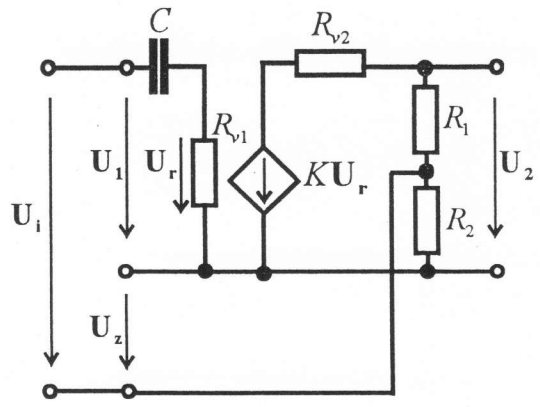


Obr. 3.3.8.

Řešení:

Pro přenos zesilovače bez působení zpětné vazby platí

$$\mathbf{P}_a = \frac{\mathbf{U}_2}{\mathbf{U}_1} = \frac{\mathbf{U}_2}{\mathbf{U}_r}\frac{\mathbf{U}_r}{\mathbf{U}_1} = K\frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_{v2}}\frac{\mathrm{j}\omega CR_{v1}}{1+\mathrm{j}\omega CR_{v1}}.$$

Po dosazení numerických hodnot dostaneme

$$\mathbf{P}_a \cong -183{,}33\frac{\mathrm{j}\omega 10^{-2}}{1+\mathrm{j}\omega 10^{-2}} = -183{,}33\frac{\mathrm{j}\omega/100}{1+\mathrm{j}\omega/100}.$$

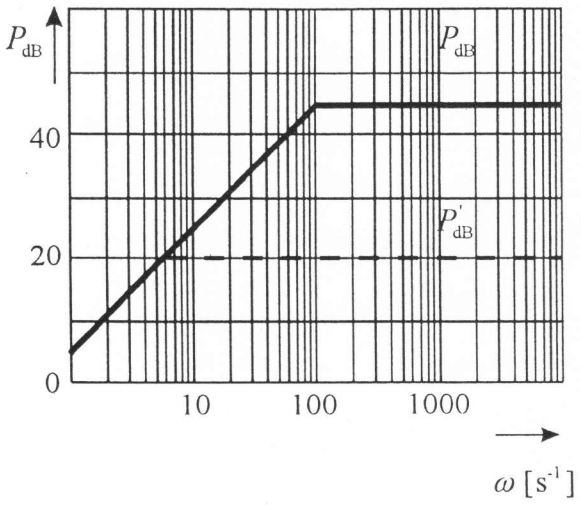
Vzhledem k tomu, že $R_{v1} >> R_2$, platí pro přenos zpětnovazebního členu

$$\mathbf{P}_z = \frac{\mathbf{U}_z}{\mathbf{U}_2} = -\frac{R_2}{R_1+R_2} \cong -\,0{,}09091,$$

takže pro přenos celého zapojení dostaneme

$$\mathbf{P}' = \frac{\mathbf{P}_a}{1+\mathbf{P}_a\mathbf{P}_z} \cong -\frac{\mathrm{j}\omega\cdot 1{,}8333}{1+\mathrm{j}\omega\cdot 0{,}17667} = -10{,}377\frac{\mathrm{j}\omega/5{,}66}{1+\mathrm{j}\omega/5{,}66}.$$

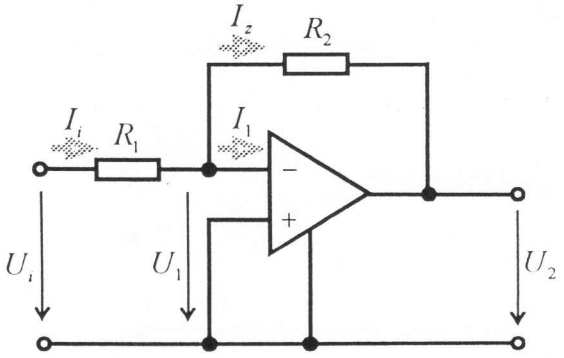
Modulová kmitočtová charakteristika přenosu $\mathbf{P}_a = \mathbf{U}_2/\mathbf{U}_1$ je vyznačena na *obr. 3.3.9* plnou čarou ($\omega_0 = 100\,\mathrm{s}^{-1}$, $A_{\mathrm{dB}} = 20\log 183{,}33$, tj. $A_{\mathrm{dB}} \doteq 45{,}26\,\mathrm{dB}$). Obdobná charakteristika $\mathbf{P}' = \mathbf{U}_2/\mathbf{U}_i$ zesilovače se zpětnou vazbou je vyznačena na *obr. 3.3.9* čárkovanou čarou ($\omega_0' = 5{,}66\ \mathrm{s}^{-1}$, $A_{\mathrm{dB}} = 20\log 10{,}377 = 20{,}32\ \mathrm{dB}$). Z výsledných charakteristik je zřejmé, že vlivem záporné zpětné vazby dochází ke snížení zesílení o cca 25 dB, avšak současně dochází k rozšíření frekvenčního pásma (snížení dolního mezního kmitočtu) o více než jednu dekádu.



Obr. 3.3.9

Příklad 3.3.10

Obvod podle *obr. 3.3.10* obsahuje ideální diferenční operační zesilovač a dva rezistory R_1 a R_2. Určete přenos napětí naprázdno $P_{Up} = U_2/U_i$, vstupní odpor R'_{v1} a výstupní odpor R'_{v2} daného obvodu.



Obr. 3.3.10

Řešení:

Pro ideální operační zesilovač platí, že jeho zesílení diferenčního signálu $K \to -\infty$, vstupní odpor $R_{v1} \to \infty$ a výstupní odpor $R_{v2} = 0$. Za předpokladu, že dané zapojení tvoří zápornou zpětnou vazbu a že je obvod stabilní, můžeme uvažovat, že vstupní napětí zesilovače i jeho

vstupní proud jsou nulové (virtuální zkrat vstupních svorek). Pro náš případ pak platí

$$I_i = \frac{U_i}{R_1},\ I_z = -\frac{U_2}{R_2},\ I_i = I_z . \qquad (1)$$

Požadovaný přenos napětí naprázdno je tedy

$$P_{Up} = \frac{U_2}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} .$$

Pro vstupní odpor celého zapojení platí

$$R'_{v1} = \frac{U_i}{I_i} = R_1 .$$

Platnost rovnic (1) není ovlivněna proudem případné zátěže, takže

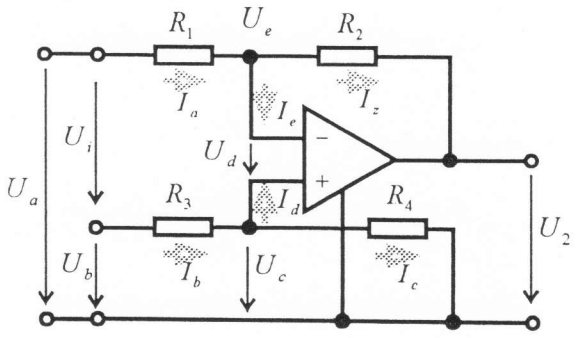
$$P_U = P_{Up} = -\frac{R_2}{R_1}$$

a výstupní odpor je samozřejmě roven nule, tj.

$$R'_{v2} = 0 .$$

Příklad 3.3.11

Obvod podle *obr.3.3.11.* obsahuje ideální diferenční operační zesilovač a čtyři lineární rezistory. Určete výstupní napětí U_2 daného zesilovače při buzení obvodu zdroji napětí U_a a U_b a vypočítejte vstupní a výstupní odpory daného zapojení. Najděte podmínku pro správnou funkci diferenčního zesilovače, tj. podmínku úměrnosti výstupního napětí rozdílu vstupních napětí U_a a U_b.



Obr.3.3.11

Řešení:

Pro ideální operační zesilovač platí

$$K = \frac{U_2}{U_d} \to -\infty,\ R_{v1} \to \infty,\ R_{v2} = 0 .$$

Podobně jako v předchozím příkladu lze psát

$$U_d = 0,\ I_d = 0,\ I_e = 0 .$$

Napětí U_c neinvertujícího vstupu (+) proti společné vstupní a výstupní svorce je dáno nezatíženým odporovým děličem, tj.

$$U_c = U_b \frac{R_4}{R_3 + R_4} . \qquad (1)$$

Napětí U_e mezi invertujícím vstupem (-) a společnou vstupní a výstupní svorkou musí být stejné vzhledem k podmínce $U_d = 0$, takže

$$U_e = U_c .$$

Z rovnosti proudů $I_a = I_z$ plyne

$$\frac{U_a - U_e}{R_1} = \frac{U_e - U_2}{R_2} .$$

Po dosazení ze vztahu (1) dostaneme

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1}\left(U_a - U_b \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}\right). \qquad (2)$$

Zapojení podle *obr.3.3.11* lze použít jako diferenční zesilovač, jestliže koeficient u U_b v předchozí rovnici je roven 1, tj.

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 \Rightarrow \frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} .$$

Přenos diferenčního zesilovače splňujícího předchozí podmínku je potom

$$P_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} .$$

Výstupní odpor daného zapojení je roven nule, neboť přenos daného obvodu nezávisí na jeho zatížení.

Pro výpočet vstupních odporů . je nutno rozlišovat, pro kterou dvojici vstupních svorek vstupní odpor určujeme. Vstupní odpor mezi svorkami:

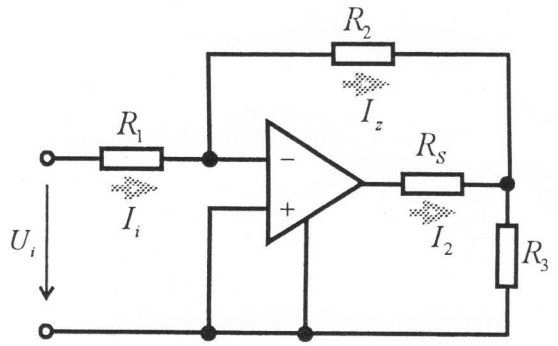
a - 0 $R'_{va} = U_a / I_a = R_1, \quad (U_b = 0)$

b - 0 $R'_{vb} = U_b / I_b = R_3 + R_4$

a - b $R'_{vd} = U_i / I_a = R_1 + R_3, \quad (I_a = -I_b)$

Příklad 3.3.12

Určete proud I_2 protékající zátěží R_s zdroje proudu řízeného napětím v zapojení podle *obr.3.3.12*).



Obr.3.3.12

Řešení:

Vzhledem k virtuálnímu zkratu na vstupu operačního zesilovače můžeme určit proud I_z ze vztahu pro dělič proudu (napětí na odporech R_2 a R_3 je stejné, neboť na vstupu OZ je napětí nulové)

$$I_z = -I_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

Protože vstupní proud OZ je rovněž nulový, platí

$$I_i = \frac{U_i}{R_1} = I_z ,$$

a tedy

$$I_2 = - U_i \frac{R_2 + R_3}{R_1 R_3}.$$

Úloha 3.3.1

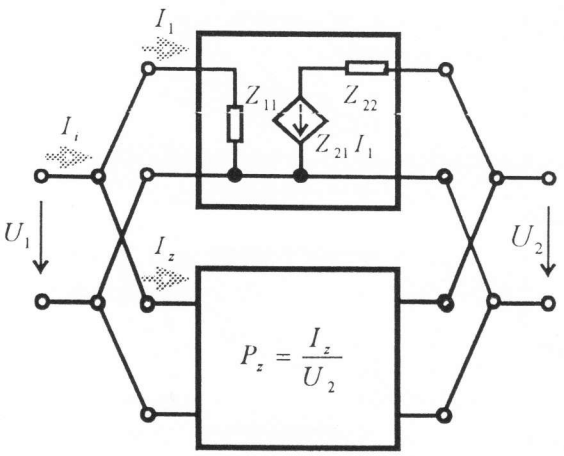
Ideální zesilovač napětí s přenosem $K_{21} = -5000$ má zavedenou sériovou napěťovou zpětnou vazbu s přenosem $\beta = -0{,}1$. Určete přenos napětí $P'_U = U_2 / U_i$ zesilovače se zpětnou vazbou a jeho vstupní a výstupní odpor. Uveďte, jak se tyto parametry změní při poklesu zesílení o 10 %.

Úloha 3.3.2

Určete smíšený přenos $P'_{Ulp} = U_{2p} / I_i$ nezatíženého obvodu podle *obr.3.3.13*, jeho vstupní odpor R'_{v1} a výstupní odpor R'_{v2}. Aktivní dvojbran v přímé větvi je charakterizován impedanční maticí

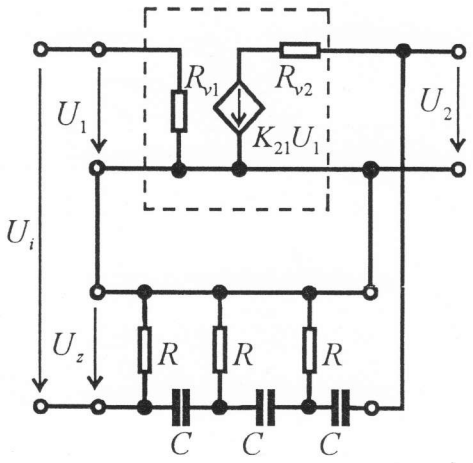
$$\underline{\mathbf{Z}}_a = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ -200 & 10 \end{bmatrix} [\Omega]$$

a unilaterální pasivní zpětnovazební dvojbran je popsán přenosem $P_z = \beta = -0{,}1$ A/V. Vstupní a výstupní odpory zpětnovazební větve se blíží nekonečnu.



Obr.3.3.13

Udejte podmínku pro vznik netlumených kmitů jsou-li vstupní svorky zkratovány nebo buzeny z ideálního zdroje napětí U_i, tj. podmínku kritické zpětné vazby na mezi stability. Určete kmitočet vlastních kmitů ω_0 pro tento případ.

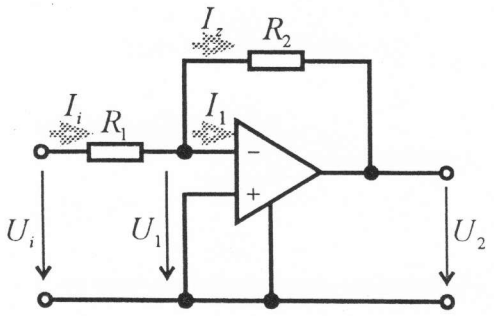


Obr.3.3.17

Úloha 3.3.7

Obvod podle *obr.3.3.18* obsahuje diferenční operační zesilovač *MAA 741C*, jehož parametry jsou K = -25000, $R_{v1} = 300\,\text{k}\Omega$, $R_{v2} = 60\,\Omega$. Vnější odpory jsou $R_1 = 10\,\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\,\text{M}\Omega$. Vypočtěte napěťový přenos naprázdno P_{Up} pro případy:

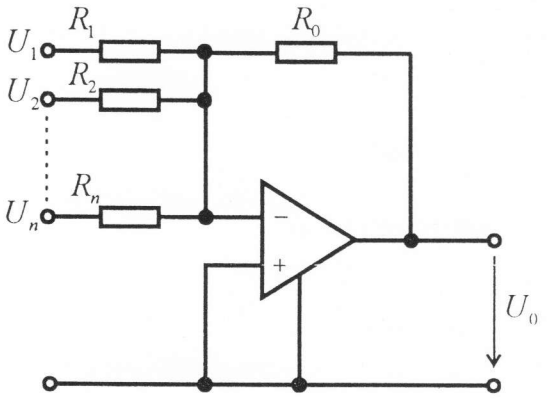
a) operační zesilovač je považován za ideální
b) operační zesilovač je skutečný



Obr.3.3.18

Úloha 3.3.8

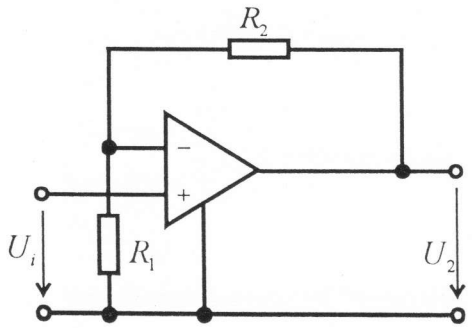
Určete výstupní napětí sčítacího zesilovače podle *obr.3.3.19*, na jehož vstupy jsou připojeny zdroje napětí U_1 až U_n. Jak se změní výstupní napětí v případě, že se odpojí některý ze zdrojů U_1 až U_n.



Obr.3.3.19

Úloha 3.3.9

Pro obvod podle *obr.3.3.20* obsahující ideální diferenční operační zesilovač určete přenos napětí naprázdno, vstupní odpor a výstupní odpor. Jak se změní tyto parametry, je-li rezistor R_2 nahrazen zkratem nebo rezistor R_1 odpojen.



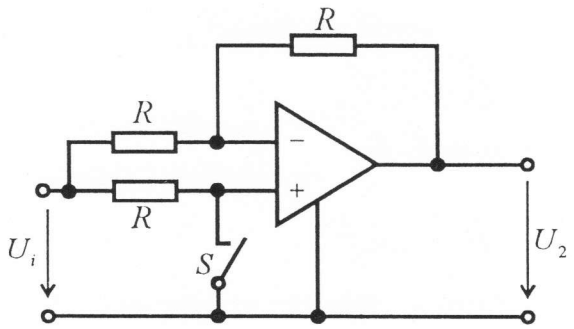
Obr.3.3.20

Úloha 3.3.10

Určete napěťový přenos obvodu s ideálním operačním zesilovačem podle *obr.3.3.21* pro případy:

a) spinač S je rozepnut,

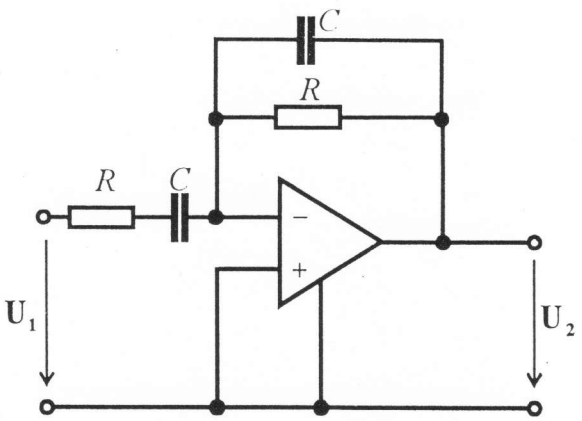
b) spinač S je sepnut.



Obr.3.3.21

Úloha 3.3.11

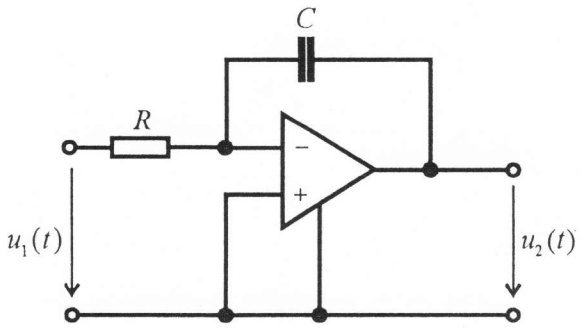
Obvod podle *obr.3.3.22* obsahuje ideální operační zesilovač a je buzen ze zdroje harmonického napětí $\mathbf{U}_1$. Určete přenos daného obvodu $\mathbf{P}_U = \mathbf{U}_2 / \mathbf{U}_1$ a nakreslete asymptotickou modulovou a fázovou frekvenční charakteristiku v logaritmických souřadnicích, je-li $R = 1\,\mathrm{k\Omega}$, $C = 100\,\mathrm{nF}$.



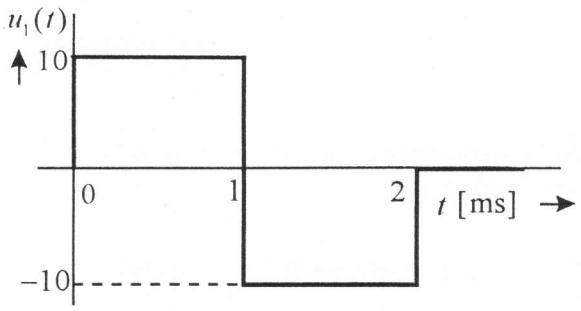
Obr.3.3.22

Úloha 3.3.12

Stanovte operátorový přenos obvodu podle *obr.3.3.23* a vypočítejte jeho impulsní a přechodovou charakteristiku. Pomocí přechodové charakteristiky nalezněte odezvu $u_2(t)$ daného obvodu na vstupní obdélníkový signál $u_1(t)$ podle *obr.3.3.24* pro případ nulové počáteční podmínky $u_2(t) = 0$ pro $t < 0$. Obvod obsahuje ideální operační zesilovač a pasivní prvky $R = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $C = 1\,\mu\mathrm{F}$.



Obr.3.3.23



Obr.3.3.24

Úloha 3.3.7

a) $$P_{Up} = -\frac{R_2}{R_1} = -100$$

b) Skutečný operační zesilovač lze modelovat napěťově řízeným zdrojem napětí KU_r se vstupním odporem R_{v1} a výstupním odporem R_{v2}. Metodou uzlových napětí dostaneme:

$$\frac{U_r - U_i}{R_1} + \frac{U_r - U_2}{R_2} + \frac{U_r}{R_{v1}} = 0 ,$$

$$\frac{U_2 - U_r}{R_2} + \frac{U_2 - KU_r}{R_{v2}} = 0 .$$

Řešení soustavy rovnic dává

$$U_2 = -99{,}58\,U_i .$$

Porovnáním obou případů zjistíme, že zesílení obvodu se skutečným zesilovačem je o 0,42 % menší, než v obvodu s ideálním operačním zesilovačem.

Úloha 3.3.8

S uvážením virtuálního zkratu na vstupu operačního zesilovače dostaneme

$$U_0 = \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \ldots + \frac{U_n}{R_n} \right) \cdot R_0$$

Úloha 3.3.9

$U_2 = U_i (1 + R_2 / R_1)$, $R_{v1} \to \infty$, $R_{v2} = 0$.

Pro $R_2 = 0$ nebo $R_1 \to \infty$ platí $U_2 = U_i$.

Úloha 3.3.10

V případě a) je napětí na obou vstupech operačního zesilovače rovno napětí U_i, takže oběma vstupními odpory neprotéká žádný proud. Z toho důvodu musí být nulový i prou zpětnovazebního odporu a tedy i výstupní napětí $U_2 = U_i$. Přenos napětí je tedy $P_U = 1$.

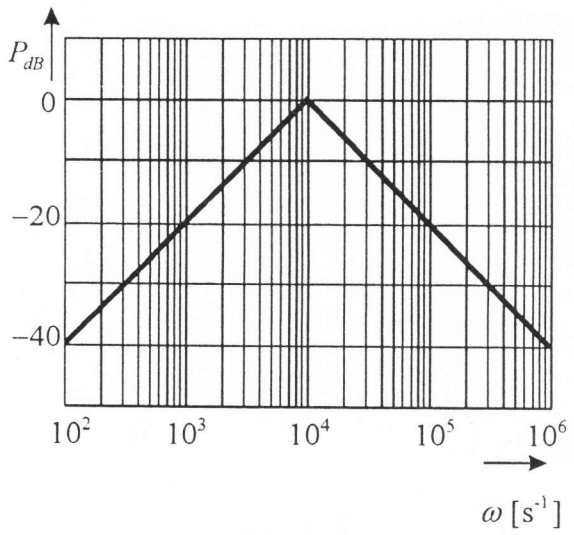
V případě b) se jedná o prostý invertor, takže $P_U = -1$.

Úloha 3.3.11

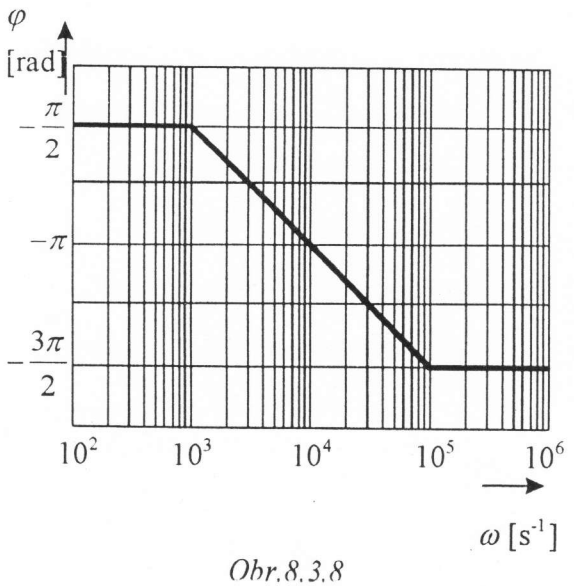
V daném případě jde o základní invertující zapojení operačního zesilovače, jehož přenos určíme poměrem impedancí ve zpětnovazební a vstupní větvi, takže

$$P_U = -\frac{j\omega CR}{(1 + j\omega CR)^2} , \text{ kde } CR = 10^{-4} .$$

Frekvenční charakteristiky jsou uvedeny na *obr.8.3.7* (modulová charakteristika) a *obr.8.3.8* (fázová charakteristika).



Obr.8.3.7



Obr.8.3.8

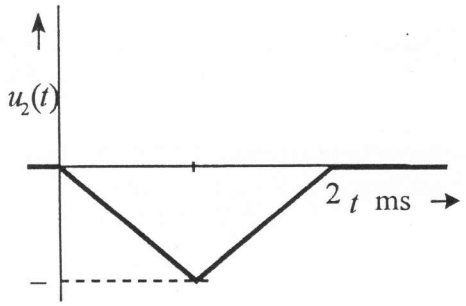
Úloha 3.3.12

$$P=\frac{U_2(p)}{U_1(p)}=-\frac{1}{pCR}=-\frac{100}{p},$$

$$w(t)=-100\cdot\mathbf{1}(t)\,,\qquad a(t)=-100t\cdot\mathbf{1}(t)\,,$$

$$u_2(t)=-1000t\cdot\mathbf{1}(t)+2000(t-0{,}001)\cdot\mathbf{1}(t-0{,}001)-$$
$$-1000(t-0{,}002)\cdot\mathbf{1}(t-0{,}002)\ \ [\mathrm{V}].$$

Časový průběh výstupního napětí je uveden na *obr.8.3.9.*



Obr.8.3.9

Úloha 3.4.1

Pro označení uzlů podle *obr.3.4.12* (str.91) je zkrácená admitanční matice pasivní části obvodu

$$\mathbf{Y}_\mathrm{p}=10^{-4}\begin{bmatrix}0.1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 10\end{bmatrix}\ [\mathrm{S}]$$

a zkrácená admitanční matice linearizovaného modelu tranzistoru

$$\mathbf{Y}_\mathrm{T}=10^{-4}\begin{bmatrix}3 & -0{,}06 & -2{,}94\\ 600 & 0{,}18 & -600{,}18\\ -603 & -0{,}12 & 613{,}12\end{bmatrix}\ [\mathrm{S}].$$

Výsledná matice je pak

$$\mathbf{Y}=\mathbf{Y}_\mathrm{p}+\mathbf{Y}_\mathrm{t}=10^{-4}\begin{bmatrix}3{,}1 & -0{,}06 & -2{,}94\\ 600 & 1{,}18 & -600{,}18\\ -603 & -0{,}12 & 613{,}12\end{bmatrix}\ [\mathrm{S}].$$

Přenos napětí naprázdno je

$$P=\frac{U_2}{U_1}=\frac{I_1\frac{D_{12}}{D}}{I_1\frac{D_{11}}{D}}=\frac{D_{12}}{D_{11}}=\frac{-5963{,}46\cdot10^{-8}}{651{,}46\cdot10^{-8}}=-9{,}154.$$

Pro vstupní a výstupní odpor platí

$$R_{v1}=\frac{U_2}{I_1}=\frac{I_1\frac{D_{12}}{D}}{I_1}=\frac{D_{11}}{D}=\frac{651{,}46}{497{,}09}\cdot10^4=13{,}1\ \mathrm{k\Omega}\,,$$

$$R_{v2}=\frac{U_2}{I_2}=\frac{I_2\frac{D_{22}}{D}}{I_2}=\frac{D_{22}}{D}=\frac{127{,}85}{497{,}09}\cdot10^4=2{,}572\ \mathrm{k\Omega}.$$

Úloha 3.4.2

Při napájení vstupu obvodu ze zdroje napětí s nenulovým vnitřním odporem R_i je nutno při použití zobecněné metody uzlových napětí provést záměnu napájecího zdroje zdrojem proudu s paralelní vodivostí a tuto vodivost poté zahrnout do admitanční matice obvodu (tj. přičíst tuto vodivost G_i k prvku Y_{11} admitanční matice obvodu. Problém buzení ideálním zdrojem napětí je možno řešit jako limitní případ pro $G_i\to\infty$, takže

$$\mathbf{Y}=10^{-4}\begin{bmatrix}3{,}1+10^4G_i & -0{,}06 & -2{,}94\\ 600 & 1{,}18 & -600{,}18\\ -603 & -0{,}12 & 613{,}12\end{bmatrix}\ [\mathrm{S}],$$

$$R_{v2}=\lim_{G_i\to0}\frac{D_{22}}{D}=$$

$$=\lim_{G_i\to0}\frac{613{,}12\cdot G_i\cdot10^4}{(613{,}12\cdot1{,}18-600{,}18\cdot0{,}12)\cdot G_i}=$$

$$=9{,}411\ \mathrm{k\Omega}\,.$$

Úloha 3.4.3

Zkrácená admitanční matice obvodu podle *obr.3.4.13 (str.91)* pro referenční uzel (0) je

$$\mathbf{Y}=\begin{bmatrix}G_1+G_3+\mathrm{j}\omega C & -G_3-\mathrm{j}\omega C\\ -G_3-\mathrm{j}\omega C & G_2+G_3+\mathrm{j}\omega C\end{bmatrix}+$$

$$+\begin{bmatrix}\mathbf{Y}_{bb} & \mathbf{Y}_{bc}\\ \mathbf{Y}_{cb} & \mathbf{Y}_{cc}\end{bmatrix}$$