

Laboratorní úloha – KLS 1

Vliv souhlasného rušení na výsledek měření stejnosměrného napětí (Multisim)

(úloha pro seznámení s prostředím MULTISIM 12.0)

Popis úlohy:

Cílem úlohy je potvrdit často opomíjený, byť triviální fakt ovlivnění snímané stejnosměrné veličiny (v našem případě napětí na R_3) střídavým rušivým signálem, je-li v příslušné části obvodu nelineární prvek či soustava takových prvků, kde může dojít k částečnému usměrnění tohoto rušivého signálu.

Zdroj V_1 je zdrojem měřeného napětí (model výstupu senzoru se stejnosměrným napětíovým výstupem), zdroj V_2 je zdroj střídavého rušivého napětí, superponovaného na užitečný signál z V_2 . K této superpozici může v praxi dojít např. kapacitní či indukční vazbou ze zdroje střídavého signálu.

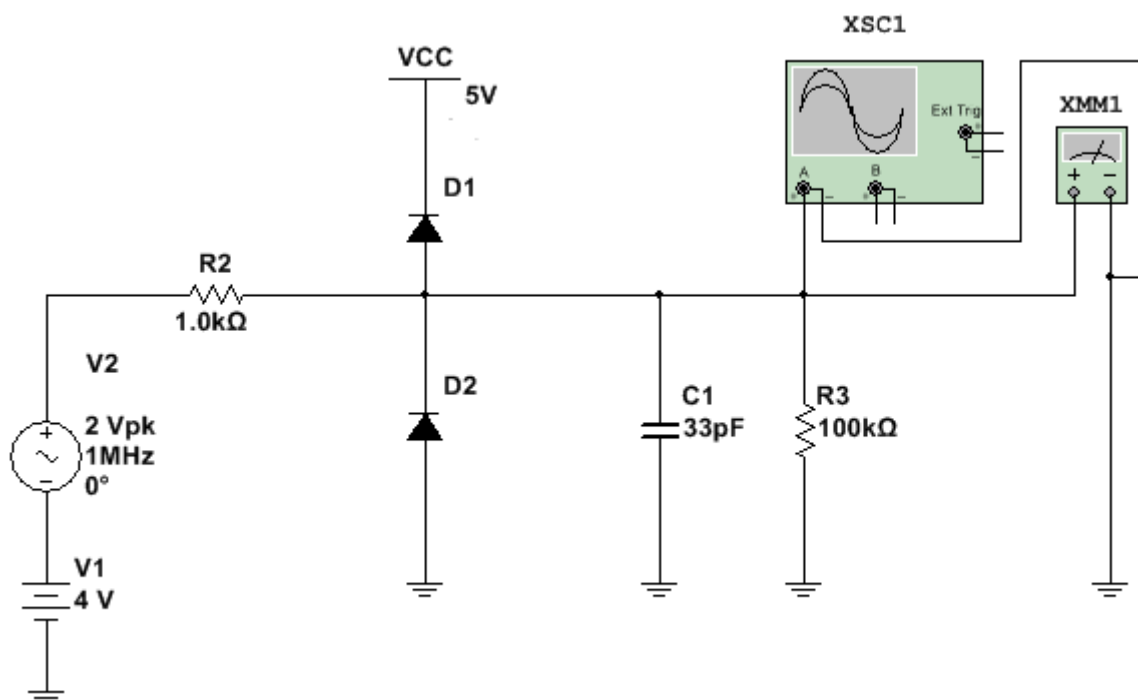
Sada prvků D_1 , D_2 a R_3 tvoří model typického ochranného obvodu používaného na většině vstupů analogových integrovaných obvodů. Princip činnosti této ochrany je následující: je-li napětí na vstupu obvodu v rozsahu definovaném nulovým potenciálem (D_1) a napájecím napětím obvodu V_{CC} (D_2), PN přechody obou diod jsou polarizované v závěrném směru a přítomnost diod se v obvodu (zanedbáme-li proud diody v závěrném směru a parazitní kapacitu PN přechodu) neprojeví. V opačném případě se jeden z přechodů otevře a omezí tak napětí na navazujících prvcích v obvodu na hodnotu $V_{CC} + U_D$, resp. $-U_D$, kde U_D je napětí na PN přechodu diody v propustném směru. Kombinace C_1 , R_3 pak představuje model dalších navazujících prvků v obvodu, které zatěžují zdroje měřeného i rušivého napětí.

Úkol měření:

1. V prostředí MULTISIM vytvořte model vstupního obvodu měřicího přístroje dle obr. 1.1. Připojte zdroje V_1 a V_2 (model zdroje stejnosměrného napětí s rušivou střídavou složkou lze vytvořit v prostředí MULTISIM elegantněji, avšak použité řešení je názornější). Připojte měřicí přístroje XMM1 (virtuální multimeter) a XSC1 (virtuální osciloskop).
2. Určete velikost stejnosměrné složky (nastavení XMM1 „DC“) a efektivní hodnotu střídavé složky (nastavení XMM1 „AC“) napětí na R_3 pro kombinace hodnot U_{V1} a U_{V2} , uvedené v Tab. 1.1.
3. Zakreslete do grafu průběhy napětí na R_3 (U_{R3DC}) pro poslední sloupec tabulky.
4. Diskutujte vliv napětí U_{V2} na velikost stejnosměrné složky napětí na R_3 (U_{R3DC}). Jak závisí míra tohoto vlivu na hodnotě napětí U_{V1} vzhledem k mezním hodnotám pracovního rozsahu omezovače D_1 , D_2 ? Čím je způsobeno, že hodnota napětí U_{R3DC} nesouhlasí přesně s hodnotou U_{V1} ani pro $U_{V2} = 0$ V?

Tab 1.1

U_{V1} (V)	0	0	0	1	1	1	4,5	4,5	4,5
U_{V2} (V)	0	0,5	1	0	0,5	2	0	0,5	2
U_{R3DC} (V)									
U_{R3AC} (V)									



Obr. 1.1 Schéma obvodu pro vyšetření vlivu souhlasného střídavého rušivého napětí na výsledek měření stejnosměrného napětí

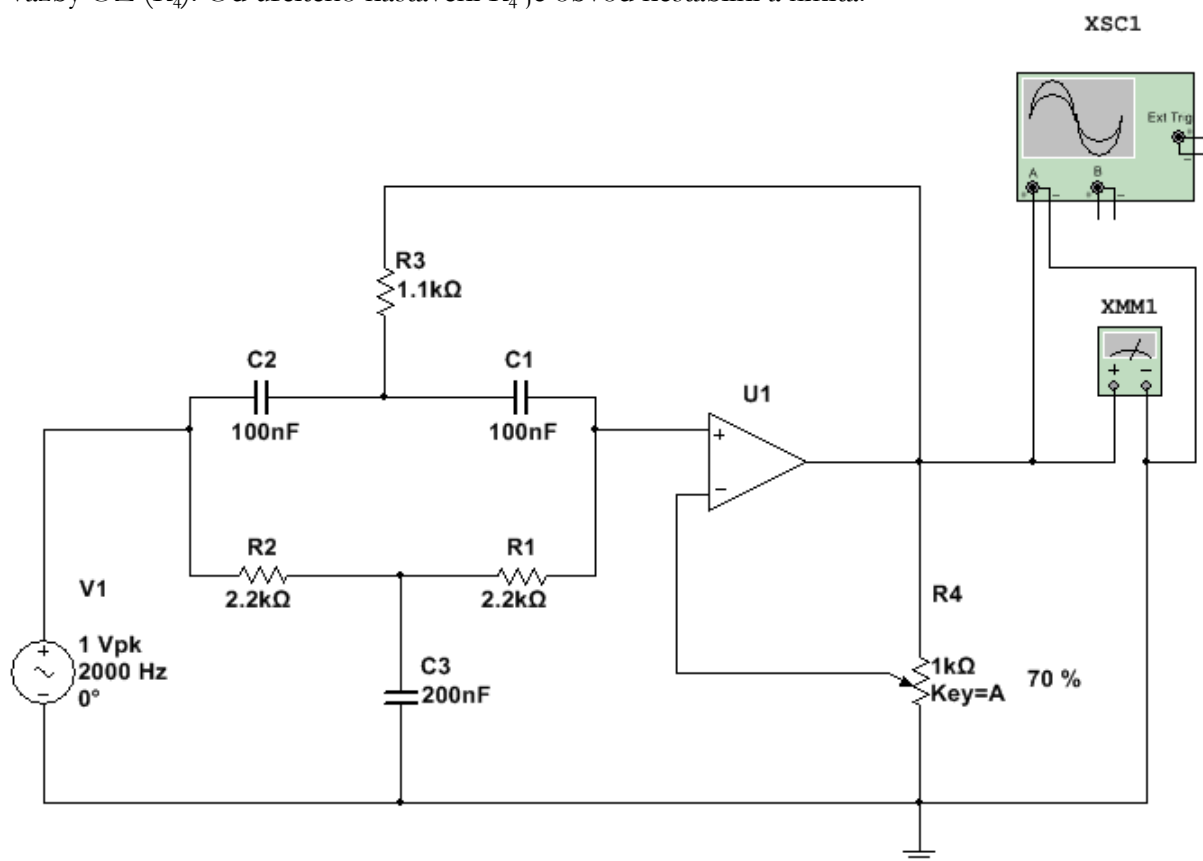
Laboratorní úloha – KLS2

Experiment s pásmovou zádrží

(Multisim + volitelně přípravek)

Popis úlohy:

Aktivní pásmová zádrž s dvojitým T-článkem se používá k odstranění nežádoucí harmonické komponenty ze signálu. Lze odvodit, že pro správnou funkci obvodu musí být odpory rezistorů R_1 a R_2 shodné a rovné dvojnásobku velikosti odporu rezistoru R_3 , a obdobně musí být shodné velikosti kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 , velikost kapacity kondenzátoru C_3 je polovinou velikosti kapacity kondenzátoru C_1 či C_2 . Tohoto souběhu se v praxi při realizaci z diskretních prvků dosahuje kusovým výběrem součástek. Činitel jakosti obvodu lze ovlivnit nastavením zpětné vazby OZ (R_4). Od určitého nastavení R_4 je obvod nestabilní a kmitá.



Obr. 2.1 Pásmová zádrž s dvojitým T-článkem

Úkol měření:

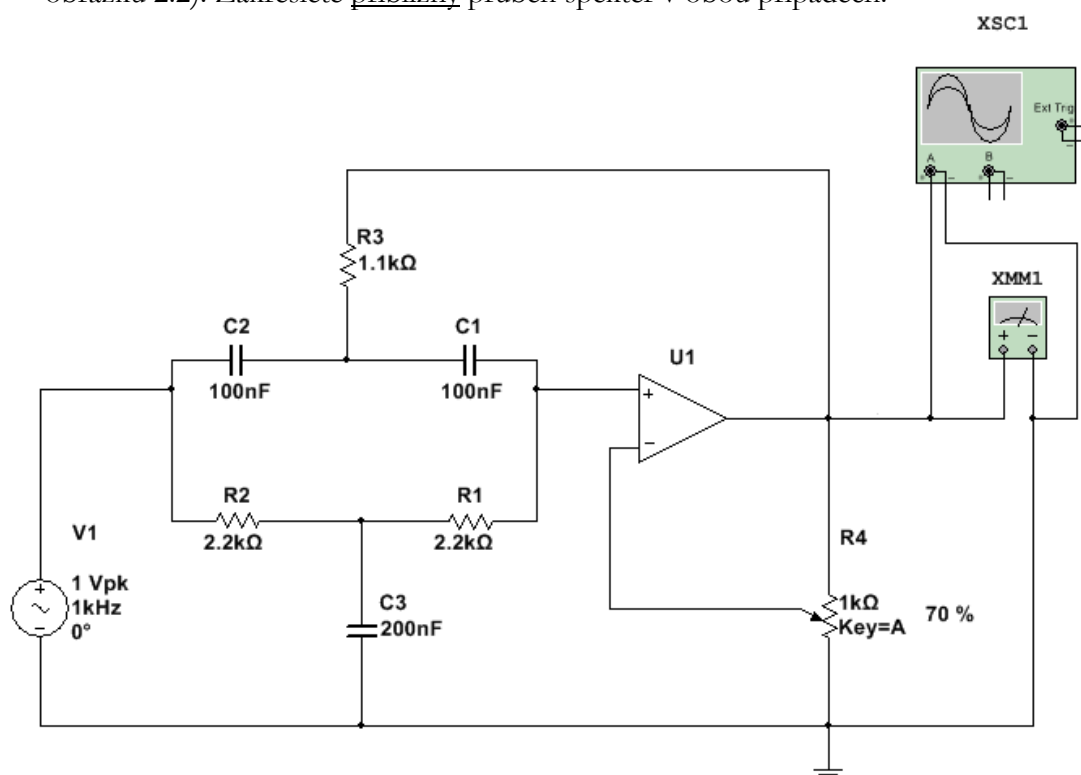
1. Vytvořte v prostředí MULTISIM schéma pásmové zádrže s dvojitým T-článkem dle obrázku 2.1. Vyzkoušejte ovládání potenciometru R_4 z klávesnice během simulace.
2. Experimentálně zjistěte mez stability obvodu v závislosti na poloze R_4 . Hodnotu R_4 na mezi stability zapište.
3. Pro polohy R_4 60 %, 80 % a 100 % určete:
 - a. přenos obvodu v rozsahu 100 Hz - 2 kHz (použijte funkci AC Analysis, výsledky přibližně zakreslete do společného obrázku)
 - b. vysvětlete, proč rozsah nezačíná od 0 Hz

- c. střední kmitočet v zatlumeném pásmu f_s a útlum takového vstupního signálu (pro odečítání hodnot použijte funkci lupy a kurzory v předešlém grafu. V případě potřeby upravte rozsah či počet bodů analýzy).
- d. činitel jakosti dle definice

$$Q = \frac{f_s}{f_{3dBH} - f_{3dB D}} \quad (2.1)$$

Pro polohy R_4 20% a 40% určete kmitočet vlastních kmitů obvodu. Vyzkoušejte při tom použití čítače (Frequency Counter). Seznamte se s jeho nastavitelnými parametry a s jejich významem (komparační úroveň a citlivost).

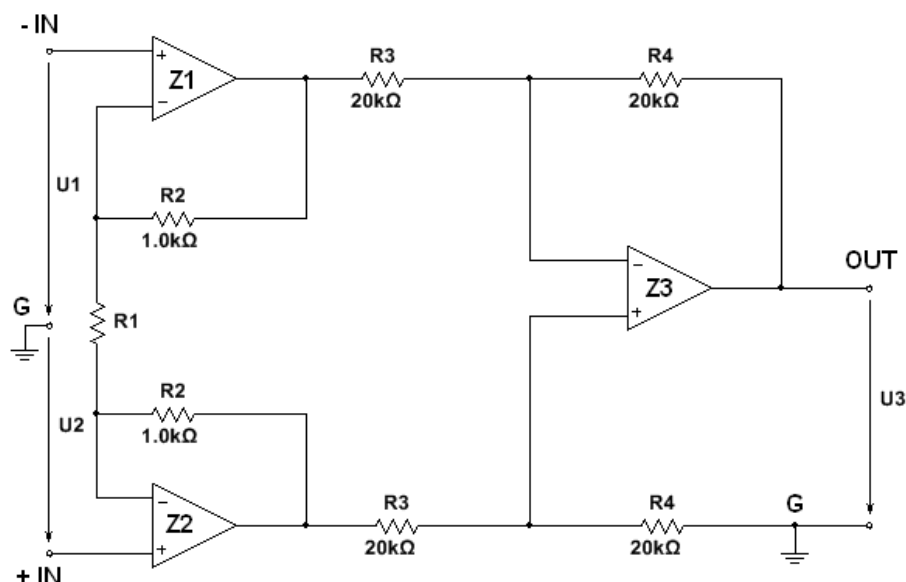
4. Určete experimentálně limitu kmitočtu vlastních kmitů obvodu pro $R_4 \rightarrow R_{4mez_stab}$ a porovnejte s f_s z bodu 3.
5. Pomocí „Analysis“ - „Fourier Analysis“ zobrazte amplitudovou frekvenční charakteristiku obvodu pro nastavení R_4 20 % a 80 % (zachovejte nastavení zdroje dle obrázku 2.2). Zakreslete přibližný průběh spekter v obou případech.



Obr. 2.2 Připojení čítače do obvodu

Laboratorní úloha – KLS3

Přístrojový zesilovač (Multisim + přípravek)



Obr. 3.1 Přístrojový zesilovač

Popis úlohy:

Přístrojový zesilovač je určen k zesílení *rozdílového napětí* $u_D = u_2 - u_1$ při potlačení *souhlasného napětí* $u_C = (u_1 + u_2)/2$. Je tvořen dvojicí symetricky zapojených vstupních zesilovačů napětí s velkým vstupním odporem a symetrickým rozdílovým zesilovačem s asymetrickým výstupem.

Rozdílové zesílení G_D zesilovače je určeno poměrem jeho výstupního napětí k rozdílovému vstupnímu napětí. Za předpokladu ideálních vlastností operačních zesilovačů je rozdílové zesílení

$$G_D = \frac{u_3}{u_D} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Souhlasné zesílení G_C zesilovače je určeno poměrem jeho výstupního napětí k souhlasnému vstupnímu napětí, které působí současně na obě vstupní svorky zesilovače.

Činitel potlačení souhlasného napětí CMR je definován poměrem rozdílového a souhlasného zesílení

$$CMR = 20 \log \frac{G_D}{G_C} [dB]$$

Ideální přístrojový zesilovač má $G_C \rightarrow 0$ a $CMR \rightarrow \infty$.

Statické vlastnosti zesilovače jsou dány vstupními napětími a proudy operačních zesilovačů a jejich nelinearitou.

Výstupní offset zesilovače je určen jeho výstupním napětím při uzemněných vstupech.

Dynamické vlastnosti zesilovače jsou definovány mezním kmitočtem, mezním výkonovým kmitočtem, dobou náběhu a rychlostí přeběhu výstupního napětí.

Mezní kmitočet f_m je kmitočet vstupního sinusového napětí, při kterém klesne zesílení zesilovače o - 3 dB vzhledem k stejnosměrnému zesílení. Pro mezní kmitočet zesilovače platí

$$f_m \approx \frac{f_T}{G_D}$$

kde f_T je *tranzitní kmitočet* operačního zesilovače, při kterém je rozdílové zesílení $G_D = 1$.

Doba náběhu T_n je doba potřebná ke změně výstupního napětí zesilovače z 0,1 na 0,9 své ustálené hodnoty při skokové změně vstupního napětí.

Pro dobu náběhu platí

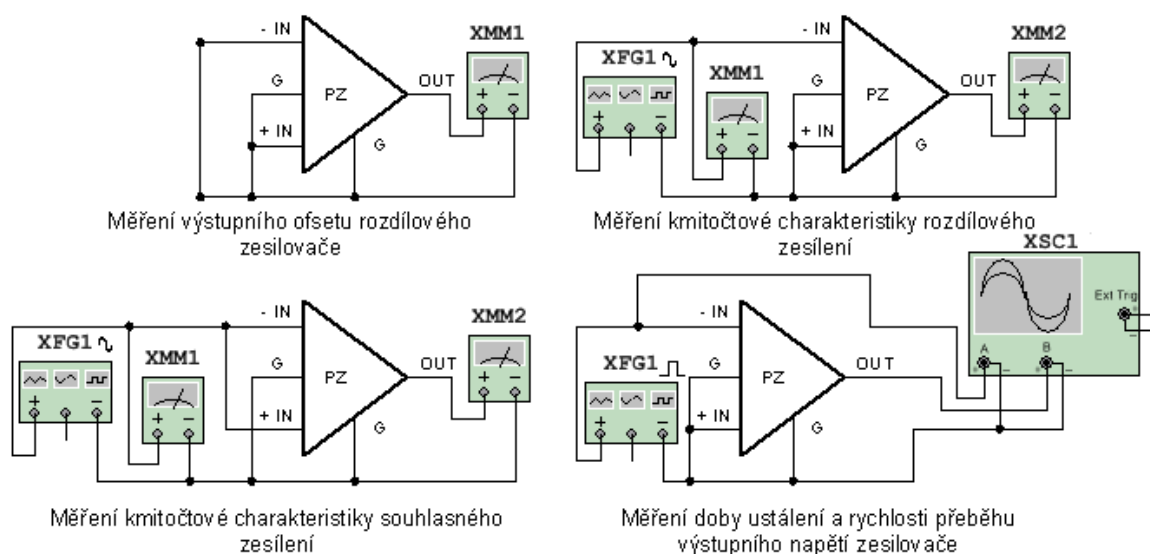
$$T_n = \frac{0,35}{f_m}$$

Mezní výkonový kmitočet f_p je kmitočet vstupního sinusového napětí, při kterém ještě nedochází ke zkreslení jeho výstupního napětí. Při rozkmitu výstupního napětí U_m je určen rychlostí přeběhu výstupního napětí S

$$S = \pi f_m U_m$$

Úkol měření (praktické části proved'te dle možností jak na modelu v Multisimu, tak na reálném přípravku):

1. Výpočtem určete hodnoty rezistoru R_1 pro rozdílová zesílení $G_D = 1, 2, 4, 8$ při $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 20 \text{ k}\Omega$.
2. Změřte výstupní ofset rozdílového zesílení zesilovače pro jmenovitá rozdílová zesílení $G_D = 2, 4, 8$.
3. Změřte kmitočtovou charakteristiku rozdílového zesílení zesilovače pro rozdílová zesílení $G_D = 2, 4, 8$ a určete mezní kmitočty, při kterých klesnou zesílení o - 3 dB vzhledem k stejnosměrnému zesílení. Amplitudu vstupního rozdílového napětí volte tak, aby rozkmit výstupního napětí zesilovače bylo maximálně $\pm 1 \text{ V}$.
4. Změřte kmitočtovou charakteristiku souhlasného zesílení zesilovače pro rozdílová zesílení $G_D = 2, 4, 8$. Určete kmitočtovou závislost činitele potlačení CMR. Amplitudu vstupního souhlasného napětí volte tak, aby rozkmit výstupního napětí zesilovače bylo maximálně $\pm 1 \text{ V}$.
5. Změřte dobu náběhu a rychlost přeběhu výstupního napětí zesilovače pro rozdílová zesílení $G_D = 2, 4, 8$. Amplitudu vstupního obdélníkového napětí volte tak, aby rozkmit výstupního napětí byl maximálně $\pm 1 \text{ V}$.
6. Naměřené výsledky porovnejte s vypočtenými hodnotami za předpokladu, že tranzitní kmitočet operačních zesilovačů je $f_T = 1 \text{ MHz}$ a mezní rychlost přeběhu je $S = 1 \text{ V/us}$.



Laboratorní úloha – KLS4

Modelování parazitních vlastností aktivních i pasivních prvků (Multisim)

Popis úlohy:

Na obrázku 4.1 je zjednodušené schéma stabilizátoru napětí, využívajícího Zenerovu diodu D_1 . Její napěťový úbytek je zesílen na požadovanou hodnotu (cca 10 V) pomocí neinvertujícího zesilovače, realizovaného operačním zesilovačem U_2 . Protože dioda D_1 je přes R_3 protékána proudem z výstupu zesilovače, je v ustáleném stavu činitel stabilizace napětí velmi vysoký.

Pro korektní funkci obvodu je zapotřebí jeho správné spuštění, tj. dosažení záporné zpětné vazby OZ. V praxi se na správném nastartování obvodu podílí řada vlivů, mj. napěťový offset OZ, vstupní klidové proudy OZ a jejich nesymetrie či parazitní kapacity jednotlivých částí obvodu.

Úkol měření:

1. Pro schéma stabilizovaného zdroje napětí s obecným operačním zesilovačem U_2 na obr. 4.1 vyzkoušejte chování obvodu (zjistěte ustálenou hodnotu napětí na výstupu OZ U_2) pro jeho vstupní napěťový offset -10 mV a +10 mV.

Tab. 4.1

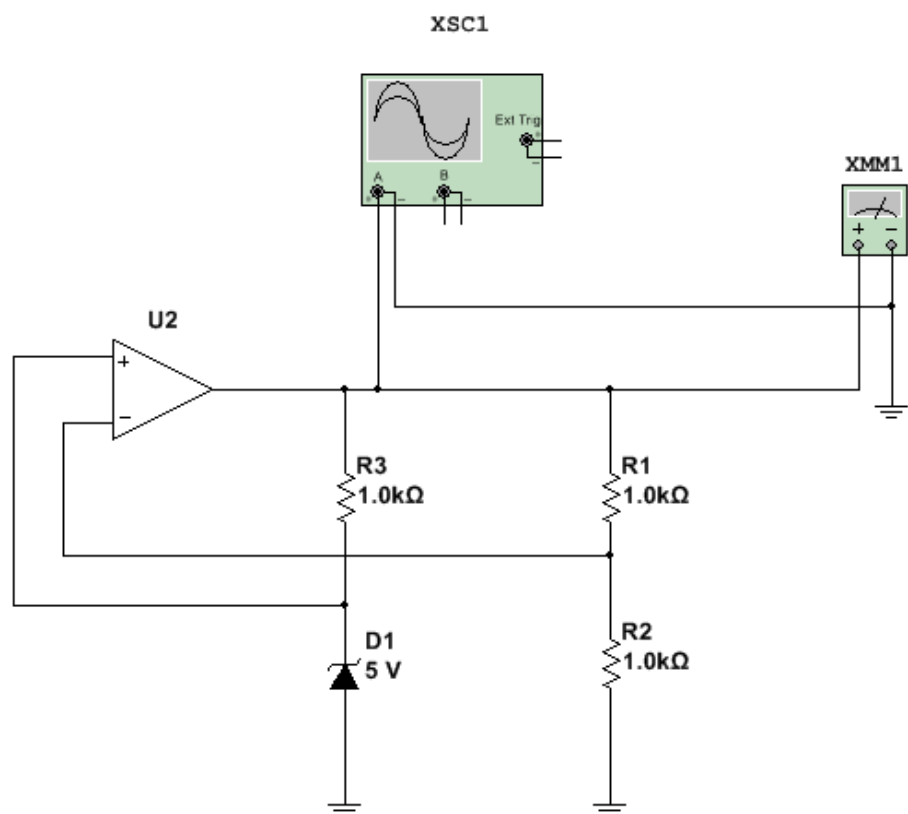
U_{U2off} (mV)	50	-50
U_{U2out} (V)		

2. Nahraďte operační zesilovač U_2 bez napájení OZ s napájením dle obrázku 2.2 (vyzkoušejte funkci REPLACE v popisu OZ) a upravte velikost rezistoru R_3 a R_1 i velikost Zenerova napětí ZD D_1 dle obr. 4.2 tak, aby výstupní napětí stabilizátoru mělo hodnotu cca 12 V. Určete dobu náběhu výstupního napětí a vliv offsetu +/-1 mV v tomto případě. Porovnejte s výsledky z bodu 1. a zdůvodněte rozdíly.

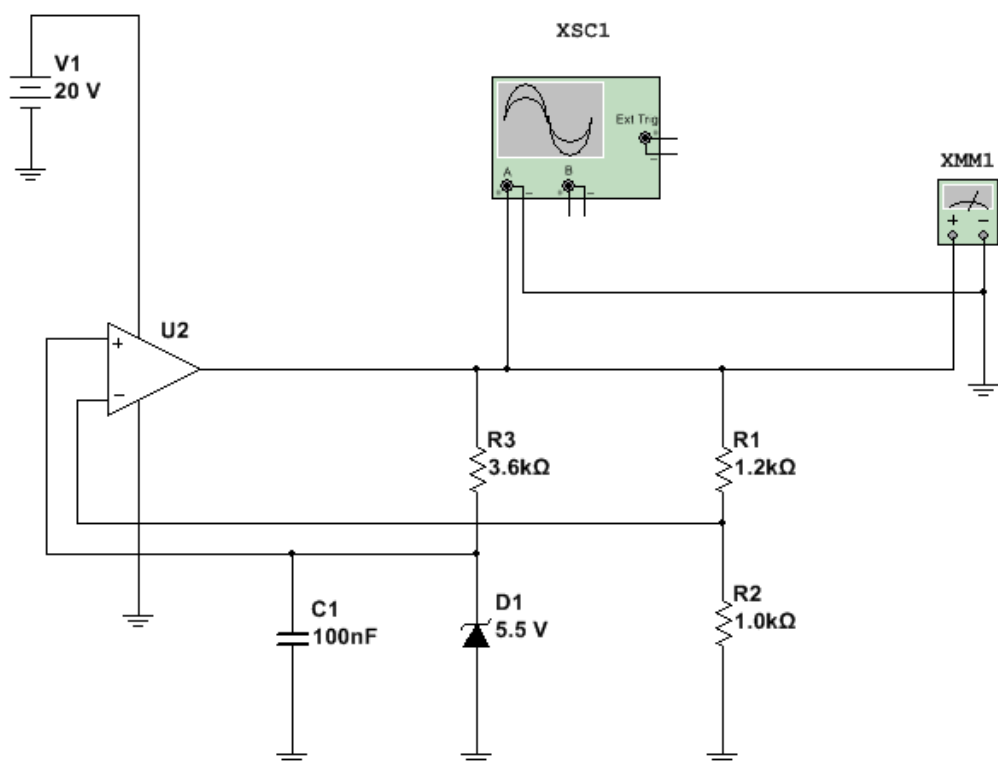
Tab. 4.2

U_{U2off} (mV)	50	-50
T_n (ms)		
U_{U2out} (V)		

3. Ve schématu dle obr. 4.2 pomocí „Analysis“ - „DC Operating Point“ určete napětí na středním bodě děliče (R_1 , R_2) a na ZD D_1 v ustáleném stavu. Porovnejte výsledky s výsledky klasické simulace, naměřenými voltmetrem XMM1.
4. Pomocí „Analysis“ – „DC Sweep“ určete napětí na výstupu OZ U_2 v obr. 4.2 v ustáleném stavu pro napětí zdroje V_1 v rozmezí 5 V až 20 V. Ve výsledném grafu vyzkoušejte funkci zoom.

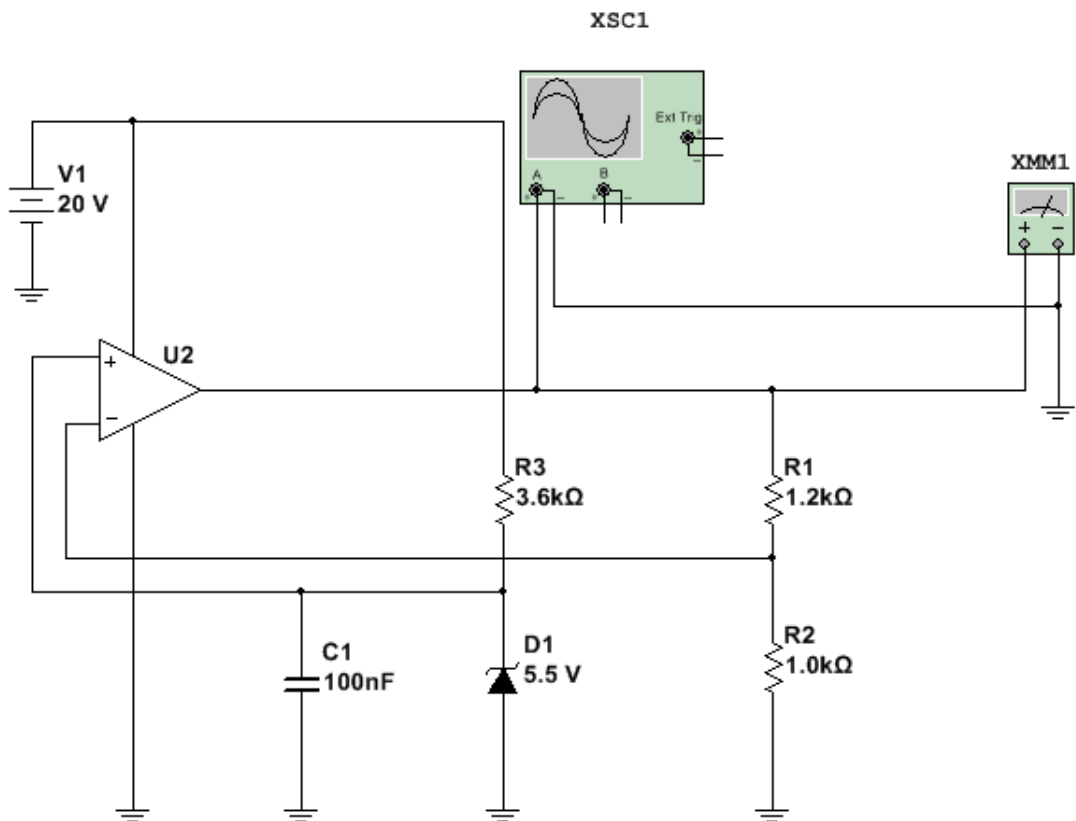


Obr. 4.1 Schéma stabilizátoru napětí 10 V se zpětnou vazbou



Obr. 4.2 Schéma stabilizátoru napětí 12 V se zpětnou vazbou a s modelem napájení použitého OZ

5. Porovnejte předchozí průběhy z měření 4 a výsledné hodnoty napětí v ustáleném stavu z měření 3 s případem, kdy je ZD napájena přímo ze zdroje V_1 (viz obr. 4.3).



Obr. 4.3 Schéma stabilizátoru napětí 12V s přímo napájenou ZD

6. Pro schéma na obr. 4.3 vyzkoušejte analýzu Monte Carlo pro hodnotu R_3 s tolerancí $\pm 3\text{ k}\Omega$. Opět nás zajímá přechodový děj (Transient) napětí na výstupu OZ v čase cca 10 ms. Počet pokusů max. 50. Zapište minimální a maximální dosaženou hodnotu napětí po vyloučení případných „odlehklých“ výsledků.
7. *Dobrovolný úkol: Navrhněte úpravu obvodu dle obr. 2.2, aby správnost funkce obvodu nebyla ovlivněna offsetem OZ.*

Laboratorní úloha – KLS5

Experiment se sinusovým funkčním měničem

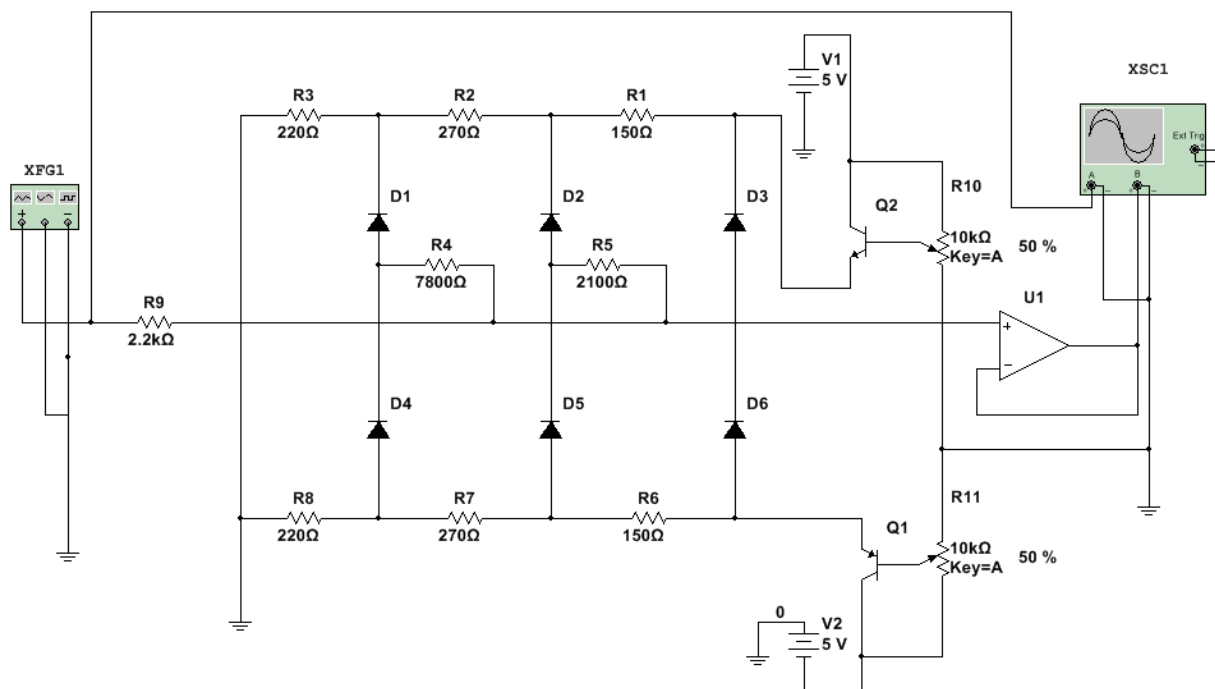
(Multisim + volitelně přípravek)

Popis úlohy:

Sinusový funkční měnič se používá pro generování harmonického signálu na nízkých kmitočtech. Mezi jeho výhody patří relativně široký rozsah pracovních kmitočtů a obvodová jednoduchost. Při pečlivé realizaci lze v praxi dosáhnout harmonického zkreslení $THD < 3 \%$ při sériové výrobě a $THD < 1 \%$ při individuálním výběru prvků. Vstupní trojúhelníkový signál se získá např. integrací pravoúhlého signálu multivibrátoru (v naší úloze použijeme pro jednoduchost funkční generátor).

Úkol měření:

1. Vytvořte v prostředí MULTISIM schéma sinusového funkčního měniče dle obr. 5.1. Dbejte na výběr generických modelů součástek (virtual), na správnou polaritu zdrojů V_1 a V_2 a zejména na správné zapojení odporových trimrů R_{10} a R_{11} z hlediska jejich souběhu (použijte možnost ovládání obou prvků stejnou klávesou). Nastavte krok ovládání obou prvků na 1 %.



Obr. 5.1 Sinusový funkční měnič

2. Pro nastavení generátoru: frekvence 1000 Hz, typ signálu: trojúhelník, amplituda 3 V a s použitím osciloskopu určete experimentálně nastavení R_{10} resp. R_{11} pro vizuálně optimální výstupní harmonický signál (připomínáme, že pracujete s krokem trimrů 1 % a oba trimry jsou neustále nastaveny shodně).
3. Pomocí „Analysis“ - „Fourier Analysis“ zobrazte amplitudovou frekvenční charakteristiku obvodu (základní frekvence 1 kHz, 9 vyšších harmonických), případně

experimentálně dostavte trimry R_{10} a R_{11} tak, aby celková energie vyšších harmonických byla minimální. Připomínáme, že po každé změně nastavení trimrů R_{10} a R_{11} je třeba znovu provést „Analysis“ - „Fourier Analysis“. Porovnejte celkové harmonické zkreslení THD výstupního signálu vypočteného programem Multisim s vypočteným dle definice:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^9 U_i^2}}{U_1} \quad (6.1)$$

4. kde U_1 je amplituda základní harmonické a U_i jsou amplitudy nezanedbatelných vyšších harmonických složek signálu (při měření postačí určit pouze dominantní rušivé složky do 15 kHz).

Tab. 5.1

$f(\text{kHz})$	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0
$U_i (\text{V})$									

5. Výše uvedený vztah (5.1) platí pro amplitudy složek v jednotkách (V). Upravte tento obecný vztah pro případ, že jsou k dispozici hodnoty úrovní jednotlivých složek v dB vzhledem k základní harmonické (0 dB). Přepněte zobrazení svislé osy SA na dB a ověřte dosazením do odvozeného vztahu jeho správnost. V případě, že jsou k dispozici údaje o amplitudách jak ve V, tak v dB, pro který z obou vztahů byste se v praxi rozhodli a proč?
6. Určete mezní kmitočet měniče f_{mez} , při kterém poklesne amplituda výstupního signálu o 3 dB vzhledem k amplitudě výstupu (měřte v rozsahu do $f = 2 \text{ MHz}$). Pro tuto hodnotu f_{mez} určete pomocí „Analysis“ - „Fourier Analysis“ opět hodnotu THD .

Laboratorní úloha – KLS6

Převodník střední hodnoty (operační usměrňovač)

(Multisim + přípravek)

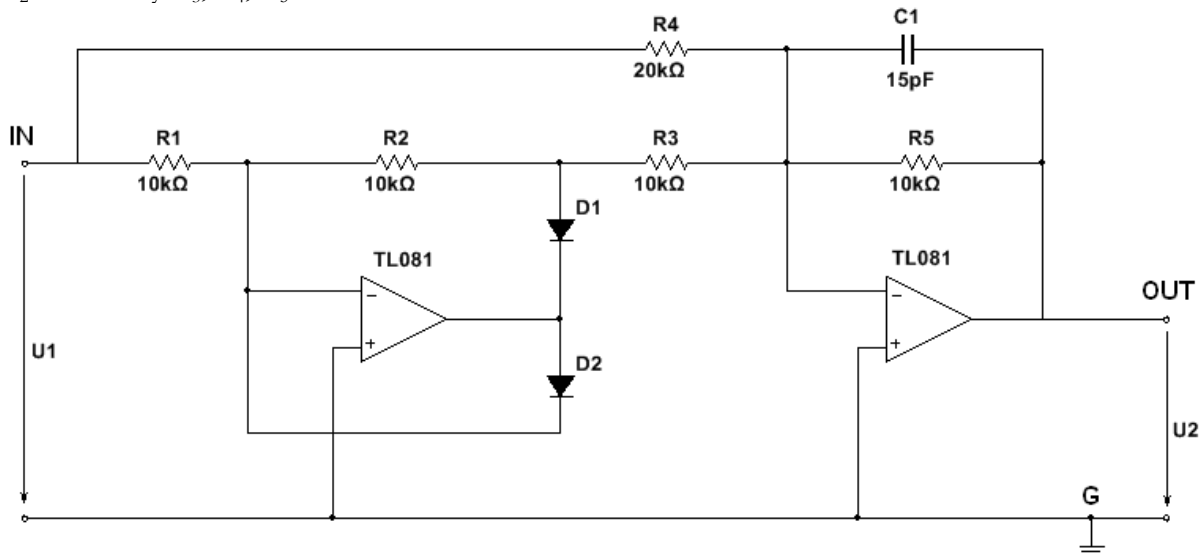
Popis úlohy:

Operační usměrňovač je určen ke stanovení *aritmetické střední hodnoty* periodického vstupního napětí $u(t)$, definovaného rovnicí

$$U_{2ar} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T_p} |u_1(t)| dt$$

kde T_p je perioda vstupního napětí.

Operační usměrňovač se skládá z jednocestného usměrňovače, tvořeného operačním zesilovačem Z_1 , diodami D_1 , D_2 a rezistory R_1 , R_2 a sčítacího invertujícího zesilovače s operačním zesilovačem Z_2 a rezistory R_3 , R_4 , R_5 .



Obr. 6.1 Operační usměrňovač

Při kladné polaritě vstupního napětí je dioda D_1 vodivá, D_2 nevodivá a přenos zesilovače Z_1 je $R_2/R_1 = -1$. Při záporné polaritě vstupního napětí je dioda D_1 nevodivá, dioda D_2 vodivá a přenos zesilovače je 0. Jednocestné usměrněné vstupní napětí je na vstupu invertujícího zesilovače Z_2 sečteno se vstupním napětím. Pro výstupní napětí dvoucestného usměrňovače platí

$$u_2 = R_5 \left(\frac{R_2}{R_1 R_3} - \frac{1}{R_4} \right) u_1, \quad u_1 > 0 \qquad u_2 = -\frac{R_5}{R_4} u_1, \quad u_1 < 0$$

Pro $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = 10k$ a $R_4 = 20k$ odpovídá střední hodnota výstupního napětí aritmetické střední hodnotě vstupního periodického napětí.

Pro vstupní sinusové napětí s amplitudou U_{1m} je střední hodnota výstupního napětí

$$U_{2s} = \frac{2}{\pi} U_m = 0,637 U_m$$

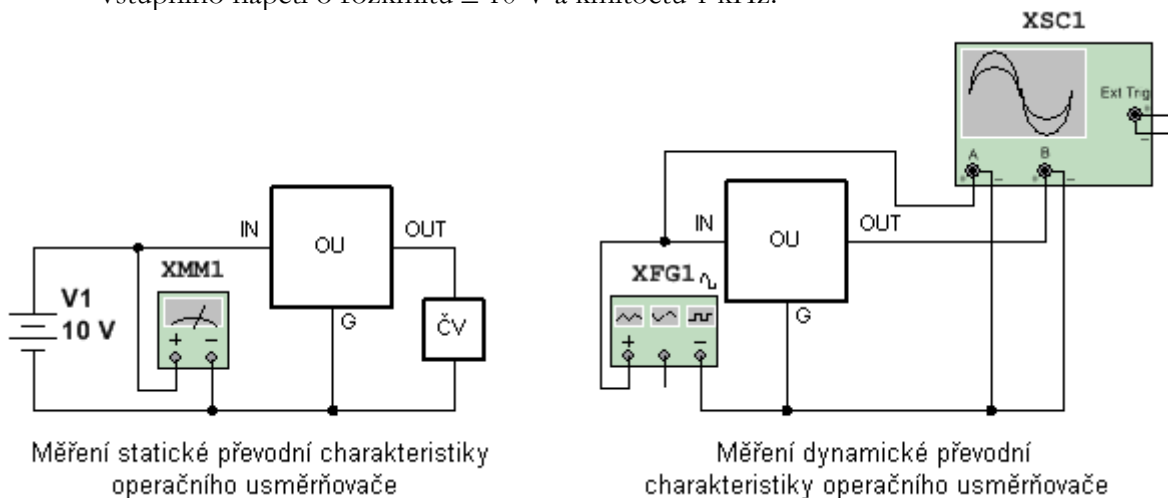
Při znalosti činitele tvaru k_t periodického průběhu lze ze *střední aritmetické hodnoty* určit jeho *efektivní hodnotu*

$$U_{2ef} = k_t U_s$$

Činitel tvaru sinusového průběhu je $k_t = 1,11$. Efektivní hodnota sinusového napětí o amplitudě U_m má hodnotu $U_{ef} = 0,707 U_m$.

Úkol měření (praktické části proved'te dle možností jak na modelu v Multisimu, tak na reálném přípravku):

1. Změřte statickou převodní charakteristiku operačního usměrňovače v rozsahu vstupního napětí ± 10 V. Určete chybu nuly a nelinearitu charakteristiky.
2. Nakreslete průběh výstupního napětí jednocestného a dvoucestného operačního usměrňovače při vstupním sinusovém signálu o rozkmitu ± 10 V a kmitočtu 1 kHz.
3. Změřte kmitočtovou charakteristiku operačního usměrňovače při vstupním sinusovém napětí o rozkmitu ± 10 V v kmitočtovém rozsahu do 1 MHz. Určete mezní kmitočet, při kterém klesne přenos usměrňovače o -3 dB vzhledem k stejnosměrnému přenosu se jmenovitou hodnotou 1.
4. Měřením ověřte správnost určení střední a efektivní hodnoty sinusového průběhu vstupního napětí o rozkmitu ± 10 V a kmitočtu 1 kHz.



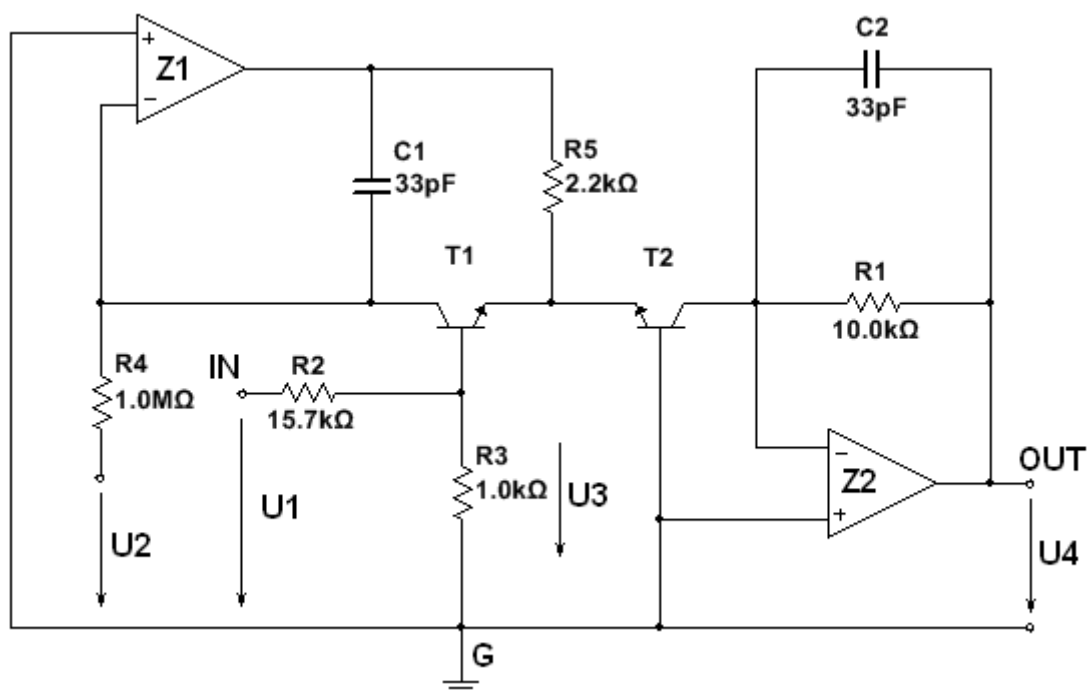
Laboratorní úloha – KLS7

Exponenciální zesilovač

(Multisim + přípravek)

Popis úlohy:

Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač je určen k exponenciálnímu převodu vstupního napětí v rozsahu ± 2 V na výstupní napětí v rozsahu 1 mV až 10 V s převodní konstantou -1 V/dek. Zesilovač je tvořen dvojicí exponenciálních zesilovačů s operačními zesilovači Z₁, Z₂ a bipolárními tranzistory T₁, T₂.



Obr. 7.1 Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač

Protože pro kolektorové proudy tranzistorů platí

$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} \quad I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}$$

kde I_{S1} , I_{S2} jsou saturační proudy tranzistorů při $U_{BE1} = U_{BE2} = 0$ a $U_T = \frac{kT}{q_e}$ je teplotní napětí,

k je Boltzmannova konstanta, Θ je teplota přechodu BE v K a q_e je náboj elektronu.

Za předpokladu, že $I_{S1} = I_{S2} = I_S$, je poměr kolektorových proudů

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}}$$

Protože pro kolektorové proudy tranzistorů platí

$$I_{C1} = \frac{U_1}{R_1}$$

$$I_{C2} = \frac{U_1}{R_4}$$

je úbytek napětí na rezistoru R_3

$$U_3 = U_{BE2} - U_{BE1} = U_4 \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Výstupní napětí exponenciálního zesilovače je pak

$$U_4 = U_2 \frac{R_1}{R_4} e^{\frac{R_2 + R_3}{R_3} \frac{U_1}{U_T}}$$

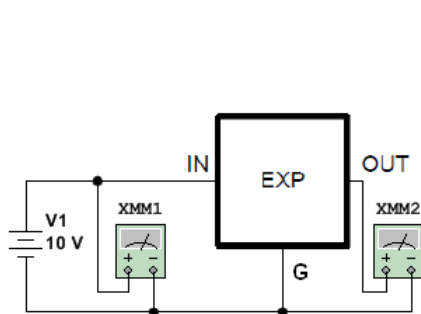
Uvedeným zapojením lze odstranit teplotní závislosti saturačních proudů tranzistorů. Teplotní závislost výstupního napětí exponenciálního zesilovače je pak určena pouze teplotní závislostí teplotního napětí U_T , která je $3 \cdot 10^{-3} / K$. Tuto závislost lze kompenzovat užitím rezistoru R_3 se shodným teplotním odporovým koeficientem.

Při $R_1 = 10k$, $R_2 = 15k$, $R_3 = 1k$, $R_4 = 1M$, $U_2 = 10 V$ se vstupní napětí v rozsahu $\pm 2 V$ převede na výstupní napětí v rozsahu 1 mV až 10 V.

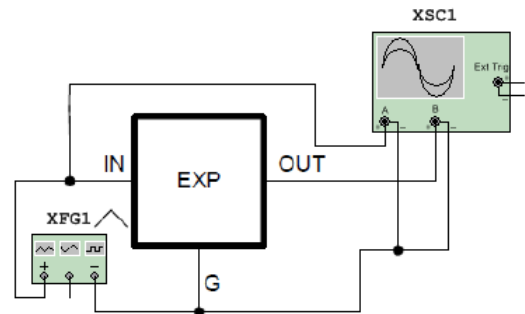
Rezistor R_5 určuje aktivní pracovní oblast tranzistorů T_1 a T_2 . Kondenzátory C_1 a C_2 slouží ke kmitočtové kompenzaci exponenciálních zesilovačů.

Úkol měření:

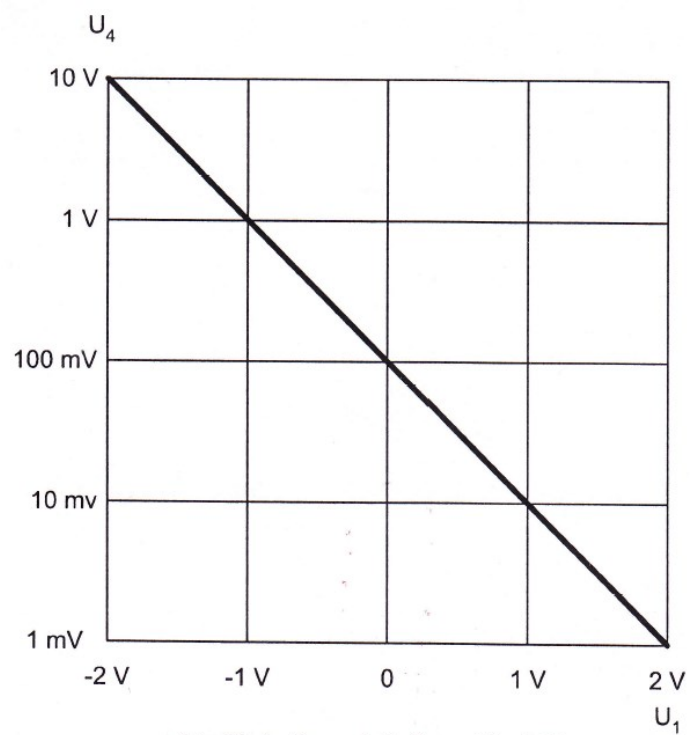
1. Změřte převodní charakteristiku zesilovače v rozsahu vstupního napětí $\pm 2 V$ a určete její odchylku od ideálního průběhu se strmostí -1 V/dek.
2. Zaznamenejte průběh výstupního napětí zesilovače při vstupním trojúhelníkovém napětí v rozsahu $\pm 2 V$.



Měření statické převodní charakteristiky exponenciálního zesilovače



Měření dynamické převodní charakteristiky exponenciálního zesilovače

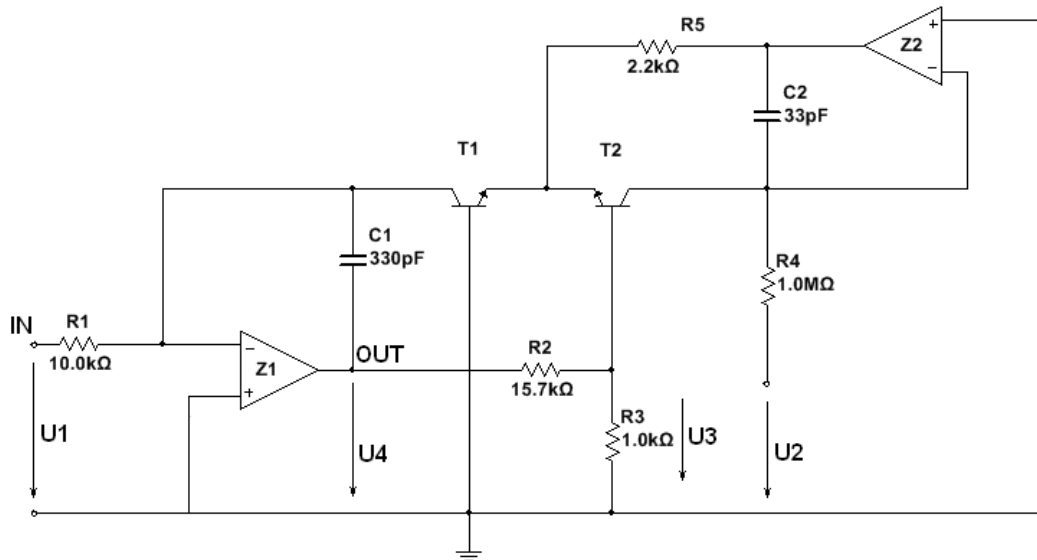


Ideální převodní charakteristika
exponenciálního zesilovače

Logaritmický zesilovač

Popis úlohy:

Teplotně kompenzovaný logaritmický zesilovač je určen k logaritmickému převodu vstupního napětí v rozsahu 1 mV až 10 V na výstupní napětí v rozsahu ± 2 V s převodní konstantou -1 V/dek. Zesilovač je tvořen dvojicí logaritmických funkčních měničů s operačními zesilovači Z_1 , Z_2 a bipolárními tranzistory T_1 , T_2 .



Obr. 7.2 Teplotně kompenzovaný logaritmický zesilovač

Protože pro kolektorové proudy tranzistorů platí

$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} \quad I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}$$

kde I_{S1} , I_{S2} jsou saturační proudy tranzistorů při $U_{BE1} = U_{BE2} = 0$ a $U_T = \frac{kT}{q_e}$ je teplotní napětí,

k je Boltzmannova konstanta, Θ je teplota přechodu BE v K a q_e je náboj elektronu.

Za předpokladu, že $I_{S1} = I_{S2} = I_S$, je poměr kolektorových proudů

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}}$$

Protože pro kolektorové proudy tranzistorů platí

$$I_{C1} = \frac{U_1}{R_1} \quad I_{C2} = \frac{U_2}{R_4}$$

je úbytek napětí na rezistoru R_3

$$U_3 = U_{BE2} - U_{BE1} = U_4 \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Výstupní napětí exponenciálního zesilovače je pak

$$U_4 = -U_T \frac{R_2 + R_3}{R_3} \ln \frac{R_4 \cdot U_1}{R_1 \cdot U_2}$$

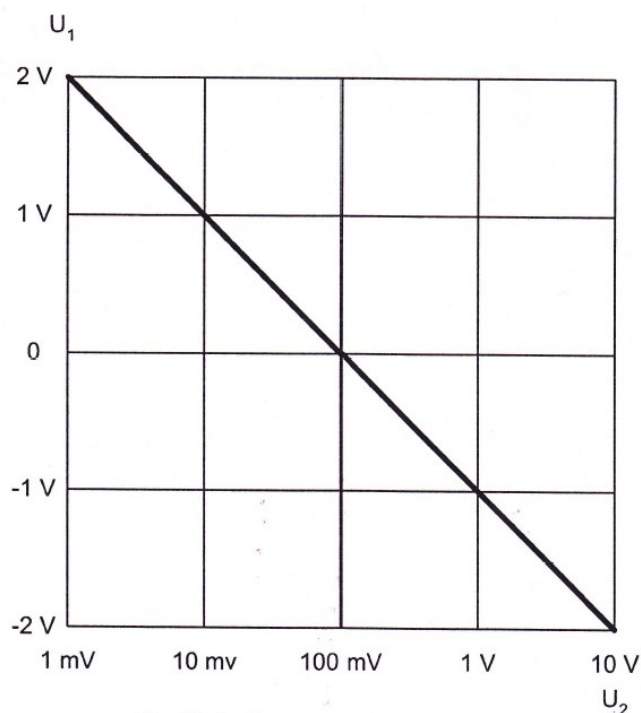
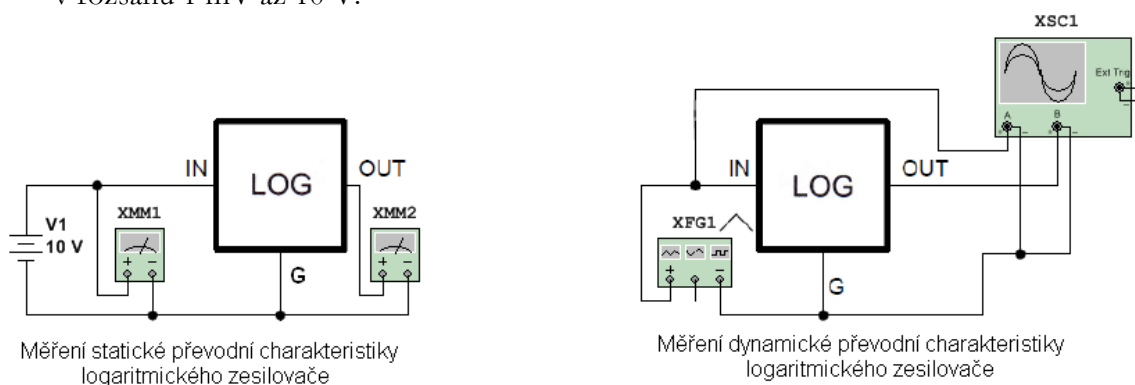
Uvedeným zapojením lze odstranit teplotní závislosti saturačních proudů tranzistorů. Teplotní závislost výstupního napětí zesilovače je pak určena pouze teplotní závislostí teplotního napětí U_T , která je $3 \cdot 10^{-3} / \text{K}$. Tuto závislost lze kompenzovat užitím rezistoru R_3 se shodným teplotním odporovým koeficientem.

Pro $R_1 = 10 \text{ k}$, $R_2 = 15 \text{ k}$, $R_3 = 1 \text{ k}$, $R_4 = 1 \text{ M}$, $U_2 = 10 \text{ V}$ se vstupní napětí v rozsahu 1 mV až 10 V převede na výstupní napětí v rozsahu $\pm 2 \text{ V}$.

Rezistor R_5 určuje aktivní pracovní oblast tranzistorů T_1 a T_2 . Kondenzátory C_1 a C_2 slouží ke kmitočtové kompenzaci logaritmických zesilovačů.

Úkol měření:

1. Změřte převodní charakteristiku zesilovače v rozsahu vstupního napětí 1 mV až 10 V a určete její odchylku od ideálního průběhu se strmostí -1 V/dek .
2. Zaznamenejte průběh výstupního napětí zesilovače při vstupním trojúhelníkovém napětí v rozsahu 1 mV až 10 V .



Ideální převodní charakteristika logaritmického zesilovače