pre veľký signál



Obr. 3-3.
Vodivo polarizovaný vstup BE tranzistora možno nahradiť zdrojom U_{BE} .

Vodivo polarizovaný prechod medzi bázou a emitomom na obr. 3-3 sa chová podobne ako vodivá dióda, cez ktorú tečie prúd I_B obmedzený odporom R_B . Na vodivej kremíkovej dióde sa nastaví napätie $U_{BE} \sim 0,6V$ až $0,7V$. Vstupnú

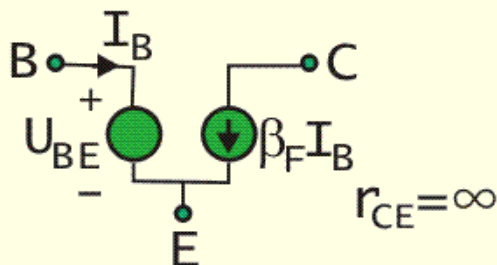
charakteristiku na obr. 3-3b možno pri veľkej amplitúde signálu linearizovať po úsekoch podobne ako diódu. Náhradný obvod vstupu tranzistora, podobne ako v prípade diódy, pozostáva zo zdroja napätia $U_{BE} \sim 0,7V$ a odporu R_{DF} , charakterizujúceho sklon exponenty. Tento odpor R_{DF} vodivej diódy je veľmi malý v porovnaní so ďaleko väčším odpor R_B , s ktorým je sériovo spojený, takže pre náhradný obvod možno ho neuvažovať. Cez tranzistor tečie prúd $I_C = \beta_F I_B$ (obr. 3-3c).



Obr.3-4.

Výstupné charakteristiky tranzistora pre $U_{CE} > 0,1V$ sú prakticky rovnobežky s osou U_{CE} .

Z tvaru výstupných charakteristík na obr.3-4 vidno, že od napätia $U_{CE} > 0,1V$ prúd I_C prakticky nezávisí od napätia U_{CE} , čo je vlastnosťou zdroja prúdu I_C , s veľmi veľkým vnútorným odporom r_{CE} . Takýto ideálny zdroj prúdu I_C má charakteristiku rovnobežnú s osou U_{CE} . Na obr. 3-5 je zobrazený výsledný tvar náhradného obvodu BT pri veľkej amplitúde signálu.



Obr. 3-5.

Neautonómny zdroj prúdu $I_C = \beta_F I_B$ s vnútorným odporom $r_{CE} \sim \infty$ ako náhradný obvod BT pri veľkej amplitúde signálu.

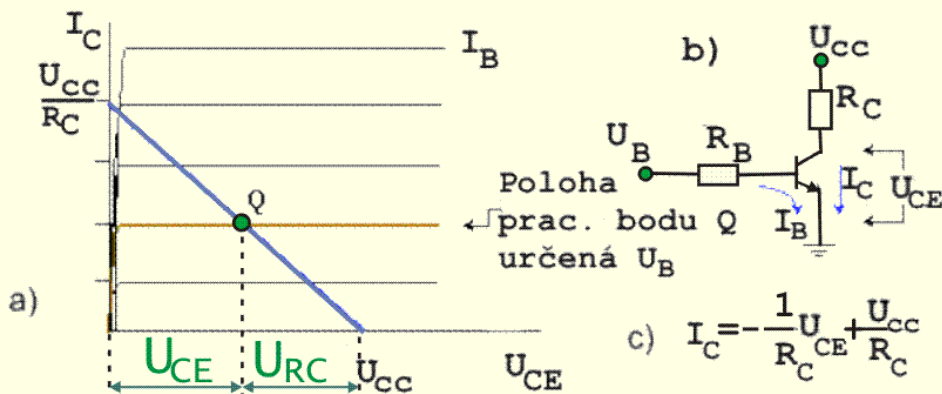
3.1.4 Pracovný bod tranzistora v zosilňovači

Na nastavenie vhodných pracovných podmienok tranzistora na obr. 3-3a sa používa rezistor R_B , prostredníctvom ktorého sa nastaví vhodný prúd $I_B = (U_B - U_{BE})/R_B$ a tým za predpokladu stáleho koeficienta $\beta_F = I_C/I_B$ aj prúd I_C (predpokladáme lineárnu závislosť β_F podľa obr. 3-3c).

Pomocou **výstupných charakteristík tranzistora**, možno podľa obr. 3-6a, pri zvolenom báзовom prúde I_B nájsť vhodný pracovný bod (U_{CE} , I_C) v normálnej operačnej oblasti zosilňovača (v oblasti výstupnej charakteristiky $U_{CE} > 0,1V$).

Na základe sformulovania vzťahu medzi napätím napájacieho zdroja U_{CC} , svorkovým napätím na výstupe tranzistora U_{CE} a úbytkom napätia na kolektorovom

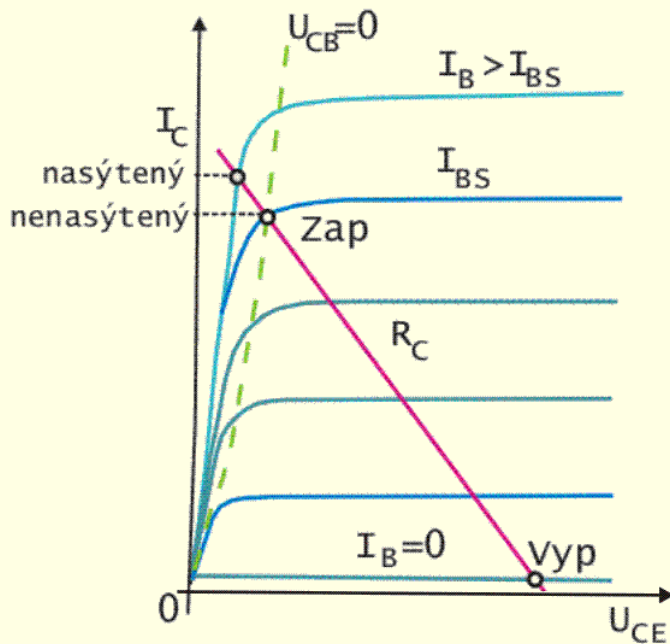
odpore $I_C R_C$ možno vytvoriť náhradný obvod zdroja napätia s **napätím naprázdno** $U_{00}=U_{CC}$ a **prúdom nakrátko** $I_{kk}=U_{CC}/R_C$.



Obr. 3-6.

a) Pracovný bod Q

b) tranzistorového zosilňovača c) zaťažovacia priamka napájacieho zdroja U_{CC} .



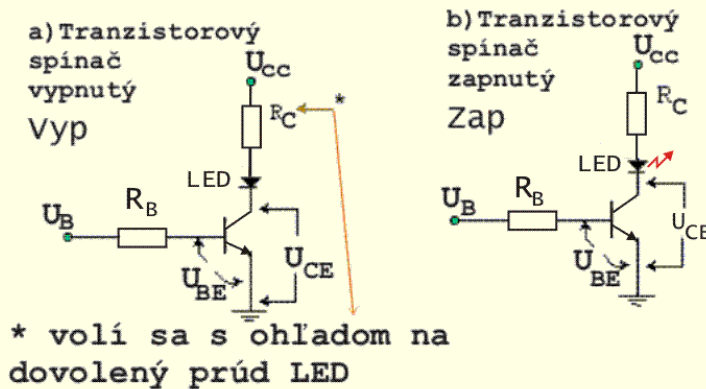
Obr. 3-7.

Oblasť nasýtenia (saturácie) BT
Prúd $I_{Csat} \sim U_{CC}/R_C$ už nezávisí od prúdu $I_B > I_{BS}$.

Grafickým zobrazením vlastností tohto náhradného zdroja napätia je **zaťažovacia priamka** (obr. 3-6a). Zakreslením zaťažovacej priamky do sústavy výstupných charakteristík možno nájsť vhodný **pracovný bod Q tranzistora** v strednej časti osi U_{CC} , nakoľko predpokladáme, že signál bude mať striedavo sa meniacu amplitúdu. Zmenšením napätia U_B možno nastaviť prúd $I_B \sim 0$ a cez tranzistor prestane tiecť kolektorový prúd $I_C \sim 0$. V tomto tzv. **nevodivom stave** je na kolektore napätie $U_{CE} \sim U_{CC}$.

Na obr. 3-7 je znázornené ako sa posúva poloha pracovného bodu Q pri zväčšovaní prúdu I_B . Po dosiahnutí dostatočne veľkého prúdu $I_B > I_{BS}$ už nemôže ďalej vzrastať prúd $I_C \sim U_{CC}/R_C$, lebo ho ohraničuje odpor R_C . Na tranzistore je kolektorové

napätie U_{CEsat} veľmi nízke a - tranzistor sa nachádza v "neovládateľnom" **nasýtenom (saturovanom) stave**.



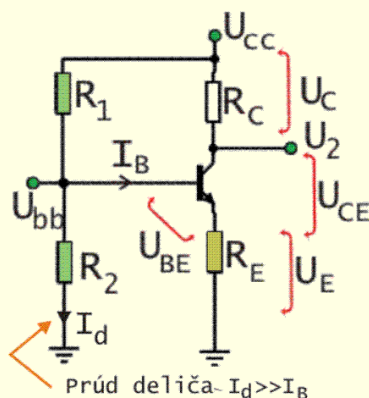
Obr. 3-8.

Tranzistorový spínač s indikáciou LED.

3.1.4.1 Tranzistorový spínač s indikáciou LED

Na obr. 3-8 je uvedené zapojenie tranzistorového spínača, ktorý využíva pri spínaní diódy LED, nevodivý a saturovaný stav tranzistora. Ak sa zníži ovládacie vstupné napätie $U_B \sim 0$ a prestane tiecť bázový prúd $I_B \sim 0$, tak tranzistor sa dostane do **nevodivého stavu** ($U_{CE} \sim U_{CC}$). V tomto stave **vypnutého spínača - VYP** je tiež prúd $I_C = \beta I_B \sim 0$ a **prestane svietiť dióda LED** (obr. 3-8a).

Pri zvýšení vstupného napätia $U_B > 0$ vzrastie bázový prúd I_B i kolektorový prúd $I_C = \beta I_B$ a dióda začne svietiť. Maximálny svit diódy nastane **v stave nasýtenia tranzistora**, keď $U_{CE} \sim U_{CEsat} \sim 0$. To je v stave **zopnutého spínača - ZAP** (obr. 3-8b), keď prúd cez diódu LED závisí prakticky len od ochranného odporu R_C .



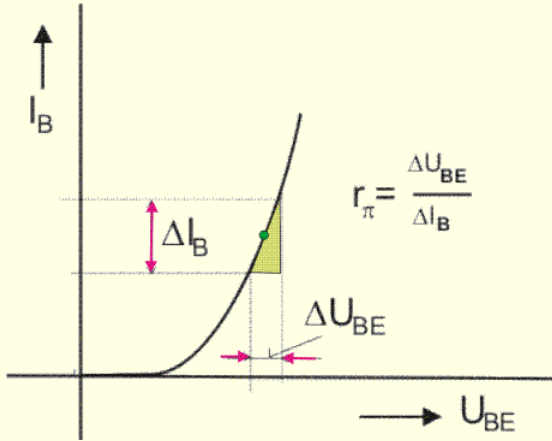
Obr. 3-9.

Realizácie stabilnejšieho predpätia U_{bb} , z ktorého sa napája báza.

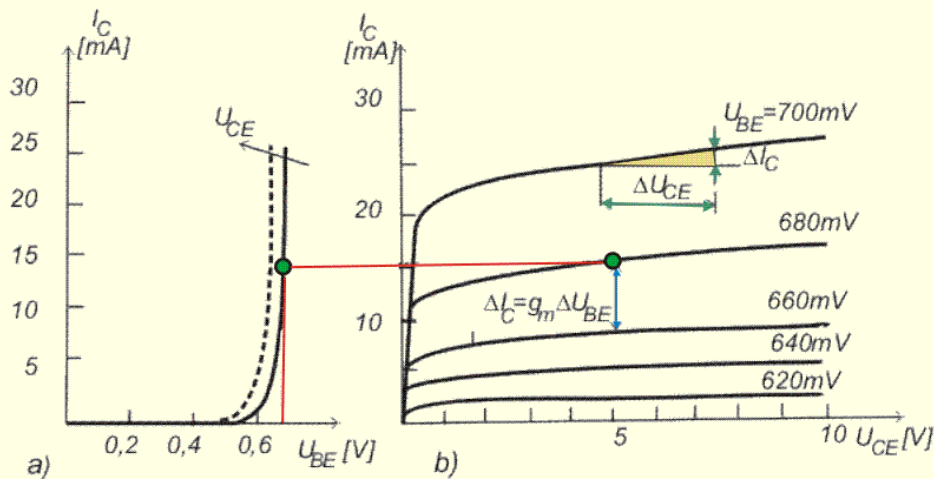
3.1.4.2 Predpätie pre tranzistorový zosilňovač

Pracovný bod Q je určený jednosmernými prúdmi cez tranzistor a pre aktívnu oblasť zosilňovania striedavého signálu sa nastavuje **v strede zaťažovacej priamky**, tak ako na obr. 3-6, pomocou predpätia U_B z nezávislého zdroja napätia a odporu R_B , často pomocou napätia napájacieho zdroja $U_B = U_{CC}$. **Nevýhodou** tohto spôsobu nastavenia je, že pri zámene tranzistora s odlišným β_F , dôjde k zmene pracovného bodu a tiež malá odolnosť malého prúdu báze voči vplyvu teploty, v dôsledku čoho dochádza k posunu pracovného bodu.

Dokonalejší spôsob realizácie stabilnejšieho predpätia U_{bb} znázorňuje obr. 3-9, kde je báza napájaná z „tvrdého“ deliča napätia R_1 - R_2 tak, aby prúd cez delič $I_d \sim (5-10)I_B$ bol omnoho väčší ako bázový prúd I_B . Aby boli zachované jednosmerné podmienky $U_{BE} \sim 0,6V$ pre vodivé polarizovanie prechodu báza - emitor treba zaradiť do emitora odpor R_E .



Obr.3-10. Vstupná charakteristika BT - vstupný odpor $r_{\pi} = r_{BE} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B$, odmeraný pri konštantnom napätí $U_{CE} = \text{konst.}$



Obr. 3-11. a) prevodová charakteristika - strmnosť $g_m = (\Delta I_C / \Delta U_{BE})$ odmeraná pri konštantnom napätí $U_{CE} = \text{konst}$
 b) výstupná charakteristika - výstupný odpor $r_{CE} = \Delta U_{CE} / \Delta I_C$, odmeraný pri konštantnom napätí $U_{BE} = \text{konst}$ je veľmi veľký, takže kolektorový prúd I_C len málo závisí od U_{CE} .

3.1.5 Náhradný obvod pre malý signál

Nutnou podmienkou pre správnu funkciu tranzistora je nastavenie jednosmerných prúdov I_C a I_B tak, aby pre majoritné nosiče náboja P-N prechod báza emitor bol polarizovaný vo vodivom smere a P-N prechod báza kolektor bol polarizovaný v nevodivom smere. Po nastavení pracovného bodu, možno pre malú amplitúdu signálu, pokladať tranzistor za lineárny dvojbran, v ktorom jeho kolektorový prúd ΔI_C je násobkom bázového prúdu ΔI_B . Ich pomer $\beta_0 = \Delta I_C / \Delta I_B \sim \beta_F$ sa nazýva

koeficient prúdového zosilnenia v zapojení so spoločným emitorom - lebo v tomto zapojení sa využíva spôsob ovládania prúdu I_C pomocou prúdu I_B .

Inou možnosťou na ovládanie tranzistora je spôsob ovládania prúdu $\Delta I_C = \alpha_0 \Delta I_E$ pomocou prúdu ΔI_E . Pritom medzi koeficientmi prúdových zosilnení platí vzťah $\beta_0 = \alpha_0 / (1 - \alpha_0)$. Presný názov koeficientov prúdového zosilnenia β_0 a α_0 má ešte upresňujúci doplnok - v stave výstupu nakrátko, teda napr. **koeficient prúdového zosilnenia β_0 v zapojení so spoločným emitorom v stave výstupu nakrátko** - čím sa zdôrazňuje jeho nezávislosť od voľby odporu v obvode kolektora.

3.1.5.1 Grafický tvar charakteristík BT

Na charakterizovanie vlastností BT možno použiť grafický tvar jeho charakteristík. Typická **vstupná charakteristika** BT na obrázku 3-10 potvrdzuje fakt, že cez vstup tranzistora tečie prúd, podobne ako cez vodivú diódu. Pre charakterizovanie vlastností BT je dôležitý **vstupný odpor** $r_{\pi} = r_{BE} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B$, odmeraný pri konštantnom napätí $U_{CE} = \text{konst.}$. Podobný priebeh má **prevodová charakteristika** BT na obr. 3-11a. Jej dôležitým parametrom je prevodová **strmosť** $g_m = (\Delta I_C / \Delta U_{BE})$, odmeraná pri konštantnom napätí $U_{CE} = \text{konst.}$. Obr. 3-11b zobrazuje **výstupnú charakteristiku** a jej parameter: **výstupný odpor** $r_{CE} = \Delta U_{CE} / \Delta I_C$, odmeraný pri konštantnom napätí $U_{BE} = \text{konst.}$. Odpor r_{CE} je veľmi veľký a tak kolektorový prúd I_C len málo závisí od U_{CE} .

3.1.5.2 Aproximácia prevodovej charakteristiky BT

Podobne ako exponenciálnu charakteristiku diódového PN prechodu možno aproximovať prevodovú charakteristiku z obr. 3-11a Ebersovým-Mollovým vzťahom:

$$I_C = I_S \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{k\theta}\right) - 1 \right]$$

v ktorom:

q - náboj elektrónu $-1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$

θ - absolútna teplota [K]

k - Boltzmannova konštanta $-1,38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$

$U_{\theta} = k\theta/q = 25,3 \text{mV}$ - "teplotné" napätie pri izbovej teplote $T = 300 \text{K}$.

I_S - nasýtený záverný prúd cez tranzistor (závisí od teploty θ).

Z Ebersovho-Mollovho vzťahu plynú zaujímavé uzávery pre voľbu vhodných pracovných podmienok tranzistora:

- V okolí nastaveného jednosmerného prúdu pracovného bodu možno považovať tranzistor za lineárny dvojbran, ktorého vlastnosti charakterizuje náhradný obvod na báze diferencálnych parametrov – **náhradný obvod pre malú amplitúdu signálu**. Za malú amplitúdu možno pokladať signál s amplitúdou, napr. aspoň 5 krát menšou ako je amplitúda teplotného napätia $U_{\theta} \sim 25 \text{mV}$ v Ebersovom-Mollovom vzťahu.
- Parameter $g_m = (\Delta I_C / \Delta U_{BE})$ nezávisí od individuálnych vlastností jednotlivých tranzistorov. Pre praktické použitie strmosť prevodovej charakteristiky g_m , v okolí nastaveného jednosmerného kolektorového prúdu I_{CQ} , **možno určiť s použitím číselného vzťahu $g_m [\text{S}] \sim 0,04 I_{CQ} [\text{mA}]$** .
- Po dosadení $\beta_0 = \Delta I_C / \Delta I_B$ do vzťahu $g_m = (\Delta I_C / \Delta U_{BE})$ možno získať **vzťah medzi najdôležitejšími parametrami tranzistora $r_{\pi} = \beta_0 / g_m$** . Na označenie

vstupného odporu r_{BE} bol použitý symbol r_{π} , ktorý je univerzálnejší aj pre použitie v unipolárnom tranzistore, v ktorom sú inými písmenami označené elektródy.

- V aktívnej oblasti, kde je $\Delta I_C = \beta_0 \Delta I_B$ a tranzistor pracuje ako zosilňovač, je $I_C \gg I_S$ a člen -1 možno zanedbať, takže $U_{BE} = U_{\theta} \ln(I_C/I_S)$. Na desaťnásobné zväčšenie prúdu ΔI_C treba zmena napätie medzi bázou a emitorom $\Delta U_{BE} = U_{\theta} \ln(10) \sim 60 \text{ mV}$. Preto, aby bolo napätie na báze, z ktorého sa napája prúd I_B , čo najstabilnejšie, používa sa už spomenutý spôsob predpätia podľa obr. 3-9.

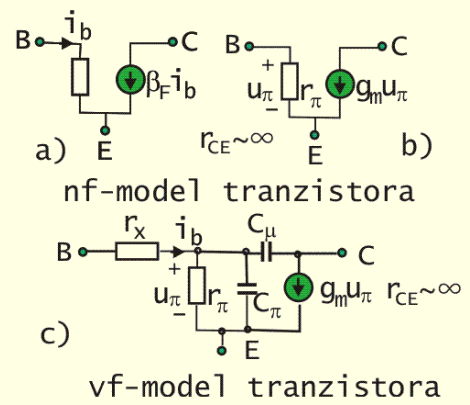
3.1.5.3 Bipolárny tranzistor v oblasti stredných frekvencií

Tranzistor, správajúci sa ako lineárny dvojbran pri malej amplitúde prúdov i_B , i_C , možno charakterizovať sústavou rovníc pre prúd bázy $i_B = f(u_{BE}, u_{CE})$ a prúd kolektora $i_C = f(u_{BE}, u_{CE})$, v okolí pracovného bodu tranzistora, keď je u neho nastavené stále jednosmerné napätie U_{CE} a U_{BE} .

$$di_B = \left. \frac{\delta i_B}{\delta u_{BE}} \right|_{u_{CE}} du_{BE} + \left. \frac{\delta i_B}{\delta u_{CE}} \right|_{u_{BE}} du_{CE} = \frac{du_{BE}}{r_{BE}} + S_r du_{CE} \sim \frac{du_{BE}}{r_{BE}};$$

$$di_C = \left. \frac{\delta i_C}{\delta u_{BE}} \right|_{u_{CE}} du_{BE} + \left. \frac{\delta i_C}{\delta u_{CE}} \right|_{u_{BE}} du_{CE} = g_m du_{BE} + \frac{du_{CE}}{r_{CE}} \sim g_m du_{BE}$$

Vo výslednej úprave boli zanedbané parametre - spätná vodivosť $S_r \sim 0$, ktorá sa uplatňuje len pri vysokých frekvenciách a **výstupná vodivosť** $1/r_{CE} \sim 0$, z dôvodu nízkeho sklonu výstupnej charakteristiky. Napr. pre NPN tranzistor, cez ktorý tečie jednosmerný kolektorový prúd I_C býva $r_{CE} \sim 100/I_C$.



Obr. 3-12. Náhradný obvod tranzistora pre malé signály (za predpokladu $r_{CE} \sim \infty$);
 a) s prúdovým zdrojom $i_c = \beta_0 i_b$;
 b) s prúdovým zdrojom $i_c = g_m u_{\pi}$;
 c) (vf) model, doplnený o ďalšie elementy, ktoré umožňujú charakterizovať správanie tranzistora pri rýchlych zmenách signálu (jeho modifikáciu s βI_b pozri obr. 3-52).

Okrem toho namiesto diferencielne malých zmien $du_{BE} = u_{be} = u_{\pi}$, $di_B = i_b$, $di_C = i_c$ bola kvôli jednoduchšiemu zápisu použitá amplitúda malého striedavého signálu, ktorá charakterizuje túto zmenu. (Kvôli úplnosti treba ešte uviesť, že v uvedenom vzťahu členy s du_{BE} sú definované pri konštantnom napätí U_{CE} a členy s du_{CE} sú definované pri konštantnom napätí U_{BE}).

Na základe finálnych vzťahov:

$$i_b = \frac{u_{\pi}}{r_{\pi}}$$

$$i_c = g_m u_{\pi}$$

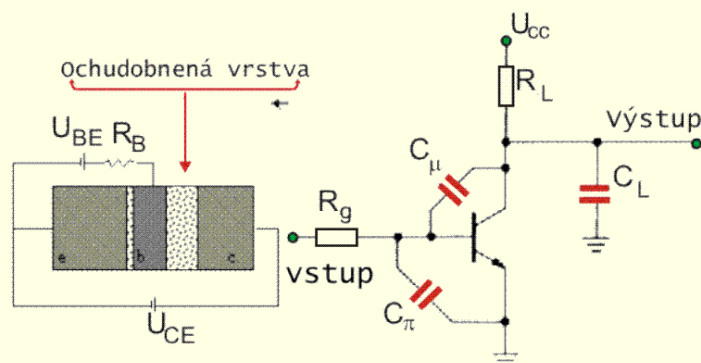
skonštruovaný náhradný obvod je zobrazený na obrázku 3-12 v dvoch modifikáciach, ktoré sú však rovnocenné (nakolko $g_m = \beta_0 / r_{\pi}$) a použiteľné pre

bipolárny a aj unipolárny tranzistor (FET). Tento náhradný obvod sa často žargonovo nazýva **nf model tranzistora pre malý signál**, nakoľko dobre charakterizuje vlastnosti tranzistora v oblasti stredných frekvencií t.j. v okolí 1 kHz. Obvod z obr. 3-12a sa podobá náhradnému obvodu pre veľký signál z obr. 3-5, až na odlišnosti plynúce z použitia linearizovanej vstupnej charakteristiky.

3.1.5.4 Bipolárny tranzistor v oblasti vysokých frekvencií

Náhradný obvod na obrázku 3-12c, ktorý je doplnený o medzielektródové kapacity (obr. 3-13) vystihuje správanie sa tranzistora pri vyšších frekvenciách a žargonovo sa nazýva **vf model tranzistora pre malý signál**. V náhradnom obvode tranzistora na obrázku 3-12c charakterizuje:

- **C_{μ} kapacitu medzielektródového PN prechodu kolektor-báza**, polarizovaného v závernom smere (obr. 3-13). Veľkosť tejto kapacity je v tranzistore malá $C_{\mu} \sim 2 - 5 \text{ pF}$.
- **C_{π} kapacitu medzielektródového PN prechodu báza-emitor**. Táto kapacita charakterizuje rýchlosť difúzie minoritných nosičov náboja cez oblasť bázy tranzistora. Kapacita C_{π} lineárne závisí od prúdu cez tranzistor a jej veľkosť býva niekoľko sto pF (obr. 3-13).
- **r_{π} vstupný odpor** bipolárneho tranzistora, v zapojení SE
 $r_{\pi} = r_{be} = (\delta u_{BE} / \delta i_B) = \beta_0 / g_m$ a je definovaný pri konštantnom napätí $U_{CE} = \text{konst.}$
- **r_x odpor medzi vývodami bázy a jej efektívnou oblasťou**, cez ktorú difundujú minoritné nosiče náboja. Pri nízkych frekvenciách je $r_x \sim r_{\pi} / 10$, pri vysokých frekvenciách je $r_x \sim 25 \Omega$.
- **strmosť $g_m = (\delta i_C / \delta u_{BE})$** odmeraná pri konštantnom napätí $U_{CE} = \text{konst.}$ Odpor $r_e = 1/g_m$ reprezentuje vnútorný odpor prechodu emitor báza pri pohľade zo strany emitora. Pri pohľade zo strany bázy sa odpor prechodu báza emitor javí ako $r_{be} = r_{\pi} = \beta_0 r_e$.



Obr. 3-13.
Pre oblasť vysokých frekvencií - $10 \text{ kHz} < f < 1 \text{ GHz}$ sa uplatňuje vplyv medzielektródových kapacít a kapacity záťaže.

3.1.6 Príklady použitia náhradného obvodu pre malý signál

Príklad 3-1

Vytvorte náhradný obvod zapojenia na obrázku 3-14a pre malý striedavý signál z generátora.

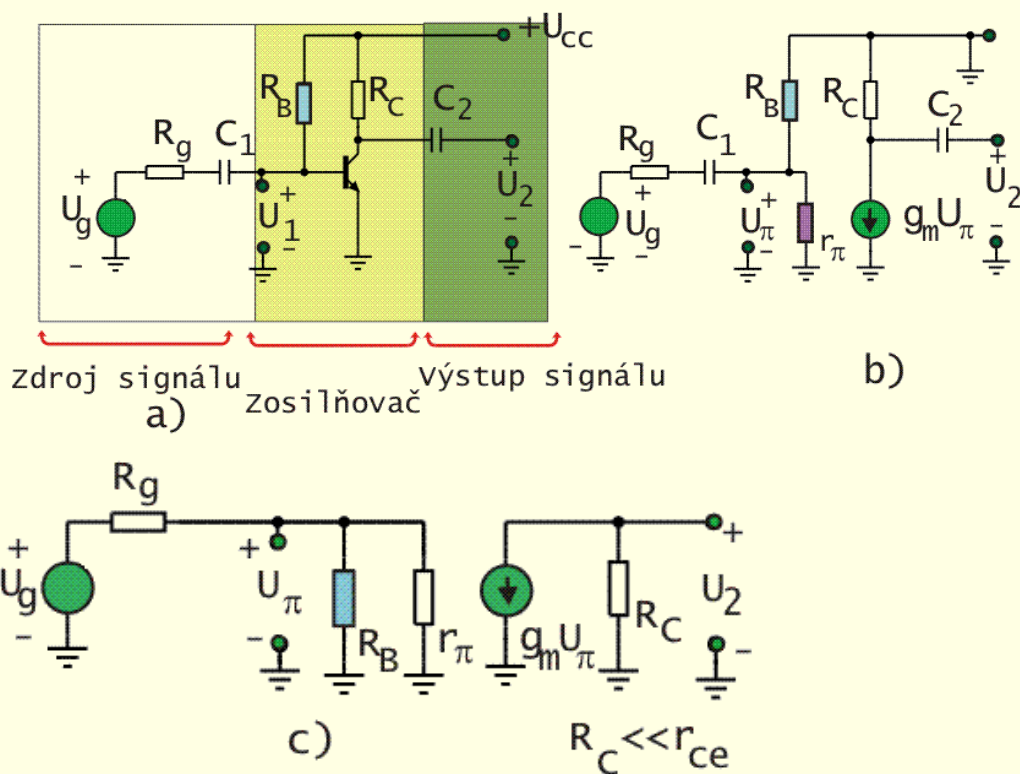
Riešenie:

Postup pri tvorbe náhradného obvodu:

- Predpokladáme, že jednosmerné pracovné podmienky tranzistora sú už stanovené sústredíme sa na striedavý signál.

- Podľa obr. 3-14b deaktivácia nezávislého napájacieho zdroja napätia U_{cc} spočíva v náhrade jeho vnútorným odporom, čo v prípade nezávislého zdroja napätia je skrat.
- Za predpokladu, že sú väzobné kapacity C_1 a C_2 navrhnuté správne možno ich nahradiť skratom.

Výsledný náhradný obvod je na obr. 3-14c.



Obr. 3-14.

- a) Najjednoduchšie zapojenie zosilňovača s tranzistorom SE;
 b) Deaktivácia napájacieho zdroja napätia U_{cc} ;
 c) Výsledný náhradný obvod za predpokladu $R_C \ll r_{ce}$.

Príklad 3-2

V zapojení podľa obrázku 3-14a, v ktorom je $U_{cc}=12V$, $R_B=470k\Omega$, $R_C=5k\Omega$, $R_g=5k\Omega$ a $\beta_F=50$ určite základné vlastnosti zosilňovača (s kremíkovým tranzistorom).

Riešenie

Jednosmerný kolektorový prúd : $I_C = \beta_F(U_{cc} - 0,6)/R_B = 50(12 - 0,6)/470000 = 1,2mA$

Parametre tranzistora za predpokladu, že $\beta_0 = \beta_F$:

Strmosť: $g_m = 0,04 \cdot I_C = 40 \cdot 1,2 = 48mS$

Odpor medzi bázou a emitorom: $r_\pi = \beta_0 / g_m \sim 1k\Omega$

Za predpokladu správnej voľby väzobného kondenzátora C_1 , možno pomocou náhradného obvodu na obrázku 3-14c vypočítať ďalšie potrebné parametre, ktoré sú charakteristické pre uvedené zapojenie zosilňovača:

Napät'ový zisk celkový:

$$A_u = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_g} = - \left(\frac{r_\pi \parallel R_B}{R_g + r_\pi \parallel R_B} \right) g_m R_C \sim -125$$

Napät'ový zisk tranzistora:

$$A_{uT1} = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = -g_m R_C = - \frac{R_C}{r_e} \sim -250.$$

Pri takomto veľkom zisku - $A_{uT1} > 100$ treba skontrolovať aj platnosť zjednodušujúcej podmienky, ktorú sme použili pri návrhu náhradného obvodu - či možno neuvažovať odpor $r_{ce} \sim 100/I_C \sim 80k\Omega$. Odpor

r_{CE} už nie je veľmi veľký voči odporu $R_C=5k\Omega$ a skutočné zosilnenie $A_{uT2} < A_{uT1}$ teda menšie ako -250.

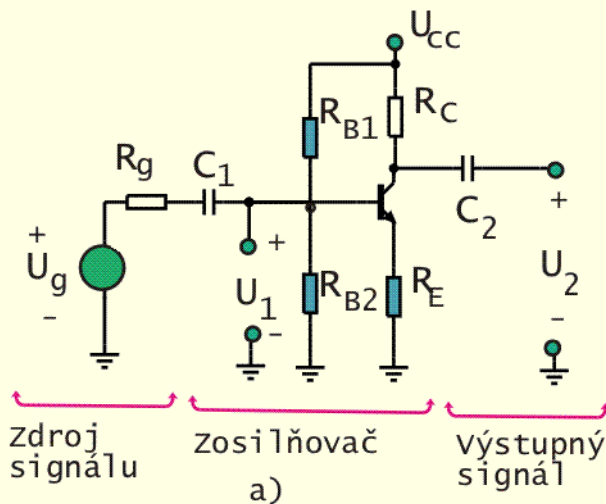
$$A_{uT2} = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = -g_m(R_C \parallel r_{CE}) = -188$$

Vstupný odpor: $R_{vst} = r_{\pi} \parallel R_B \sim 1k\Omega$

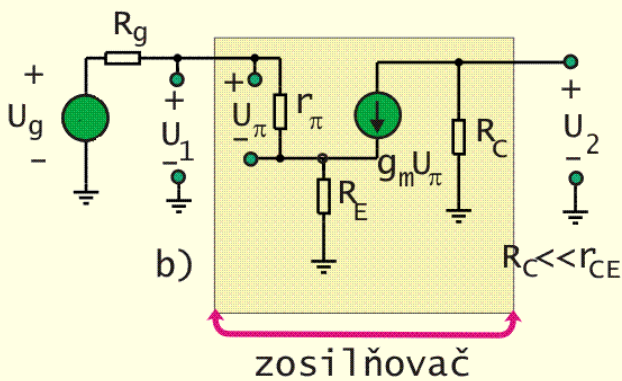
Výstupný odpor: $R_{vst} = R_C \sim 5k\Omega$

Príklad 3-3

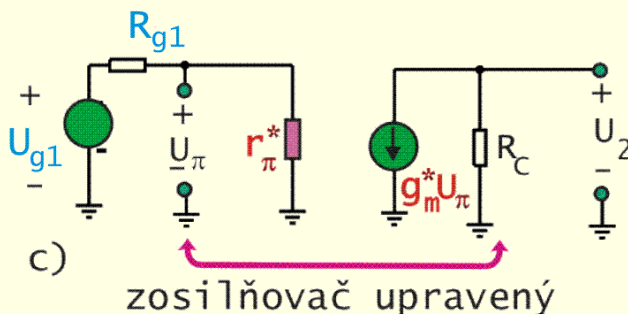
V zapojení na obrázku 3-15a je pracovný bod tranzistora nastavený pomocou emitorového odporu a deliča R_1 - R_2 . Vytvorte náhradný obvod pre malý striedavý signál z generátora, obdobný ako na obr. 3-14 tak, aby výstupný obvod náhradného zdroja prúdu nebol spojený so vstupným obvodom prostredníctvom odporu R_E . Zistite vplyv odporu R_E na napätový zisk A_u a vstupný odpor R_{vst} .



Obr. 3-15 a.
Zosilňovač s tranzistorom SE s emitorovým odporom R_E . Báza je napájaná z deliča R_1 - R_2 .



Obr. 3-15 b.
Deaktivácia zdroja U_{cc} pri tvorbe náhradného obvodu.



Obr. 3-15 c.
Výsledný náhradný obvod, formálne rovnakého tvaru ako náhradný obvod na obr. 3-14c s $g_m^* = DI_C / DU_1 = \alpha_0 U_1 / (r_e + R_E)$; $r_{\pi}^* = r_{be} / (r_{be} + (\beta_0 + 1)R_E)$; kde $r_e = r_{be} / (\beta_0 + 1)$.

Riešenie

Na základe náhrady tranzistora jeho náhradou pre malý signál a po deaktivovaní zdroja jednosmerného napájania U_{cc} má zapojenie z obr. 3-15a tvar zobrazený na obr. 3-15b.

V tomto obvode možno odstrániť spätnú väzbu na odpore R_E tak, že pôvodný zdroj prúdu $g_m U_{be}$ upravíme tak, aby jeho prúd bol úmerný nie napätiu U_{be} na odpore r_{be} ale skutočnému vstupnému napätiu U_1 na vstupe tranzistora $r_{\pi}^* = R_{vst} = r_{be} / (r_{be} + (\beta_0 + 1)R_E)$.

Na základe pomeru U_{be} / U_1 možo vyjadriť:

$$\frac{U_{be}}{U_1} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta_0 + 1)R_E} \sim \frac{r_e}{r_e + R_E}; \quad r_e = \frac{r_{be}}{(\beta_0 + 1)}; \quad \Rightarrow$$

$$g_m U_{be} = g_m U_1 \frac{r_e}{r_e + R_E} = \frac{\alpha_0}{r_e + R_E} U_1 \sim g_m^* U_1;$$

Táto modifikovaná strmosť $g_m^* = \Delta I_C / \Delta U_1 = \alpha_0 / (r_e + R_E) \sim 1 / ((1/g_m) + R_E)$ charakterizuje vzťah medzi prúdom ΔI_C a napätím ΔU_1 na vstupnom odpore $r_{\pi}^* = r_{be} / (r_{be} + (\beta_0 + 1)R_E)$. Podľa obrázku 3-15c má nový náhradný obvod formálne rovnaký tvar ako náhrada na obr. 3-14c, v ktorom je oddelená vstupná časť obvodu od výstupnej časti. Na tento upravený obvod možno už „napasovať“ výsledky z príkladu 3-2.

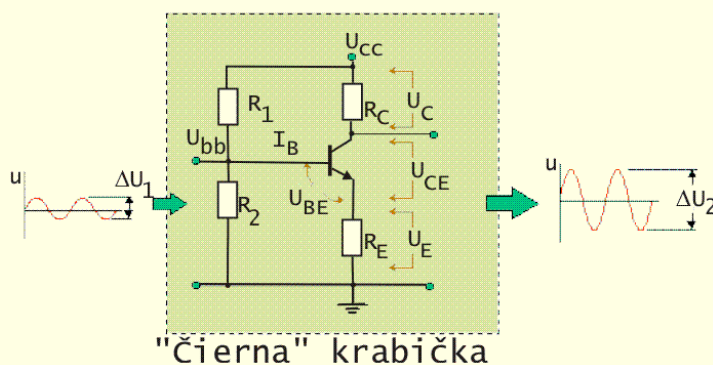
Napät'ový zisk tranzistora A_{UT} je menší v porovnaní s príkladom 3-2:

$$A_{UT1} = -g_m^* R_C = -\frac{\alpha_0 R_C}{r_e + R_E} \sim -\frac{R_C}{R_E}; \quad \text{resp. } A_{UT2} = -g_m^* (R_C \parallel r_{CE}) \sim -\frac{(R_C \parallel r_{CE})}{R_E};$$

Vstupný odpor R_{vst} je väčší ako s príklade 3-2:

$$R_{vst} = r_{\pi}^* \parallel R_{B12} = [r_{be} + (\beta_0 + 1)R_E] \parallel R_{B12} \quad \text{kde } R_{B12} = R_{B1} \parallel R_{B2}.$$

Vstupný odpor R_{vst} , je podľa obr. 3-15d odpor dvojbranu, ako „čiernej krabičky“, z pohľadu vstupujúceho signálu ΔU_1 . Prítom vo vnútri „čiernej krabičky“ samotný tranzistor má vstupný odpor $R_{vs} = r_{\pi} + (\beta_0 + 1)R_E$. Za predpokladu $R_1 \parallel R_2 \gg R_{vs}$ je $R_{vst} \sim R_{vs}$.



Obr. 3-15d.

Zosilňovač SE ako „čierna krabička“ na objasnenie celkového R_{vst} a R_{vs} tranzistora.

Príklad 3-4

V zapojení na obrázku 3-16 je dvojstupňový zosilňovač, pozostávajúci z 2 identických stupňov Amp1 a Amp2. Za predpokladu, že signál na vstupe zosilňovača je z frekvenčnej oblasti pre ktorú impedancia všetkých kondenzátorov je správne navrhnutá a predstavuje 0Ω určite vzťah pre celkový napät'ový zisk $A_u = \Delta U_2 / \Delta U_g = A_{u12} \cdot A_{u23}$.

Riešenie

Na vstupe zosilňovača bude s prihliadnutím na obr. 3-17a amplitúda

$$\Delta U_1 = \Delta U_g (R_{vst1} \parallel R_1 \parallel R_2) / (R_{vst1} \parallel R_1 \parallel R_2 + R_g)$$

Celkovou záťažou stupňa 1 s prihliadnutím na obr. 3-17b je

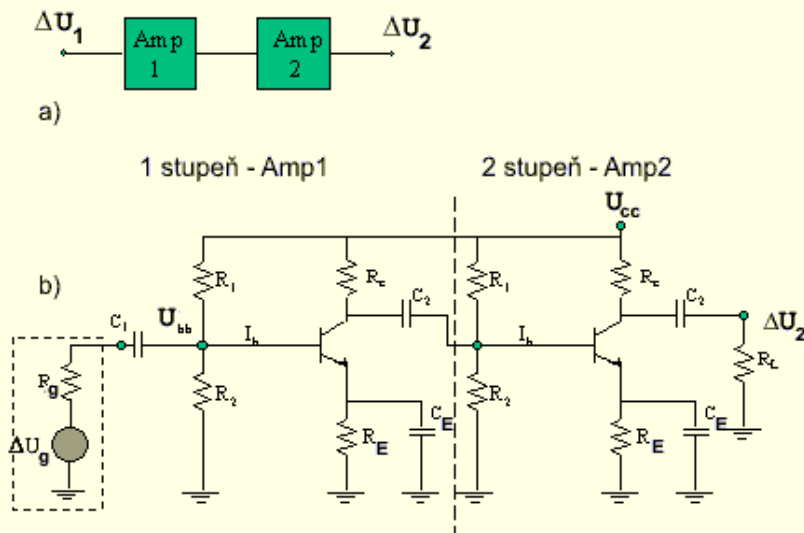
$$R_{Z1} = (R_{C1} \parallel R_{vst2} \parallel R_1 \parallel R_2).$$

Napät'ový zisk $A_{u12} = \Delta U_{12} / \Delta U_1 = -g_{m1} R_{Z1}$ a na vstupe stupňa Amp2 je amplitúda ΔU_{12} .

Druhý stupeň má napät'ový zisk $A_{u23} = \Delta U_2 / \Delta U_{12} = -g_{m2} R_{Z2}$, kde záťaž $R_{Z2} = (R_{C2} \parallel R_L)$.

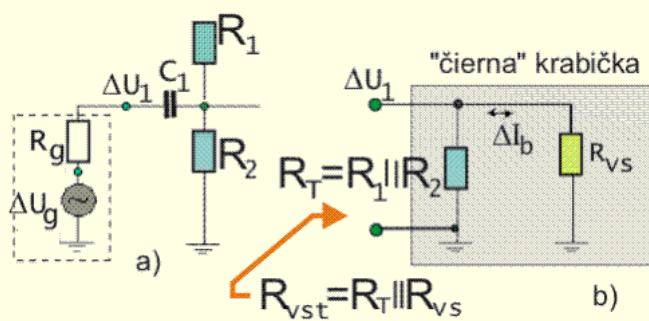
Celkové zosilnenie:

$$A_u = A_{u12} A_{u23} = \Delta U_2 / \Delta U_g = [g_{m1} R_{Z1} g_{m2} R_{Z2} (R_{vst1} \parallel R_1 \parallel R_2)] / [(R_{vst1} \parallel R_1 \parallel R_2) + R_g].$$



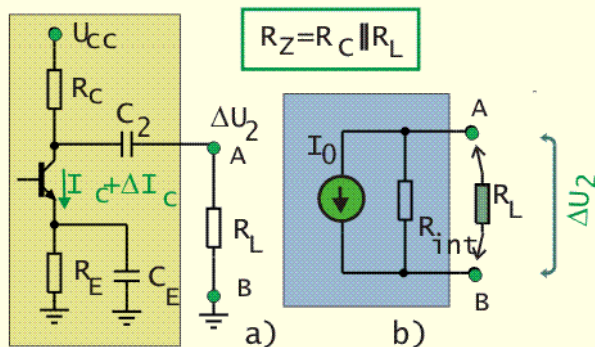
Obr. 3-16.

Dvojestupňový zosilňovač pozostávajúci z identických stupňov Amp1 a Amp2. Vstup ďalšieho stupňa funguje ako záťaž pre predošlý zosilňovací stupeň.



Obr. 3-17a.

a) K zosilňovaču je pripojený zdroj s amplitúdou ΔU_g a vnútorným odporom R_g . Theveninova náhrada na určenie amplitúdy na vstupe tranzistora ΔU_1 .
 b) Objasnenie rozdielu medzi vstupným odporom tranzistora R_{vs} a vstupným odporom zosilňovača R_{vst} ako „čiernej“ krabčky.



Obr. 3-17b.

a) Výstup zosilňovača
 b) Určenie výstupného odporu $R_{vyst} = R_C$ pomocou Nortonovej náhrady. Celková záťaž na výstupe $R_Z = R_C || R_L$.

Príklad 3-5

V zapojení na obrázku 3-18a je kolektor tranzistora pripojený priamo k napájacímu napätiu U_{cc} a pracovný bod tranzistora nastavený pomocou emitorového odporu R_E a prúdu cez odpor R_B . Vytvorte náhradný obvod pre nastavenie jednosmerného pracovného bodu a tiež náhradný obvod pre malý striedavý signál z hľadiska odoberania signálu z emitora. Určite vzťahy pre

napät'ový A_u a prúdový A_i zisk, vzťahy pre vstupný R_{vst} a výstupný R_{vyst} odpor v tomto zapojení so spoločným kolektorom.

Riešenie

Po použití náhradného obvodu pre veľký signál namiesto tranzistora z obr. 3-18a po deaktivovaní nezávislých zdrojov: napájacieho napätia U_{cc} a generátora U_{q0} s vnútorným odporom R_q bude náhradný obvod vyzerat' podľa obr. 3-19a (samozrejme za predpokladu, že impedancia predstavovaná kondenzátorom $|1/j\omega C_1| \rightarrow 0$). Pomocou použitého veľkosignálového náhradného obvodu pre signál zo vstupu U_q , ktorý postúpi na výstup U_2 , platí:

$$U_2 = \frac{(1 + \beta_F)R_E}{R_g \parallel R_B + (1 + \beta_F)R_E} (U_g - 0,6)$$

Pretože náš signál bude mať malú amplitúdu bude vhodnejšia náhrada tranzistora malosignálovým náhradným obvodom podľa obr. 3-19b. Na bázu tranzistora sa z napätia U_{q0} generátora dostane amplitúda U_q , vďaka ktorej pretečie striedavý prúd s amplitúdou I_b :

$$U_g = I_b (R_B \parallel R_g + r_\pi + (1 + \beta_0)R_E);$$

Napät'ový zisk :

$$A_u = \frac{U_2}{U_g} = \frac{(1 + \beta_0)R_E}{R_B \parallel R_g + r_\pi + (1 + \beta_0)R_E} \leq 1;$$

poprípade pre samotný tranzistor:

$$A_{uT} = \frac{U_2}{U_b} = \frac{(1 + \beta_0)R_E}{r_\pi + (1 + \beta_0)R_E} \approx 1;$$

Prúdový zisk :

$$A_i = \frac{I_2}{I_b} = 1 + \beta_0$$

Získané vzťahy pre napät'ový zisk sú obdobné ako výsledok, získaný pomocou veľkoamplitúdového náhradného obvodu. Čo je potešiteľné. Menej potešiteľné je zistenie, že **emitorový sledovač zoslabuje signal** alebo sleduje signal so zosilnením ~ 1 , preto sa zapojenie so spoločným kolektorom nazýva emitorový sledovač.

Z hľadiska vstupu možno zapojenie z obr. 3-19b prekresliť na obrázok 3-19d, ktorý bude vhodný pre určenie **vstupného odporu**: $R_{vst} = r_\pi + (1 + \beta_0)R_E$.

Zložitejšie je určenie **výstupného odporu**, lebo v obvode na obr. 3-19c po deaktivovaní generátora U_{q0} už nepôsobí ďalší nezávislý zdroj. Východiskom z núdze je použitie pomocného zdroja napätia U_n , vďaka ktorému sa nastaví rovnaké pomery, aké boli vo fungujúcom obvode.

Ak $R_E \gg \frac{R_x + r_\pi}{1 + \beta_0}$; $R_x = R_B \parallel R_g$ je **výstupný odpor** :

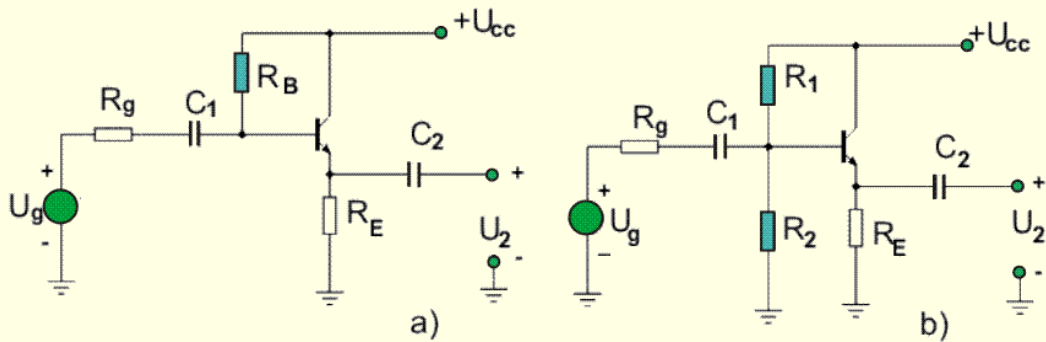
$$R_{vyst} = \frac{U_n}{I_n} = R_E \parallel \left(\frac{R_x + r_\pi}{1 + \beta_0} \right) \approx \frac{R_x + r_\pi}{1 + \beta_0}; \text{ resp pri } R_x = 0$$

pre samotný tranzistor: $R_{vystT} = \frac{r_\pi}{1 + \beta_0}$;

pretože :

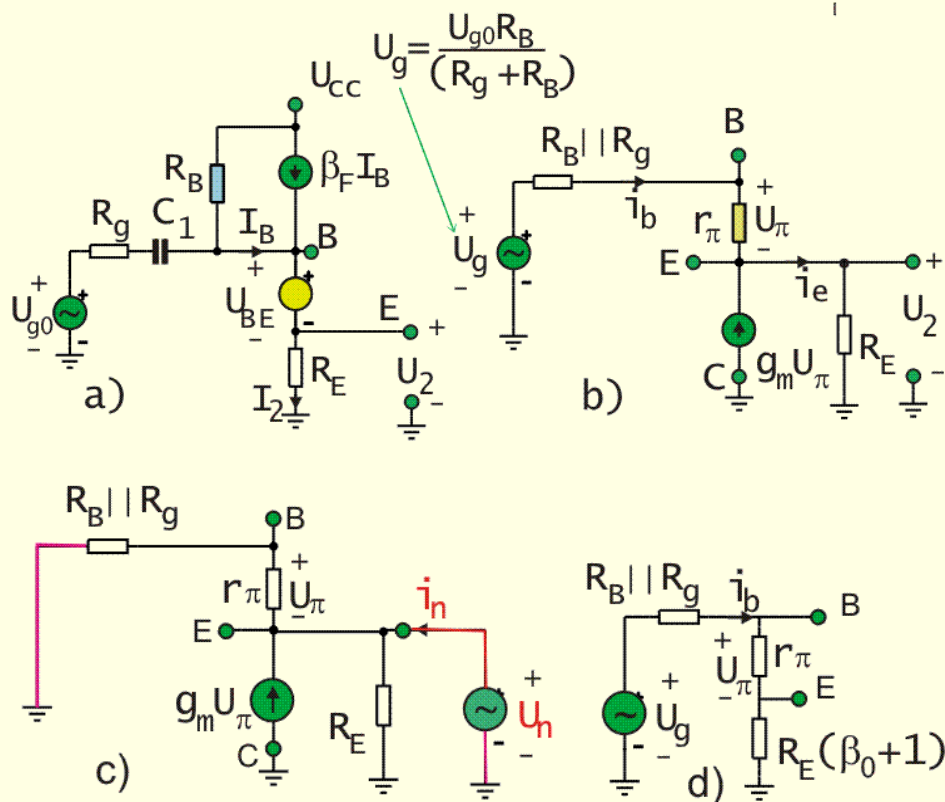
$$I_n = \frac{U_n}{R_E} - g_m U_\pi + \frac{U_n}{R_x + r_\pi}; \quad U_\pi = \frac{r_\pi U_n}{R_x + r_\pi}.$$

V porovnaní s bežným zapojením tranzistora SE je výstupný odpor sledovača nízky a vstupný odpor sledovača je vysoký, čo je zaujímavá vlastnosť, ktorá sa dá využiť napr. na prispôsobenie veľkého odporu detektora malému vlnovému odporu kábla.



Obr. 3-18a. Emitorový sledovač, ktorého pracovný bod určuje prúd :

- a) cez odpor R_B .
- b) z deliča $R_1 - R_2$.



Obr. 3-19. Náhradný obvod emitrového sledovača z obr. 3-18a:

- a) pre veľký signál ;
- b) pre malý signál ;
- c) pre stanovenie výstupného odporu;
- d) pre stanovenie vstupného odporu.

Príklad 3-6

Pre napájacie napätie $U_{cc}=15V$ na obrázku 3-18b navrhnete odpory R_1, R_2, R_E a kapacity C_1, C_2 tak, aby pri emitrovom prúde tranzistora $I_E=1mA$ sa mohol symetricky zosilňovať bipolárny harmonický signál z frekvenčnej oblasti zvukových signálov (od 20Hz po 20kHz). Súčiniteľ prúdového zosilnenia použitého tranzistora $\beta_F \sim 100$.

Riešenie

Pri návrhu vychádzame zo známeho súčiniteľa prúdového zosilnenia, stanoveného pre zapojenie so spoločným emitorom $\beta_F \sim 100$. Hodnota β_F môže mať veľký rozptyl u jednotlivých tranzistorov a preto je v zapojení na obr. 3-18b použité napájanie bázy sledovača z „tvrdého“ deliča $R_1 - R_2$, ktorá udržuje pomerne stále napätie na báze a tak podstatne **redukuje vplyv rozptylu hodnôt koeficienta β_F na prúd bázy**.

Pretože vstupný signál je bipolárny zvolíme jednosmerné napätie na emitore $U_E = 0,5U_{cc} = 7,5V$. dosiahnutie potrebného prúdu v stave pokoja $I_E = 1mA$ pri zvolenom $U_E = 7,5V$ treba odpor $R_E = 7,5k\Omega$.

Potrebné napätie na báze (Si tranzistora) $U_B = U_E + 0,6V = 8,1V$ možno dosiahnuť pri pomere odporov $R_1 : R_2 = 1 : 1,17$ napr. tak, že $R_1 = 130k\Omega$ a $R_2 = 150k\Omega$, použijúc podmienku $R_1 || R_2 \sim 0,1\beta_F R_E = 75k\Omega$.

Voľba väzobného kondenzátora C_1 .

Vstupný odpor sledovača ($\sim \beta_F R_E \sim 750k\Omega$) spolu s odporom $R_1 || R_2 \sim 70k\Omega$ tvoria výsledný vstupný odpor $R_{vst} \sim 63k\Omega$ filtra $C_1 R_{vst}$ na vstupe sledovača. Požadujeme, aby sledovač prenášal frekvenciu od 20Hz s poklesom $\sim -3dB$, takže musí byť $C_1 > 1/(2\pi f R_{vst})$, teda aspoň $0,15\mu F$.

Voľba väzobného kondenzátora C_2 .

Kondenzátor C_2 s zatiaľ nešpecifikovaným vstupom R_L ďalšieho stupňa tvoria podobný hornopriepustný filter $C_2 R_L$. Výstupný odpor sledovača je malý. Nedopustíme sa veľkej chyby ak budeme predpokladať, že $R_L \leq R_E$. Za tohto predpokladu, ak požadujeme, aby sledovač prenášal frekvenciu 20Hz s poklesom $\sim -3dB$ musí byť C_2 aspoň $1\mu F$.

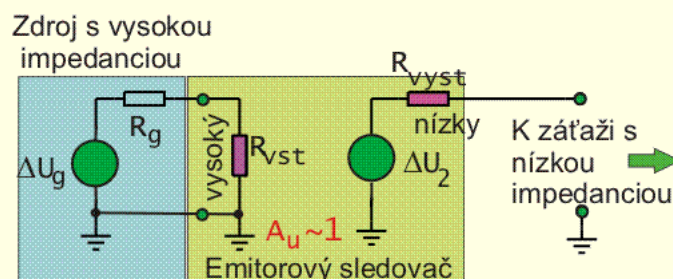
Nakoľko výsledný hornopriepustný filter $C_1 R + C_2 R_L$ je dvojevstupňový treba zobrať o niečo väčšie kapacity, napr. $C_1 = 0,5\mu F$, $C_2 = 3,3\mu F$, aby zostala zachovaná požadovaná dolná hraničná frekvencia $f_d = \sqrt{f_{d1} f_{d2}}$.

3.2 VARIANTY ZAPOJENIA TRANZISTORA

3.2.1 Zapojenie so spoločným kolektorom

Modifikované zapojenie tranzistora, v ktorom ako výstup signálu slúži emitor a kolektor je z hľadiska striedavého signálu uzemnený, sa nazýva **zapojenie so spoločným kolektorom (SK)**. Podľa výsledkov z príkladu 3-5 napäťový zisk samotného tranzistora v tomto zapojení je však $A_{uT} = \Delta U_2 / \Delta U_1 = (\beta_0 + 1) / (r_\pi + R_E(\beta_0 + 1)) \ll 1$.

Pretože výstupný signál so ziskom $A_u \sim 1$ sleduje zmeny vstupného signálu nazýva sa takéto zapojenie SK **emitorový sledovač**. Náhradný obvod na obr. 3-20a ilustruje základné vlastnosti sledovača : zosilnenie ~ 1 , vysoký vstupný odpor a nízky výstupný odpor (príklad 3-5), čo ho predurčuje na využitie ako impedančný transformátor.



Obr.3-20.

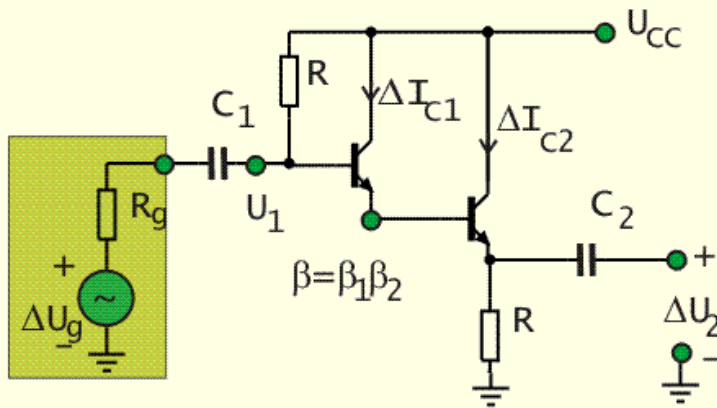
Emitorový sledovač:

$$R_{vst} = r_\pi + (1 + \beta_0)R_E \sim \beta_0 R_E;$$

$$R_{vyst} \sim \frac{R_g + r_\pi}{\beta_0}; \quad R_{vystT} \sim \frac{r_\pi}{\beta_0}$$

R_{vystT} - pre samotný transistor.

Na zväčšenie prúdového zosilnenia možno použiť zložené zapojenie dvoch tranzistorov, v ktorom emitorový prúd prvého tranzistora je rovný bázovému prúdu druhého tranzistora. Preto je výsledný prúdový zosilňovací činiteľ $\beta = \beta_1 \beta_2$. Vstupný odpor $R_{vst} \sim \beta R_E$ **Darlingtonovho zapojenia** je väčší ako u obyčajného sledovača. Výstupný odpor $R_{vyst} \sim R_g / \beta$ Darlingtonovho zapojenia je menší ako u sledovača s 1 tranzistorom.



Obr.3-21.

Darlingtonove zapojenie emitorového sledovača s vysokým $R_{vs} \sim \beta R_E$ a nízkym $R_{vyst} = (R_g || R_B) / \beta \sim R_g / \beta$ – ak $R_B \gg R_g$.

3.2.2 Zapojenie so spoločným emitorom

Zosilňovač na obrázku 3-14a tvorí obvod s jednoduchým nastavením pracovného bodu pomocou odporu R_B . V tomto obvode je z hľadiska vstupného a výstupného signálu emitor tranzistora spoločnou elektródou. Takéto zapojenie tranzistora sa nazýva **zapojenie so spoločným emitorom (SE)**.

3.2.2.1 Vstupný odpor

Vstupná impedancia, pre určitú oblasť stredných frekvencií vstupný odpor R_{vst} , je impedancia alebo odpor dvojbranu, ako „čiernej krabičky“ (obr. . 3-15 d), z pohľadu vstupujúceho signálu ΔU_1 . Pritom vo vnútri „čiernej krabičky“ samotný tranzistor má vstupný odpor R_{vs} .

- V zapojení s $R_E = 0$ na obr. 3-14 je podľa príkladu 3-2 $R_{vs} = r_\pi$. S pohľadu vstupujúceho signálu do „čiernej krabičky“ treba uvážiť aj vplyv bázového odporu R_B , takže $R_{vst} = R_B || R_{vs} \sim r_\pi$, ak $R_B \gg r_\pi$.
- V zapojení s R_E na obr. 3-15 je podľa príkladu 3-3 $R_{vs} = r_\pi + (\beta_0 + 1)R_E$ a za predpokladu $R_1 || R_2 \gg R_{vs}$ je $R_{vst} \sim R_{vs}$.

Obrázok 3-17a objasňuje **pomery na vstupe tranzistora s pripojeným generátorom** s amplitúdou ΔU_g a vnútorným odporom R_g . V ideálnom prípade, ak má generátor malý vnútorný odpor $R_g \ll R_{vst}$, v porovnaní so vstupným odporom R_{vst} „čiernej krabičky“, tak potom pôsobí na báze $\Delta U_1 = \Delta U_g$ prakticky celá amplitúda zdroja ΔU_g , v opačnom prípade na vstupe „čiernej krabičky“ je $\Delta U_1 = (R_{vst} || R_T) \Delta U_g / (R_g + R_{vst} || R_T)$, kde $R_T = R_1 || R_2$ reprezentuje vplyv deliča $R_1 - R_2$.

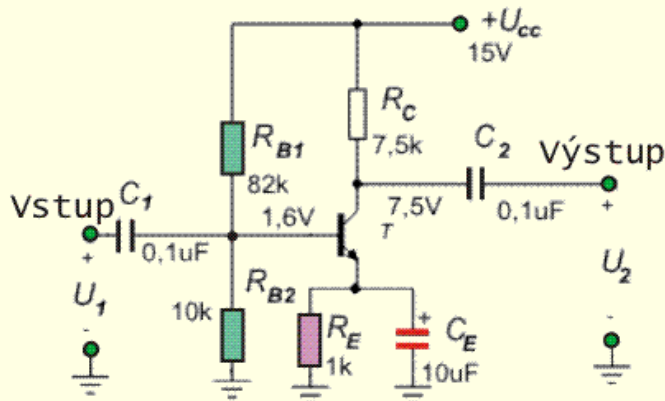
3.2.2.2 Výstupný odpor

Tranzistor v zapojení SE z hľadiska výstupu je si vhodné predstaviť, podľa obr. 3-17b, ako Nortonov náhradný obvod so zdrojom prúdu ΔI_C a vnútorným odporom R_{int} , ku ktorému sa pripája vonkajšia záťaž R_L . Tento vnútorný odpor $R_{int} = \Delta U_0 / \Delta I_0$ je výstupným odporom zosilňovača a možno ho učiť, tak ako v príklade 3-2, na základe prúdu nakrátko ΔI_0 a napätia naprázdno ΔU_0 tohto náhradného zdroja. **Výstupný odpor** zapojenia SE je buď $R_{vyst} = \Delta U_0 / \Delta I_0 = R_C$, alebo ak je pripojený vonkajší zaťažovací odpor R_L je $R_{vyst} = R_C || R_L$.

3.2.2.3 Napät'ový zisk

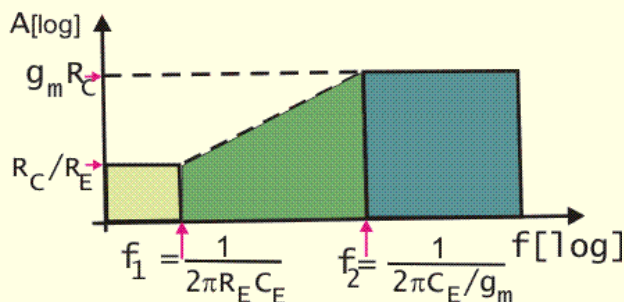
Na základe výsledkov z príkladu 3-2 pre tranzistor s uzemneným emitorom **napät'ový zisk** samotného tranzistora $A_{uT} = -\beta R_{vyst} / r_{\pi} = -g_m R_{ys} = -R_{vyst} / r_e$ závisí od výsledného záťažovacieho odporu $R_{vyst} = R_C || R_L$. V prípade viacstupňového zosilňovača záťažou pre prvý stupeň je vstupný odpor nasledujúceho obvodu, ako ilustruje obr. 3-16 z príkladu 3-4. Pred dosiahnutie maximálneho napät'ového zisku by mal byť $R_L \gg R_C$.

V zapojení na obr. 3-15a z príkladu 3-3 je použité zdokonalené nastavenie pracovného bodu s pomocou tzv. „tvrdého“ deliča a emitorového odporu R_E . Ako ilustrujú výsledky z tohto príkladu, **vplyvom zapojenia odporu R_E** sa zväčšil vstupný odpor R_{vst} . Rezistor R_E , potrebný na nastavenie jednosmerného predpätia, však redukuje zosilnenie. Riešením je zapojenie kondenzátora C_E paralelne s rezistorom R_E , podľa obr. 3-22, s cieľom v určitom frekvenčnom pásme **vytvoriť zvod pre striedavý signal** $R_E || (1/j\omega C_E) \rightarrow 0$ a tak zväčšiť napät'ový zisk.



Obr. 3-22.

Podmienky na emitore z hľadiska jednosmerného a striedavého signálu sú odlišné. Vplyvom kondenzátora C_E stúpol napät'ový zisk z $A_{uT} = R_C / (r_e + R_E)$ na $A_{uT} = R_C / r_e$.



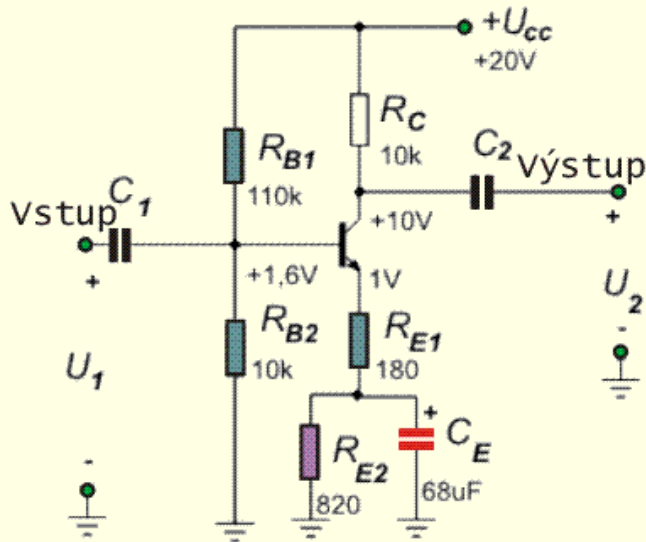
Obr. 3-23.

Objasnenie voľby kapacity C_E :

- f_2 – dolná hraničná frekvencia s fungujúcim blokovaním R_E ;
- f_1 – dolná hraničná frekvencia bez vplyvu C_E ;

Pre voľbu vhodnej kapacity emitorového kondenzátora C_E na obr. 3-22 treba, aby pre signál od dolnej hraničnej frekvencie f_d bola splnená podmienka: $C_E \sim g_m / (2\pi f_d) \gg 1 / (2\pi f_d R_E)$, objasnená na obr.3-23.

Obr. 3-24 ilustruje možnosť nastavenia požadovaného napätového zisku pomocou zápornej spätnej väzby na neblokovanvej časti odporu R_{E1} .

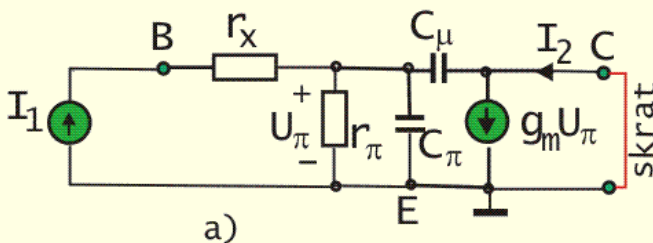


Obr. 3-24.

Len časť emitorového odporu $R_{E2}=820\Omega$ je blokována kondenzátorom $C_E \gg 1 / (2\pi f_d R_{E2})$.

Odpor $R_{E1}=180\Omega$ bol zvolený tak, aby zosilnenie $A_{vT} = R_C / (r_e + R_E) \sim 50$.

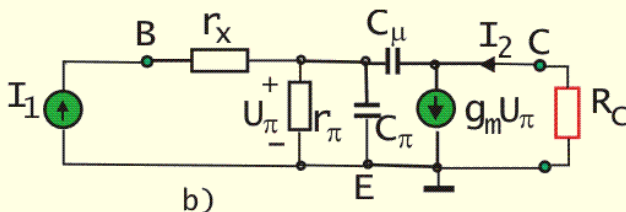
3.2.2.4 Prúdový zosilňovací činiteľ β_0 v zapojení SE



a)

Obr. 3-25a.

Zapojenie tranzistora so spoločným emitorom, pomocou ktorého sa definuje prenos prúdu $\beta(\omega)$ v stave nakrátko (teda pri záťaži v obvode kolektora $R_C=0$).



b)

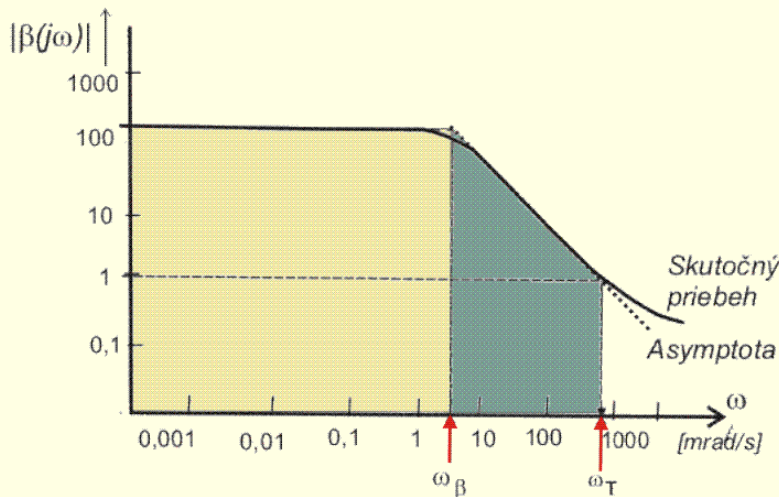
Obr. 3-25b.

Reálne zapojenie tranzistora so spoločným emitorom pri záťaži v obvode kolektora $R_C \neq 0$.

Prúdový zosilňovací činiteľ β_0 v zapojení so spoločným emitorom (SE) bol definovaný v tzv. **stave nakrátko**, teda pri záťaži v obvode kolektora $R_C = 0$ (obr. 3-25a). Modul prenosu prúdu $|\beta(\omega)|$ nie je konštantný a znižuje (obr. 3-26) sa pri vyšších frekvenciách, v dôsledku existencie medzielektródových kapacít. Možno sa o tom presvedčiť nasledovne:

$$\beta(\omega) = \frac{I_2}{I_1} = \frac{g_m U_\pi}{I_1} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

$$|\beta(\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu))^2}} = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}}$$



Obr. 3-26.
Typická
frekvenčná
závislosť
prúdového
zosilnenia $|\beta(\omega)|$
pri skrate na
výstupe
 ω_β - hraničná
frekvencia.
 ω_T - tranzitná
frekvencia

Pri $f=0\text{Hz}$ je
v uvedenom
prípade $\beta_0=150$.

Z praktického hľadiska je dôležité poznať **hornú hraničnú frekvenciu tranzistora** $f_\beta = \omega_\beta / 2\pi$ teda frekvenciu, po ktorú možno predpokladať, že modul prúdového zosilňovacieho činiteľa:

$$|\beta(\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + 2\pi f r_\pi (C_\pi + C_\mu)}}$$

je stály. Pri frekvencii f_β , podobne ako pri hornej hraničnej frekvencii dolnopriepustného RC článku, je

$$|\beta(\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}.$$

Iná charakteristická frekvencia, pri ktorej je modul prúdového prenosu $|\beta(\omega)|=1$, je **tranzitná frekvencia** $f_T = \beta_0 f_\beta$.

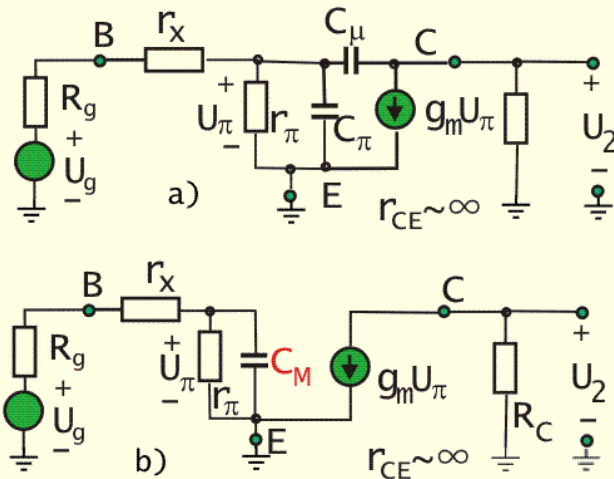
3.2.2.5 Millerov jav

Samozrejme v praktických zapojeniach zosilňovačov sa nepoužíva stav nakrátko, v ktorom je $R_C=0$, napäťový zisk je $A_U=0$ a pomocou ktorého bol zadaný prúdový zosilňovací činiteľ β_0 v zapojení so spoločným emitorom. Takýto stav je vhodný na objasnenie vplyvu mezielektródových kapacít C_π a C_μ na hornú hraničnú frekvenciu tranzistora

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu)}, \text{ poprípade na odhad kapacity } C_\pi \text{ na základe známych}$$

katalógových údajov C_μ , f_T a β_0 :

$$C_\pi = \left(\frac{\beta_0}{2\pi r_\pi f_T} - C_\mu \right).$$



Obr. 3-27.

a) Náhradný obvod tranzistora s odporom $R_C \neq 0$ a mezielektrodovými kapacitami C_π a C_μ , ktorý má napäťový zisk A_u
 b) Náhradný obvod, v ktorom pôsobenie mezielektrodových kapacít je sústredené do Millerovej kapacity $C_M = C_\pi + C_\mu(A_u + 1)$.

V dôsledku pripojenia odporu $R_C \neq 0$ v reálnom zosilňovači (obr. 3-25b) má tranzistor napäťový zisk A_u . Napr. v zosilňovači s tranzistorom, v zapojení SE s odporom $R_E = 0$ je napäťový zisk $A_u = g_m R_C$, úmerný odporu R_C . Nepriaznivým dôsledkom použitia $R_C \neq 0$ je zníženie hornej hraničnej frekvencie tranzistora v tomto zapojení $f_{h\beta} < f_\beta$ voči prípadu s odporom $R_C = 0$:

$$f_{h\beta} = \frac{1}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu (1 + A_u))} = \frac{1}{2\pi r_\pi C_M}$$

Možno sa o tom presvedčiť na základe sformulovania 1 Kirchhoffovho zákona pre uzol C na obr. 3-25b:

$$-I_1 + \frac{U_\pi}{r_\pi} (1/r_\pi + j\omega C_\pi) = +(U_\pi - U_2) j\omega C_\mu = 0; \quad (a)$$

$$\frac{U_2}{R_C} + g_m U_\pi + (U_2 - U_\pi) j\omega C_\mu = 0; \quad (b)$$

Pri frekvenciách $f \ll 160 \text{ MHz}$ predstavuje kondenzátor $C_\mu \approx 1 \text{ pF}$ veľmi malú impedanciu, v porovnaní s vodivosťou $1/R_C \approx 1 \text{ mS}$, resp. strmosťou g_m v rovnici (b), takže :

$$\frac{I_2}{R_C} = \frac{U_2}{R_C} = g_m U_\pi; \quad (c)$$

Po dosadení (c) do rovnice (a) je:

$$I_1 = \frac{U_\pi}{r_\pi} (1/r_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_C)));$$

$$\beta(\omega) = \frac{I_2}{I_1} = \frac{g_m U_\pi}{I_1} = \frac{g_m r_\pi}{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_C))} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_C))};$$

a hraničná frekvencia tranzistora, zapojeného so spoločným emitorom a odporom $R_C \neq 0$:

$$f_{h\beta} = \frac{\beta_0}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_C))} = \frac{\beta_0}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu(1 + A_u))},$$

tak ako už bolo uvedené vyššie.

Popísaný jav sa nazýva **Millerov jav** a fiktívna kapacita **Millerova kapacita** $C_M = C_\pi + C_\mu(1 + A_u)$, tak ako ilustruje obr. 3-27.

Zmena hornej hraničnej frekvencie z ideálnej $\omega_\beta = 2\pi f_\beta$ v stave nakrátko na reálnu $\omega_{h\beta} = 2\pi f_{h\beta}$ v zapojení s $R_C \neq 0$ má napríklad pri zosilňovaní impulzov za následok dodatočné predĺženie trvanie čela impulzu ($\Delta t_{ca} = 2,2\Delta\tau$) v dôsledku predĺženia časovej konštanty o $\Delta\tau_{h\beta}$:

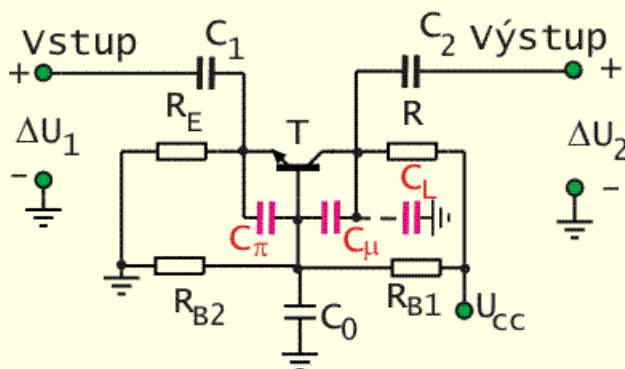
$$\Delta\tau_{h\beta} = \tau_{h\beta} - \tau_{\beta} = \frac{1}{\omega_{h\beta}} - \frac{1}{\omega_{\beta}} = r_{\pi} C_{\mu} A_u$$

Pôsobenie vnútornej kapacitnej spätnej väzby v tranzistore so spoločným emitorom, ktorý má napätový zisk A_u , sa prejavuje podľa obr. 3-27, ako keby na vstupe tranzistora pôsobila efektívna, tzv. Millerova kapacita $C_M = C_{\pi} + C_{\mu}(A_u + 1)$, ktorá sa prejavuje tým výraznejšie čím je väčší napätový zisk A_u . Okrem efektívnej Millerovej kapacity C_M pôsobí na pokles prenosu signálu s vysokou frekvenciou aj kapacita pripojenia záťaže C_L , ktorej pôsobenie medzi kolektorom a zemou možno však zahrnúť do vstupnej kapacity ďalšieho obvodu.

3.2.3 Zapojenie tranzistora so spoločnou bázou

Úpravou prívodu signálu do zapojenia so spoločným emitorom možno získať, podľa obrázku 3-28 dvojbran, do ktorého sa signál privádza na emitor a báza je spoločnou elektródou pre vstupný a výstupný obvod - tzv. **zapojenie tranzistora so spoločnou bázou** (SB). Báza môže byť jednosmerne spojená so zemou, alebo len prostredníctvom kondenzátora C_0 , tak ako na obr. 3-28, je pre striedavý signál uzemnená. V dôsledku toho, že vstupom je emitor, je vstupný odpor tranzistora $R_{vst} \sim r_{\pi}/\beta_0$ podstatne menší ako r_{π} pri zapojení SE. Koeficient prúdového zosilnenia $\alpha_F = I_C/I_E \sim 1$, takže ovládací prúd I_E má menšiu efektívnosť ovládania výstupu, ako pri zapojení SE. Výstupný odpor $R_{vyst} = R_C$ je rovnaký ako pri zapojení SE.

Toto zdanlivo nevýhodné zapojenie je však oblasti vysokých frekvencií nezávislé od kapacity C_{μ} , nakoľko táto figuruje podobne ako kapacita C_L len medzi výstupom a zemou. V zapojení SB sa preto neuplatňuje Millerov jav.



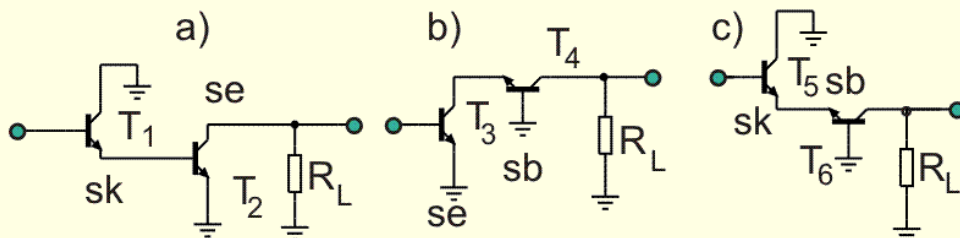
Obr. 3-28.

Zapojenie so spoločnou bázou. Vďaka kondenzátoru C_0 je báza vF uzemnená a je spoločným vývodom vstupného a výstupného obvodu.

3.2.4 Kombinované spojenia tranzistorov pre oblasť vysokých frekvencií

- Výhodou zapojenia SB je, že kapacita $C_{cb} = C_{\mu}$ pôsobí medzi kolektorom a zemou, obdobne ako výstupná kapacita C_L a možno ju chápať ako súčasť kapacity záťaže C_L . **Millerov jav je teda v zapojení SB redukovaný.**
- Millerov jav sa tiež **neprejavuje** v zapojení tranzistora **so spoločným kolektorom**, z dôvodu malého napätového zisku $A_u \sim 1$.

- Vplyv Millerovej kapacity možno **znižit' výberom** špeciálnych spínacích **tranzistorov** s vysokou tranzitnou frekvenciou f_T a s malými kapacitami C_π a C_μ .
- Tiež **voľba malého odporu R_C** znižuje časovú konštantu výstupu $R_C C_L$ a prostredníctvom menšieho napätového zisku vplýva aj na Millerov jav. Nevýhodou je práca tranzistorov pri veľkom prúde I_C .



Obr. 3-29.

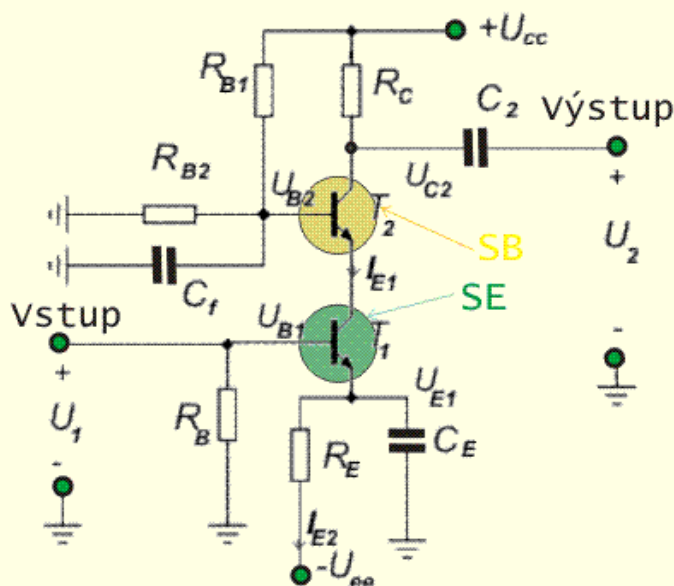
Zjednodušené princípy zapojení vysokofrekvenčných zosilňovačov:

a) SK + SE → zosilňovač s vysokým vstupným odporom;

b) SE+SB → kaskóda;

c) SK+SB → zosilňovač s emitorovou väzbou.

Na potlačenie Millerovho javu sa vo vysokofrekvenčných zosilňovačoch často tiež používajú **kombinované spojenia tranzistorov** (obr. 3-29), z ktorých jeden je v zapojení SB alebo SK. Cieľom je za cenu pridania tranzistora vylepšiť vlastnosti zapojenia SE. Prítom jeden z tranzistorov, v zapojení SB alebo SK, má prednosť menšieho vplyvu Millerovho javu a druhý, v zapojení SE, zosilňuje.

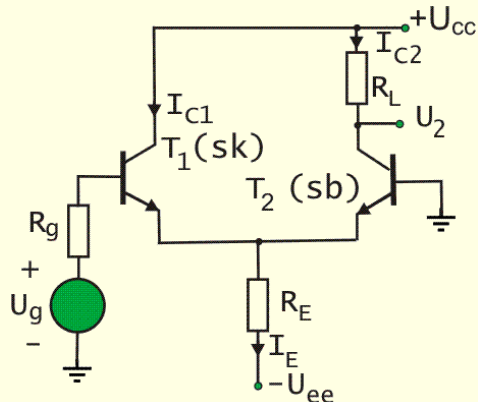


Obr. 3-30.

Kaskóдне zapojenie tranzistorov.

Obvod z obrázku 3-29a zabezpečuje vďaka emitorovému sledovaču na vstupe vyšší vstupný odpor tohto dvojstupňového zosilňovača a súčasne pôsobením nízkeho výstupného odporu R_{vyst1} sledovača, ktorý je pripojený k vstupu nasledujúceho tranzistora SE, sa znižuje odpor $(R_{vst} || R_{vyst1})$ a tým sa zvyšuje hornú hraničnú frekvenciu $f_{h\beta} = 1 / (2\pi(R_{vst} || R_{vyst1}) C_M)$.

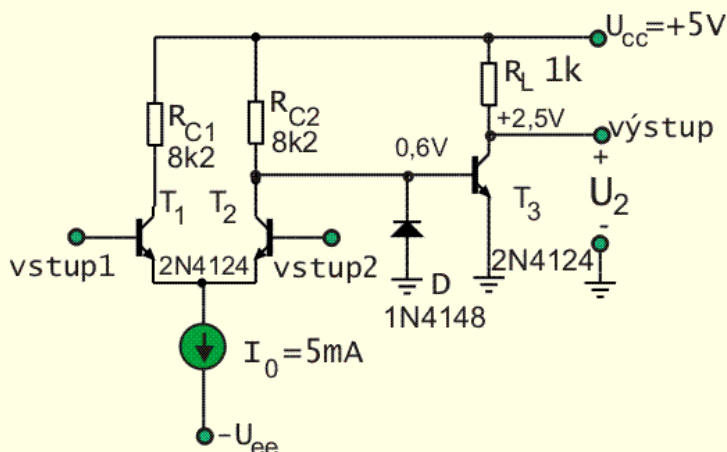
Princíp uvedený na obr. 3-29b má dolný tranzistor v zapojení SE a za ním sledujúci tranzistor je v zapojení SB. Cez takéto zapojenie prechádza spoločný prúd I_C , takže strmost' $g_{m1}=g_{m2}=g_m$. Zátťažou pre dolný tranzistor je nízky vstupný odpor $r_{e2}=1/g_m$ zapojenia SB. Napätový zisk dolného tranzistora SE v dôsledku malého zaťažovacieho odporu $A_{u1}\sim r_{e2}/r_{e1}\sim -1$, takže vplyv Millerovho javu je minimálny. Napätový zisk horného tranzistora $A_{u2}\sim R_L/r_{e2}$, takže celkové zosilnenie $A_u\sim A_{u1}A_{u2}\sim -R_L/r_{e1}$ je rovnaké, ako v zapojení s 1 tranzistorom SE, ale pri nižších frekvenciách. Takéto sériové zapojenie tranzistorov z obr. 3-30 sa nazýva **kaskóda**, resp. kaskódne zapojenie tranzistorov.



Obr. 3-31.

Zosilňovač s emitorovou väzbou, ktorý možno interpretovať ako emitorový sledovač (SK) s nasledným tranzistorom v zapojení SB a preto sa vplyv Millerovho javu neprejavuje.

Princíp uvedený na obr. 3-29c je na ilustrovaný **zosilňovačom s emitorovou väzbou** na obrázku 3-31. Takéto zapojenie je modifikáciou veľmi často používaného diferenčného zosilňovača z obrázku 3-32. V dôsledku uzemnenia bázy tranzistora Q_2 na obr. 3-31 je tento tranzistor v zapojení SB. Vstupný tranzistor pracuje ako emitorový sledovač. Kladná zmena na vstupe ΔU_g vyvolá zvýšenie prúdu ΔI_{E1} , prúd cez emitorový odpor $I_{E1}+I_{E2}$ je stály, takže dôjde k poklesu prúdu $\Delta I_{E2}\sim\Delta I_{C2}$ a polarita zmeny napätia $\Delta U_2\sim\Delta I_{C2}R_C$ bude rovnakej polarity, ako zmena vstupného podnetu ΔU_g - zosilňovač s emitorovou väzbou má tzv. neinvertovaný výstup.



Obr.3-32.

Príklad výstupnej časti vysokofrekvenčného zosilňovača.

Príklad 3-7

V zapojení na obr.3-32 diferenčný zosilňovač s tranzistormi T_1, T_2 slúži ako zdroj signálu pre tranzistor T_3 v zapojení SE. Predpokladáme správne nastavenie jednosmerných pracovných

podmienok tranzistorov, bez ohľadu na chýbajúcu špecifikáciu predpätia na vstupoch vstup1 a vstup2. Za predpokladu ideálnych prenosových vlastností diferenciálneho stupňa, charakterizovaných neohraničeným prenosom vysokých frekvencií $f_T \rightarrow \infty$, preanalyzujte vlastnosti stupňa s tranzistorom T_3 v oblasti vysokých frekvencií, kde ako je známe sa nepriaznivo prejavuje Millerov jav. Tranzistor T_3 typu 2N4124 s parametrami $C_{u1} \sim 2,4\text{pF}$ pri $2,5\text{V}$, $\beta_0 \sim 250$ a $f_T \sim 300\text{MHz}$. Závažou tranzistora je jeho odpor v kolektore $R_L = 1\text{k}\Omega$ a kapacita na výstupe $C_L \sim 2\text{pF}$. Ako zdroj signálu slúži predchádzajúci stupeň diferenciálneho zosilňovača s odporom v kolektore $R_{C2} \sim 8,2\text{k}\Omega$.

Riešenie

Na základe uvedených údajov zhotovený náhradný obvod tranzistora T_3 je na obr.3-33. Na vstupe náhradného obvodu pôsobí:

kapacita C_π zistená prepočtom z ostatných zadaných parametrov tranzistora:

$$C_\pi \sim [\beta_0 / (2\pi r_\pi f_T) - C_{u1}] = 50\text{pF}$$

a vstupný odpor r_π , určený pracovným bodom tranzistora pri prúde $I_C = 2,5\text{mA}$:

$$r_\pi = \beta_0 / g_m = \beta_0 / (0,04 I_C) = 2500\Omega$$

Na základe náhradného obvodu tranzistora T_3 z obr.3-33 možno postupne určiť:

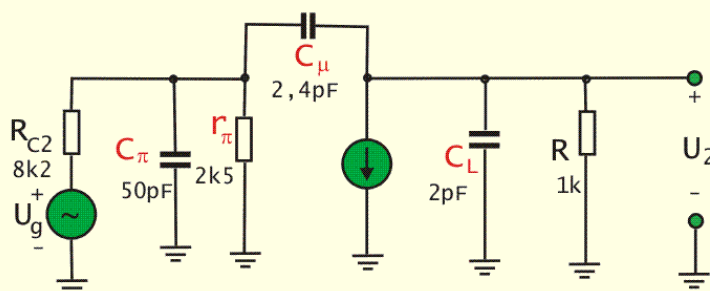
- V idealizovanom prípade s $R_3 = 0$ sú v náhradnom obvode kondenzátory C_π a C_{u1} zapojené paralelne $C_\pi + C_{u1} \sim 53\text{pF}$ a hraničná frekvencia takéhoto ideálneho vysokofrekvenčného tranzistora: $f_\beta = 1 / [2\pi r_\pi (C_\pi + C_{u1})] \sim 1,2\text{MHz}$.
- Napätový zisk tranzistora T_3 je $A_u = R_L / r_e \sim 100$ nakoľko $r_e = 1 / g_m = 10\Omega$ a $R_L = 1\text{k}\Omega$.
- Reálne vysokofrekvenčné vlastnosti tranzistora s $R_L = 1\text{k}\Omega$ charakterizuje jeho Millerova kapacita $C_M = C_\pi + C_{u1} + C_{u1} A_u \sim 53\text{pF} + 240\text{pF}$ paralelne pripojená k vstupnému odporu $r_\pi = \beta_0 / g_m = 2500\Omega$. Vplyvom Millerovej kapacity C_M a kolektorového odporu R_{C3} bude zosilnenie tranzistoru $A_u = 100$ len po nižšiu hornú hraničnú frekvenciu $f_{h\beta} = 1 / [2\pi (r_\pi \parallel R_2) C_M] \sim 280\text{kHz}$

Výstup obvodu s výstupnou kapacitou $C_L = 2\text{pF}$ a odporom $R_L = 1\text{k}\Omega$ má hraničnú frekvenciu: $f_{-3\text{dB}} = 1 / [2\pi R_L C_L] \sim 80\text{MHz}$ a svojim príspevkom $1 / (2\pi f_{-3\text{dB}}) \sim 2\text{ ns}$ neovplyvňuje prechodový jav s časovou konštantou $\tau = 1 / (2\pi f_{h\beta}) \sim 0,56\ \mu\text{s}$.

Zhodnotenie zapojenia:

Zapojenie tranzistora T_3 z hľadiska zosilňovania signálov s vysokou frekvenciou nevyužíva dostatočne vysokofrekvenčné schopnosti použitého tranzistora, nakoľko $f_{h\beta} \ll f_\beta$. Zvýšiť frekvenciu $f_{h\beta}$ možno napríklad:

- zmenšením výsledného odporu $r_\pi \parallel R_{C2}$, čo ale redukuje napätový zisk;
- voľbou tranzistora s vyššou tranzitnou frekvenciou f_T ,
- zmenšením vplyvu $C_{u1} A_u$, napríklad použitím menšieho odporu R_L , čo ale redukuje napätový zisk;
- voľbou tranzistora v inej konfigurácii ako SE, čo je vyvážené cenou ďalšieho tranzistora v kaskódnom alebo diferenciálnom zapojení. Pre uvedený koncový stupeň zosilňovača by bolo najvhodnejším riešením nahradiť zapojenie SE za sledovač.

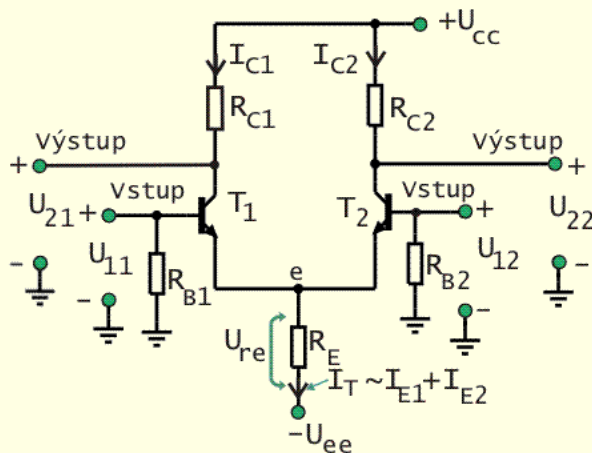


Obr.3-33.
Náhradný obvod
výstupnej časti
zapojenia z obr.3-32.

3.2.5 Diferenčný zosilňovač

Medzi najdôležitejšie základné zapojenia, ktoré sa používajú v analógových integrovaných obvodoch, patrí symetrický zosilňovač malých rozdielov

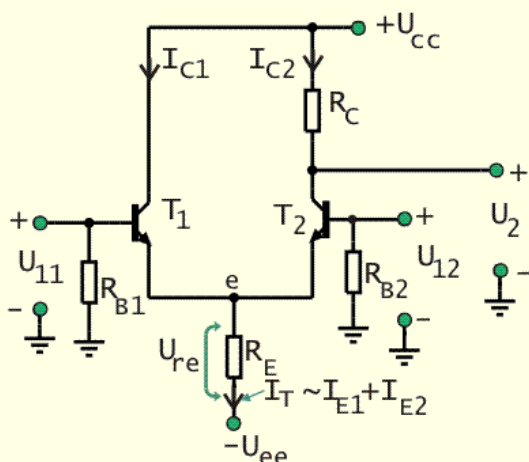
jednosmerných alebo striedavých napätí - **diferenčný zosilňovač**. Je to v základnom variante zosilňovač s emitorove viazanými tranzistormi - s 2 vstupmi a 2 výstupmi. Do spoločného emitorového obvodu má zapojený zdroj stabilného prúdu I_T (podobne ako na obr.3-32), ktorý zabezpečuje napájanie emitorov tak, aby súčet prúdov $I_T \sim I_{E1} + I_{E2}$ bol stály. V zjednodušenom variante na obr. 3-34 je prúdový zdroj nahradený veľkým odporom R_E .



Obr. 3-34.
Diferenčný zosilňovač so
výstupom. $U_1 = U_{11} - U_{12}$ a
výstupom: $U_2 = U_{21} - U_{22}$
 ∇U_{cc} - napájacie napätie
 $I_{E1} + I_{E2} \sim \text{konst.}$

Ak na vstupoch U_{11} a U_{12} nepôsobia žiadne signály, t.j. pri napätí $U_{11} = U_{12} = 0$, je prúd $I_{E1} = I_{E2} = I_T/2$, resp. keďže bázové prúdy sú malé, tak aj prúdy $I_{C1} = I_{C2} \sim I_T/2$. Tieto pomery sa nepozmenia, ak sa signál na oboch vstupoch zmení o rovnakú veľkosť. Takýto signál, ktorý pôsobí s rovnakou amplitúdou na oboch vstupoch sa nazýva **súhlasný (súčtový)**. V ideálnom zosilňovači je napäťový zisk súhlasného signálu ~ 0 .

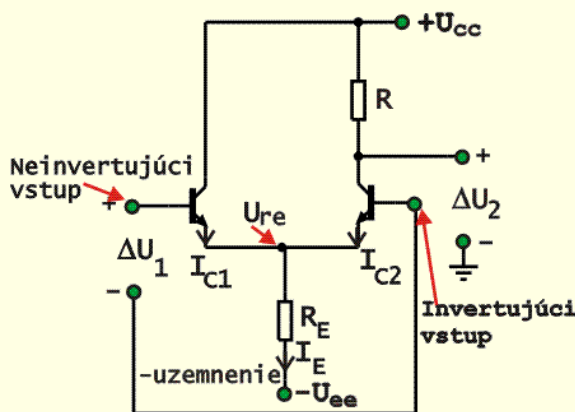
Ak je vstupné napätie $\Delta U_{11} > \Delta U_{12}$, pozmení sa rozdelenie prúdov: prúd I_{C1} sa zväčší a prúd I_{C2} sa zmenší. Ich súčet $I_{C1} + I_{C2} \sim I_T$ zostane stály, nakoľko zmeny prúdu $\Delta I_{C1} = -\Delta I_{C2}$ sú protichodné. V tomto prípade zmena $\Delta U_1 = \Delta U_{11} - \Delta U_{12}$, tzv. **rozdielový signál**, vyvolá zmenu výstupného napätia: na tzv. **neinvertujúcom výstupe** U_{22} so súhlasnou polaritou ΔU_{22} a na tzv. **invertujúcom výstupe** U_{21} s nesúhlasnou polaritou $-\Delta U_{21}$.



Obr. 3-35.
Modifikácia diferenčného
zosilňovača s jedným výstupom
 U_{11} - neinvertujúci vstup
 U_{12} - invertujúci vstup
 ∇U_{cc} - napájacie napätie
 $I_{E1} + I_{E2} \sim \text{konst}$
Pôsobením rovnakého signálu na
oboch vstupoch $\Delta U_{12} = \Delta U_{11}$ sa
charakterizuje napäťovým ziskom
 A_{cm} pre súčtový (súhlasný)
signál.

3.2.6 Zosilňovač s emitorovo viazanými tranzistormi

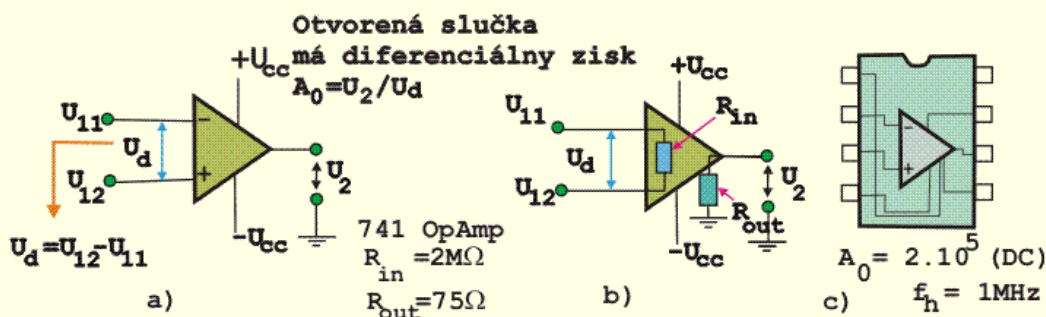
Na obr. 3-35 je zobrazená zjednodušená modifikácia diferenčného zosilňovača s jedným výstupom, ktorá sa často používa vo vysokofrekvenčných obvodoch a nazýva sa **zosilňovač s emitorovo viazanými tranzistormi**. Je to symetrický zosilňovač s dvoma vstupmi a výstupom. Podľa obr. 3-35 zmena amplitúdy signálu (zväčšenie) na **neinvertujúcom vstupe** ΔU_{11} má za následok na výstupe zmenu signálu (zväčšenie) ΔU_2 so súhlasnou polaritou. Prírastok amplitúdy napätia na **invertujúcom vstupe** ΔU_{12} má za následok pokles výstupnej amplitúdy $-\Delta U_2$. Nakoľko bázové prúdy sú malé, tak bez prítomnosti signálu na oboch vstupoch tečú cez tranzistory rovnaké prúdy $I_{C1} = I_{C2} \sim I_T/2$; $I_{B1} = I_{B2} \sim I_T/2\beta_F$ a súčet prúdov cez emitorový odpor $I_T \sim I_{E1} + I_{E2}$ je stály.



Obr.3-36. Diferenčný zosilňovač na ktorý pôsobí rozdielový signál $\Delta U_1 = (\Delta U_{1+} - \Delta U_{1-})$ sa charakterizuje napätovým ziskom pre rozdielový signál A_d .

3.2.6.1 Napätový zisk

Ak pôsobí na oboch vstupoch obvodu z obr. 3-35 rovnaké napätie $\Delta U_1 = U_{11} = \Delta U_{12}$ vyvolá súhlasný účinok na oboch vstupoch $\Delta U_{12} + \Delta U_{11} = 2\Delta U_1$ zmenu prúdu $\Delta I_T = \Delta I_{E1} + \Delta I_{E2}$, ktorá na odpore v emitore R_E vytvorí spád napätia U_{re} . **Napätový zisk pre súhlasný signál** $A_{cm} = \Delta U_2 / \Delta U_1 \sim R_C / 2R_E$, je malý nakoľko $R_C \ll R_E$. Malý napätový zisk pre súhlasný signál je výhodná vlastnosť, nakoľko rôzne poruchy z vonkajšieho prostredia, zmeny teploty alebo šum pristupujú k obojm vstupom OZ voči zemi rovnako.



Obr.3-37.

a) Operačný zosilňovač; b) Náhradný obvod; c) Integrované prevedenie $\mu 741$.

Pre malú amplitúdu $\Delta U_1 = (\Delta U_{12} - \Delta U_{11})$ v obvode na obr.3-36 je **napäťový zisk pre rozdielový signál** $A_d = \Delta U_2 / \Delta U_1 = R_C / (2r_e) = (\beta_0 R_C) / (2r_{\pi})$ polovičný ako v zapojení 1 tranzistora so spoločným emitorom, ale podstatne väčší ako napäťový zisk A_{cm} pre súhlasný signál.

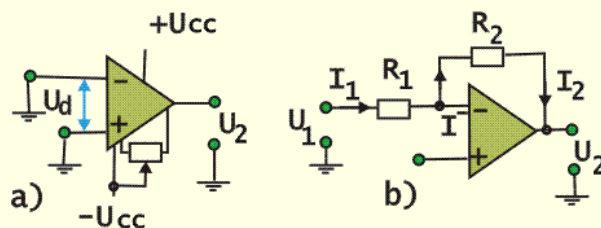
Parametrom pre posudzovanie kvality zosilňovača rozdielového signálu je **súčiniteľ potlačenia súhlasného signálu** $CMRR = A_d / A_{cm} \sim R_E / r_e$.

3.3 OPERAČNÝ ZOSILŇOVAČ

3.3.1.1 Operačný zosilňovač ako integrovaný obvod

Operačný zosilňovač (OZ) je diferenčný zosilňovač s veľkým zosilnením. Obrázok 3-37 znázorňuje symbol OZ, jeho náhradný obvod a príklad integrovaného prevedenia. **Ideálny OZ** má :

- vysoký napäťový zisk A_o v otvorenej slučke $A_o = U_2 / U_d$. V reálnych zapojeniach sa upravuje pomocou slučky spätnej väzby na menšiu hodnotu, nezávislú od zisku OZ. Napr. na obr. 3-37c má OZ $\mu 741$ napäťový zisk v otvorenej slučke pre jednosmerný signál $A_o = 10^5$.
- nekonečnú šírku prenášaného pásma, resp. aspoň stabilný zisk A_o v širokej frekvenčnej oblasti. Napr. na obr. 3-37c má OZ $\mu 741$ šírku pásma od 0 Hz po hornú hraničnú frekvenciu $f_h \sim 1\text{MHz}$.
- vysoký vstupný odpor R_{in} . Napr. na obr.3-37c má OZ $\mu 741$ vstupný odpor $R_{in} = 2\text{M}\Omega$.
- veľmi malý (skoro nulový) výstupný odpor R_{out} . Napr. na obr.3-37c má OZ $\mu 741$ výstupný odpor $R_{out} = 75\Omega$.
- minimálny drift a nízky šum,
- stály fázový posuv medzi výstupným a vstupným signálom, zabezpečujúci stabilitu zosilnenia.



Obr. 3-38.

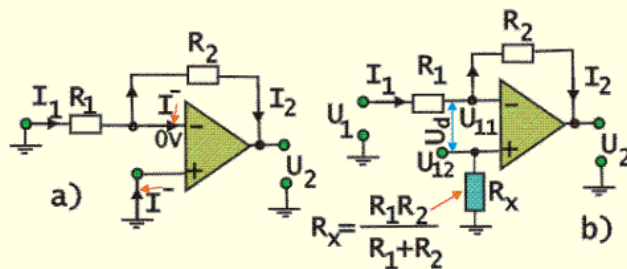
- a) Vykompenzovanie napäťovej nesymetrie vstupu OZ
b) nesymetria vstupných prúdov.

3.3.1.2 Nesymetria vstupov a jej kompenzácia

Napätie na výstupe OZ, v dôsledku odlišných vlastností vstupov OZ, nebude ideálne 0V ani keď sa spoja oba vstupy OZ na zem. Pomocou vonkajšieho kompenzačného napätia, pripojeného k vhodným vývodom OZ, podľa obr. 3-38a možno pri rovnakom napätí $U_{11} = U_{12}$ na vstupoch nastaviť na výstupe $U_2 = 0\text{V}$ a tak zkompenzovať túto **napäťovú nesymetriu vstupov**.

Pri rovnakých amplitúdach vstupného napätia z dôvodov nedokonalnej symetrie charakteristík vstupných tranzistorov vzniká aj **prúdová nesymetria vstupov**, ktorá môže byť $I_{b1} - I_{b2} \sim 10\text{nA}$ až 80nA . Dôsledkom prúdovej nesymetrie je posun výstupnej napäťovej úrovne ΔU_2 .

Aj keby boli vstupné prúdy rovnaké $I_+ = I_-$ a vstupy by boli uzemnené podľa obr. 3-39a, nebolo by na výstupe 0V. Jeden vstup je totiž uzemnený priamo a ku druhému je paralelne pripojená dvojica odporov $R_1 || R_2$. Odpor $R_x = R_1 || R_2$ na obr. 3-39b pomáha vyrovnávať nesymetriu vstupov OZ.



Obr. 3-39.
a) Nesymetria vstupných prúdov I_+ a I_- .
b) Odpor $R_x = R_1 || R_2$ pomáha vyrovnávať nesymetriu vstupov OZ.

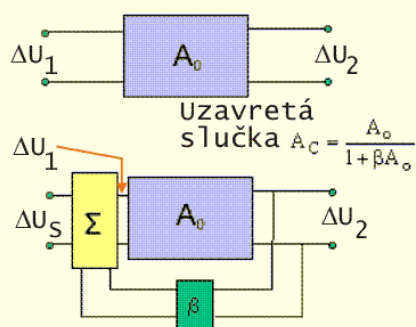
3.3.2 Princíp spätnej väzby

Záporná spätná väzba privádza na vstup časť signálu z výstupu, ktorá potom pôsobí proti pôvodnému vstupnému signálu. Vo svojom dôsledku tak znižuje výstupnú amplitúdu signálu a tým aj zisk zosilňovača. Rozširuje šírku frekvenčného pásma zosilňovača, ale hlavne umožňuje podľa potreby prispôbiť vstupný a výstupný odpor zosilňovača.

Princíp spätnej väzby ozrejmuje obr.3-40. Časť výstupného signálu sa z výstupu na vstup privádza cez článok β , ktorý je v najjednoduchšom prípade odporový dvojbán. Vo všeobecnosti však môže mať prenos $\beta(j\omega)$. Potom by sme ale mali uvažovať aj prenosovú funkciu $A_0(j\omega)$ a tiež hovoriť o vstupných a výstupných impedanciách a všetko by bolo príliš zložité pre výklad, nie však pre pochopenie správnej funkcie.

Väčšina integrovaných OZ má vnútri zabudovanú kapacitu, poprípade má vývod pre pripojenie kondenzátora, ktorým sa upravuje pri vyšších frekvenciách zisk a fáza tak, aby sa OZ nestal nestabilným a nerozkmital sa (obr. 3-44).

Otvorená slučka $A_0 = U_2 / U_1$



Obr.3-40.
Spätná väzba v zosilňovači
 ΔU_S - signál, ktorý sa zosilňuje
 ΔU_1 - signál na vstupe zosilňovača
 $\Delta U_1 = \Delta U_S - \beta \Delta U_2$
Zisk otvorenej slučky
 $A_0 = \Delta U_2 / \Delta U_1$
Zisk zavretej slučky
 $A_C = \Delta U_2 / \Delta U_S$.

Napäťový zisk pri otvorenej slučke spätnej väzby $A_0 = \Delta U_2 / \Delta U_1$. V zapojení na obrázku 3-40 sa pomocou (zápornej) spätnej väzby privádza časť β z výstupného signálu na vstup, kde sa zlúči (odpočíta sa) so vstupným signálom tak, že na vstupe zosilňovača teraz pôsobí signál $\Delta U_1 = \Delta U_S - \beta \Delta U_2$.
Výsledný napäťový zisk s uzatvorenou slučkou spätnej väzby:

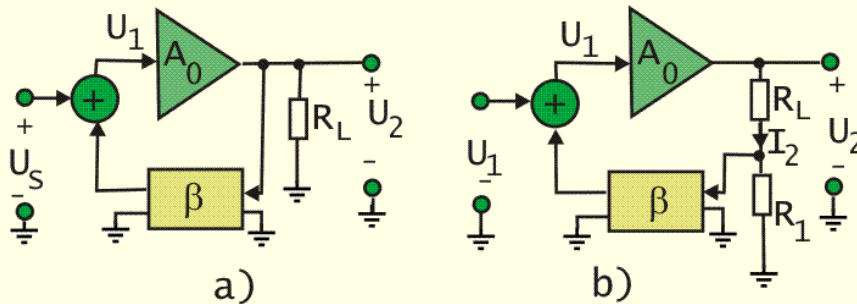
$$A_c = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_s} = \frac{A_0}{(1 + \beta A_0)} \sim \frac{1}{\beta}$$

Výraz $K=(1+\beta A_0)$ sa nazýva **stupeň spätnej väzby**. V prípade, ak by sa v uvedenej spätnej väzbe na obr.3-40 z výstupu privedená časť signálu neodpočítala, bol by stupeň spätnej väzby $K=(1-\beta A_0)$ a zosilňovač by bol náchylný ku kmitom a pri $|K|=|(1-\beta A_0)| < 0$ by sa stal oscilátorom.

Podľa spôsobu zapojenia môže byť spätá väzba:

- paralelná napäťová;
- paralelná prúdová;
- sériová napäťová;
- sériová prúdová.

Obrázok 3-41 ukazuje, že z hľadiska výstupu možno odoberať spätoväzobný signál tak, aby bol úmerný výstupnému napätiu alebo úmerný výstupnému prúdu. Potom sa spätá väzba volá napäťová alebo prúdová. Pôsobením **napäťovej spätnej väzby** na obr. 3-41a možno znižovať výstupný odpor zosilňovača. Pôsobením **prúdovej spätnej väzby** na obr. 3-41b možno zvýšiť výstupný odpor zosilňovača.

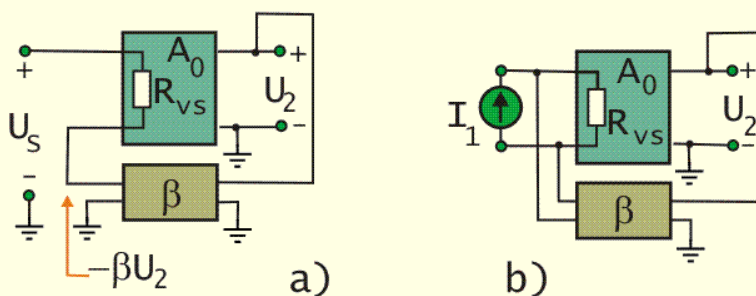


$$R_{vyst} = R_o / (1 + \beta A_0)$$

$$R_{vyst} = R_o (1 + \beta A_0)$$

Obr. 3-41. Typ spätnej väzby z hľadiska výstupu: a) napäťová; b) prúdová (R_o – pôvodný výstupný odpor bez spätnej väzby).

Obrázok 3-42 ukazuje, že z hľadiska vstupu možno priviesť spätoväzobný signál tak, aby bol v sérii so vstupom pôvodného zosilňovača bez spätnej väzby, alebo aby sa pripájal paralelne ku vstupu pôvodného zosilňovača bez spätnej väzby. Potom sa spätá väzba volá sériová alebo paralelná. Pôsobením **sériovej spätnej väzby** na obr. 3-42a možno zvýšiť vstupný odpor zosilňovača. Pôsobením **paralelnej spätnej väzby** na obr. 3-42b možno znížiť vstupný odpor zosilňovača.

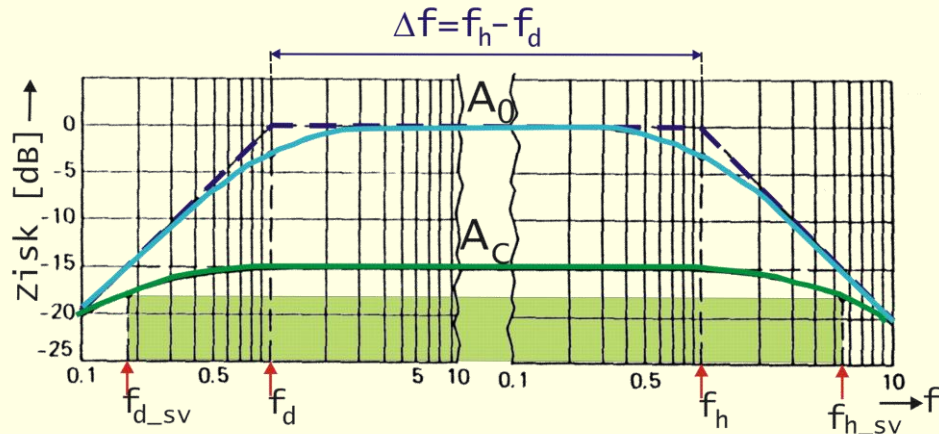


$$R_{vst} = R_{vs} (1 + \beta A_0)$$

$$R_{vst} = R_{vs} / (1 + \beta A_0)$$

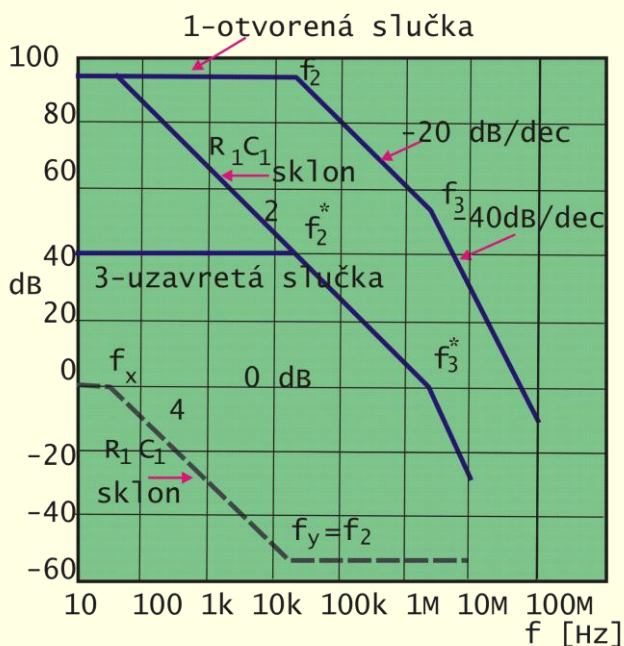
Obr. 3-42. Typ spätnej väzby z hľadiska vstupu: a) sériová; b) paralelná (R_{vs} – pôvodný vstupný odpor bez spätnej väzby).

Obr. 3-43 ilustruje vplyv zápornej spätnej väzby na šírku pásma Δf zosilňovača. Bez spätnej väzby má zosilňovač napäťový zisk A_0 a šírku pásma $\Delta f = f_h - f_d$. S uzavretou slučkou spätnej väzby poklesne napäťový zisk na A_C a šírka pásma sa rozšíri na $\Delta f_{sv} = f_{h_{sv}} - f_{d_{sv}}$.



Obr. 3-43. Vplyv zápornej spätnej väzby na šírku pásma Δf zosilňovača.

- Bez spätnej väzby napäťový zisk A_0 a šírku pásma $\Delta f = f_h - f_d$.
- So spätnou väzbou zisk poklesol na A_C a šírka pásma $\Delta f_{sv} = f_{h_{sv}} - f_{d_{sv}}$.

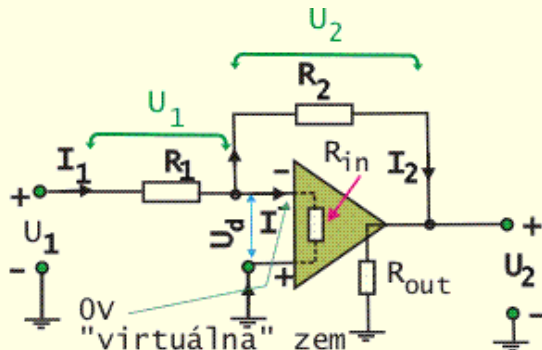


Obr. 3-44. Príklad integračnej kompenzácie prenosovej funkcie OZ. Bodeho diagram: 1) otvorenej slučky 2) s kompenzáciou 3) uzavretej slučky 4) korekčného integračného R_1C_1 člena.

Obrázok 3-44 ilustruje metódu úpravy frekvenčnej charakteristiky na zabezpečenie dynamickej stability zosilňovača. Zosilnenie otvorenej slučky (obr. 3-44-1) je v dostatočne širokom frekvenčnom rozsahu veľké. Zosilňovač sa v určitých hraniciach môže používať aj bez frekvenčnej kompenzácie. Vo väčšine prípadov však je potrebná frekvenčná kompenzácia, na obr. 3-44-4, realizovaná dolnopriepustným (integračným) členom R_1C_1 . Zavedením spätnej väzby s doplnkom kompenzácie členom R_1C_1 možno upraviť stabilitu vlastností zosilňovača vo frekvenčnom rozsahu určenom prenosom kompenzačného článku R_1C_1 (obr. 3-44-3).

3.3.3 Aplikácie s operačnými zosilňovačmi

3.3.3.1 Invertujúci operačný zosilňovač

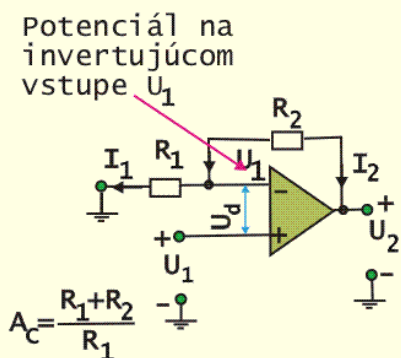


Obr. 3-45.
Invertujúci zosilňovač
 $U_2 = -I_2 R_2$;
 $U_1 = I_1 R_1$;
 $I_1 = I_2$
 Zisk so zapojenou slučkou spätnej väzby
 $A_C = -R_2/R_1 \sim -1/\beta$.

V zapojení na obrázku 3-45 sa **signál** zo vstupných svoriek privádza cez rezistor R_1 na **invertujúci vstup** OZ. Vstupný odpor R_{in} OZ je vysoký, takže prúd vstupujúci do OZ I_1 je veľmi malý a preto je $I_1 = I_2$ a úbytok napätia na R_{in} je zanedbateľný. V dôsledku toho je na invertujúcom vstupe napätie 0V, hoci je v skutočnosti odizolovaný od zeme, a preto sa nazýva "**virtuálna**" zem. Prúd I_1 , pretože I_1 je zanedbateľný musí tiecť ďalej cez R_2 a nízky odpor R_{out} .

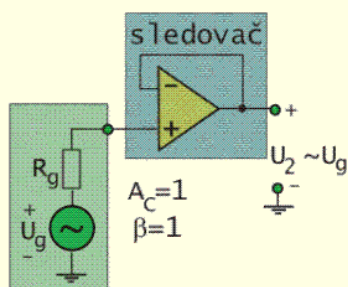
Z podmienok: $U_2 = -I_2 R_2$; $U_1 = I_1 R_1$; $I_1 = I_2$ je zisk so zapojenou slučkou spätnej väzby $A_C = -R_2/R_1 \sim -1/\beta$. Zosilnenie so zapojenou slučkou spätnej väzby A_C už nie je závislé na pôvodnom zisku A_o , ale závisí len od pomeru rezistorov. Pôsobením spätnej väzby sa upravil aj vstupný odpor $R_{vst} \sim R_1$ a výstupný odpor $R_{vyst} \sim R_{out} \parallel R_2 \sim R_{out}$.

3.3.3.2 Neinvertujúci operačný zosilňovač



Obr. 3-46.
Neinvertujúci zosilňovač
 $U_1 = I_1 R_1$;
 $U_2 = I_2 R_2 + U_1$;
 $U_2/U_1 = (I R_1 + I R_2)/I R_1$;
 Zisk so zapojenou slučkou spätnej väzby
 $A_C = (R_1 + R_2)/R_1 \sim 1/\beta$.

V zapojení na obrázku 3-46 sa **signál** privádza na **neinvertujúci vstup**. Na invertujúcom vstupe je virtuálny potenciál U_1 , odkiaľ potom tečie cez R_1 prúd na zem. Pretože je to neinvertujúci zosilňovač je $U_2 > U_1$ a z výstupu cez R_2 tečie prúd I_2 na virtuálnu zem: $U_1 = I_1 R_1$; $U_2 = I_2 R_2 + U_1$. Zisk zosilňovača s uzatvorenou slučkou spätnej väzby $A_C = U_2/U_1 = (I R_1 + I R_2)/I R_1 = (R_1 + R_2)/R_1 \sim 1/\beta$, kde koeficient spätnej väzby $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$, už nie je závislý na pôvodnom zisku A_o ale závisí len od pomeru rezistorov. Pretože sa signál privádza priamo na vstup OZ je vstupný odpor $R_{vst} \sim R_{in}$ daný vstupným odporom OZ (je vysoký). Podobne je výstupný odpor $R_{vyst} \sim R_{out}$ nízky, určený obvodom OZ.

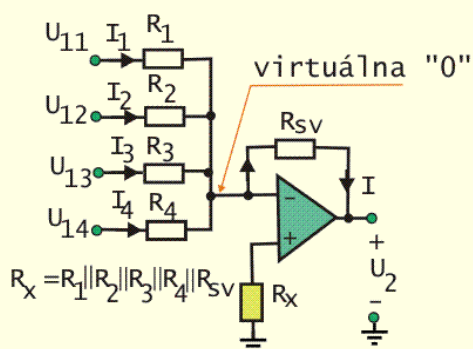


Obr. 3-47.
Napätový sledovač s OZ.

3.3.3.3 Napätový sledovač

Zvláštnym prípadom neinvertujúceho zosilňovača je zosilňovač na obr. 3-47, u ktorého je odpor $R_2 \sim 0$ a odpor $R_1 = \infty$, takže činiteľ spätnej väzby $\beta \sim 1$ a výsledný napätový zisk $A_v \sim 1$. Takýto sledovač nachádza použitie ako oddeľovací stupeň, ktorý má veľmi vysoký vstupný odpor a nízky výstupný odpor. Napr. ak napätový zisk s otvorenou slučkou spätnej väzby $A_0 \sim 10^5$ a pôvodný vstupný odpor OZ $R_{in} = 2M\Omega$ vzrastie pôsobením sériovej spätnej väzby na $R_{vst} = R_{in}(1 + \beta A_0) \sim 2 \cdot 10^{11} \Omega$.

3.3.3.4 Sumačný zosilňovač



Obr. 3-48.
Sumačný zosilňovač (sumátor)

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_{sv}}{R_1}; \Rightarrow U_2 = -\left(\frac{U_1}{R_1}\right)R_{sv};$$

$$U_2 = -(I_1 + I_2 + I_3 + I_4)R_{sv} =$$

$$-R_{sv}\left(\frac{U_{11}}{R_1} + \frac{U_{12}}{R_2} + \frac{U_{13}}{R_3} + \frac{U_{14}}{R_4}\right).$$

Úpravou zapojenia invertujúceho zosilňovača podľa obrázku 3-48 vznikne zapojenie, ktoré sa nazýva sumačný zosilňovač. Takýto typ zosilňovača sa používal už v časoch analógových počítačov ako mixer na vykonávanie matematickej operácie – sčítania, odtiaľto je názov “operačný zosilňovač”. Vhodným váhovaním odporov ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_{sv}$) možno na výstupe získať signál úmerný súčtu vstupných napätí, poprípade pri $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 4R$ a $R_{sv} = R$ signál úmerný aritmetickému priemeru vstupných napätí.

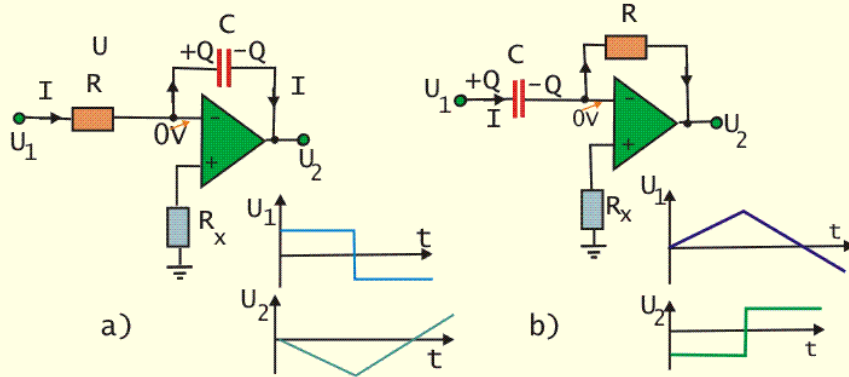
3.3.3.5 Integračný a derivačný zosilňovač

Ak sa v invertujúcom zosilňovači zamení spätnoväzobný odpor R_{sv} kondenzátorom C podľa obrázku 3-49a vznikne **integračný zosilňovač** (integrátor). Zapojenie na obrázku 3-49b, ktoré sa získa zámennou vstupného odporu R_1 za kondenzátor C vznikne **derivačný zosilňovač** (diferenciátor).

3.3.3.6 Amplitúdový komparátor

Ako **komparátor** sa používa OZ bez spätnej väzby, kedy vďaka vysokému zosilneniu OZ dokáže rozlíšiť veľmi malý rozdiel vstupných napätí a signalizovať ho

ako $U_2=+U_{cc}$ alebo ako $U_2=-U_{cc}$. Na obr. 3-50a je referenčná hodnota 0V a komparátor pri vstupnom napätí $U_1>0$ bude mať na výstupe $U_2=+U_{cc}$ a pri vstupnom napätí $U_1<0$ je na výstupe $U_2=-U_{cc}$. Napr. pri $A_0\sim 10^5$, $U_{cc}=10V$ to znamená rozhodnutie s neistotou $U_1=U_{12}-U_{11}\sim U_{cc}/A_0\sim 0,1mV$, že vstupné napätie U_1 je kladnej alebo zápornej polarity.



$$U_1 = IR = \frac{dQ}{dt}; \Rightarrow dQ = \frac{U_1}{R} dt; \quad U_2 = -\frac{dU_1}{dt}; \quad I = \frac{-U_2}{R}; \quad I = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU_1}{dt};$$

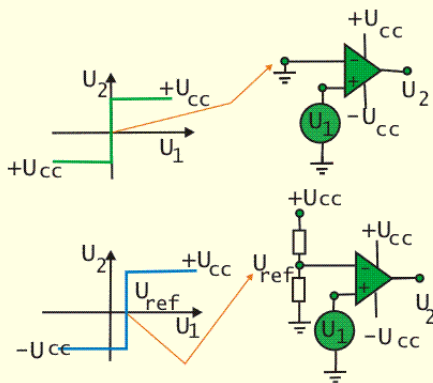
$$Q = \frac{1}{R} \int U_1 dt = -CU_2; \quad \frac{-U_2}{R} = C \frac{dU_1}{dt}; \Rightarrow U_2 = -RC \frac{dU_1}{dt}$$

$$U_2 = \frac{1}{RC} \int U_1 dt + konst$$

Obr. 3-49.

- a) integračný zosilňovač;
b) derivačný zosilňovač.

V komparátore na obr. 3-50b je nastavená referenčná úroveň $U_{ref}>0$, takže pri vstupnej amplitúde $U_1>U_{ref}$ je na výstupe $U_2=+U_{cc}$ a pri vstupnej amplitúde $U_1<U_{ref}$ je na výstupe $U_2=-U_{cc}$.

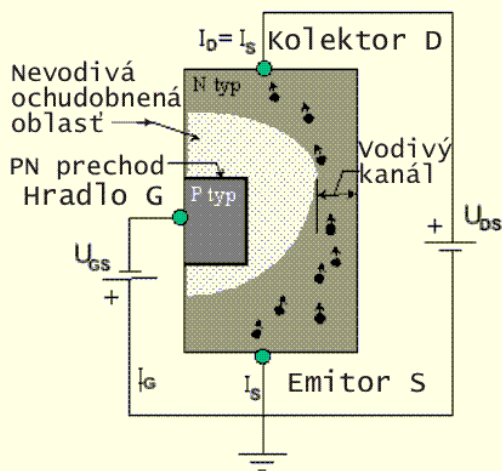


Obr. 3-50.
Komparátor:
a) $U_{ref}=0V$;
b) $U_{ref}>0V$.

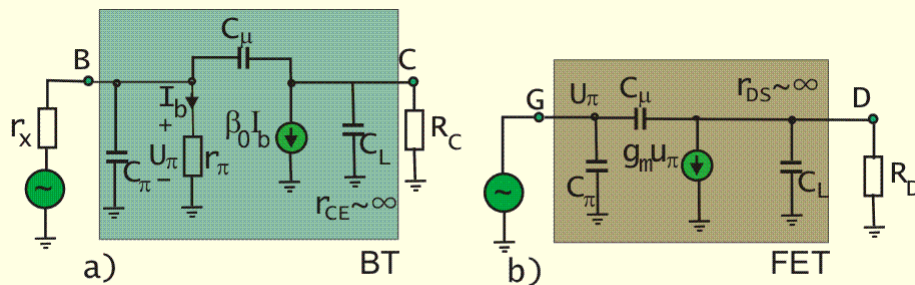
Komparátor takto vykonáva **funkciu** rozhodovacieho obvodu **amplitúdového diskriminátora** - svojou výstupnou úrovňou U_2 podáva informáciu o tom či je napätie na vstupe väčšie $U_1>U_{ref}$ alebo menšie $U_1<U_{ref}$ ako nastavená referenčná úroveň U_{ref} .

3.4 UNIPOLÁRNY TRANZISTOR

V bipolárnom tranzistore sa vyskytujú 2 PN prechody: jeden vodivo a druhý nevodivo polarizovaný. V každej časti tranzistora existujú majoritné a minoritné nosiče náboja. Na rozdiel od bipolárnych tranzistorov, v ktorých hlavný prúd preteká cez rozhrania medzi polovodičovými materiálmi s dotáciou N a P a je ovládaný pomocou prúdu bázy, **v unipolárnych tranzistoroch putujú náboje len jedným typom materiálu**, podľa prevedenia buď N alebo P, a prúd medzi emitorom a kolektorom **sa ovláda pomocou napätia** medzi riadiacou elektródou a emitorom. Podľa spôsobu ovládania sa tieto tranzistory tiež nazývajú **tranzistory ovládané elektrickým poľom (FET)**. Pretože cez riadiacu elektródu neprechádza prakticky žiaden prúd majú FET vysoký vstupný odpor.



Obr. 3-51.
Princíp činnosti unipolárneho tranzistora s ovládacou elektródou oddelenou PN prechodom (JFET).



Obr. 3-52.

Porovnanie náhradných obvodov :

a) BT (z obr. 3-12c) ;

b) FET ($C_{gs}=C_{\pi}$; $C_{gd}=C_{\mu}$; $U_{gs}=U_{\pi}$), $r_{\pi} \sim \infty$ nie je na obr. b) zakreslený.

Názov **unipolárny** vystihuje inú podstatu činnosti tohto tranzistora a to, že pozostáva z polovodičového kryštálu z jedným typom nosičov náboja, cez ktorý prechádza prúd týchto nosičov náboja, ovládaný pomocou hradlovacej elektródy G, alebo inými slovami vodivosť kanála medzi emitorom S a kolektorom D, v tomto polovodiči, je jedného typu : typu N alebo typu P. U FE- tranzistorov je zaužívané označovať kolektor ako D, emitor ako S a hradlo ako G, na rozdiel od používaného C, E, a B pre bipolárne tranzistory. (Symboly pre označenie elektród FET pochádzajú z anglických slov S-source, D-drain a G-gate). Pre prúd elektrónov cez N kanál musí

byť kladnejší kolektor ako emitor, takže z hľadiska pripojenia polariry napájacieho zdroja je FET s kanálom N podobný BT typu NPN.

Existujú dva základné typy unipolárnych tranzistorov:

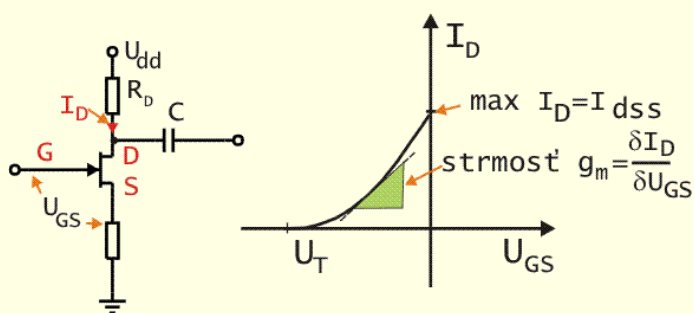
- **JFET** - FE tranzistor s ovládacou elektródou oddelenou PN prechodom (anglicky J - junction);
- **MOSFET** – FE tranzistor s ovládacou elektródou oddelenou izolačnou vrstvou SiO₂ (anglicky metal - oxid - semiconductor). Tieto tranzistory sa niekedy nazývajú aj IGFET (s anglického IG - insulated gate).

3.4.1 JFET

Princíp činnosti unipolárneho tranzistora s ovládacou elektródou oddelenou PN prechodom (JFET) ozrejmuje obr. 3-51. Pri napätí $U_{GS} < 0$ je PN prechod polarizovaný v závernom smere a vznikne okolo neho ochudobnená oblasť. Pretože pri činnosti JFET je PN prechod stále záverne polarizovaný, tečie cez PN prechod zanedbateľne malý ovládací prúd I_G .

Obr. 3-52 umožňuje porovnať náhradné obvody BT a FET, predovšetkým si všimnúť vysoký vstupný odpor FET. Prúd I_D sa ovláda napätím na hradle $U_{gs} = U_{\pi}$ tak, ako v neautonómnom zdroji ovládanom napätím $U_{gs} = U_{\pi}$. Pri $U_{gs} = 0$ je kanál najširší, bez ochudobnenej oblasti, a kolektorový prúd je najväčší $I_D = I_{dss}$. Pri závernom napätí $U_{gs} = U_T$ vodivosť kanála sa „odstrihne“ a kolektorový prúd $I_D \sim 0$. Ak je $U_{gs} < U_T$ kolektorový prúd netečie.

3.4.1.1 Prevodová charakteristika



Obr. 3-53.

Prevodová charakteristika JFET:

$I_D = f(U_{GS})$ pri $U_{DS} = \text{konst.}$
 Pri $U_{GS} = 0$ tečie maximálny prúd $I_D = I_{dss}$,
 Pri $U_{GS} = U_T$ sa vodivosť „prestrihne“ a $I_D = 0$.
 Strmosť:

$$g_m = \frac{2\sqrt{I_{dss}}}{U_T} \sqrt{I_D}$$

Opísané vlastnosti JFET ilustruje obr. 3-53, resp. závislosť kolektorového prúdu I_D od ovládacieho napätia U_{GS} pri stálom napätí U_{DS} popisuje aproximácia

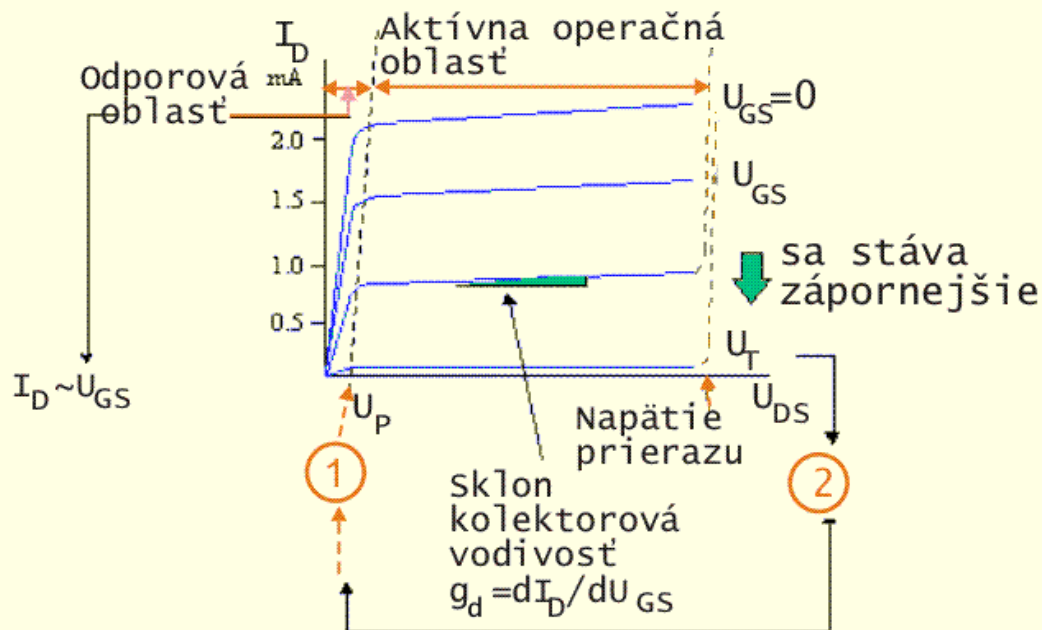
prevodovej charakteristiky JFET: $I_D = I_{dss} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right)^2$. Sklon prevodovej charakteristiky

v okolí pracovného bodu (najčastejšie pri prúde I_D a napätí $U_{DS} \sim U_{dd}/2$) charakterizuje strmosť g_m .

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = -\frac{I_{dss}}{U_T} 2\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right); \quad \text{ale} \quad \sqrt{\frac{I_D}{I_{dss}}} = \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right);$$

$$g_m = -\frac{2I_{dss}}{U_T} \sqrt{\frac{I_D}{I_{dss}}} = -\frac{2\sqrt{I_{dss}}}{U_T} \sqrt{I_D}$$

Od strmosti g_m závisí napäťový zisk zosilňovača. Typické hodnoty $I_D=5\text{mA}$, $U_{GS}=1\text{mA}$, $g_m=5\text{mA/V}=5\text{mS}$.



Obr. 3-54.

Výstupná charakteristika JFET má 2 charakteristické oblasti:

- **odporovú oblasť**, kde sa JFET chová ako rezistor => pri zväčšení U_{GS} sa zvýši I_D
- **nasýtenú oblasť**, kde I_D prakticky nezávisí od U_{DS} - toto je pracovná oblasť zosilňovača.

①- U_P je tiež napätie U_{DS} , potrebné na uvedenie do stavu odstrihnutia s $U_{GS}=0$;

②- U_T je odstrihovacie napätie, potrebné pre $I_D=0$.

3.4.1.2 Výstupná charakteristika

Výstupná charakteristika $I_D=f(U_{DS})$ odmeraná pri stálom U_{GS} , je zobrazená na obr. 3-54. BT a JFET majú podobný tvar tejto charakteristiky, charakteristický pre zdroj prúdu.

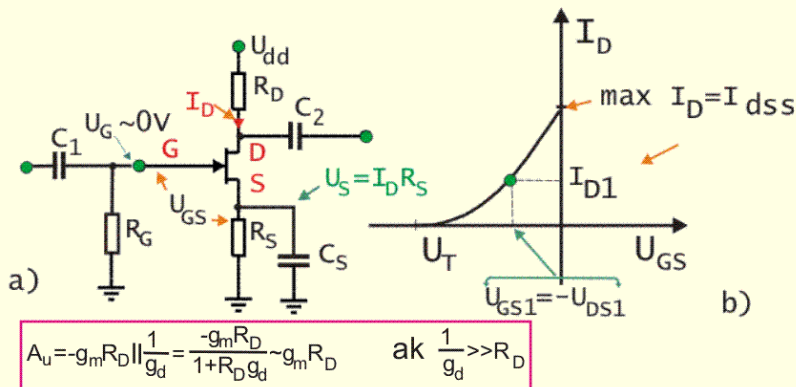
- V **nasýtenej oblasti charakteristiky**, ktorá je pracovnou oblasťou JFET ako zosilňovacieho prvku, prúd I_D prakticky nezávisí od U_{DS} . Sklon charakteristiky, v tejto oblasti, charakterizujúci vnútorný odpor $r_{ds}=1/g_d$ zdroja prúdu, je veľmi veľký (vodivosť $g_d=dI_D/dU_{DS}$ veľmi malá), podobne ako pri BT.
- V oblasti výstupnej charakteristiky pri malom napätí U_{DS} , nazývanej **odporová oblasť charakteristiky**, sa JFET chová podobne ako rezistor - pri zväčšení U_{GS} sa úmerne zväčší I_D .

3.4.1.3 Pracovný bod pre JFET

Zaťažovacia priamka umožňuje, pre zvolené napájacie napätie U_{dd} špecifikovať pracovný bod JFET pomocou nastavenia vhodného prúdu I_D a predpätia U_{GS} . Pre použitie JFET ako zosilňovacieho prvku sa poloha pracovného bodu volí v lineárnej časti prevodovej charakteristiky (obr. 3-55b) a v nasýtenej oblasti výstupnej charakteristiky (obr. 3-55c) tak, aby sa JFET nedostal do **nasýteného** ($I_D \sim U_{DS}/R_D$) alebo **nevodivého** ($I_D \sim 0$) stavu.

Predpätie U_{GS} sa vytvára automaticky spádom napätia $U_{GS}=-U_{RS}=-I_DR_S$ na **odpore** R_S . **Odpor** R_G slúži na privedenie potrebného predpätia na ovládaciú

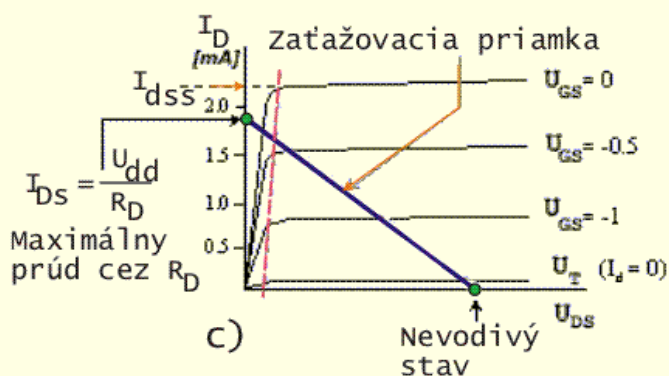
elektródu G a volí sa s ohľadom na získanie požadovanej vstupnej impedancie JFET. Úloha emitorového **kondenzátora** C_S je blokovat' pre striedavý signál emitor na potenciál 0V a tak v určitej frekvenčnej oblasti zväčšiť zosilnenie JFET.



Obr. 3-55.

a) Zapojenie JFET so spoločným emitorom;

b) Pracovný bod v strede lineárnej časti prevodovej charakteristiky – U_{GS1} , I_{D1} . Zisk A_u závisí od voľby pracovného odporu R_D a prostredníctvom strmosti g_m od polohy pracovného bodu.



Obr. 3-55c.

Upresnenie pracovného bodu pomocou odporu R_D a U_{dd} .

3.4.1.4 Zapojenie FET so spoločným emitorom

Najpoužívanejší spôsob zapojenia FET pre použitie v zosilňovači je **zapojenie so spoločným emitorom** podľa obr. 3-55.

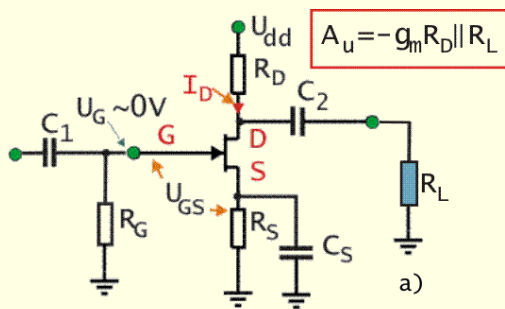
Potrebné jednosmerné predpätie $-U_{GS} = I_D R_D$ sa nastaví prúdom I_D tak, aby JFET operoval v lineárnej časti prevodovej charakteristiky. Pre bipolárny striedavý signál sa volí napätie na kolektore $U_{DS} = U_{dd}/2$ približne ako polovina napájacieho napätia U_{dd} , v strednej časti výstupnej charakteristiky, symetricky pre obe polovny výstupného signálu.

Napätový zisk:

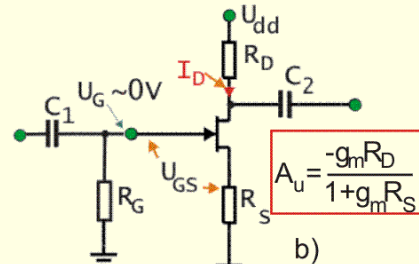
- Bez emitorového odporu R_S , resp. s vhodne zvolenou kapacitou kondenzátora v emitore C_S (obr. 3-55a) tak, že blokuje emitorový odpor, je napätový zisk $A_u = \Delta U_2 / \Delta U_1 = -g_m R_D$.
- V prípade, že na výstup zosilňovača je ešte podľa obr. 3-55a cez väzobný kondenzátor C_2 pripojený zaťažovací odpor R_L , prejaví sa jeho vplyv na celkový napätový zisk. Ak je kapacita kondenzátora vhodne volená tak, že jej vplyv možno zanedbať, je napätový zisk $A_{uL} = \Delta U_2 / \Delta U_1 = -g_m R_D || R_L$.

- Po zapojení emitorového odporu podľa obr. 3-55b, je na vstupe FET napätie $\Delta U_1 = \Delta U_{GS} + \Delta I_D R_S$ a napät'ový zisk je redukovaný vplyvom zápornej spätnej väzby na odpore R_S

$$A_v = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \frac{-\Delta I_D R_D}{\Delta U_{GS} + \Delta I_D R_S} = \frac{-\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} R_D}{1 + \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} R_S} = -g_m \frac{R_D}{1 + g_m R_S}$$



Obr. 3-56a.
JFET s kondenzátorom C_S .



Obr. 3-56b.
JFET bez kondenzátora C_S .

3.4.1.5 Vplyv veľkého odporu R_D na napät'ový zisk

Pri voľbe veľkého odporu R_D , s cieľom dosiahnuť veľký napät'ový zisk A_u , sa môže prejaviť aj vplyv výstupného odporu $r_{ds} = 1/g_d$ (graficky reprezentovaný malým sklonom výstupnej charakteristiky), resp. výstupnej vodivosti g_d .

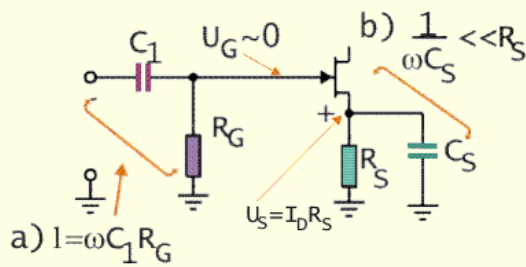
- pri $R_D < 10 \text{ k}\Omega$ je $R_D // r_{ds} \sim R_D$ - napät'ový zisk $A_u = -g_m R_D$ závisí predovšetkým od prevodovej strmosti g_m .
- pri $R_D \geq 10 \text{ k}\Omega$ nemožno zanedbať vplyv r_{ds} . V zapojení JFET bez emitorového odporu R_S , resp. so zapojeným blokovacím kondenzátorom v emitore C_S - napät'ový zisk $A_u = -g_m R_D // r_{ds}$ je redukovaný vplyvom zmenšenia výsledného záťažového odporu $R_D // r_{ds}$ odporom $r_{ds} = 1/g_d$ nevodivého PN prechodu (obr. 3-54).

$$A_u = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = -g_m R_D // \frac{1}{g_d} = -g_m \frac{R_D \frac{1}{g_d}}{R_D + \frac{1}{g_d}} = -g_m \frac{R_D}{1 + g_d R_D}$$

Väzobný kondenzátor C_1 zabezpečuje jednosmerné oddelenie vstupu tranzistora. Emitorový kondenzátor C_S slúži na potlačenie zápornej spätnej väzby, ktorá znižuje napät'ový zisk zosilňovača. V prípade návrhu zosilňovača ide o nastavenie dolného hraničnej frekvencie RC článku, pri ktorej j sa prenos zníži o 3dB.

- kondenzátor C_1** - sa volí s podmienky $1 = \omega_d R_G C_1$ pre zisk $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ pri dolnej hraničnej frekvencii ω_d .
- kondenzátor C_S** - napät'ový zisk nebude redukovaný ak bude impedancia $1/\omega_d C_S \ll R_S$.

3.4.1.6 Voľba väzobného a blokovacieho kondenzátora



Obr. 3-57.
 C_1 - väzobný kondenzátor
 C_S - emitorový kondenzátor
 a) odpor medzi vstupnou elektródou a zemou $\sim R_G$;
 b) emitorový odpor $\sim R_S$.

3.4.1.7 Postup pri návrhu zosilňovača s FET

V zosilňovači s unipolárnym tranzistorom býva normálne nastavovaný menší kolektorový prúd I_D , než v podobnom zapojení prúd I_C s bipolárnym tranzistorom . Preto v zapojeniach s FET sú potrebné vyššie napájacie napätia $U_{dd} > U_{cc}$. Pritom obyčajne nechceme príliš vysoké napätie zdroja $\Rightarrow U_{dd} \leq 20V$. Na základe požadovaného napäťového zisku A_u a zadanej prenosovej charakteristiky treba dodržať nasledovný postup.

1. Špecifikovať pracovný prúd I_D a predpätie U_{GS} na základe hraničných hodnôt I_{dss} a U_T z charakteristiky a reálneho napájacieho napätia U_{dd} .

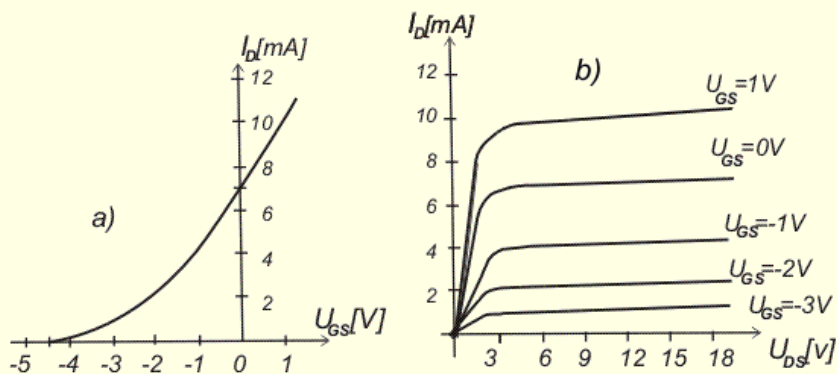
2. Určiť g_m :

$$g_m = -\frac{2\sqrt{I_{dss}}}{U_T} \sqrt{I_D}$$

3. Z výstupnej charakteristiky určiť výstupnú vodivosť $g_d = \Delta I_D / \Delta U_{DS}$.
4. Určiť R_D na základe požadovaného zisku

$$A_u = -g_m R_D; \text{ alebo } A_u = -\frac{g_m R_D}{1 + g_d R_D};$$

5. Určiť $R_S = |U_{GS}| / I_D$.
6. Na základe požadovaného predpokladu pre pracovný bod $U_{DS} = U_{dd} / 2$ určiť $(U_{dd} / 2) = I_D R_D - U_{GS} \sim I_D R_D - 1,5$.
7. Navrhnuť C_1 a C_S z podmienky pre dolnú hraničnú frekvenciu : $(1 / \omega_d C_1) \ll R_G$; a $(1 / \omega_d C_S) \ll R_S$;

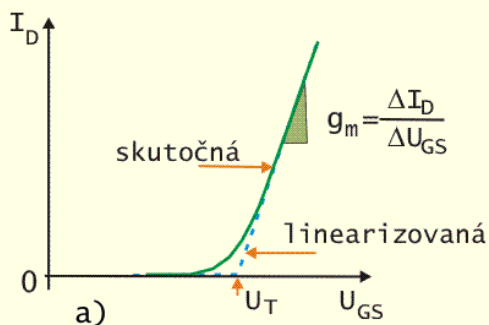


Obr. 3-58.
 N-kanálový MOSFET s vodivým kanálom:
 a) Prevodová charakteristika;
 b) Výstupná charakteristika.

3.4.2 MOSFET

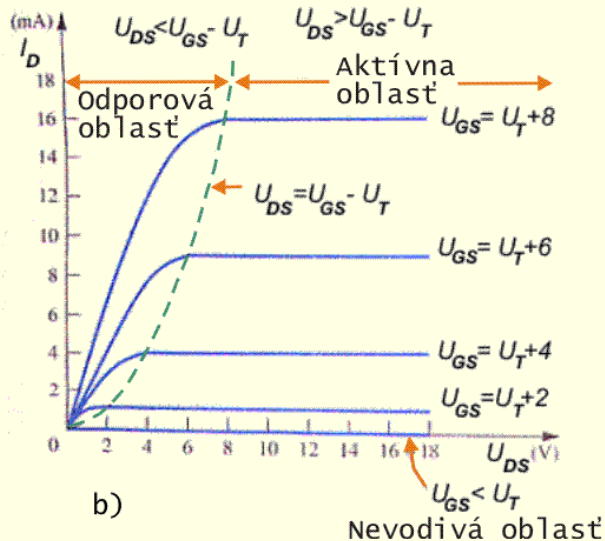
V JFET vždy existuje veľmi malý zvodový prúd (niekoľko nA) záverne polarizovaného PN prechodu. V MOSFET je ovládacia elektróda odizolovaná vrstvičkou SiO_2 a ovládanie prúdu sa uskutočňuje len pôsobením elektrického poľa, v dôsledku čoho je vstupný odpor $\sim 10^{14} \Omega$. Ovládacia elektróda G je galvanicky oddelená od obvodu emitor – kolektor, takže môže mať voči emitoru ľubovoľnú polaritu napätia. Tento fakt umožňuje zhotoviť dve modifikácie MOSFET:

- s vodivým kanálom;
- s nevodivým kanálom .



Obr. 3-59a.

Prevodová charakteristika N-kanálového MOSFET s nevodivým kanálom.

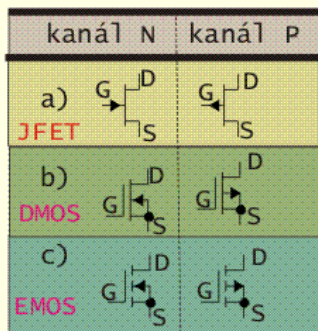


Obr. 3-59b.

Výstupná charakteristika N-kanálového MOSFET s nevodivým kanálom.

Kladnejšie napätie na ovládacej elektróde G indukuje viac záporného náboja do N-kanálu a tak zväčšuje kolektorový prúd I_D ; zatiaľ čo znižovanie napätia na ovládacej elektróde G ochudobňuje oblasť N kanálu a tak znižuje prúd I_D . MOSFET sa konštruujú s ochudobňovaním (depletion mode) alebo obohacovaním kanála (enhancement mode). MOSFET môže mať medzi emitorom a kolektorom technologicky vytvorenú vodivú cestu - vodivý kanál. Potom na rozdiel od JFET sa pripúšťa kladné i záporné napätie U_{GS} . Pri ovládacom napätí $U_{GS}=0$ je kanál vodivý a cez MOSFET tečie prúd, tak ako na obr. 3-58. So zmenou U_{GS} možno meniť vodivosť kanála a tým ovládať prúd I_D . Pri ovládacom napätí

$U_{GS} < U_T$ sa kanál stáva nevodivým. Tvar výstupnej charakteristiky má odporovú a saturovanú – aktívnu oblasť, podobne ako charakteristika JFET, s tým rozdielom, že sa vyskytujú obe polarities U_{GS} .



Obr. 3-60.

Schématické značky pre FET:

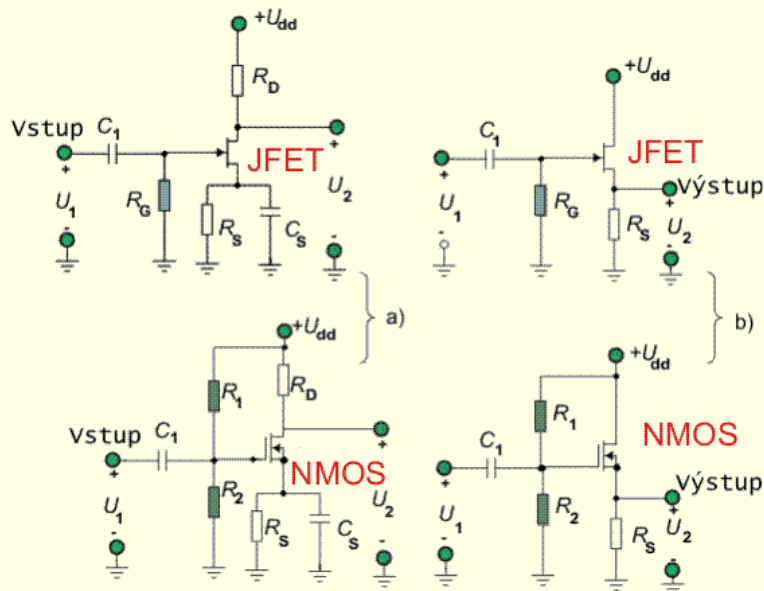
- s kanálom N;
- s kanálom P.

a) JFET

b) MOSFET s vodivým kanálom (D – depletion mode);

c) MOSFET s nevodivým kanálom (E – enhancement mode).

MOSFET sa vyrába aj v prevedení len s obohacovaním, kedy podľa obr. 3-59 po dosiahnutí napätia $U_{GS} > U_T$ sa **indukciou vytvorí vodivý kanál**, ktorý sa pri zvyšovaní U_{GS} len obohacuje. Pri menšom napätí ako je prahová hodnota U_T sa stáva kanál nevodivým. Samozrejme existujú MOSFET s P-kanálovým obohacovaním, keď záporné napätie na hradle G obohacuje vodivosť kanála a MOSFET s N-kanálovým obohacovaním, keď kladné napätie na hradle G obohacuje vodivosť kanála. (V ďalšom kvôli zjednodušeniu výkladu budeme používať MOSFET s kanálom - N, ktorý používa kladné napájacie napätie U_{dd}). Vlastnosti emitora a kolektora sú symetrické a každý z nich môže byť použitý vo funkcii emitora.



Obr.3-61.

Nastavenie pracovných podmienok:

a) zosilňovača;

b) sledovača:

- s JFET, kde sa dá využiť odpor v emitore R_S na automatické vytvorenie potrebného predpätia $U_{gs} = -U_S = -I_D R_S$.
- s MOS, kde treba zabezpečiť vhodné predpätie z deliča na vstupe.

Príklad 3-8

Pre zosilňovač s JFET na obrázku3-61a je z charakteristík známy prúd $I_{dss}=10\text{mA}$ pri $U_{gs}=0$, záverné napätie $U_T=-3\text{V}$. Pri nastavenom prúde $I_D=3\text{mA}$ určite napät'ový zisk pre signal s frekvenciu vyššou ako $f_d=11.5\text{Hz}$, ak odpor $R_D=2,7\text{k}\Omega$.

Riešenie

Pracovný bod JFET je daný prúdom I_D a predpätím

$$U_{gs} = U_T \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{dss}}}\right) = -3 \left(1 - \sqrt{\frac{3}{10}}\right) = -1,36\text{V} \text{ a strmost'ou}$$

$$g_m = -\frac{2\sqrt{I_{dss}I_D}}{U_T} = -\frac{2\sqrt{10 \cdot 3}}{-3} = 3,65\text{mS}$$

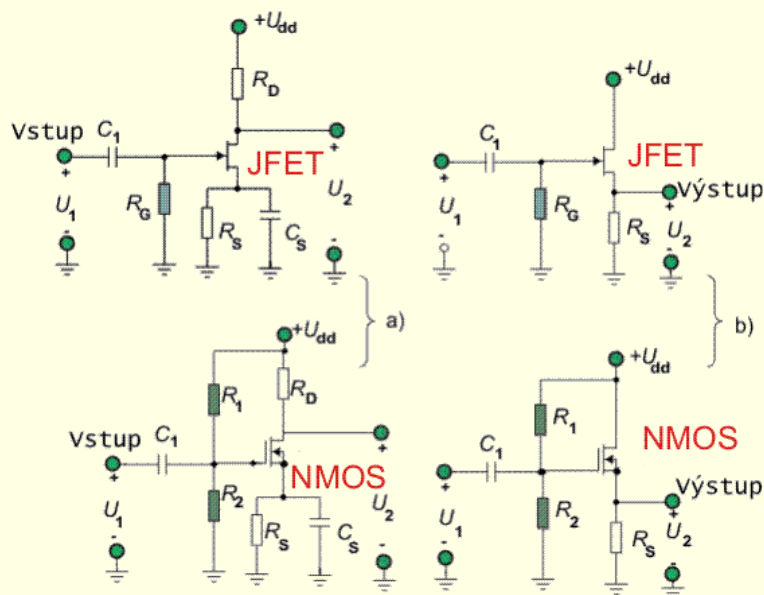
Pri vhodne volenom kondenzátore C_S a odpore $R_D=2,7\text{k}\Omega$ je napät'ový zisk $A_u=-g_m R_d=-10$.

Z príkladu vidno, že zosilňovač s FET má menšiu strmost' g_m a tým aj podstatne menšie zosilnenie ako zosilňovač s bipolárnym tranzistorom.

Pre zosilňovanie signálov s dolnou hraničnou frekvenciu $f_d=11,5\text{Hz}$ je vhodný kondenzátor:

$$C_S = g_m / (2\pi f_d) = 51\mu\text{F}.$$

Voľba odporu R_1 medzi vstupnou elektródou G a zemou na obrázku3-60a nie je kritická, z dôvodu veľkého vstupného odporu FET. Môže byť aj niekoľko sto $\text{M}\Omega$, nakoľko zvodový prúd JFET je rádove nA .



Obr.3-61.

Nastavenie pracovných podmienok:

a) zosilňovača;

b) sledovača:

- s JFET, kde sa dá využiť odpor v emitore R_S na automatické vytvorenie potrebného predpätia $U_{gs} = -U_S = -I_D R_S$.
- s MOS, kde treba zabezpečiť vhodné predpätie z deliča na vstupe.

Príklad 3-9

V zapojení sledovača s JFET podľa obrázoku3-60a je odpor v emitore $R_S=1\text{k}\Omega$ a strmost' v jeho pracovnom bode je $g_m=5\text{mS}$. Určite napät'ový zisk A_u , vstupný odpor R_{vst} a výstupný odpor R_{vyst} .

Riešenie

Napät'ový zisk:

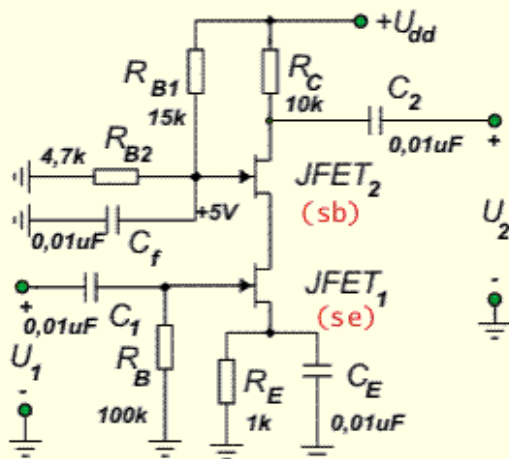
$$A_u = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \frac{\Delta I_D R_S}{\Delta U_{gs} + \Delta I_D R_S} = \frac{\frac{\Delta I_d}{\Delta U_{gs}} R_S}{1 + \frac{\Delta I_d}{\Delta U_{gs}} R_S} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{15mS \cdot 1k\Omega} + 1} \sim 0,83;$$

Vstupný odpor sledovača je prakticky určený voľbou odporu $R_1 = 100M\Omega$, medzi vstupnou elektródou G a zemou.

Výstupný odpor:

$$R_{vyst} = \frac{1}{g_m} \parallel R_S = \frac{1}{\frac{1}{5mS} + \frac{1}{1k\Omega}} \sim 167\Omega.$$

Z príkladu vidno, že sledovač s FET má podstatne vyšší výstupný odpor ako sledovač s bipolárnym tranzistorom. **Nevýhodou FET** v porovnaní s bipolárnymi tranzistorami je **veľký rozptyl charakteristík FET** v rámci jednotlivých súčiastok rovnakého typu, napr. rozptyl U_{GS} a g_m pri danom prúde I_D . Vo vysokofrekvenčnej oblasti sú FET veľmi dobre aplikovateľné, hlavne kvôli malým medzielektródovým kapacitám. Obr. 3-62 ilustruje kaskódnú konfiguráciu FET, ktorá podobne ako u bipolárných tranzistorov minimalizuje vplyv Millerovej kapacity.



Obr. 3-62.

Kaskóдне zapojenie párovaných N-kanálových JFET. Hradlo tranzistora JFET₂ má z deliča nastavené napätie $U_{G2}=+5V$, aby bolo zabezpečené pracovné napätie kolektora tranzistora JFET₁. Tranzistor JFET₁ má zabezpečené automatické predpätie spôsobom, aký sa bežne používa u JFET.

Príklad 3-10

V kaskódnom zapojení JFET podľa obrázku 3-61 ste osciloskopom namerali na vstupe skok napätia $\Delta U_1=10mV$. Jednosmerným voltmetrom ste odmerali na emitore JFET₁ napätie $U_S=1,1V$ a na hradle JFET₂ napätie $U_{G2}=5V$. Viete, že cez oba JFET tečie rovnaký prúd I_D a strmost' tranzistorov $g_{m1}=g_{m2}=g_m=3mS$. Vypočítajte reakciu ΔU_2 na vstupný skok napätia, aby ste ju mohli porovnať s osciloskopom odmeranou hodnotou a tak otestovať funkciu zapojenia.

Riešenie

Cez odpor v emitore $R_S=1k\Omega$ tečie prúd $I_D=U_S/R_S=1,1mA$ a na hradle JFET₁ je automatické predpätie $U_{GS1}=-U_{S1}=-1,1V$. Takéto isté predpätie $U_{GS2}=U_{GS1}=-1,1V$ potrebuje aj JFET₂ na udržanie prúdu I_D .

Na kolektore JFET₁ sa nastaví jednosmerné napätie $U_{DS1}=U_{G2}-U_{GS2}=3,9V$, pretože $U_{G2}=5V$.

Na kolektore JFET₂ bude jednosmerné napätie $U_{ds2}=U_{dd}-I_D R_D=9V$.

Väzobná kapacita na vstupe C_1 prepúšťa bez zoslabenia signál s frekvenciou

$$f_d = \omega_d / (2\pi) > 1/R_1 C_1 = 10^3 / (2\pi) \sim 160Hz.$$

Napät'ový zisk v prípade, že nepôsobí blokovanie kondenzátorom C_2 , tj pre signál s frekvenciou

$$f_d = \omega_d / (2\pi) < 1/R_S C_2 = 10^5 / (2\pi) \sim 16kHz.$$

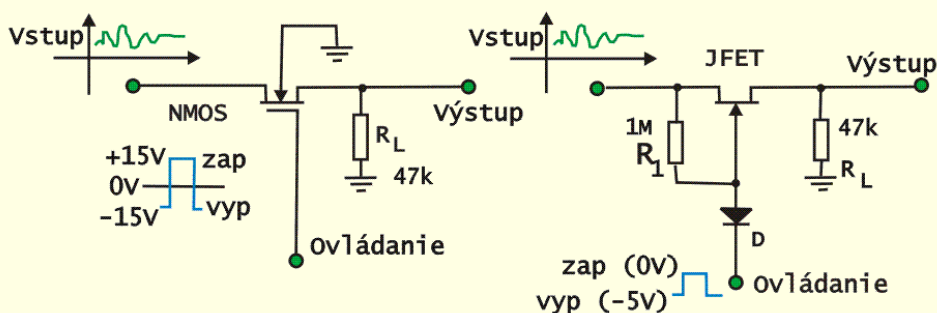
$$A_u = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = -g_m \frac{R_D}{1 + g_m R_S} = -7,5; \text{ takže hľadaná reakcia má amplitúdu } \Delta U_2 = 75mV.$$

Napät'ový zisk pre signál s frekvenciou $f_d > 1/R_S C_2 = 10^5 / (2\pi) \sim 16kHz$ je $A_u = \Delta U_2 / \Delta U_1 = -g_m R_D = -30$ a hľadaná reakcia má amplitúdu $\Delta U_2 = 300mV$.

3.4.3 FET ako spínač analógového signálu

Pri nízkom napätí U_{DS} sa FET chová ako lineárny odpor $R_{DS} = 1/g_m$. Táto vlastnosť sa zachováva aj pre opačnú polaritu kolektorového prúdu, takže FET môže byť pre obe polarizácie U_{DS} , malej amplitúdy, použitý **ako odpor, ovládaný napätím**. Rozsah napätí U_{DS} , v ktorom má FET vlastnosti odporu závisí od konkrétneho FET a od toho nakoľko napätie hradla U_{GS} prevyšuje prahové napätie U_T . Ako pravidlo, pri napätí $U_{DS} < 0,1(U_{GS} - U_T)$, možno dosiahnuť nelineárne skreslenie rádovo 2% a pri $U_{DS} \sim 0,25(U_{GS} - U_T)$ môže byť nelinearita okolo 10%.

FET a predovšetkým MOSFET sa veľmi často používa ako analógový spínač. Využíva sa pritom ich schopnosť, prepínať sa z vodivého stavu "zap" do stavu s vysokým odporom "vyp" - čo je požiadavka kladená na napätím riadený element - **spínač analógového signálu**, ktorý má vlastnosti blízke mechanickému spínaču.



Obr. 3-63.

Analógový spínač s tranzistorom typu:

- a) MOSFET;
- b) JFET - dióda D zabraňuje vzniku prúdu cez PN prechod hradla.

Spôsob činnosti spínača ilustruje obr. 3-63a, kde je použitý N - kanálový MOSFET s vodivým kanálom, ktorý sa nachádza, pri záporne polarizovanom napätí na ovládacej elektróde, v nevodivom stave, s odporom $R_{vyp} > 10 \text{ G}\Omega$, v dôsledku čoho signál neprechádza cez spínač. Po pripojení napätia +15V na ovládaciu elektródu sa kanál emitor - kolektor stane vodivým - s odporom R_{zap} od 25Ω do 100Ω . Zapojenie môže ovládať bipolárny analógový signál.

Modifikované zapojenie s JFET na obr. 3-63b môže ovládať len signál s kladnou polaritou do +5V. Ak je ovládacie napätie menšie ako prahové napätie U_T , je JFET nevodivý a na výstupe je 0V. Pri nastavení ovládacieho napätia ~ 0 sa stane JFET vodivý. V zapojení na obr. 3-63b sa vyskytuje navyše dióda D a odpor R_1 , ktoré zabezpečujú, aby na ovládacej elektróde JFET nemohlo byť kladné napätie, nakoľko JFET môže pracovať len v režime ochudobňovania kanálu.

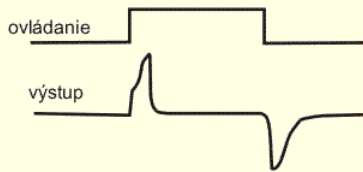
Voľba zaťažovacieho odporu (na obr. 3-63 $R_L = 47\text{k}\Omega$) ovplyvňuje:

- **rýchlosť spínania** - z hľadiska rýchlej zmeny náboja na parazitnej výstupnej kapacite C_L spínača by mala byť časová konštanta $R_L C_L$ malá a teda malý odpor R_L .
- **zoslabenie výstupného signálu**, určené pomerom $R_L / (R_L + R_{vyp})$, z hľadiska optimalizácie ktorého by mal byť odpor R_L veľký.

Obyčajne sa volí R_L v rozmedzí od $10\text{k}\Omega$ do $100\text{k}\Omega$.

Pri prepínaní FET spínača dochádza, v dôsledku existencie kapacity hradlo - emitor $C_\pi = C_{gs}$, k vzniku poruchových impulzov krátkeho trvania (obr. 3-64), ktoré

niekedy môžu spôsobovať nepríjemné skreslenie užitočnej analógovej informácie, resp. vyžadujú použiť ďalšiu n-filtráciu na odstránenie ihličkových impulzov krátko trvania. Amplitúda impulzu závisí aj od amplitúdy ovládacieho impulzu U_{GHL} , nakoľko v okamihu prechodového javu sa presúva náboj $Q = C_{gs}/U_{GHL}$.

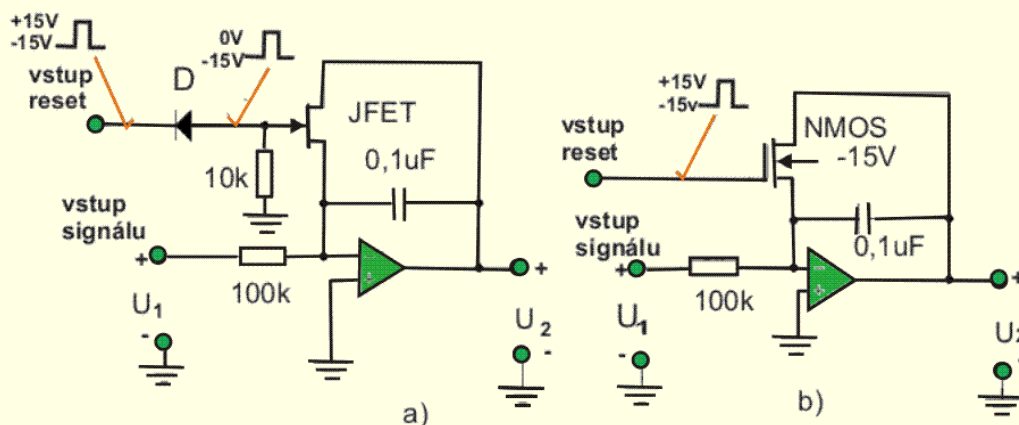


Obr. 3-64.

Vznik poruchového signálu:

- ovládací impulz s amplitúdou U_{GHL} ;
- ihličkovité impulzov krátko trvania na výstupe, počas prechodného javu prepínania (pri $R_L \sim 10k\Omega$ a $C_{gs} \sim 20pF$).

Pri prevode A/D sa pomocou pílovitého priebehu hľadá neznáma amplitúda napätia alebo sa pomocou pílovitého napätia kontrolovane vybíja vzorkovací kondenzátor. Pri generovaní pílovitého priebehu napätia treba zabezpečiť reprodukovateľnosť priebehov generovaného napätia, ktorá predovšetkým spočíva v zabezpečení nulového počiatočného napätia na kondenzátore. Na obr. 3-65 je uvedené použitie spínača s FET na vynulovanie náboja na kondenzátore integračného zosilňovača, ktoré sa používa na generovanie lineárneho prúdu pre A/D prevodníky.



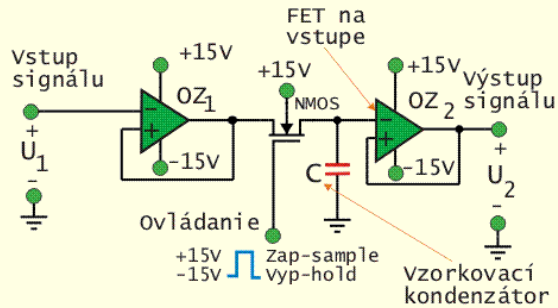
Obr. 3-65.

Integrátor s zabezpečením vybíjania integrujúceho kondenzátora pomocou spínača s:

JFET (dióda s odporom $10k\Omega$ ochraňuje hradlo G pred kladnou polaritou);

b) N-kanálovým MOSFET, ovládaným bipolárnym signálom na hradle.

Iná aplikácia spínača s FET - vzorkovací obvod, potrebná súčasť mnohokanálového analyzátoru impulzov, je uvedená na obr.3-66. Vstupný sledovač OZ_1 , ktorý zabezpečuje nízky výstupný odpor pre spínací tranzistor NMOS, dopravuje počas vzorkovania ("sample") signál cez spínač s NMOS na pamäťový kondenzátor C a počas intervalu potrebného na analýzu amplitúdy ("hold") odpája kondenzátor C od vstupu, aby sa na ňom čo najdlhšie udržal nahromadený náboj. Kvôli minimalizovaniu vybíjania pamäťového kondenzátora oddeľuje pamäťový kondenzátor od výstupu ďalší sledovač s operačným zosilňovačom OZ_2 , na vstupe ktorého je vysoký vstupný odpor FET.



Obr.3-66.
Vzorkovací obvod (sample – and - hold), vykonávajúci funkciu lineárneho hradla s pamäťovým kondenzátorom, pre analýzu amplitúdy impulzov.

3.4.4 Opatrné zaobchádzanie s FET

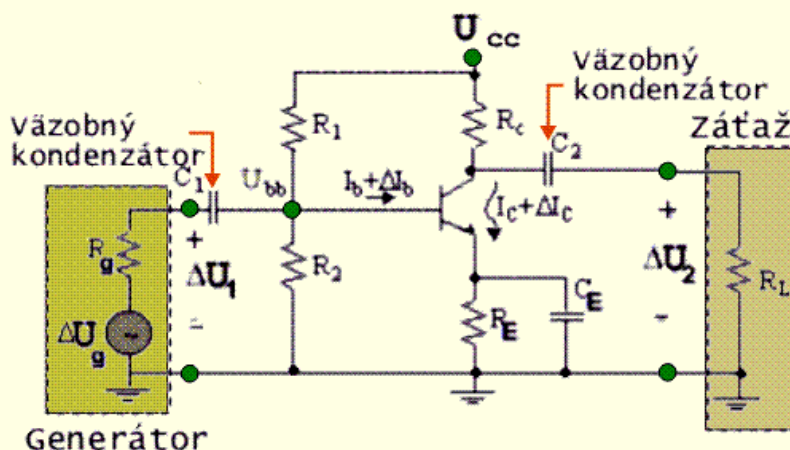
V dôsledku nie príliš vysokého pierazného napätia vstupu FET a vysokého vstupného odporu môže ľahko dôjsť k vzniku statického náboja, ktorý napr. pri dotyku elektródy hradla môže poškodiť tranzistor. Preto výrobcovia doporučujú letovanie s uzemnenou letovačkou, pri manipulácii najprv sa jednou rukou uzemniť a až potom brať do druhej ruky FET. Uvedené opatrenia sú potrebné hlavne v miestnostiach s kobercovou podlahou, počas zimy, keď sa nosia huňaté svetre, keď ľahko pri pohybe môže vzniknúť elektrostatické napätie $\sim 1\text{kV}$, ktoré sa pri dotyku (prostredníctvom sériovej väzby cez kondenzátor $\sim 100\text{pF}$ a odporu pokožky, okolo $1\text{k}\Omega$ až $10\text{k}\Omega$ - podľa vlhkosti pokožky) môže dostať na súčiastku.

KONTROLNÉ OTÁZKY

1. Popíšte ako by ste pomocou merača odporu skontrolovali či je tranzistor funkčný.
2. Charakterizujte odlišnosti tranzistora NPN a PNP z hľadiska polarít napájacieho zdroja.
3. Charakterizujte odlišnosti nastavenia pracovného bodu tranzistora ako spínača a ako hudobného zosilňovača.
4. Objasnite zmysel použitia rôznych náhradných obvodov tranzistora.
5. Porovnajzte vlastnosti zapojenia tranzistora so spoločnou bázou, spoločným emitorom a spoločným kolektorom.
6. Uveďte k čomu môže slúžiť zosilňovač so spoločným kolektorom, ktorý vlastne zoslabuje signál.
7. Uveďte k čomu môže slúžiť zosilňovač so spoločnou bázou, v ktorom je vstupujúci prúd emitora prakticky rovnaký ako vystupujúci prúd kolektora.
8. Zosilňovač so spoločným emitorom umožňuje dosiahnuť najväčšie zosilnenie s jedným tranzistorom. Ak áno, tak prečo sa používajú všelijaké iné, väčšinou komplikovanejšie, zapojenia?
9. Na nastavenie pracovného bázového prúdu stačí odpor, pripojený k vhodnej polarite napájacieho napätia. Ak áno, tak prečo sa používajú všelijaké iné, väčšinou komplikovanejšie, zapojenia?
10. Prečo komplikujeme zapojenie tranzistora so spoločným emitorom ešte ďalšou súčiastkou, akou je emitorový kondenzátor?
11. Máte zosilňovač k DVD prehrávaču a pokazil sa Vám vstupný väzobný kondenzátor 100mF . Nahradili ste ho kapacitou 100pF . Ako bude fungovať Váš prehrávač?
12. Máte zosilňovač k DVD prehrávaču ku ktorému sú pripojené sluchátka. Ako bude fungovať prehrávač, ak namiesto sluchátok pripojíte reproduktor?

13. V experimente používate lineárny zosilňovač na zosilňovanie impulzov z detektora. Ako bude pracovať aparátúra ak namiesto pôvodného zosilňovača použijete iný zosilňovač, pôvodne určený pre gramofón, s rovnakým napät'ovým ziskom?
14. Charakterizujte vlastnosti ideálneho operačného zosilňovača.
15. Objasnite vplyv sériovej a paralelnej spätnej väzby na vlastnosti zosilňovača.
16. Objasnite vplyv napät'ovej a prúdovej spätnej väzby na vlastnosti zosilňovača.
17. Objasnite vplyv spätnej väzby na vlastnosti operačného zosilňovača.
18. Charakterizujte odlišnosti BT a FET.
19. Popíšte činnosť N - kanálového JFET.
20. Popíšte činnosť N - kanálového MOSFET s vodivým kanálom.
21. Charakterizujte odlišnosti JFET a MOSFET.
22. Charakterizujte odlišnosti režimu obohacovania a ochudobňovania kanálu MOSFET.
23. Porovnajzte z hľadiska napájacieho napätia vlastnosti bipolárnych NPN, PNP tranzistorov s vlastnosťami N a P kanálových unipolárnych tranzistorov.
24. V zapojení so spoločným emitorom porovnajzte vstupný odpor BT a FET.
25. V zapojení so spoločným emitorom porovnajzte výstupný odpor BT a FET.
26. V zapojení so spoločným emitorom porovnajzte napät'ový zisk BT a FET.
27. V čom spočívajú odlišnosti nastavenia U_{GS} pracovného bodu JFET a MOSFET s vodivým kanálom z hľadiska pripojenia odporu na hradle.
28. Porovnajzte z hľadiska zosilňovania signálu s vysokou frekvenciou vlastnosti bipolárnych tranzistorov s vlastnosťami unipolárnych tranzistorov.
29. Charakterizujte vplyv vnútorných kapacít FET a kapacity záťaže na funkciu spínača FET.
30. Charakterizujte vplyv výstupného odporu samotného JFET na veľkosť napät'ového zisku.
31. Charakterizujte vplyv emitorového odporu, nastavujúceho predpätie JFET, na veľkosť napät'ového zisku.
32. Prečo nie je možné automaticky nastaviť pracovný bod u BT tak ako u JFET.

ÚLOHY



Obr. 3-67.
 $\Delta U_g = 1\text{mV}$;
 $R_g = 1\text{k}\Omega$;
 $U_{cc} = 12\text{V}$;
 $I_c = 3\text{mA}$;
 Pri $U_c = 5\text{V}$ má tranzistor:
 $C_{\mu} \sim 2\text{pF}$,
 $\beta_F = \beta_0 = 50$ a
 $f_T \sim 300\text{MHz}$.
 $R_L = 500\Omega$.

V zapojení na obr. 3-66 má impulz z generátora tvar napät'ového skoku s amplitúdou $\Delta U_g = 1\text{mV}$. Vnútny odpor generátora $R_g = 1\text{k}\Omega$. Napájací zdroj

má napätie $U_{cc}=12V$. Cez tranzistor tečie prúd $I_C=3,5mA$ a na jeho kolektore je napätie $U_C=5V$. Na výstupe je pripojená záťaž $R_L=500\Omega$. O tranzistore sme z katalógu ešte zistili: pri $U_C=5V$ má tranzistor $C_\mu \sim 2 pF$, $\beta_F=\beta_0=50$ a $f_T \sim 300MHz$. Navrhnite ostatné potrebné súčiastky v zapojení tak, aby pri nezpojenom kondenzátore C_E , bol vstupný odpor zapojenia väčší ako $10k\Omega$. Určite amplitúdu výstupného skoku ΔU_2 . Určite trvanie čela tohto výstupného impulzu.

V zapojení na obr. 3-66 má impulz z generátora tvar ideálneho obdĺžnikového impulzu s amplitúdou $\Delta U_g=1mV$ a jeho trvanie je $t_i=100ns$. Vnútorňý odpor generátora $R_g=1k\Omega$. Napájací zdroj má napätie $U_{cc}=12V$. Cez tranzistor tečie prúd $I_C=3,5mA$ a na jeho kolektore je napätie $U_C=5V$. Na výstupe je pripojená záťaž $R_L=500\Omega$. O tranzistore sme z katalógu ešte zistili: pri $U_{CE}=5V$ má tranzistor $\beta_F=\beta_0=50$. Navrhnite ostatné potrebné súčiastky v zapojení s cieľom maximalizovať výstupnú amplitúdu ΔU_2 a zachovať neskreslený tvar obdĺžnikového výstupného impulzu. Určite amplitúdu výstupného impulzu ΔU_2 . Uvedte tiež kapacity použitých kondenzátorov C_1, C_2, C_E .

SÚHRN

Bipolárny tranzistor (BT) pozostáva z 2 PN prechodov, ku ktorým sú pripojené elektródy: **emitor (E)**, **báza (B)** a **kolektor (C)**. Princíp činnosti BT je založený na injektovaní nosičov náboja v jednom PN prechode a na zbere nosičov náboja na druhom PN prechode. Pritom pre majoritné nosiče náboja je **PN prechod medzi emitorom a bázou polarizovaný vodivo** a **PN prechod medzi bázou a kolektorom polarizovaný nevodivo**. V tranzistore **malý bázový prúd ovláda oveľa väčší kolektorový prúd**. BT sa vyrába v kremíkovom alebo germániovom prevedení a môže byť PNP alebo NPN typu. **Pracovný bod tranzistora** sa volí v strednej časti výstupnej charakteristiky, ak bude mať signál striedavo sa meniacu amplitúdu. Zmenšením napätia U_B možno nastaviť prúd $I_B \sim 0$ a cez tranzistor prestane tiecť kolektorový prúd $I_C \sim 0$. V tomto tzv **nevodivom stave** je na kolektore napätie $U_{ce} \sim U_{cc}$. Po dosiahnutí dostatočne veľkého prúdu $I_B > I_{Bs}$ už nemôže ďalej vzrastať prúd $I_C \sim U_{cc}/R_C$, lebo ho ohraničuje odpor R_C . Na tranzistore je kolektorové napätie U_{CEsat} veľmi nízke a - tranzistor sa nachádza v "neovládateľnom" **nasýtenom (saturovanom) stave**.

V okolí nastaveného pracovného bodu, nastaveného pomocou jednosmerného prúdu I_B a I_C , možno považovať tranzistor za lineárny dvojbran, ktorého vlastnosti charakterizujú diferenciálne parametre:

- **Prúdový zosilňovací činiteľ** $\beta_0 = \Delta I_C / \Delta I_B$ v zapojení so spoločným emitorom (SE) v tzv. stave nakrátko, teda pri záťaži v obvode kolektora $R_C=0$. Na základe takejto definície možno určiť **hornú hraničnú frekvenciu tranzistora** f_β závisiacu len od medzielektródových kapacít.
- **Strmosť** $g_m = \Delta I_C / \Delta U_{BE}$. Pre praktické použitie na určenie využíva závislosť $g_m [S] \sim 0,04^\circ I_C [mA]$ od nastavenia pracovného režimu, reprezentovaného jednosmerným prúdom cez kolektor I_C .
- Vstupný odpor $r_{BE} = r_\pi = \Delta U_{BE} / \Delta I_B$.
- **Výstupný odpor** $r_{CE} = \Delta U_{CE} / \Delta I_C$, na základe nízkeho sklonu výstupnej charakteristiky väčšinou $1/r_{CE} \sim 0$.

Na základe týchto parametrov možno, pre oblasť stredných frekvencií, t.j. v okolí 1 kHz, skonštruovať nízkofrekvenčný (nf) náhradný obvod **pre malú amplitúdu signálu**. Má dve modifikácie - v tvare prúdového zdroja $I_c = \beta_0 I_b$, ovládaného bázovým prúdom I_b , resp. v tvare prúdového zdroja $I_c = g_m U_\pi$, ovládaného napätím na vstupe U_π . Tieto dve modifikácie prúdového zdroja sú rovnocenné, nakoľko $g_m = \beta_0 / r_\pi$, a sú použiteľné pre bipolárny a aj unipolárny tranzistor.

Pre oblasť vysokých frekvencií treba doplniť predošlý nf náhradný obvod o medzielektródové kapacity, pomocou ktorých, pri $R_C = 0$, je zadaný prenos prúdu $\beta(\omega)$ v zapojení so spoločným emitorom:

- C_μ kapacitu PN prechodu kolektor-báza, polarizovaného v závernom smere;
- **C_π kapacitu PN prechodu báza-emitor**. Táto kapacita charakterizuje rýchlosť difúzie minoritných nosičov náboja cez oblasť bázy tranzistora. Kapacita C_π lineárne závisí od prúdu cez tranzistor.

Samozrejme v praktických zapojeniach zosilňovačov sa nepoužíva stav nakrátko s $R_C = 0$, pomocou ktorého bol zadaný prúdový zosilňovací činiteľ β_0 v zapojení so spoločným emitorom. V dôsledku pripojenia odporu $R_C \neq 0$ v reálnom zosilňovači má tranzistor napäťový zisk A_u , ale sa zníži horná hraničná frekvencia tranzistora $f_{h\beta} < f_\beta$.

Popísaný jav sa nazýva **Millerov jav** a fiktívna kapacita **Millerova kapacita** $C_M = C_\pi + C_\mu(A_u + 1)$, ktorá ako keby pôsobila na vstupe tranzistora. Vplyv Millerovej kapacity sa prejavuje tým výraznejšie, čím je väčší napäťový zisk A_u . Na potlačenie Millerovho javu sa používajú iné zapojenia ako SE – tranzistor v zapojení SB alebo SK alebo rôzne kombinované spojenia tranzistorov, z ktorých jeden je v zapojení SB alebo SK, u ktorých sa menej prejavuje Millerov jav.

Medzi najdôležitejšie základné zapojenia, ktoré sa používajú v analógových integrovaných obvodoch, patrí symetrický zosilňovač malých rozdielov jednosmerných alebo striedavých napätí - **diferenčný zosilňovač**. Je to v základnom variante zosilňovač s emitorove viazanými tranzistormi - s 2 vstupmi a 2 výstupmi.

Zjednodušená modifikácia diferenčného zosilňovača s jedným výstupom, ktorá sa často používa vo vysokofrekvenčných obvodoch, sa nazýva **zosilňovač s emitorovo viazanými tranzistormi**. Je to symetrický zosilňovač s dvoma vstupmi a výstupom. Malý **napäťový zisk pre súhlasný signál** je výhodná vlastnosť zosilňovačov s emitorove viazanými tranzistormi, nakoľko rôzne poruchy z vonkajšieho prostredia, zmeny teploty alebo šum pristupujú k obojm vstupom zosilňovača voči zemi rovnako. **Napäťový zisk pre rozdielový signál** takýchto zosilňovačov je podstatne väčší ako napäťový zisk pre súhlasný signál. Parametrom pre posudzovanie kvality zosilňovača rozdielového signálu je **súčiniteľ potlačenia súhlasného signálu**.

Operačný zosilňovač (OZ) je diferenčný zosilňovač s veľkým zosilnením. **Ideálny OZ** má :

- vysoký napäťový zisk A_o v otvorenej slučke $A_o = U_2 / U_d$. V reálnych zapojeniach sa upravuje pomocou slučky spätnej väzby na menšiu hodnotu, nezávislú od zisku obvodu operačného zosilňovača;
- vysoký vstupný odpor ;
- veľmi malý (skoro nulový) výstupný odpor ;
- minimálny drift a nízky šum,
- stály fázový posuv medzi výstupným a vstupným signálom, zabezpečujúci stabilitu zosilnenia.

Z dôvodov nedokonalnej symetrie charakteristík vstupných tranzistorov vzniká napäťová a prúdová **nesymetria vstupov**, ktorú treba vyrovnať pomocou vonkajšej kompenzácie.

Záporná spätná väzba privádza na vstup časť signálu z výstupu, ktorá potom pôsobí proti pôvodnému vstupnému signálu. Vo svojom dôsledku tak znižuje výstupnú amplitúdu signálu a tým aj zisk zosilňovača. Rozširuje však šírku frekvenčného pásma zosilňovača ale hlavne umožňuje podľa potreby prispôbiť vstupný a výstupný odpor zosilňovača. Zvláštnym prípadom neinvertujúceho zosilňovača je napäťový sledovač, ktorý má napäťový zisk $A_u \sim 1$, veľmi vysoký vstupný odpor. a nízky výstupný odpor. Zaujímavý je aj **integračný zosilňovač**, ktorý vznikne ak sa v invertujúcom zosilňovači zamení spätnoväzobný odpor R_f na kondenzátor C. Integračný zosilňovač ako tzv. **nábojový zosilňovač** sa používa pri zosilňovaní krátkych prúdových impulzov z detektorov a ich konvertovaní – integrácii na náboj, obsiahnutý v prúdovom impulze, ktorý je úmerný energii, odovzdanej časticou alebo kvantom citlivému objemu detektora. Operačný zosilňovač bez spätnej väzby sa používa ako amplitúdový **komparátor** vo funkcii rozhodovacieho obvodu amplitúdového diskriminátora na oddelenie impulzov z rôznou amplitúdou.

V bipolárnom tranzistore sa vyskytujú 2 PN prechody: jeden vodivo a druhý nevodivo polarizovaný. V každej časti tranzistora existujú majoritné a minoritné nosiče náboja. Na rozdiel od bipolárnych tranzistorov, v ktorých hlavný prúd preteká cez rozhrania medzi polovodičovými materiálmi s dotáciou N a P a je ovládaný pomocou prúdu bázy, v unipolárnych tranzistoroch putujú náboje len jedným typom materiálu, podľa prevedenia buď N alebo P, a prúd medzi emitorom a kolektorom sa ovláda pomocou napätia medzi riadiacou elektródou a emitorom.

Podľa spôsobu ovládania sa tieto tranzistory tiež nazývajú **tranzistory ovládané elektrickým poľom (FET)**. Pretože cez riadiacu elektródu neprechádza prakticky žiaden prúd majú FET vysoký vstupný odpor.

Názov **unipolárny** vystihuje inú podstatu činnosti tohto tranzistora a to, že pozostáva z polovodičového kryštálu z jedným typom nosičov náboja, cez ktorý prechádza prúd týchto nosičov náboja, ovládaný pomocou hradlovej elektródy G alebo inými slovami vodivosť kanála medzi emitorom S a kolektorom D v tomto polovodiči je jedného typu : typu N alebo typu P. U unipolárnych tranzistorov je zaužívané označovať kolektor ako D, emitor ako S a hradlo ako G, na rozdiel od zaužívaného C, E, a B pre bipolárne tranzistory. (Symboly pre označenie elektród FET pochádzajú z anglických slov S-source, D-drain a G-gate). Pre prúd elektrónov cez N kanál musí byť kladnejší kolektor ako emitor, takže z hľadiska pripojenia polarita napájacieho zdroja je FET s kanálom N podobný BT typu NPN.

Existujú dva základné typy unipolárnych tranzistorov:

- **JFET** - unipolárny tranzistor s ovládacou elektródou oddelenou PN prechodom (anglicky junction);
- **MOSFET** – - unipolárny tranzistor s ovládacou elektródou oddelenou izolačnou vrstvou SiO_2 (anglicky metal - oxid - semiconductor). Tieto tranzistory sa niekedy nazývajú aj IGFET (s anglického IG - insulated gate)

Náhradné obvody FET sú obdobné ako u BT až na vysoký vstupný odpor $r_{\pi} \sim \infty$

FET a spôsob ovládania, nakoľko prúd I_D sa ovláda napätím na hradle $U_{GS} = U_{\pi}$ tak, ako v neautonómnom zdroji ovládanom napätím $U_{GS} = U_{\pi}$. V JFET je pri $U_{GS} = 0$ kanál najširší, bez ochudobnenej oblasti, a kolektorový prúd je najväčší $I_D = I_{DSS}$. Pri závernom napätí $U_{GS} = U_T$ vodivosť kanála „sa odstrihne“ a kolektorový prúd $I_D \sim 0$. Ak je $U_{GS} < U_T$ kolektorový prúd netečie. Sklon prevodovej charakteristiky v okolí

pracovného bodu (v aktívnej oblasti pri prúde I_D a napätí $U_{ds} \sim U_{dd}/2$) charakterizuje strmosť $g_m = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$. Od strmosti g_m závisí napäťový zisk zosilňovača.

V JFET vždy existuje veľmi malý zvodový prúd (niekoľko nA) záverne polarizovaného PN prechodu. V MOSFET je ovládacia elektróda odizolovaná vrstvičkou SiO_2 a ovládanie prúdu sa uskutočňuje len pôsobením elektrického poľa, v dôsledku čoho je vstupný odpor $\sim 10^{14} \Omega$. Ovládacia elektróda G je galvanicky oddelená od obvodu emitor – kolektor, takže môže mať voči emitorou ľubovoľnú polaritu napätia. Tento fakt umožňuje zhotoviť dve modifikácie MOSFET:

- **s technologicky vytvorenou vodivou cestou - vodivým kanálom**, kde pri ovládacom napätí $U_{GS} = 0$ tečie určitý prúd I_D . So zmenou U_{GS} možno meniť vodivosť kanála zväčšovať a aj zmenšovať.
- **s nevodivým kanálom**, kde sa po dosiahnutí napätie $U_{GS} > U_T$ indukciou vytvorí vodivý kanál.

Pri nízkom napätí U_{DS} sa FET chová ako lineárny odpor $R_{DS} = 1 / g_m$. Táto vlastnosť sa zachováva aj pre opačnú polaritu kolektorového prúdu, takže FET môže byť pre obe polaritu U_{DS} , malej amplitúdy, použitý **ako odpor, ovládaný napätím**. FET a predovšetkým MOSFET sa veľmi často používa ako analógový spínač.



Návrat z acrobat readera -  (zatvorením okna)
