

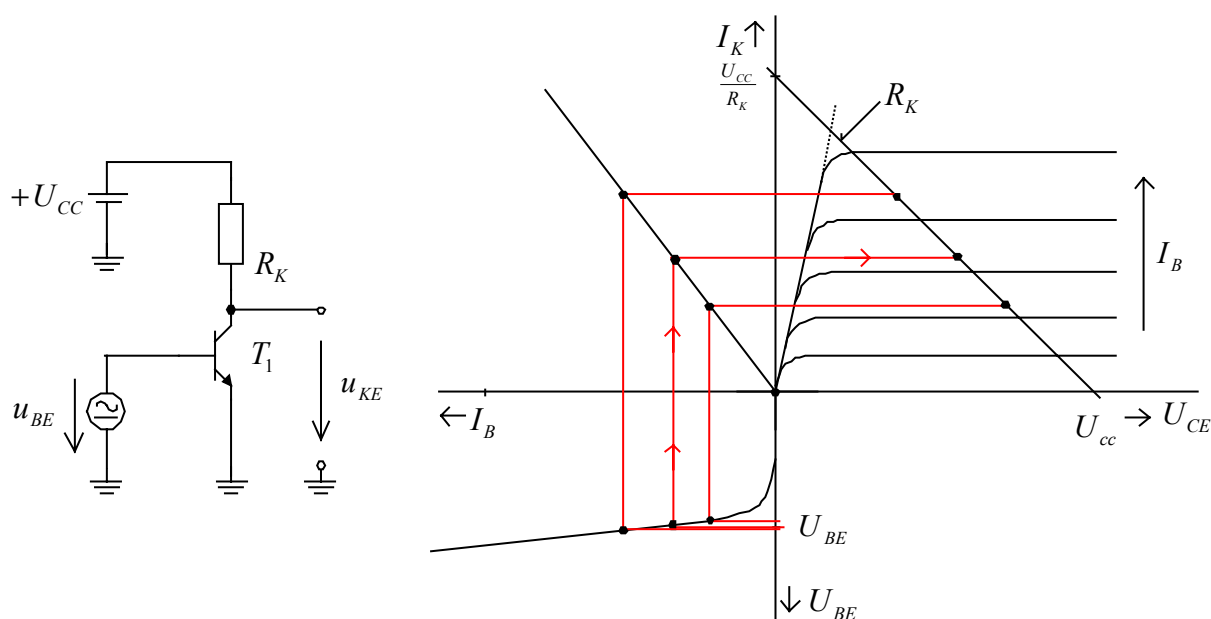
5 Tranzistorové zosilňovače v lineárnom režime

Cieľ kapitoly: Vysvetliť na príklade zosilňovacieho stupňa s bipolárnym tranzistorom postup odvedenia náhradnej schémy pre malé signály. Poukázať na dôležitosť stabilizácie pokojového pracovného bodu BJT a vysvetliť vplyv stabilizačného obvodu na frekvenčnú charakteristiku stupňa.

5.1 Model zosilňovacieho stupňa s bipolárnym tranzistorom pre malý signál

Pre analýzu a definovanie pojmov si vyberieme zapojenie so spoločným emitorom (SE), pretože je v praxi najčastejšie používané, má maximálne výkonové zosilnenie a nemá extrémne rozdiely medzi vstupným a výstupným odporom, čo je vhodné pri výkonovom prispôbovaní viacstupňových a širokopásmových zosilňovačov.

Pri odvedení náhradnej schémy zosilňovacieho stupňa pre malý signál budeme vychádzať z obrázku 5.1, na ktorom je základné zapojenie zosilňovacieho stupňa typu SE s pracovným kolektorovým rezistorom. Nastavenie pracovného bodu je zabezpečené jednosmernou zložkou vstupného riadiaceho napätia u_{BE} . Vo výstupných charakteristikách sa pracovný bod pohybuje pod vplyvom vstupného signálu v aktívnom režime tranzistora tak, ako je to naznačené na zaťažovacej priamke.

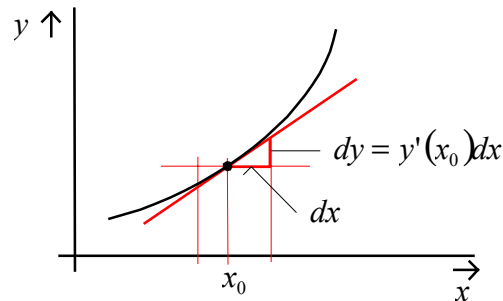


Obr. 5.1 Základné zapojenie zosilňovacieho stupňa (SE) pre malý signál.

Pokojevý pracovný bod P_o (bez pôsobenia striedavej zložky u_{BE} - signálu) sa obyčajne udáva v súradniciach (U_{KE}, I_K) , napr. (6V, 1mA). V kolektorovom obvode môžeme napísať pomocou druhého Kirchhoffovho zákona vzťah:

$$u_{KE} = U_{CC} - i_K(u_{BE}, u_{KE}) R_K \quad (5.1)$$

Pre malé zmeny u_{BE} , u_{KE} , i_K môžeme nelineárnu rovnicu (5.1) linearizovať v okolí pracovného bodu P_0 pomocou výpočtu totálneho diferenciálu funkcie dvoch premenných.



Obr. 5.2 Aproximácia prírastku funkcie jednej premennej jej diferenciálom

V prípade dvoch premenných používame totálny (celkový) diferenciál v tvare

$$dy = \frac{\partial y}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} dx_2$$

$\frac{\partial y}{\partial x_1}$, $\frac{\partial y}{\partial x_2}$ – diferenciálne parametre

Vypočítajme totálny diferenciál rovnice (5.1) :

$$du_{KE} = 0 - R_K \left[\frac{\partial i_K}{\partial u_{BE}} du_{BE} + \frac{\partial i_K}{\partial u_{KE}} du_{KE} \right] \quad (5.2)$$

Označme $\frac{\partial i_K}{\partial u_{BE}} = S$ [mA/V] ako strmosť tranzistora (dif. parameter),

$\frac{\partial i_K}{\partial u_{KE}} = \frac{I}{r_{KE}}$ [1/Ω] ako diferenciálnu výstupnú vodivosť tranzistora
(graficky sa dá určiť z výstupných charakteristík)

Vzťah 5.2 môžeme s použitím práve definovaných diferenciálnych parametrov tranzistora prepísať do tvaru :

$$du_{KE} \left[1 + \frac{R_K}{r_{KE}} \right] = -R_K S du_{BE} \quad (5.3)$$

respektíve

$$du_{KE} = -S \frac{R_K}{1 + \frac{R_K}{r_{KE}}} du_{BE} = -S \frac{R_K r_{KE}}{R_K + r_{KE}} du_{BE} \quad (5.4)$$

Poslednú rovnicu môžeme nakresliť v tvare obvodu:

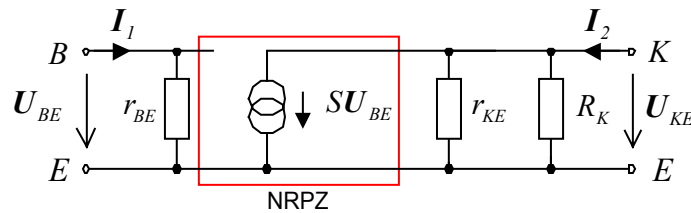


Obr. 5.3 Základná časť náhradnej schémy zosilňovacieho stupňa pre malý signál

Náhradnú schému pre malý signál môžeme jednoducho doplniť o vstupný diferenciálny odpor, ktorý je definovaný nasledovne:

$$\frac{\partial i_B}{\partial u_{BE}} = \frac{I}{r_{BE}} \quad [\Omega^{-1}] \quad i_B = i_B(u_{BE}) \quad (\text{pozn. vplyv } u_{KE} \text{ na } i_B \text{ zanedbáme})$$

Ak nahradíme zmeny (diferenciály) vstupného a výstupného napätia pomocou signálových fázorov (malý harmonický signál) dostaneme náhradnú schému :



Obr. 5.4 Náhradná schéma pre harmonický signál doplnená o vstupný odpor.

Pomocou takejto náhradnej schémy môžeme vypočítať všetky potrebné parametre zosilňovacieho stupňa (A_u - napätové zosilnenie, A_i - prúdové zosilnenie, A_p - výkonové zosilnenie, R_i - vstupný odpor, R_o - výstupný odpor). Po doplnení uvedeného náhradného obvodu o frekvenčne závislé prvky môžeme počítať aj frekvenčné závislosti jednotlivých zosilnení, ako aj vstupného a výstupného odporu.

Vypočítajme základné parametre sledovaného zosilňovacieho stupňa:

Napätové zosilnenie stupňa bude:
$$A_u = \frac{U_{KE}}{U_{BE}} = -S(R_K // r_{KE}) \quad (5.4a)$$

Často nastáva situácia, keď: $r_{KE} \gg R_K \Rightarrow A_u = -S R_K \quad (5.5)$

Vstupný odpor:
$$R_i = \frac{U_{BE}}{I_1} = r_{BE} \quad (5.6)$$

Výstupný odpor:
$$R_o = \frac{U_{KE}}{I_2} = \frac{R_K r_{KE}}{R_K + r_{KE}} \rightarrow R_K \quad \text{pre } r_{KE} \gg R_K \quad (5.7)$$

Rozhodujúcim parametrom pre výpočet zosilnenia je strmosť BJT. S použitím E-M

modelu pre aktívny režim môžeme napísať: $i_K = I_{KS} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$

S definície strmosťi S vyplýva:
$$S = \frac{\partial i_K}{\partial u_{BE}} = \frac{I}{U_T} i_{KS} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} = \frac{i_K}{U_T} \quad (5.8)$$

V pracovnom bode P_0 je $i_K = I_K$ a teda :

$$S(I_K) = \frac{I_K}{U_T} = \frac{I_K [mA]}{26mV} \quad (5.9)$$

Číselný príklad : Nech je v prac. bode P_O ($I_K=1 mA$, U_{KE}) a $R_K = 1k\Omega$

Napät'ové zosilnenie je potom: $A_u = -SR_K = -\frac{1mA}{26mV} 1k\Omega = -\frac{10^3}{26} = -38,5$

Z uvedeného príkladu vyplýva, že vzťah pre A_u môžeme napísať tiež v tvare :

$$A_u = -SR_K = -\frac{I_K}{U_T} R_K \quad (5.10)$$

Ak dosadíme za $U_T = \frac{kT}{q}$, potom je $A_u = -\frac{q}{k} \frac{I_K R_K}{T}$ (5.11)

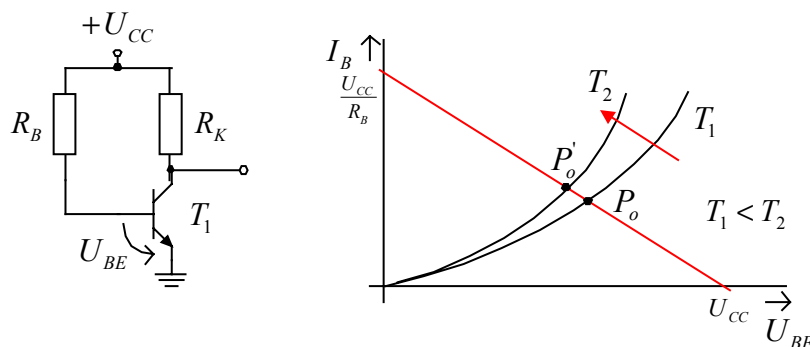
Posledný vzťah ukazuje, že zosilňovací stupeň s BJT má napät'ové zosilnenie priamoúmerné súčinu $I_K R_K$ a nepriamo úmerné veľkosti absolútnej teploty v Kelvinoch. Teplotná závislosť zosilnenia od teploty je vo väčšine aplikácií neželateľná a je potrebné robiť opatrenia na jej zmenšenie.

5. 2. Stabilizácia pracovného bodu

Z predchádzajúcich úvah vyplýva dôležitosť stabilizácie pokojového pracovného bodu v zosilňovačoch všeobecne. Pracovný bod P_o potrebujeme stabilizovať vzhľadom na zmeny viacerých parametrov:

- zmena teploty (spôsobuje v BJT zmenu ΔU_{BE} , ΔI_S)
- zmena napätí napájacích zdrojov (U_{BB} , U_{CC})
- zmena parametrov prvkov - napr. výrobný rozptyl β tranzistorov

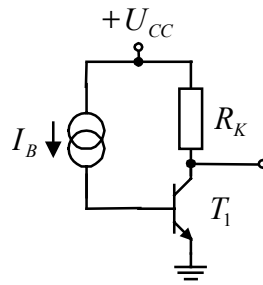
Pre kremíkové tranzistory zapojené podľa obr. 5.5 má dominantný vplyv na pracovný bod zmena U_{BE} spôsobená zmenou teploty a rozptyl prúdového zosilňovacieho činiteľa β .



Obr. 5.5 Nastavenie pracovného bodu BJT bázovým rezistorom a vplyv zmien U_{BE} spôsobených teplotou na zmenu bázového (resp. kolektorového) prúdu.

Pokiaľ ide o vplyv zmien teploty, z obrázku 5.5 vyplýva, že zmeny bázového prúdu budú tým menšie, čím bude menší sklon zaťažovacej priamky. Z toho vyplýva požiadavka použiť čo najväčšiu hodnotu bázového odporu a úmerne tomu zväčšiť

napätie U_{CC} , aby zostal bázový prúd nezmenený. Inými slovami to znamená napájať bázu tranzistora prúdovým zdrojom (obr. 5.6).

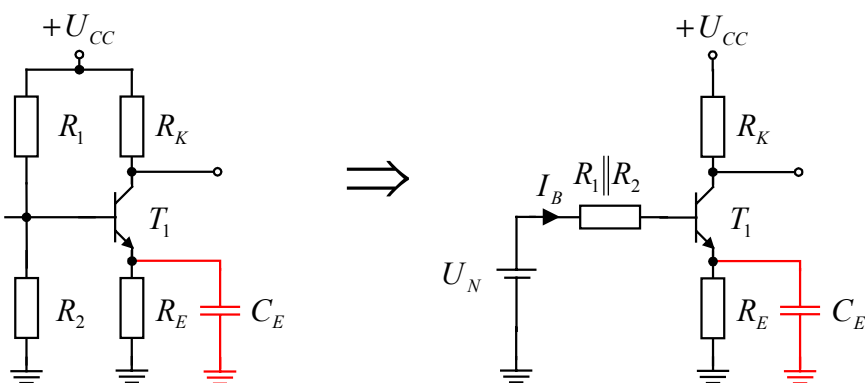


Obr. 5.6 Prúdové napájanie bázy pre minimalizáciu vplyvu zmien $\Delta U_{BE}(T)$

Problém pri realizácii je v tom, že prúd bázy je obvykle malý (Pre IO $I_b=0,1\mu A$ a pre disk. BJT $I_b=10\mu A$). Klasický bázový rezistor R_B musí mať veľkú hodnotu odporu ($10^6 \Omega$ a viac), čo je nepraktické riešenie. Riešením tohto problému je v technike monolitických IO tzv. prúdové zrkadlo (current mirror), pomocou ktorého sa dosiahla vysoká teplotná stabilita dvoch prúdov - referenčného a stabilizovaného.

Vplyv zmien prúdového zosilňovacieho činiteľa β na zmenu kolektorového prúdu sa v tomto jednoduchom zapojení uplatní naplno a prúdový zdroj v báze uvedený vplyv nepotlačí. Pri výmene tranzistora s inou hodnotou β je potrebné znovu nastaviť novú hodnotu bázového odporu tak aby bol pokojový pracovný bod umiestnený do stredu zaťažovacej priamky.

Iný spôsob stabilizácie kolektorového prúdu (pracovného bodu P_o) využíva stabilizačný vplyv zápornej spätnej väzby realizovanej zaradením pomocného stabilizačného rezistora R_E do emitorového prívodu tranzistora. Zapojenie stabilizačného obvodu je nakreslené na obr. 5.7, a je známe aj pod názvom mostíkový stabilizačný obvod. Na rozdiel od obvodu podľa obr. 5.6 pracuje tento obvod najúčinnejšie vtedy ak má napájací obvod bázy čo najmenší vnútorný odpor.



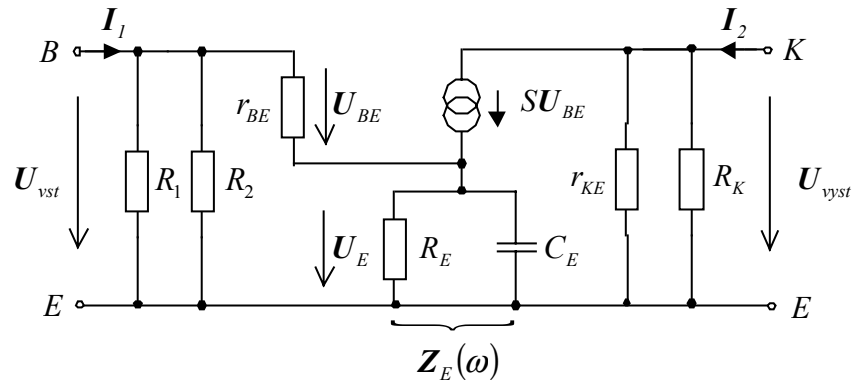
Obr. 5.6 Zapojenie mostíkového stabilizačného obvodu a jeho náhradná schéma vhodná pre výpočet činiteľa nestability.

Princíp tejto stabilizácie je v tom, že každá nežiadúca zmena kolektorového prúdu spôsobí na R_E zmenu napätia, ktorá účinkuje v bázovom obvode proti tejto nežiadúcej zmene. (Ak sa napr. z akejkoľvek príčiny zväčší kolektorový, a tým aj emitorový prúd, spôsobí to stúpnutie napätia na R_E . Stúpnutie napätia na emitore

spôsobí zmenšenie napätia U_{BE} keďže podľa II. Kirchhoffového zákona je súčet napätí v bázo­vom obvode konštan­tný).

5.3 Vplyv stabilizačných prvkov na vlastnosti zosilňovača

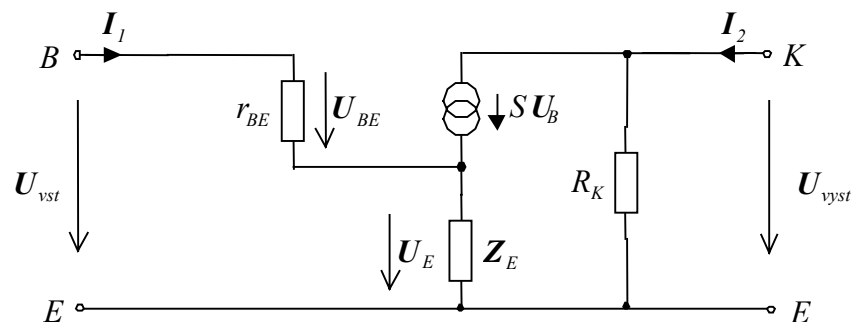
Rezistor R_E pôsobí nielen proti zmenám kolektorového prúdu, ale aj proti samotnému vstupnému signálu a spôsobuje zníženie napäťového zosilnenia. Aby sa tomu predišlo, zaraďuje sa paralelne k R_E kondenzátor C_E s veľkou kapacitou, ktorý pre rýchle zmeny vstupného signálu skratuje emitorový stabilizačný rezistor. V nasledujúcich odstavcoch si to ukážeme aj analyticky.



Obr. 5.7 Náhradná schéma zosilňovacieho stupňa s mostíkovým stabilizačným obvodom pre malé signály.

Vypočítajme napäťové zosilnenie zosilňovacieho stupňa s uvažovaním vplyvu stabilizačných prvkov na frekvenčnú charakteristiku zosilňovača. Keďže bázo­vé rezistory R_1 , R_2 sú pripojené paralelne k napäťovému zdroju vstupného signálu nezmenia jeho napätie a teda môžeme ich zo zapojenia vypustiť (platí to však len pre výpočet napäťového prenosu). Predpokladajme ďalej, $r_{KE} \gg R_K$. Za týchto predpokladov dostaneme upravenú náhradnú schému podľa obr. 5.8 a môžeme

vypočítať hľadaný napäťový prenos $A_u = \frac{U_{vyst}}{U_{vst}} = \frac{U_2}{U_1}$.



Obr. 5.8 Zjednodušená náhradná schéma pre výpočet frekvenčnej charakteristiky napäťového prenosu.

V obvode platia nasledovné 3 rovnice:

$$U_1 = U_{BE} + U_E \quad (5.12)$$

$$U_2 = -S U_{BE} R_K \quad (5.13)$$

$$U_E = Z_E \left(S U_{BE} + \frac{U_1 - U_E}{r_{BE}} \right) \cong Z_E S U_{BE} \quad (5.14)$$

V rovnici (5.14) sme ešte zanedbali vstupný signálový prúd.

Dosadením vzťahu (5.14) do (5.12) dostaneme rovnicu $U_1 = U_{BE} + Z_E S U_{BE}$. Z tohto vzťahu vypočítame U_{BE} a dosadíme do (5.13), dostaneme vzťah pre výstupné napätie U_2 .

$$U_2 = -S R_K U_{BE} = -S R_K \frac{U_1}{1 + S Z_E} = -\frac{S R_K}{1 + S Z_E} U_1 \quad (5.15)$$

Hľadané napäťové zosilnenie je: $A_u = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{S R_K}{1 + S Z_E} \quad (5.16)$

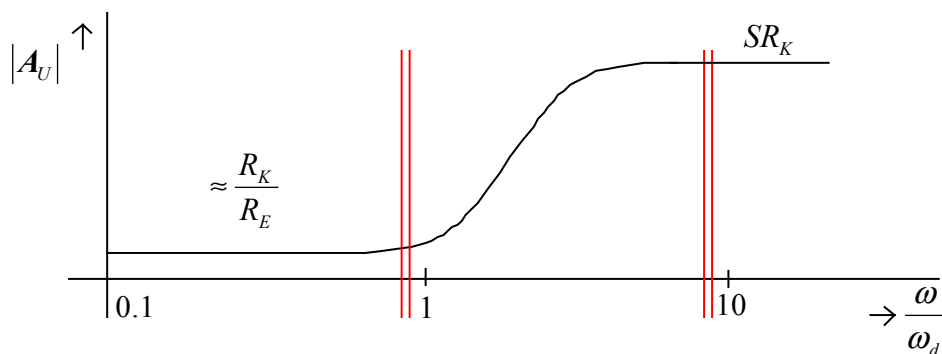
$$Z_E = \frac{R_E \frac{1}{j\omega C_E}}{R_E + \frac{1}{j\omega C_E}} = \frac{\frac{R_E}{j\omega C_E}}{1 + j\omega R_E C_E} = \frac{R_E}{1 + j\omega R_E C_E} \quad (5.17)$$

Ak dosadíme emitorovú impedanciu $Z_E = f(\omega)$ do (5.16) dostaneme konečný vzťah pre napäťové zosilnenie:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{S R_K}{1 + \frac{S R_E}{1 + j\omega C_E R_E}} \quad (5.18)$$

pre $\omega C_E R_E \rightarrow 0$

$$-S R_K \quad \text{pre } \omega C_E R_E \gg 1 \quad (5.19)$$



Obr.5.9 Modulová frekvenčná charakteristika vypočítaného napäťového prenosu $|A_u|$

Záver z analýzy:

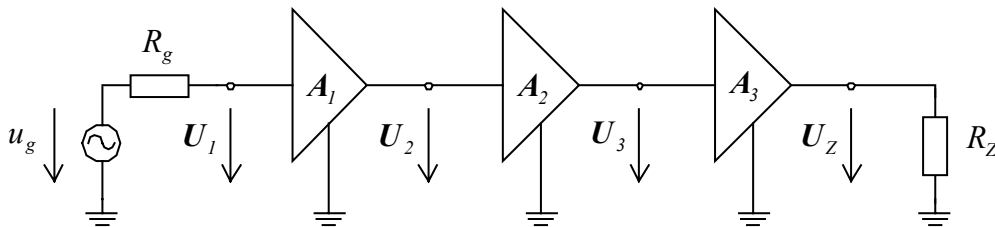
Aby stabilizačný obvod R_E , C_E v emitore neovplyvňoval frekvenčnú charakteristiku zosilnenia musíme voliť $\omega_d \ll \omega_{\min}$.

Napr. pre $f_{min} = 20 \text{ Hz}$, $f_{max} = 20 \text{ kHz}$ (audio predzosilňovač) môžeme voliť $f_d=0$, $I_{f_{min}} = 2\text{Hz}$.

Číselný príklad : Ak použijeme $R_E = 1\text{k}\Omega$. Potom $\omega_d C_E R_E = 1$ pre trojdecibelový pokles. Teda $C_E = \frac{1}{\omega_d R_E} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^3} = 7.96 \cdot 10^{-5} \text{ F} = 79.6 \mu\text{F}$ Použijeme $C_E = 100 \mu\text{F}$.

5.4 Viacstupňové zosilňovače a väzba medzi stupňami

Nároky na veľkosť zosilnenia informačných signálov sú v praxi obvykle tak vysoké, že nevystačíme s jedným zosilňovacím stupňom a je nevyhnutné použiť niekoľkostupňový zosilňovač. Takýto viacstupňový zosilňovač môže byť už veľmi zložitý obvod. Preto sa v praxi analyzujú a navrhujú jednotlivé stupne zosilňovača zvlášť – samostatne a v závere sa spoja do kaskády, tak ako je to uvedené na obr. 5.10.



Obr. 5.10 Bloková schéma trojstupňového zosilňovača vrátane zdroja signálu a záťaže

Ak sú vo všeobecnom prípade $A_1(j\omega)$, $A_2(j\omega)$, $A_3(j\omega)$ $A_n(j\omega)$ prenosové komplexné funkcie jednotlivých zosilňovacích stupňov, potom pre celkový prenos n-stupňového zosilňovača platí:

$$A_c = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \dots \cdot A_n \quad (5.20)$$

Obvykle vyjadrujeme prenosové komplexné funkcie ako komplexné číslo v exponenciálnom tvare pomocou modulovej frekvenčnej charakteristiky $A(\omega)$ a fázovej frekvenčnej charakteristiky $\varphi(\omega)$.

$$A_c = A_1 A_2 A_3 \dots A_n e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots + \varphi_n)} \quad (5.21)$$

Napríklad pre celkový prenos napätia A_{uc} zosilňovača podľa obr.5.10 platí :

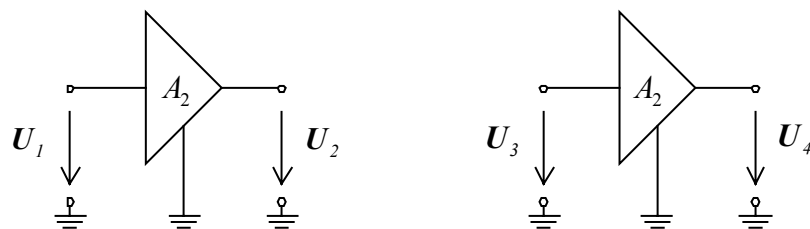
$$A_{uc} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} e^{j(\varphi_{1u} + \varphi_{2u} + \varphi_{3u})} \quad (5.22)$$

kde $A_{u1} = \frac{U_2}{U_1} = A_1 e^{j\varphi_{1u}}$ atď.

Podobne možno postupovať pri určení celkového prúdového a výkonového zosilnenia. V zjednodušenom prípade, ak sú napätové a prúdové zosilnenia reálne čísla, môžeme napísať všeobecne vzťahy pre zosilnenie kaskády zosilňovačov.

$$A_{uc} = \prod_{i=1}^n A_{ui} \quad A_{ic} = \prod_{i=1}^n A_{ii} \quad A_{pc} = \prod_{i=1}^n A_{ui} A_{ii} = \prod_{i=1}^n P_i \quad (5.23)$$

Vzťahy (5.20) až (5.23) však treba používať veľmi opatrne. Pri výpočte, alebo meraní prenosových funkcií jednotlivých stupňov musíme zabezpečiť rovnaké impedančné zakončenie stupňa aké má v kaskáde. V opačnom prípade vzorčky neplatia. V súčasných vysokofrekvenčných a širokopásmových zosilňovačoch sa postupuje často tak, že sa navrhne ich vstupný a výstupný odpor na rovnakú hodnotu, najčastejšie na 50Ω . Na uvedenej impedancii pracujú aj merače napäťového a výkonového zosilnenia, takže ich údaje môžeme v daných vzťahoch použiť. Druhá, často využívaná situácia, je naznačená na nasledujúcom obrázku.

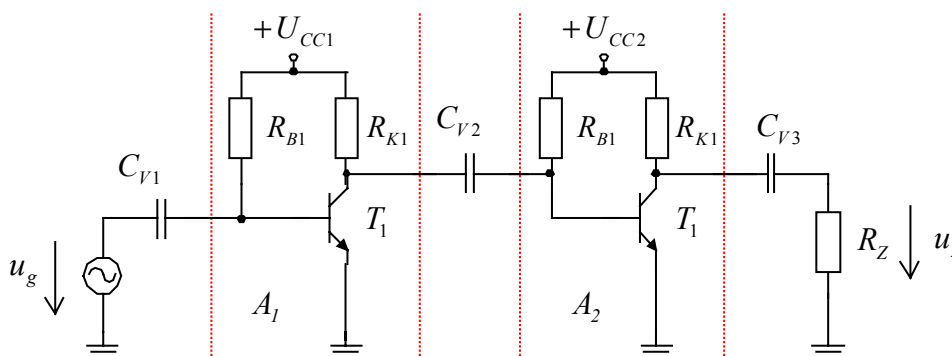


Obr. 5.10 Zosilňovacie stupne s veľkým vstupným a malým výstupným odporom

Ak pre zosilňovače podľa obr.5.10 platí $R_{vst} \gg R_{vyst}$, potom je celkové zosilnenie po spojení do kaskády rovné hodnote $A_{uc} = A_1 A_2$.

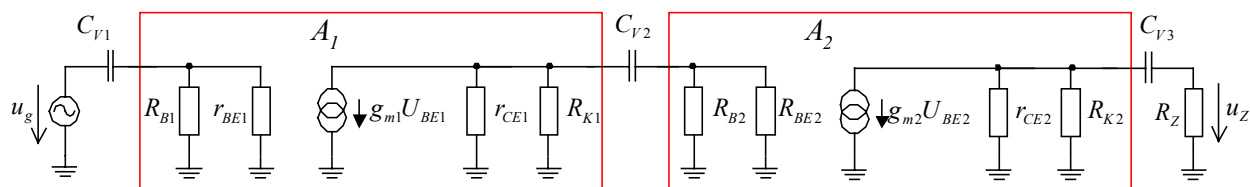
Väzba medzi stupňami

Zosilňovacie stupne sa môžu spojiť do kaskády priamou - galvanickou väzbou, kapacitnou väzbou a induktívnou - transformátorovou väzbou. Z uvedených spôsobov väzby iba väzba galvanická umožňuje prenos jednosmernej zložky signálu. Kapacitná väzba sa dá použiť od najnižších frekvencií až po frekvencie najvyššie. Dnes sa dá realizovať ako veľmi širokopásmová. Induktívna väzba je vhodná najmä pre signály s vysokými a veľmi vysokými frekvenciami. Pokiaľ ide o širokopásmovosť je transformátorová väzba menej vhodná ako kapacitná - problém je v technickej realizácii miniatúrnych a širokopásmových väzbových transformátorov. Kapacitnú RC väzbu je možné principiálne vysvetliť a analyzovať podľa schémy nakreslenej na ďalšom obrázku.



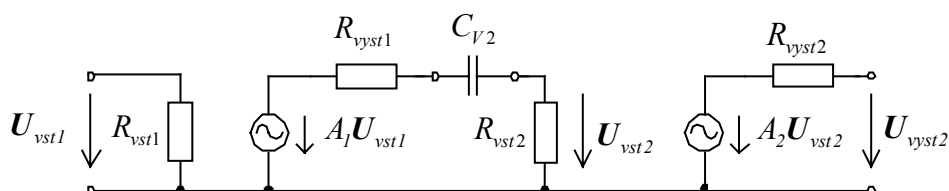
Obr. 5.11 Kapacitná väzba v dvojstupňovom širokopásmovom zosilňovači

Prvou možnosťou analýzy zosilňovača je nakreslenie celkovej náhradnej schémy a jej výpočet v celku. Tento postup je možné aplikovať pri numerickom počítačovom výpočte pre konkrétne hodnoty všetkých parametrov. Pre ručný výpočet v analytickom tvare je to už dosť komplikovaný obvod a odvodené vzťahy sú neprehľadné.



Obr. 5.12 Celková náhradná schéma dvojstupňového širokopásmového zosilňovača s kapacitnou väzbou.

Druhou možnosťou je použitie náhradnej schémy jednostupňového zosilňovača.

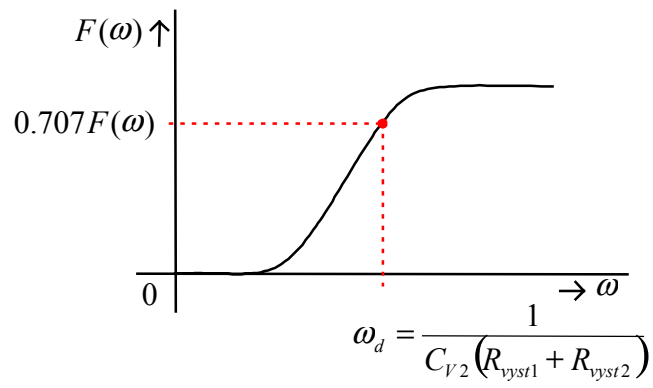


Obr. 5.13 Náhradná schéma dvojstupňového širokopásmového zosilňovača s kapacitnou väzbou vhodná pre analýzu a dimenzovanie väzbového kondenzátora.

Z obr. 5.13 môžeme napísať nasledovnú rovnicu pre výpočet frekvenčného prenosu, ktorý spôsobuje väzbový kondenzátor medzi stupňami.

$$U_{vst2} = A_1 U_{vst1} \frac{R_{vst2}}{(R_{vst2} + R_{vyst1}) + \frac{1}{j\omega C_{v2}}} = A_1 U_{vst1} \underbrace{\frac{j\omega C_{v2} R_{vst2}}{1 + j\omega C_{v2} (R_{vyst1} + R_{vst2})}}_{F(j\omega)} \quad (5.24)$$

Vidíme, že prenos z výstupu prvého stupňa na vstup druhého stupňa je frekvenčne závislý aj keď A_1 , A_2 sú reálne. Modulová frekvenčná charakteristika kapacitnej väzby medzi stupňami je uvedená na nasledujúcom obrázku. Je z neho možné určiť potrebnú hodnotu kapacity väzbového kondenzátora ak poznáme vstupný a výstupný odpor zosilňovacích stupňov a požadovanú dolnú frekvenciu celého zosilňovača.



Obr.5.14 Modulová frekvenčná charakteristika RC väzby.