POKUSY S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI

Studijní text pro řešitele FO

Přemysl Šedivý, gymnázium J. K. Tyla, Hradec Králové

Úvod

Operační zesilovače (OZ) původně vznikly jako složité elektronické obvody pro náročné použití při zpracování *analogových* (spojitě se měnících) stejnosměrných a nízkofrekvenčních střídavých signálů v analogových počítačích. Moderní polovodičová technologie umožnila vytvoření OZ v podobě levných integrovaných obvodů s malým počtem vývodů, které mají nepatrnou spotřebu, jsou odolné proti přetížení a umožňují jednoduše realizovat nejrůznější elektronická zařízení. To vedlo k jejich masovému rozšíření v průmyslové i spotřební elektronice. Obvody s OZ obsahují méně součástek než rovnocenné obvody s tranzistory a matematický popis jejich vlastností je většinou mnohem jednodušší. Často vystačíme se znalostmi matematiky a fyziky v rozsahu učiva střední školy. Principy činnosti různých elektronických zařízení se tak staly srozumitelnějšími pro široký okruh zájemců.

Trvalé znalosti o použití OZ nemůžete získat bez praktického experimentování se všemi obtížemi, které tato činnost přináší. Následující text je proto koncipován jako série námětů praktických cvičení, která můžete provádět v rámci nepovinného předmětu cvičení z fyziky nebo jako samostatnou zájmovou činnost. Vaším úkolem bude sestavit jednotlivé obvody a ověřit, že se chovají popsaným způsobem. Doplňující otázky, na které občas narazíte, mají prověřit, do jaké míry jste si nové poznatky osvojili.

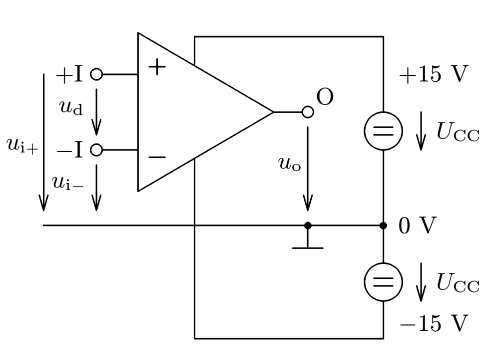
Text brožury můžeme co do obtížnosti rozdělit do dvou částí. V prvních pěti kapitolách vystačíte se znalostí Ohmova zákona a vlastností jednoduchého obvodu s kondenzátorem. Než začnete studovat náročnější 6. a 7. kapitolu, měli byste se seznámit se *symbolickou metodou* řešení obvodů střídavého proudu za použití komplexních veličin. Toto téma je podrobně zpracováno např. v 5. svazku Knihovničky fyzikální olympiády "Obvody střídavého proudu s lineárními jednobrany a dvojbrany", MAFY Hradec Králové 1995.

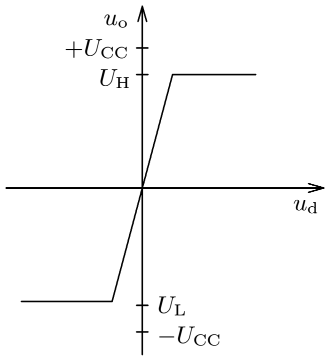
Milí mladí přátelé fyziky! Doufám, že vás praktické seznámení s problematikou operačních zesilovačů zaujme, přinese vám uspokojení a mnohé i získá pro další studium elektroniky. Přeji vám úspěšné zvládnutí všech úloh.

Autor

1 Základní vlastnosti operačního zesilovače

Běžně používané operační zesilovače můžeme rozdělit na **bipolární**, které obsahují pouze bipolární tranzistory NPN a PNP, a na OZ se vstupními tranzistory řízenými polem (FET), které jsou často označovány jako **„bifetové“**. Oba druhy se používají stejným způsobem a mají stejnou schématickou značku. Pro uživatele není důležitá vnitřní struktura OZ, ale pouze jeho celkové vlastnosti, které se projevují na vstupních a výstupních svorkách.





1-1 Základní zapojení operačního zesilovače 1-2 Statická přenosová charakteristika

Schématickou značku a základní zapojení OZ vidíme na obr. 1-1. Napájení obstarávají dva sériově spojené stejnosměrné zdroje o stejném napětí U_{CC}, nejčastěji 15 V. Jejich společnou svorku zvolíme za **místo nulového potenciálu**.

Jeden ze vstupů OZ nazýváme **neinvertující vstup** a označujeme znaménkem +, druhý vstup se nazývá **invertující** a je označen znaménkem −. Přivedeme-li na neinvertující vstup napětí u_+ a na invertující vstup napětí $u_{\mathrm{i-}}$, pak rozdíl těchto napětí se nazývá **vstupní diferenciální napětí zesilovače**

$$u_{\mathrm{d}} = u_{\mathrm{i+}} - u_{\mathrm{i-}} \ .$$

Vlastnosti zesilovače v základním zapojení znázorňuje **statická přenosová charakteristika**, tj. graf závislosti výstupního napětí u_{o} na vstupním napětí u_{d} (obr. 1-2). Její strmá část je popsána vztahem

$$u_{\mathrm{o}} = A_{\mathrm{u0}}\, u_{\mathrm{d}} \ ,$$

kde A_{u0} je **napěťové zesílení**, které se v praxi pohybuje od 10^4 do 10^6. Vstupní svorky neodebírají prakticky žádný proud – vstupní odpor u bipolárních OZ je $10^5\ \Omega$ až $10^6\ \Omega$, u bifetových OZ je větší než $10^{12}\ \Omega$. Výstupní napětí je jen málo závislé na připojené zátěži – výstupní odpor je 10 Ω až 100 Ω. Výstupní proud však nemůže překročit mezní hodnotu 25 mA.

Ideální operační zesilovač by měl nekonečné zesílení, nekonečně velký vstupní odpor a nulový výstupní odpor.

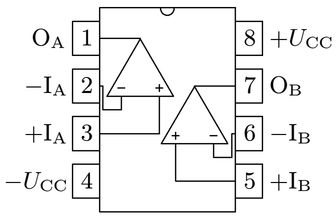
Už při nepatrném kladném vstupním napětí (několik desetin mV) přechází OZ do kladné saturace (nasycení), kdy napětí na výstupu dosáhne maximální hodnoty U_{H} a dále se nemění. Podobně při nepatrném záporném vstupním napětí přejde OZ do záporné saturace s konstantním minimálním výstupním napětím U_{L}. Obě saturační napětí mají prakticky stejnou absolutní hodnotu $U_{\mathrm{sat}} = U_{\mathrm{H}} \doteq -U_{\mathrm{L}}$, která je přibližně o 1 V menší než napájecí napětí (U_{CC}).

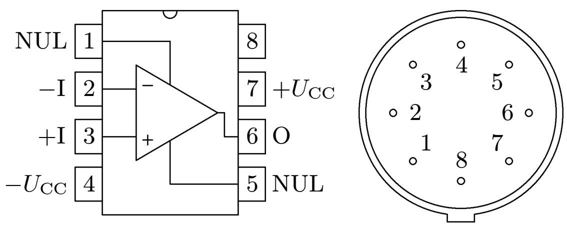
Statická přenosová charakteristika vystihuje vlastnosti OZ dostatečně přesně jen pro stejnosměrná vstupní a výstupní napětí a pro střídavé napětí velmi nízké frekvence. Chováním při vyšších frekvencích se budeme zabývat v kap. 7.

Napájecí obvody ve schématech obvykle nezakreslujeme, vyznačujeme jen místo nulového potenciálu.

2 Pomůcky pro pokusy s operačními zesilovači

Nejlevnější součástka, která umožňuje provádět pokusy s OZ, je analogový integrovaný obvod typu **1458** (např. MA1458) – dvojitý bipolární OZ. Pouzdro součástky je z plastické hmoty v provedení DIL s osmi vývody uspořádanými podle obr. 2-1. Tento integrovaný obvod zasuneme do objímky DIL opatřené zdvojenými zdířkami a jednoduchá pomůcka pro pokusy je hotová.



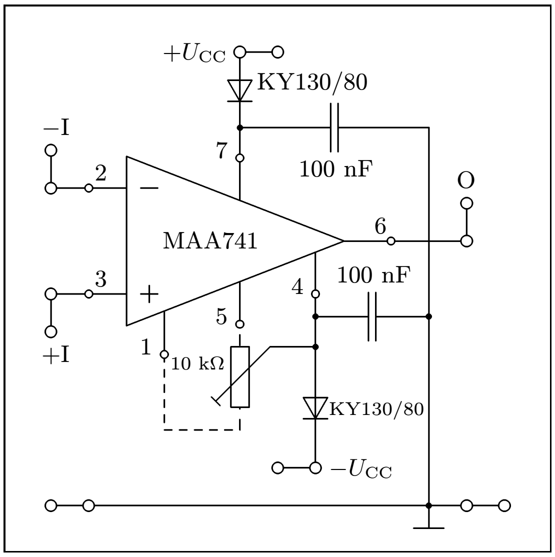


2-1 Zapojení vývodů dvojitých operačních zesilovačů 1458 a 082

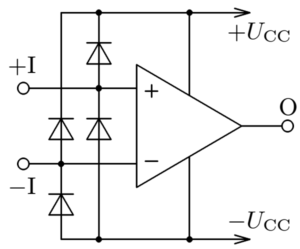
2-2 Zapojení vývodů operačních zesilovačů 741C, 081 a 741

Dokonalejší pomůcku získáme použitím jednoho z nejrozšířenějších typů bipolárních operačních zesilovačů s označením **741** (např. MAA741, MAA741C, μA741, μA741C). Jeho pouzdro má osm vývodů očíslovaných podle obr. 2-2, ale při našich pokusech použijeme jen některé. Jsou to:

2 – invertující vstup,
3 – neinvertující vstup,
4 – záporný pól napájecího napětí,
6 – výstup,
7 – kladný pól napájecího napětí.



2-3 Panel pro pokusy s operačními zesilovači



2-4 Ochrana vstupů bifetového operačního zesilovače

Zbývající vývody zůstanou nezapojeny. Operační zesilovač umístíme na samostatný panel (obr. 2-3) spolu s ochrannými diodami a filtračními keramickými kondenzátory. Pro snadnější sestavování obvodů jsou vývody zesilovače připojeny ke zdvojeným zdířkám a také vodič s nulovým potenciálem je opatřen čtyřmi zdířkami. Pokud bychom později chtěli provádět i náročnější měření, je účelné přidat ještě potenciometrický trimr pro stejnosměrnou kompenzaci napěťové nesymetrie vstupů. V našich úlohách se však neuplatní.

Měli bychom se seznámit i s bifetovými OZ. Pro naše pokusy se hodí typ **081** (např. TL081) zapojený podle obr. 2-2 nebo typ **082** (např. TL082) zapojený podle obr. 2-1. U těchto součástek musíme počítat s nebezpečím poškození vstupních tranzistorů FET statickou elektřinou. Tomu lze zabránit použitím ochranných diod, které se při normálním provozu OZ neuplatní (obr. 2-4).

Pro napájení obvodů s OZ je vhodný školní zdroj **BK 125** – výrobek Tesly Brno. Můžeme také použít dvojici stejných stejnosměrných zdrojů o napětí asi

15 V, které sériově spojíme. Spojené svorky volíme za místo nulového potenciálu, zbývající svorky mají potenciály +15 V a −15 V. Dobře poslouží i zdroj sestavený z plochých baterií. Kromě toho potřebujeme samostatný stejnosměrný zdroj o napětí 5 V (v přístroji BK 125 je vestavěn).

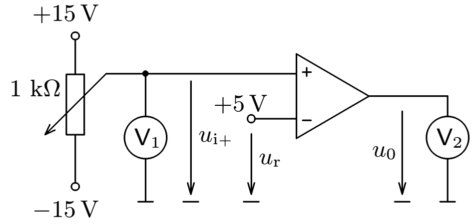
V následujících úlohách jsou dále použity tyto pomůcky:

- potenciometry o odporech 1 kΩ a 10 kΩ
- dvě stejné sady rezistorů o odporech 1 kΩ, 3,3 kΩ, 10 kΩ, 33 kΩ, 100 kΩ, 330 kΩ, 1 MΩ, a 3,3 MΩ
- dvě stejné sady kondenzátorů o kapacitách 10 nF, 33 nF, 100 nF, 330 nF a 1 μF
- kondenzátory o kapacitě 8 μF a 100 μF
- telefonní žárovka 24 V, 50 mA
- tranzistor, např. KF507
- dvě diody, např. KY130/80
- fotorezistor, např. WK 650 37
- dva laboratorní měřicí přístroje (např. PU 501, PU 510) nebo dva demonstrační měřicí přistroje
- tónový generátor
- nízkofrekvenční milivoltmetr (při frekvencích od 30 Hz do 1 kHz postačí digitální multimetr – např. PU 510)
- osciloskop
- elektromagnetické sluchátko

3 Použití operačního zesilovače pracujícího v nasyceném režimu

Pokus 3.1 Stejnosměrný komparátor

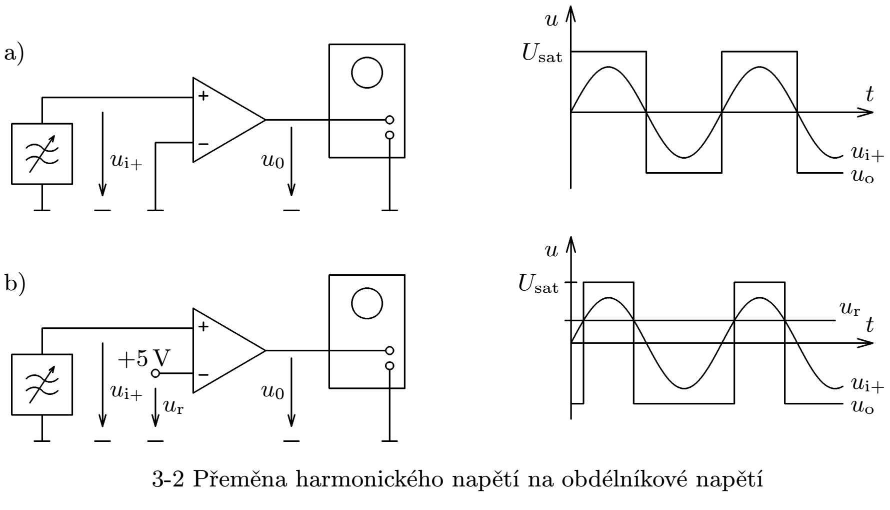
V zapojení podle obr. 3-1 můžeme OZ použít jako **komparátor**, tj. obvod porovnávající dvě napětí u_{i+}, u_{i-}. Na invertující vstup přiveďte stálé **referenční napětí** u_r, neinvertující vstup spojte s jezdcem potenciometru a jeho napětí plynule zvyšujte. Dokud platí $u_{i+} < u_r$, je vstupní napětí záporné a na výstupu je záporné saturační napětí U_L. Jakmile však u_{i+} překročí u_r, objeví se na výstupu kladné saturační napětí U_H. Při následujícím snižování napětí u_{i+} proběhne opačný děj.



3-1 Stejnosměrný komparátor

Pokus 3.2 Přeměna harmonického napětí nízké frekvence na obdélníkové napětí

A. Na neinvertující vstup přiveďte harmonické napětí o frekvenci okolo 100 Hz, invertující vstup připojte na nulový potenciál (obr. 3-2a). Na výstupu se objeví symetrické obdélníkové napětí s amplitudou U_{sat}, které pozorujeme pomocí osciloskopu.



3-2 Přeměna harmonického napětí na obdélníkové napětí

B. Předcházející zapojení upravte tak, že na invertující vstup přivedete nenulové referenční napětí u_r (obr. 3-2b). Je-li jeho absolutní hodnota menší než amplituda harmonického napětí, dostaneme na výstupu opět napětí obdélníkového průběhu, ale časové intervaly s kladnou a zápornou saturací jsou různé.

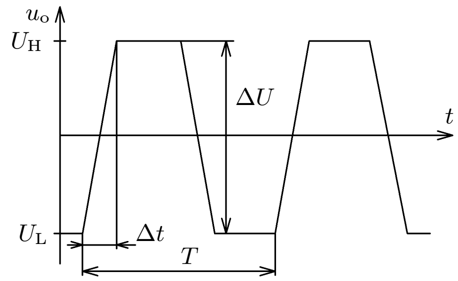
Otázka 3.1 Jaký je poměr referenčního napětí a amplitudy harmonického napětí, jestliže obdélníkové kmity na výstupu OZ mají střídu $T_1 : T_2 = 1 : 3$?

Pokus 3.3 Určení rychlosti přeběhu

Budete-li v zapojení podle obr. 3-2a zvětšovat frekvenci vstupního napětí bipolárního OZ na několik kHz nebo u bifetového OZ na několik desítek kHz, nemůžete už zanedbat dobu potřebnou k přechodu z jedné saturace do druhé. Na výstupu dostanete *lichoběžníkové* kmity (obr. 3-3). Ze sklonu vzestupné nebo sestupné části oscilogramu určete maximální rychlost změny výstupního napětí, kterou nazýváme **rychlost přeběhu** (slew rate)

$$S = \frac{\Delta U}{\Delta t}\ . \tag{1}$$

Získaný výsledek porovnejte s katalogovými hodnotami v příloze.



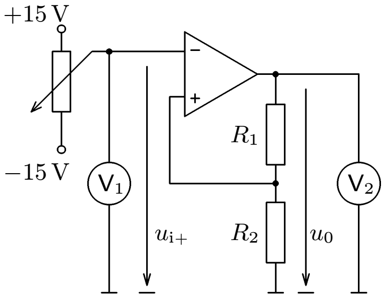
3-3 Určení rychlosti přeběhu

Pokus 3.4 Schmittův klopný obvod

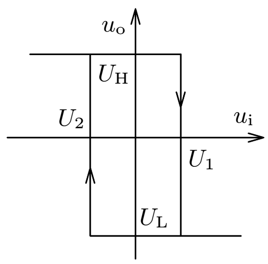
Ve Schmittově klopném obvodu zapojeném podle obr. 3-4 se využívá **kladné zpětné vazby** z výstupu OZ na neinvertující vstup, která je realizována pomocí dvou rezistorů $R_1,\ R_2$ tvořících téměř nezatížený dělič napětí. (Proud neinvertujícího vstupu můžeme zanedbat.) Chování obvodu vystihuje **přenosová charakteristika** na obr. 3-5. Když se vstupní napětí zvětšuje, přechází obvod do záporné saturace při vyšším vstupním napětí $U_1 > 0$ a při poklesu vstupního napětí přechází do kladné saturace při nižším vstupním napětí $U_2 < 0$. Rozdíl obou napětí $U_1 - U_2$ se nazývá **hystereze**.

Otázka 3.2 Jaké hodnoty mají napětí U_1 a U_2?

Schmittův klopný obvod bývá často využíván v obvodech automatické regulace. Na obr. 3-6 je zapojení modelující automatické zapínání elektrického osvětlení. Světelným čidlem je fotorezistor; tranzistor na výstupu OZ funguje jako výkonový akční člen. Úroveň osvětlení fotorezistoru, při kterém dojde k rozsvícení žárovky, regulujeme potenciometrem P_1 a hysterezi obvodu potenciometrem P_2.



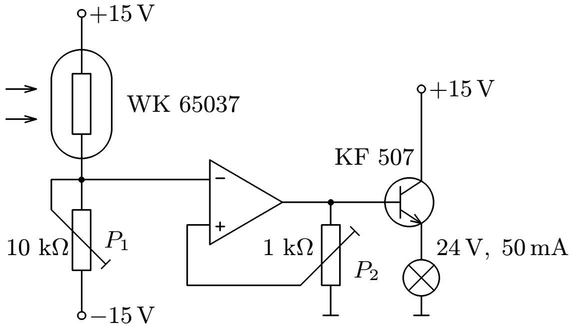
3-4 Schmittův klopný obvod



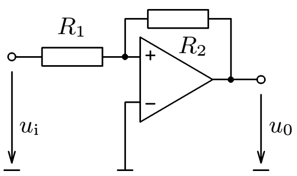
3-5 Přenosová charakteristika Schmittova obvodu

Otázka 3.3 Jak se bude chovat obvod na obr. 3-6, umístíme-li žárovku do blízkosti fotorezistoru? Vyzkoušejte.

Otázka 3.4 Jakou přenosovou charakteristiku bude mít Schmittův klopný obvod zapojený podle obr. 3-7? Proč musí platit $R_1 < R_2$?



3-6 Model automatického zapínání elektrického osvětlení



3-7 Jiné zapojení Schmittova klopného obvodu

4 Použití operačního zesilovače pracujícího v lineárním režimu

Při zpracování spojitě se měnících signálů musí pracovní bod operačního zesilovače ležet na strmé části přenosové charakteristiky (obr. 1-2) a vstupní napětí samotného OZ musí být velmi malé. Toho lze dosáhnout jedině zavedením **záporné zpětné vazby**, tj. vhodným propojením výstupu a invertujícího vstupu. Popis obvodů, ve kterých OZ pracuje v lineárním režimu se značně zjednoduší, budeme-li vycházet ze dvou předpokladů:

- **Vstupní diferenciální napětí u_d samotného OZ je zanedbatelné, oba vstupy mají prakticky stejný potenciál.**
- **Oba vstupní proudy $i_{\mathrm{i}+}$, $i_{\mathrm{i}-}$ jsou zanedbatelné.**

Tyto předpoklady by byly přesně splněny u ideálního OZ. Následujícími pokusy se přesvědčíme, že i při použití reálných OZ budou odvozené vztahy mezi vstupními a výstupními veličinami vyšetřovaných obvodů platit s dostatečnou přesností.

Pokus 4.1 Invertující zesilovač

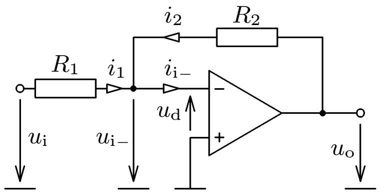
Zapojení invertujícího zesilovače je na obr. 4-1. Předpokládáme $u_\mathrm{d} \doteq 0$, $i_{\mathrm{i}-} \doteq 0$. Podle prvního Kirchhoffova zákona platí pro uzel u invertujícího vstupu $i_1 = -i_2$, z čehož plyne

$$\frac{u_\mathrm{o}}{R_2} = -\frac{u_\mathrm{i}}{R_1}, \qquad u_\mathrm{o} = -\frac{R_2}{R_1}\,u_\mathrm{i}\ . \tag{2}$$

Výsledné **napěťové zesílení** invertujícího zesilovače

$$A_\mathrm{u} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{3}$$

je určeno pouze velikostmi obou odporů a nezávisí na vlastnostech samotného OZ. Vstupní napětí je nutno udržovat v takových mezích, aby nedocházelo k saturaci, tj. aby výstupní napětí bylo menší než U_sat.

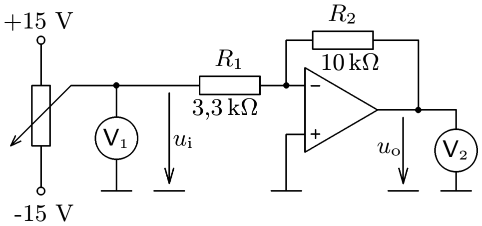


4-1 Invertující zesilovač

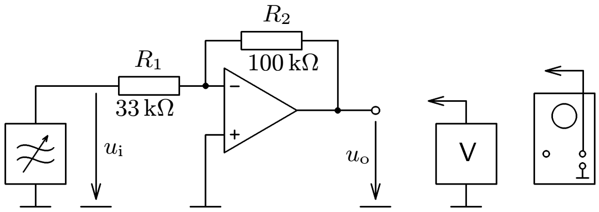
Vstupní odpor invertujícího zesilovače určíme následující úvahou: Potenciál invertujícího vstupu je působením OZ trvale udržován v blízkosti nuly. Proto je zdroj vstupního napětí zatěžován stejně, jako kdybychom jej připojili k samotnému rezistoru o odporu R_1.

A. Zesílení stejnosměrného napětí

Na vstup invertujícího zesilovače přiveďte stejnosměrné napětí z jezdce potenciometru (obr. 4-2) a měňte plynule jeho hodnotu. Přitom sledujte údaje obou voltmetrů a ověřujte platnost vztahu (3). Měření proveďte pro různé hodnoty odporů R_1, R_2.



4-2 Zesílení stejnosměrného napětí



4-3 Zesílení střídavého napětí

B. Zesílení střídavého napětí

Na vstup invertujícího zesilovače přiveďte nejprve harmonické napětí o frekvenci okolo 100 Hz z tónového generátoru (obr. 4-3) a měňte jeho amplitudu v takových mezích, aby nedocházelo k saturaci. Pomocí osciloskopu porovnejte amplitudy vstupního a výstupního napětí a pomocí nf. milivoltmetru porovnejte jejich efektivní hodnoty. Platí

$$\frac{U_{\mathrm{om}}}{U_{\mathrm{im}}} = \frac{U_{\mathrm{o}}}{U_{\mathrm{i}}} = \frac{R_2}{R_1}\ . \tag{4}$$

Měření opět proveďte pro různé hodnoty odporů R_1, R_2.

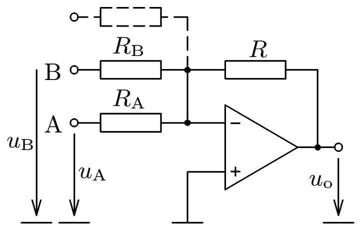
Otázka 4.1 Jaké je fázové posunutí výstupního napětí invertujícího zesilovače vzhledem k napětí vstupnímu?

Pokus 4.2 Součtový invertující zesilovač

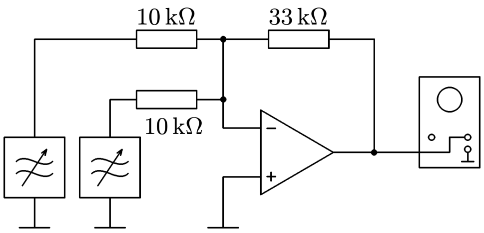
Současné zesílení a složení dvou napětí umožňuje OZ v zapojení podle obr. 4-4. Podobným způsobem jako u jednoduchého invertujícího zesilovače odvodíme potřebné vztahy:

$$\frac{u_\mathrm{A}}{R_\mathrm{A}} + \frac{u_\mathrm{B}}{R_\mathrm{B}} + \cdots = -\frac{u_\mathrm{o}}{R}, \qquad u_\mathrm{o} = -\left(\frac{R}{R_\mathrm{A}}\, u_\mathrm{A} + \frac{R}{R_\mathrm{B}}\, u_\mathrm{B} + \cdots\right) . \qquad (5)$$

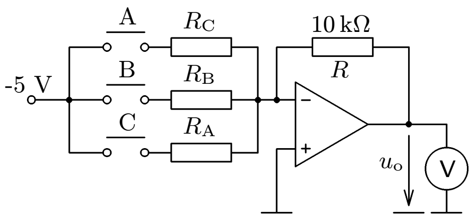
V zapojení podle obr. 4-5 složte dvě harmonická napětí o frekvencích do 1 kHz z tónových generátorů. Jednu frekvenci udržujte konstantní, druhou měňte a pomocí osciloskopu pozorujte průběh výsledného napětí.



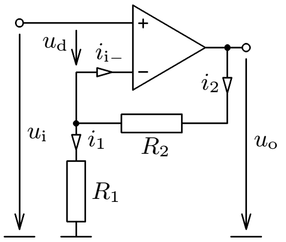
4-4 Součtový invertující zesilovač



4-5 Složení dvou harmonických napětí



4-6 Jednoduchý D/A převodník



4-7 Neinvertující zesilovač

Otázka 4.2 Jak musíme volit odpory $R_\mathrm{A}, R_\mathrm{B}, R_\mathrm{C}$ v jednoduchém **D/A** (digitálně-analogovém) **převodníku** na obr. 4-6, aby platilo

$$u_\mathrm{o} = (\mathrm{A} + 2\mathrm{B} + 4\mathrm{C}) \cdot 1\ \mathrm{V}\ ? \qquad (6)$$

A, B, C jsou logické úrovně tlačítek (1 . . . sepnuto, 0 . . . vypnuto).

Pokus 4.3 Neinvertující zesilovač

Zapojení neinvertujícího zesilovače je na obr. 4-7. Předpokládáme $u_\mathrm{d} \doteq 0$, $i_{\mathrm{i}-} \doteq 0$. Podle prvního Kirchhoffova zákona platí pro uzel u invertujícího vstupu $i_1 = i_2$, z čehož plyne

$$\frac{u_\mathrm{o} - u_\mathrm{i}}{R_2} = \frac{u_\mathrm{i}}{R_1}, \qquad u_\mathrm{o} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_\mathrm{i} \,. \tag{7}$$

Výsledné **napěťové zesílení** neinvertujícího zesilovače je

$$A_\mathrm{u} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{8}$$

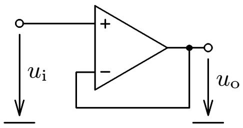
Oproti invertujícímu zesilovači má neinvertující zesilovač **velký vstupní odpor**, řádově $10^7\ \Omega$.

Měření na neinvertujícím zesilovači proveďte stejně jako v pokusu 4.1.

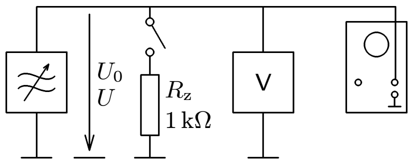
Pokus 4.4 Napěťový sledovač

Napěťový sledovač je nejjednodušší aplikací operačního zesilovače (obr. 4-8). Jedná se vlastně o neinvertující zesilovač, kde $R_1 = \infty$ a $R_2 = 0$. Napěťové zesílení A_u je proto rovno 1, tj.

$$u_\mathrm{o} = u_\mathrm{i} \,. \tag{9}$$



4-8 Napěťový sledovač



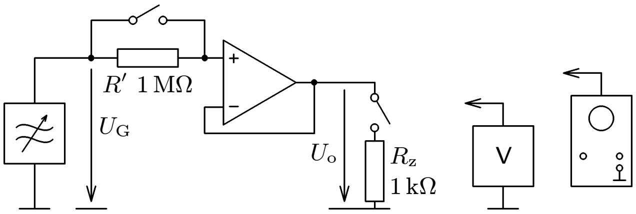
4-9 Určení vnitřního odporu tónového generátoru

Napěťový sledovač se vyznačuje velkým vstupním odporem, řádově $10^8\Omega$, a velmi malým výstupním odporem. O tom se přesvědčíte následujícím pokusem:

Nejprve změříte vlastnosti tónového generátoru v zapojení podle obr. 4-9. Po připojení zatěžovacího rezistoru o odporu R_z se efektivní hodnota svorkového napětí zmenší z U_0 na U. Vnitřní odpor R_i generátoru určíte ze vztahu

$$R_\mathrm{i} = \frac{U_0 - U}{U}\, R_\mathrm{z} \,. \tag{10}$$

Pak doplňte tónový generátor o napěťový sledovač podle obr. 4-10. Pomocí nízkofrekvenčního milivoltmetru nebo osciloskopu zjistíte, že výstupní napětí sledovače U_o se připojením stejného zatěžovacího rezistoru prakticky nezmění. Zůstane beze změny dokonce i v případě, že před sledovač zařadíme rezistor o velkém odporu $R' = 1\, M\Omega$.



4-10 Pozorování vlastností napěťového sledovače

Otázka 4.3 Jak můžeme vlastnosti napěťového sledovače prakticky využít?

Pokus 4.5 Rozdílový zesilovač

Dosud jsme se zabývali zesilováním napětí měřených vzhledem k místu nulového potenciálu. Napětí mezi dvěma neuzemněnými místy musíme zesilovat pomocí rozdílového zesilovače (obr. 4-11). Předpokládáme, že platí $u_\mathrm{d} \doteq 0$, $u_{\mathrm{i}-} \doteq u_{\mathrm{i}+} = u^*$, $i_{\mathrm{i}+} \doteq 0$, $i_{\mathrm{i}-} \doteq 0$. Z prvního Kirchhoffova zákona plyne

$$i_1 = i_2, \qquad \frac{u_\mathrm{A} - u^*}{R_1} = \frac{u^*}{R_2} \tag{11}$$

$$i_3 = i_4, \qquad \frac{u_\mathrm{B} - u^*}{R_1} = \frac{u^* - u_\mathrm{o}}{R_2} \tag{12}$$

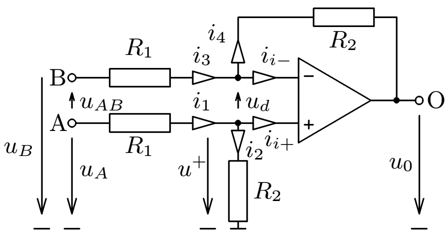
Vyloučením u^* a úpravou dostaneme

$$u_\mathrm{o} = (u_\mathrm{A} - u_\mathrm{B})\frac{R_2}{R_1} = u_\mathrm{AB}\frac{R_2}{R_1}\,. \tag{13}$$

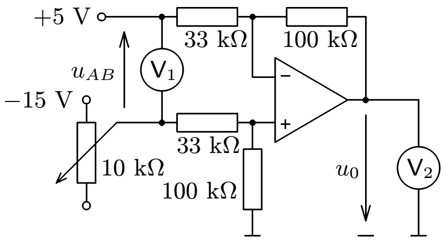
Napěťové zesílení rozdílového zesilovače je tedy

$$A_\mathrm{u} = \frac{R_2}{R_1}\,, \tag{14}$$

což můžete ověřit pokusem podle obr. 4-12.



4-11 Rozdílový zesilovač



4-12 Pozorování vlastností rozdílového zesilovače

Pokus 4.6 Derivační zesilovač

V derivačním zesilovači (obr. 4-13) je využito vztahu mezi napětím na kondenzátoru a proudem, který kondenzátor nabíjí nebo vybíjí. Platí

$$u_\mathrm{d} \doteq 0\,, \quad i_{\mathrm{i}-} \doteq 0\,, \quad i_\mathrm{R} = i_\mathrm{C}\,,$$

$$u_\mathrm{i} = u_\mathrm{C} = \frac{q}{C}\,, \qquad u_\mathrm{o} = -u_\mathrm{R} = -R\,i_\mathrm{C} = -R\frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} = -RC\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{C}}{\mathrm{d}t}\,,$$

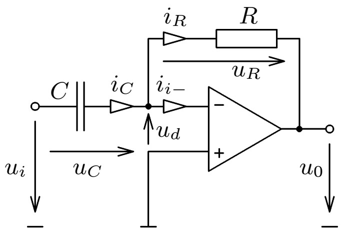
$$u_\mathrm{o} = -RC\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{i}}{\mathrm{d}t}\,. \tag{15}$$

Přivedeme-li na vstup derivačního zesilovače harmonické střídavé napětí $u_\mathrm{i} = U_\mathrm{im}\sin(\omega t)$, dostaneme na výstupu napětí $u_\mathrm{o} = -U_\mathrm{im}RC\omega\cos(\omega t)$. Amplitudu vstupního napětí a **časovou konstantu** RC obvodu musíme volit tak, aby nedocházelo k saturaci OZ. Amplituda výstupního napětí je přímo úměrná frekvenci vstupního napětí. Obsahuje-li vstupní napětí několik harmonických složek, budou ve výstupním napětí zvýrazněny složky s vyšší frekvencí.

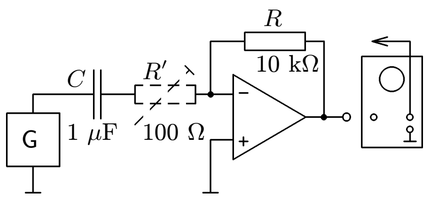
Činnost derivačního zesilovače můžete studovat v zapojení podle obr. 4-14. Na vstup derivačního zesilovače přiveďte **pilové** nebo **obdélníkové napětí** o frekvenci řádově 100 Hz a pomocí osciloskopu porovnejte jeho časový průběh s průběhem výstupního napětí. Oscilogramy odpovídají obr. 4-15, 4-16. Derivací pilového napětí dostanete napětí obdélníkové a derivací obdélníkového napětí vzniknou krátké jehlové impulsy.

Derivační zesilovač má při rychlých změnách napětí sklon k vlastním zákmitům. Ty můžeme potlačit rezistorem o malém odporu zapojeným sériově s kondenzátorem. (Na obr. 4-14 vyznačeno čárkovaně.) Vhodný odpor nastavíme zkusmo.

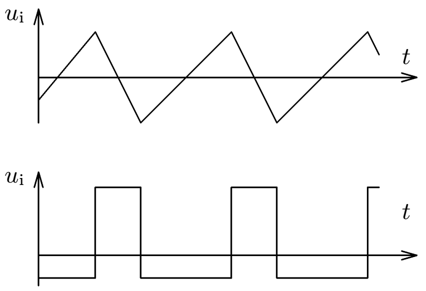
Nemáte-li vhodný generátor pilového a obdélníkového napětí, můžete použít jednoduché oscilátory popsané v kap. 5 (pokusy 5.1 až 5.3).



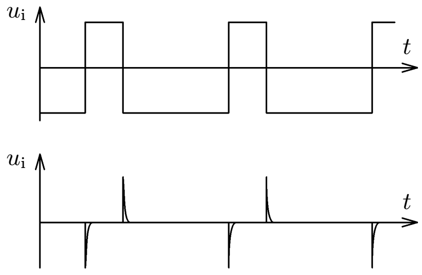
4-13 Derivační zesilovač



4-14 Pozorování činnosti derivačního zesilovače



4-15 Derivace pilového napětí



4-16 Derivace obdélníkového napětí

Pokus 4.7 Integrační zesilovač

Vyměníme-li v derivačním zesilovači rezistor s kondenzátorem, dostaneme integrační zesilovač, jehož základní zapojení je na obr. 4-17. Platí

$$u_{\mathrm{d}} \doteq 0\,, \quad i_{\mathrm{i-}} \doteq 0\,, \quad i_{\mathrm{R}} = i_{\mathrm{C}},$$

$$u_{\mathrm{o}} = -u_{\mathrm{C}} = \frac{q}{C}; \qquad u_{\mathrm{i}} = u_{\mathrm{R}} = Ri_{\mathrm{C}} = -R\frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} = RC\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{C}}}{\mathrm{d}t},$$

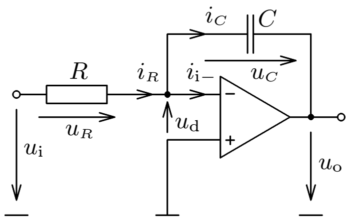
$$u_{\mathrm{i}} = -RC\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t} \qquad u_{\mathrm{o}} = -\frac{1}{RC}\int_0^{\mathrm{t}} u_{\mathrm{i}}\mathrm{d}t + U_{\mathrm{p}}\,, \tag{16}$$

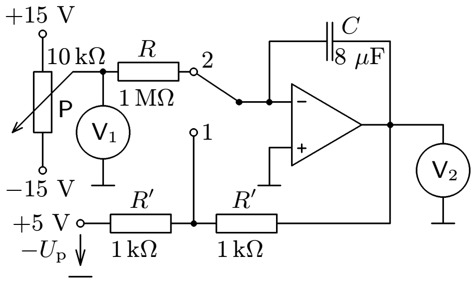
kde U_{p} je výstupní napětí na počátku integrace.

Přivedeme-li na vstup integračního zesilovače harmonické střídavé napětí $u_{\mathrm{i}} = U_{\mathrm{im}}\sin(\omega t)$, dostaneme na výstupu napětí $u_{\mathrm{o}} = \frac{U_{\mathrm{im}}}{RC\omega}\cos(\omega t)$. Stejně jako u derivačního zesilovače musíme volit amplitudu vstupního napětí a časovou konstantu RC obvodu tak, aby nedocházelo k saturaci OZ. Amplituda výstupního napětí je nepřímo úměrná frekvenci vstupního napětí. Obsahuje-li vstupní napětí několik harmonických složek, budou ve výstupním napětí složky s vyšší frekvencí potlačeny.

Činnost integračního zesilovače vyzkoušejte pokusem podle obr. 4-18. Invertující vstup OZ připojte nejprve do bodu 1. Vznikne invertující zesilovač se zesílením -1 a na výstupu se objeví napětí $U_{\mathrm{p}} = -5\mathrm{V}$. Pak přepněte do bodu 2, čímž vytvoříte integrační zesilovač a začne probíhat integrace vstupního napětí u_{i}, jehož hodnotu můžete regulovat potenciometrem. Při záporném vstupním napětí se bude výstupní napětí pomalu zvětšovat, při kladném vstupním napětí se bude výstupní napětí zmenšovat. Rychlost změny výstupního napětí je přímo úměrná velikosti vstupního napětí (obr. 4-19).

Integraci obdélníkového nebo pilového napětí o frekvenci řádově 100 Hz bez stejnosměrné složky proveďte v zapojení podle obr. 4-20. Čárkovaně vyznačený rezistor o velkém odporu 1 MΩ připojený paralelně ke kondenzátoru odstraňuje vliv případné nesymetrie OZ a udržuje střední hodnotu výstupního napětí na nule.



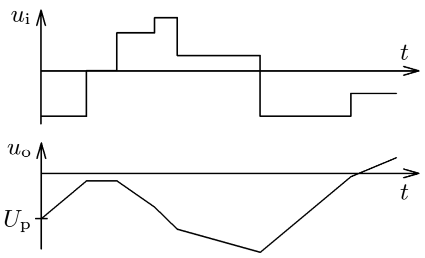


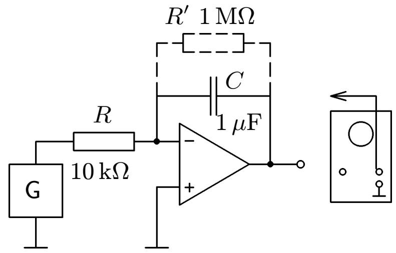
4-17 Integrační zesilovač

4-18 Pozorování činnosti integračního zesilovače

Otázka 4.4 Na integrující zesilovač s parametry $R = 10$ kΩ, $C = 1\,\mu$F přivedeme symetrické obdélníkové napětí o frekvenci 150 Hz se střídou 1:1 a amplitudou 5 V (obr. 4-21). Jaká bude amplituda výstupního **trojúhelníkového napětí**?

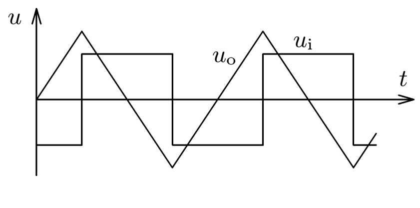
Otázka 4.5 Přivedeme-li na vstup integrujícího zesilovače trojúhelníkové napětí, připomíná oscilogram výstupního napětí sinusoidu (obr. 4-22). Jaké je přesnější matematické vyjádření jeho průběhu?

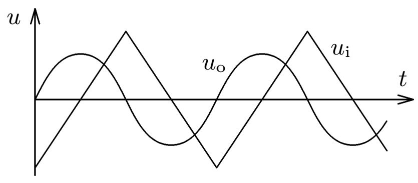




4-19 Příklad časových průběhů při pokusu podle obr. 4-18

4-20 Integrace kmitavého napětí bez stejnosměrné složky





4-21 Integrace obdélníkového napětí

4-22 Integrace trojúhelníkového napětí

Pokus 4.8 Nábojový zesilovač

Na stejném principu jako integrační zesilovač pracuje nábojový zesilovač (obr. 4-23), který můžeme využít jako jednoduchý měřič náboje při pokusech z elektrostatiky. Je nutno použít bifetový operační zesilovač, kondenzátor s kvalitním dielektrikem, např. styroflexový, a celé zapojení provést co nejpečlivěji, aby se svodové proudy omezily na minimum.

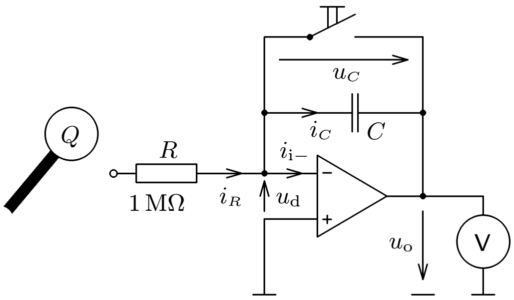
Před vlastním měřením zkratujeme krátce kondenzátor stisknutím tlačítka spínače. Dotkneme-li se pak vstupní svorky nábojového zesilovače izolovaným nabitým vodičem s nábojem Q, vybije se během krátké doby přes rezistor R. Stejný proudový impuls projde i větví zpětné vazby OZ a na kondenzátoru se objeví stejně velké náboje $+Q$, $-Q$. Platí

$$u_\mathrm{d} \doteq 0, \quad i_{\mathrm{i}-} \doteq 0, \quad i_\mathrm{R} = i_\mathrm{C},$$

$$u_\mathrm{o} = -u_\mathrm{C} = -\frac{1}{C}\int_0^t i_\mathrm{C}\mathrm{d}t = -\frac{1}{C}\int_0^t i_\mathrm{R}\mathrm{d}t = \frac{Q}{C}\,. \tag{17}$$

Výstupní napětí je přímo úměrné náboji, který jsme na nábojový zesilovač přivedli.

Otázka 4.6 Jakou kapacitu musí mít kondenzátor nábojového zesilovače, aby konstanta úměrnosti mezi výstupním napětím a měřeným nábojem byla 10 nC/V?

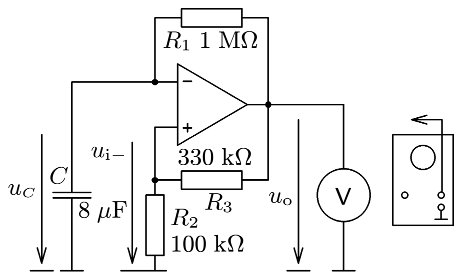


4-23 Nábojový zesilovač

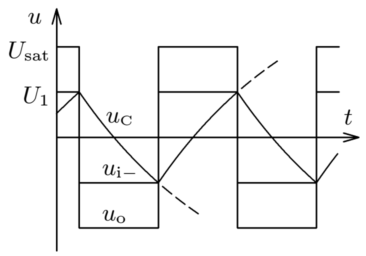
5 Jednoduché generátory napětí obdélníkového, trojúhelníkového, pilového a harmonického průběhu

Pokus 5.1 Multivibrátor

Zdroj obdélníkového napětí – **multivibrátor** – zapojte podle obr. 5-1. Na výstupu OZ se střídavě objevuje kladné a záporné saturační napětí, což můžeme pozorovat pomocí demonstračního voltmetru s nulou uprostřed stupnice nebo pomocí digitálního měřicího přístroje. Při zvolených hodnotách součástek (kapacita 8 μF) je perioda tohoto obdélníkového napětí asi 7,6 s. Zmenšíte-li kapacitu kondenzátoru na 100 nF, frekvence se zvýší a děje v multivibrátoru můžete pozorovat pomocí osciloskopu. Dostanete průběhy podle obr. 5-2, pomocí kterých můžeme činnost multivibrátoru vysvětlit.



5-1 Multivibrátor



5-2 Průběhy napětí v multivibrátoru

V zapojení jsou dvě větve zpětné vazby. Kladná zpětná vazba, která působí na neinvertující vstup OZ, je realizována děličem z rezistorů R_2, R_3 podobně jako u Schmittova klopného obvodu na obr. 3-4. Napětí u_{i+} na neinvertujícím vstupu má podobný obdélníkový průběh jako napětí na výstupu, ale menší amplitudu U_1. Platí

$$\frac{U_1}{U_{sat}} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \,.$$

Větev záporné zpětné vazby zapojená na invertující vstup OZ je tvořena rezistorem R_1 a kondenzátorem C. Kondenzátor se střídavě vybíjí a nabíjí přes rezistor R_1 z výstupu OZ a jeho napětí u_C, které je současně napětím invertujícího vstupu se mění spojitě. Jakmile překročí hodnotu napětí u_{i+}, mění se polarita vstupního diferenciálního napětí a OZ přechází do opačné saturace. Od tohoto okamžiku se napětí na kondenzátoru mění opačným směrem, dokud opět nedojde k překročení u_{i+}. V té polovině periody, kdy napětí na kondenzátoru klesá, je jeho průběh popsán vztahem

$$u_{\mathrm{C}} = (U_1 + U_{\mathrm{sat}})\mathrm{e}^{\frac{-t}{R_1 C}} - U_{\mathrm{sat}}\ .$$

V čase $t = \frac{T}{2}$ klesne napětí na kondenzátoru na hodnotu $u_{\mathrm{C}} = -U_1$. Z toho po dosazení a úpravě dostáváme pro periodu multivibrátoru vztah

$$T = 2R_1 C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_3}\right)\ . \qquad (18)$$

Otázka 5.1 Jakou kapacitu musí mít kondenzátor na obr. 5-1, aby při daných hodnotách odporů byla frekvence multivibrátoru a) 1 Hz, b) 1 kHz?

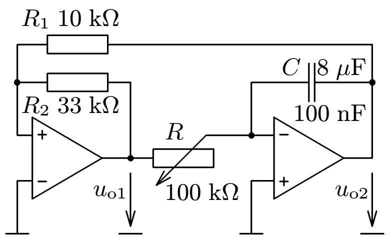
Pokus 5.2 Generátor napětí obdélníkového a trojúhelníkového průběhu se dvěma operačními zesilovači

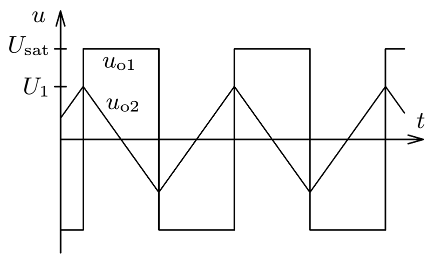
Vzájemným spojením dvou operačních zesilovačů, z nichž jeden pracuje jako Schmittův klopný obvod (pokus 3.4) a druhý jako integrační zesilovač (pokus 4.7), dostanete generátor obdélníkových a trojúhelníkových kmitů na obr. 5-3, nazývaný často **generátor funkcí**. Průběhy napětí v generátoru znázorňuje obr. 5-4. Na výstupu prvního OZ se střídá kladné a záporné saturační napětí $\pm U_{\mathrm{sat}}$. Jeho integrací se na výstupu integračního zesilovače vytváří napětí trojúhelníkového průběhu. K překlopení Schmittova obvodu dochází vždy v okamžiku, kdy výstupní napětí integrátoru dosáhne hodnoty

$$\pm u_{\mathrm{o2m}} = \pm U_{\mathrm{sat}} \frac{R_1}{R_2}\ .$$

Platí tedy

$$2U_{\mathrm{sat}}\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{RC}\int_0^{\frac{T}{2}} U_{\mathrm{sat}}\mathrm{d}t = \frac{Ue_{\mathrm{sat}}T}{2RC}\ , \qquad T = \frac{4R_1}{R_2}RC\ . \qquad (19)$$





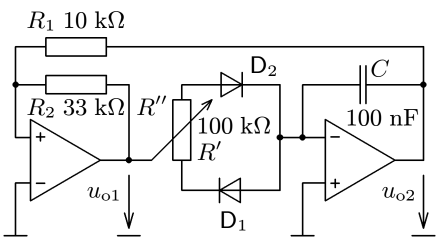
5-3 Generátor obdélníkového a trojúhelníkového napětí

5-4 Průběhy napětí v generátoru

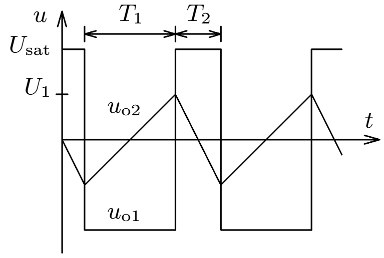
Frekvenci kmitů měňte plynule změnou odporu R nebo nespojitě výměnou kondenzátoru. Generátor může pracovat od setin Hz do desítek kHz.

Pokus 5.3 Generátor pilového a nesymetrického obdélníkového napětí

Doplněním předcházejícího generátoru o dvě diody podle obr. 5-5 využijete obě části odporové dráhy potenciometru. Ztrátu napětí na diodách můžeme zanedbat. Při kladné polaritě výstupního napětí Schmittova obvodu se uplatní odpor R', při záporné polaritě odpor R''. Poměr těchto odporů, který závisí na poloze jezdce potenciometru, určuje **střídu** obdélníkového a pilového napětí, tj. poměr $T_1 : T_2$ (obr. 5-6). Můžete ji měnit přibližně od 10:1 do 1:10.



5-5 Generátor obdélníkového a pilového napětí



5-6 Průběhy napětí v generátoru

Otázka 5.2 Proč se při pokusu 5.3 perioda kmitů, tj. součet $T = T_1 + T_2$ nemění?

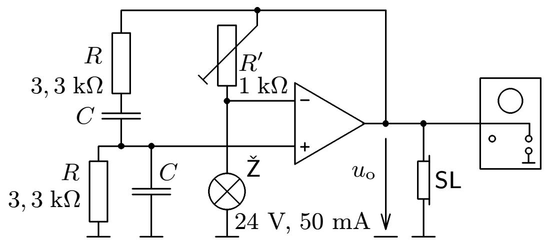
Pokus 5.4 Generátor harmonického napětí

RC generátor harmonického napětí zapojte podle obr. 5-7. Obvod kladné zpětné vazby připojený na neinvertující vstup OZ je tvořen **Wienovým členem** sestaveným ze dvou rezistorů a dvou kondenzátorů. Má největší napěťový přenos a nulové fázové posunutí při frekvenci

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \,. \tag{20}$$

S touto frekvencí, pro kterou je zpětná vazba nejsilnější, se generátor rozkmitá. Amplitudu kmitů udržuje na konstantní úrovni obvod záporné zpětné vazby složený z reostatu a žárovky, který je připojen na invertující vstup. S rostoucí amplitudou kmitů roste odpor žárovky a zvětšuje se napěťový přenos děliče, až se amplituda kmitů ustálí. Při vhodném nastavení reostatu dostaneme kmity harmonického průběhu. Frekvenci kmitů můžete měnit změnou kondenzátorů ve Wienově členu. Výstupní napětí sledujte pomocí osciloskopu, akustickou kontrolu můžete provést sluchátkem.

Otázka 5.3 Jakou frekvenci bude mít generátor na obr. 5-7, dodržíme-li uvedené hodnoty odporu a kondenzátory budou mít kapacitu 100 nF?



5-7 Generátor harmonického napětí

6 Použití operačních zesilovačů v lineárních dvojbranech. Aktivní filtry

Lineární dvojbrany se ve sdělovací technice používají k úpravě frekvenčního spektra přenášeného signálu. Protože propouštějí jen některé jeho části, bývají označovány jako **filtry**. Podle průběhu frekvenčních charakteristik rozlišujeme:

- **dolní propusti**, které propouštějí harmonické složky signálu s frekvencí nižší než je určitá mezní frekvence f_{m},
- **horní propusti**, které propouštějí harmonické složky signálu s frekvencí vyšší než je určitá mezní frekvence f_{m},
- **pásmové propusti**, které propouštějí harmonické složky signálu v okolí určité kritické frekvence f_{k},
- **pásmové zádrže**, které potlačují harmonické složky signálu v okolí určité kritické frekvence f_{k}.

Pasivní filtry jsou sestaveny pouze z rezistorů, kondenzátorů a cívek. Jednotlivé složky signálu jsou v závislosti na jejich frekvenci více nebo méně potlačeny. To znamená, že jejich elektrický výkon na výstupu filtru je menší než na vstupu. Naproti tomu **aktivní filtry** s operačním zesilovačem, které získávají energii z napájecího zdroje, mohou přenášený signál v určitém frekvenčním intervalu i zesílit. Velkou předností aktivních filtrů je, že jejich výstupní napětí prakticky nezávisí na připojené zátěži. Amplituda výstupního napětí ovšem nemůže překročit napětí saturační a také amplituda výstupního proudu je omezena vlastnostmi použitého OZ.

V této kapitole se omezíme na podrobný popis dvou aktivních dolních propustí a dvou aktivních pásmových propustí. Pokusy jsou časově náročnější a mají spíše charakter samostatných laboratorních prací.

Při rozboru činnosti lineárních dvojbranů musíme pracovat symbolickou metodou s použitím fázorů a komplexních veličin. Vlastnosti filtru vystihuje **napěťový přenos**

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{u}} = \frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{o}}}{\boldsymbol{U}_{\mathrm{i}}}. \tag{21}$$

Je to komplexní veličina, kterou musíme vynásobit fázor vstupního napětí $\boldsymbol{U}_{\mathrm{i}}$, abychom dostali fázor výstupního napětí $\boldsymbol{U}_{\mathrm{o}}$. Absolutní hodnotu napěťového přenosu a fázové posunutí výstupního napětí vzhledem k napětí vstupnímu určíme ze vztahů

$$A_u = |\boldsymbol{A}_u| = \frac{U_o}{U_i} = \sqrt{(\mathrm{Re}\,\boldsymbol{A}_u)^2 + (\mathrm{Im}\,\boldsymbol{A}_u)^2}\ , \tag{22}$$

$$\mathrm{tg}\,\varphi = \mathrm{tg}(\varphi_o - \varphi_i) = \frac{\mathrm{Im}\,\boldsymbol{A}_u}{\mathrm{Re}\,\boldsymbol{A}_u}\ . \tag{23}$$

Absolutní hodnotu napěťového přenosu také často vyjadřujeme jako **přenos v decibelech**

$$a = 10 \log \frac{{U_o}^2}{{U_i}^2} = 20 \log A_u\ . \tag{24}$$

(Výkon signálu je přímo úměrný druhé mocnině napětí.)

Pokus 6.1 Aktivní dolní propust 1. řádu

Aktivní dolní propust 1. řádu dostaneme spojením pasivního dvojbranu RC a napěťového sledovače (obr. 6-1). Protože se napětí kondenzátoru přenáší na výstup OZ, tedy $u_o = u_C$, je napěťový přenos tohoto filtru stejný jako u samotného nezatíženého dvojbranu RC

$$\boldsymbol{A}_u = \frac{\boldsymbol{U}_C}{\boldsymbol{U}_C + \boldsymbol{U}_R} = \frac{\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}{\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \mathrm{j}\omega CR} = \frac{1}{1 + \mathrm{j}\dfrac{f}{f_m}}\ , \tag{25}$$

kde mezní frekvence filtru f_m je

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC}\ . \tag{26}$$

Z toho pro absolutní hodnotu napěťového přenosu a fázové posunutí mezi výstupním a vstupním napětím dostáváme

$$A_u = |\boldsymbol{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_m}\right)^2}}\ , \qquad \varphi = -\,\mathrm{arctg}\,\frac{f}{f_m}\ . \tag{27}$$

Diskuse:

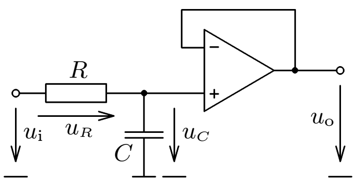
a) Pro $f = f_m$ platí $A_u = \dfrac{1}{\sqrt{2}}\ , \quad a = -3\,\mathrm{dB}\ , \quad \varphi = -45^\circ\ .$

b) Pro $f \ll f_m$ platí $A_u \doteq 1\ , \quad a \doteq 0\,\mathrm{dB}\ , \quad \varphi \doteq 0^\circ\ .$

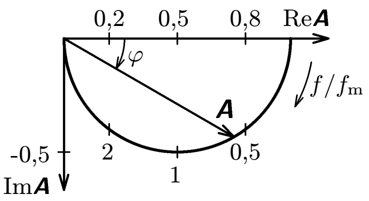
c) Pro $f \gg f_m$ platí $A_u \doteq \dfrac{f_m}{f} \to 0\ , \quad a = -20 \log \dfrac{f}{f_m}\ , \quad \varphi \to -90^\circ\ .$

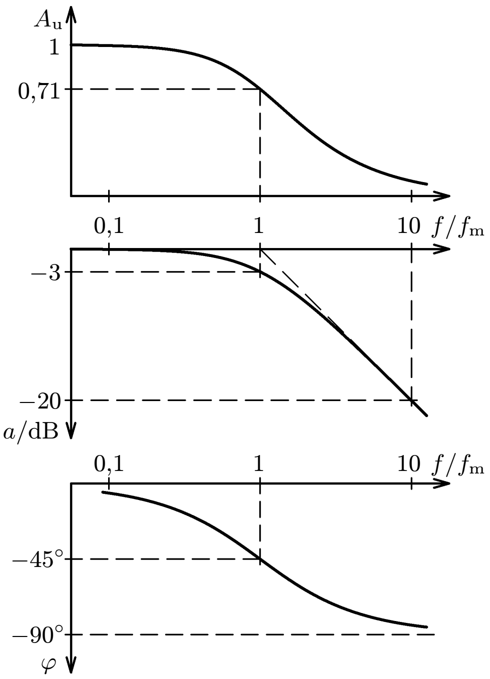
Těmto výsledkům odpovídají i průběhy frekvenčních charakteristik filtru na obr. 6-2. Stupnici na vodorovné ose, kam nanášíme relativní frekvenci $\dfrac{f}{f_m}$, volíme logaritmickou, abychom obsáhli co největší frekvenční interval. Harmonické složky signálu s frekvencí menší než f_m procházejí filtrem prakticky bez zeslabení. Po překročení mezní frekvence absolutní hodnota napěťového přenosu rychle klesá. Sklon charakteristiky zobrazující přenos v decibelech je -20 dB na dekádu.

V Gaussově rovině probíhá koncový bod vektoru $\boldsymbol{A}_\mathrm{u}$ při změnách frekvence křivku, která se nazývá **komplexní frekvenční charakteristika**. U dolní propusti 1. řádu je to půlkružnice ve čtvrtém kvadrantu Gaussovy roviny.



6-1 Aktivní dolní propust 1. řádu





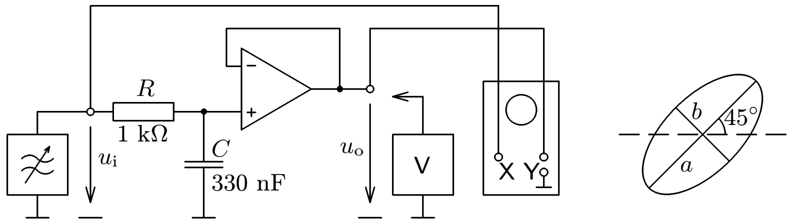
6-2 Frekvenční charakteristiky dolní propusti 1. řádu

Otázka 6.1 Vyměníme-li v aktivní dolní propusti 1. řádu kondenzátor s rezistorem, dostaneme **aktivní horní propust 1. řádu** (obr. 6-4). Jakým vztahem vyjádříte její napěťový přenos? Jaký průběh budou mít její frekvenční charakteristiky?

Úkol. Sestavte dolní aktivní propust 1. řádu s rezistorem o jmenovité hodnotě odporu $R = 1\,\mathrm{k\Omega}$ a kondenzátorem o jmenovité hodnotě kapacity $C = 330\,\mathrm{nF}$ a v zapojení podle obr. 6-3 určete její vlastnosti.

a) Pomocí můstku RC změřte skutečné hodnoty veličin R, C a vypočítejte mezní frekvenci propusti f_m. Ověřte, že pro tuto frekvenci platí

$$A_\mathrm{u} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \qquad \varphi = -45^\circ .$$



6-3 Měření na aktivní dolní propusti 1. řádu

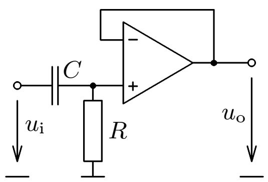
b) Určete veličiny A_u, a, φ pro různé frekvence v intervalu $\langle 0{,}1\, f_\mathrm{m}\,;\ 10\, f_\mathrm{m}\rangle$ a ze získaných výsledků sestrojte frekvenční charakteristiky propusti. Jejich průběh porovnejte s obr. 6-2.

Praktické provedení úkolu: Výstupní napětí tónového generátoru nastavíme na maximum. Nízkofrekvenčním milivoltmetrem měříme vstupní i výstupní napětí propusti. Pomocí osciloskopu určíme fázové posunutí φ. Na obrazovce vznikne Lissajousova křivka ve tvaru elipsy, kterou upravíme nastavením vhodné vertikální a horizontální citlivosti osciloskopu tak, aby její hlavní osa svírala s vodorovným směrem úhel 45°. V takovém případě platí

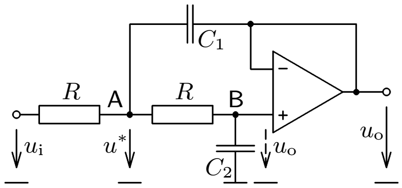
$$\mathrm{tg}\left|\frac{\varphi}{2}\right| = \frac{b}{a}\,, \tag{28}$$

kde a, b jsou délky hlavní a vedlejší poloosy elipsy (dokažte sami). Naměřené a vypočítané hodnoty zapište do tabulky:

f/f_m	0,1	0,2	0,5	1,0	2,0	5,0	10
f/Hz							
U_i/V							
U_o/V							
$2a$/mm							
$2b$/mm							
A_u							
a/dB							
φ							



6-4 Aktivní horní propust 1. řádu



6-5 Aktivní dolní propust 2. řádu

Pokus 6.2 Aktivní dolní propust 2. řádu

Přidáme-li k aktivní dolní propusti 1. řádu další rezistor a kondenzátor podle obr. 6-5, dostaneme aktivní dolní propust 2. řádu. Volíme rezistory o stejném odporu R; kondenzátory mají kapacity C_1 a C_2. Vztah pro výpočet napěťového přenosu $\boldsymbol{A}_\mathrm{u}$ odvodíme pomocí 1. Kirchhoffova zákona, který aplikujeme na uzly označené ve schématu A a B. Předpokládáme, že vstupní diferenciální napětí OZ a vstupní proud neinvertujícího vstupu jsou zanedbatelné. Fázorové součty proudů v uzlech jsou nulové. Z toho plyne

$$\frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{i} - \boldsymbol{U}^*}{R} = (\boldsymbol{U}^* - \boldsymbol{U}_\mathrm{o})\mathrm{j}\omega C_1 + \frac{\boldsymbol{U}^* - \boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{R} \,,$$

$$\frac{\boldsymbol{U}^* - \boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{R} = \boldsymbol{U}_\mathrm{o}\mathrm{j}\omega C_2 \,.$$

Vyloučením $\boldsymbol{U}^*$ a úpravou dostaneme

$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{\boldsymbol{U}_\mathrm{i}} = \frac{1}{1 - \omega^2 C_1 C_2 R^2 + 2\mathrm{j}\omega C_2 R} \,. \tag{29}$$

Řád propusti je určen stupněm polynomu ve jmenovateli. U propusti 2. řádu je to kvadratický trojčlen, u propusti 1. řádu to byl lineární dvojčlen.
Diskuse

a) Při **kritické úhlové frekvenci**

$$\omega_\mathrm{k} = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \tag{30}$$

je napěťový přenos ryze imaginární a má absolutní hodnotu

$$A_\mathrm{uk} = \frac{1}{2\omega_\mathrm{k} C_2 R} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \,. \tag{31}$$

Výstupní napětí je při kritické úhlové frekvenci vzhledem k vstupnímu fázově posunuto o $-90°$.

S použitím kritické úhlové frekvence můžeme napěťový přenos vyjádřit ve tvaru

$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \frac{1}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_\mathrm{k}}\right)^2 + \mathrm{j}\alpha\dfrac{\omega}{\omega_\mathrm{k}}} = \frac{1}{1-\left(\dfrac{f}{f_\mathrm{k}}\right)^2 + \mathrm{j}\alpha\dfrac{f}{f_\mathrm{k}}}\,, \tag{32}$$

kde $\alpha = \dfrac{1}{A_\mathrm{uk}}$ a $f_\mathrm{k} = \dfrac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}}$ je **kritická frekvence**. Z toho pro absolutní hodnotu napěťového přenosu a fázové posunutí dostaneme

$$A_\mathrm{u} = \frac{1}{\sqrt{1+(\alpha^2-2)\left(\dfrac{f}{f_\mathrm{k}}\right)^2 + \left(\dfrac{f}{f_\mathrm{k}}\right)^4}}\,, \qquad \mathrm{tg}\,\varphi = \frac{\alpha\dfrac{f}{f_\mathrm{k}}}{\left(\dfrac{f}{f_\mathrm{k}}\right)^2 - 1}\,. \tag{33}$$

b) Pro $f \ll f_\mathrm{m}$ platí $A_\mathrm{u} = A_\mathrm{u0} \doteq 1\,,\quad a \doteq 0\,\mathrm{dB}\,,\quad \varphi \doteq 0°\,.$

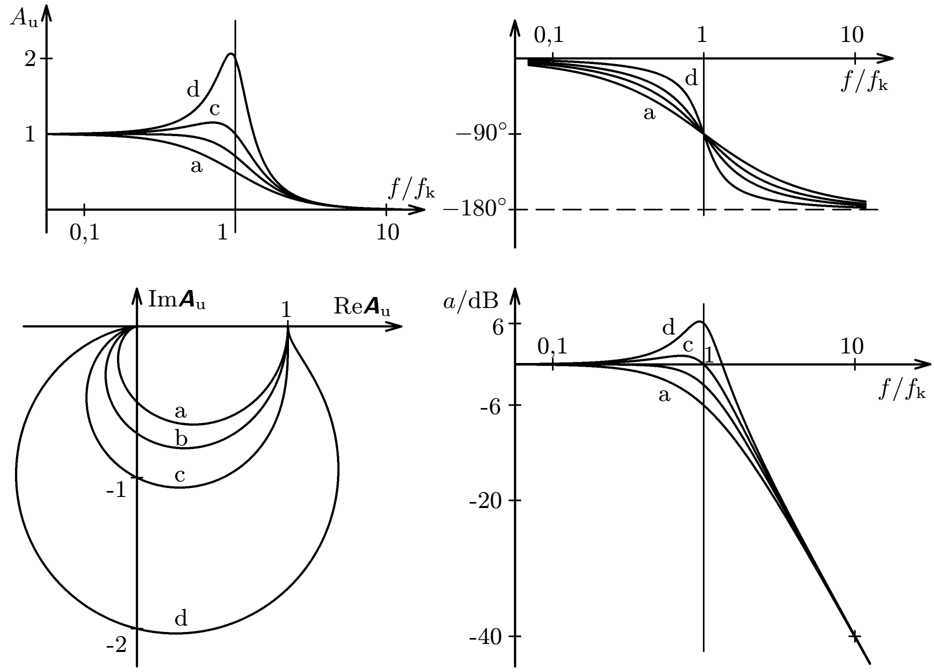
c) Pro $f \gg f_\mathrm{m}$ platí $A_\mathrm{u} \doteq \left(\dfrac{f_\mathrm{m}}{f}\right)^2 \to 0\,,\quad a = -40\log\dfrac{f}{f_\mathrm{m}}\,,\quad \varphi \to -180°\,.$

Přechod z propustné oblasti do oblasti potlačení je u filtrů 2. řádu mnohem strmější než u filtrů 1. řádu. Sestupná část charakteristiky má sklon −40 dB na dekádu a už při frekvenci 10 f_k je výstupní napětí stokrát menší než napětí vstupní.

Průběh frekvenčních charakteristik pro různé hodnoty koeficientu α můžeme porovnat na obr. 6-6. Rozlišujeme

$\alpha = 2$ . . . filtry **s kritickým tlumením**,
$\alpha = \sqrt{3}$ . . . **Besselovy** filtry,
$\alpha = \sqrt{2}$ . . . **Butterworthovy** filtry,
$\alpha < \sqrt{2}$ . . . **Čebyševovy** filtry.

Přivedeme-li na dolní propust signál neharmonického průběhu, dochází k jeho tvarovému zkreslení. U obdélníkového napětí vznikají při $\alpha < 2$ překmity, které jsou tím větší, čím menší je α. Pro $\alpha \geq 2$ dochází naopak k značnému zaoblení čel jednotlivých pulsů. Besselovy filtry ($\alpha = \sqrt{3}$) můžeme pro přenos obdélníkového signálu považovat za optimální (obr. 6-7).



6-6 Frekvenční charakteristiky dolních propustí 2. řádu pro různé hodnoty parametru α: a) $\alpha = 2$, b) $\alpha = \sqrt{2}$, c) $\alpha = 1$, d) $\alpha = 0{,}5$.

Úkol. Sestavte dolní aktivní propust 2. řádu s rezistory o jmenovité hodnotě odporu $R = 1\,\mathrm{k}\Omega$ a s kondenzátory o jmenovité hodnotě kapacity $C_1 = C_2 = 330\,\mathrm{nF}$ a v zapojení podobném jako na obr. 6-3 určete její vlastnosti. Měření opakujte se stejnými rezistory a s kondenzátory o jmenovitých hodnotách kapacit $C_1 = 1\ \mu$ F a $C_2 = 100$ nF.

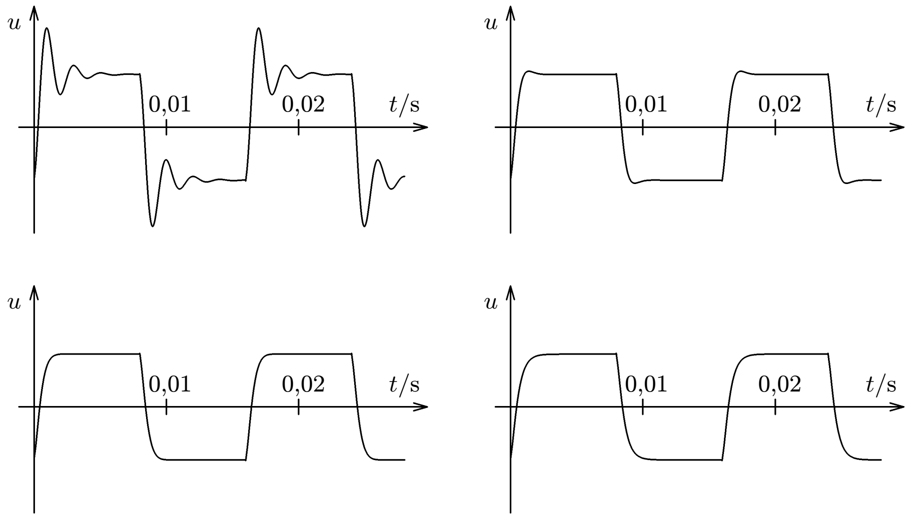
a) Pomocí můstku RC změřte skutečné hodnoty veličin R, C_1, C_2 a vypočítejte kritickou frekvenci propusti f_k. Ověřte, že pro tuto frekvenci platí

$$A_{uk} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}\,, \quad \varphi_k = -90^\circ\,.$$

b) Určete veličiny A_u, a, φ pro různé frekvence v intervalu $\langle 0{,}1\, f_k\,;\ 10\, f_k\rangle$ a ze získaných výsledků sestrojte frekvenční charakteristiky propusti. Jejich průběh porovnejte s obr. 6-6.

c) Přiveďte na vstup propusti napětí obdélníkového průběhu o různé frekvenci a pomocí osciloskopu pozorujte průběh výstupního napětí.

Praktické provedení úkolu: Postupujte podobně jako při měření na dolní propusti 1. řádu (pokus 6.1). Naměřené a vypočítané hodnoty zapište do stejné tabulky jako při pokusu 6.1. Pouze v prvním řádku změňte označení veličiny na $\dfrac{f}{f_{\mathrm{k}}}$.



6-7 Zkreslení obdélníkového průběhu při průchodu signálu o frekvenci 62,5 Hz dolní propustí 2. řádu s kritickou frekvencí 500 Hz pro různé hodnoty parametru α: a) $\alpha = 0{,}5$, b) $\alpha = \sqrt{2}$, c) $\alpha = \sqrt{3}$, d) $\alpha = 2$.

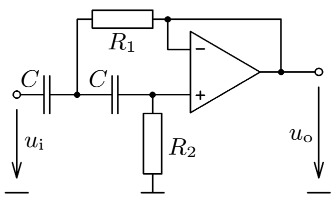
Otázka 6.2 Absolutní hodnota napěťového přenosu u Čebyševových filtrů se s rostoucí frekvencí nejprve zvětšuje, dosahuje v blízkosti kritické frekvence maxima a pak teprve rychle klesá. Při které frekvenci nastává maximum a jaká je jeho velikost?

Otázka 6.3 Za **mezní frekvenci** f_{m} považujeme u dolních propustí takovou frekvenci, při které absolutní hodnota napěťového přenosu klesne na $\dfrac{A_{\mathrm{u}0}}{\sqrt{2}}$. Jaký je poměr $\dfrac{f_{\mathrm{m}}}{f_{\mathrm{k}}}$ pro Besselovy a Butterworthovy filtry? Jaký je pro Čebyševovy filtry?

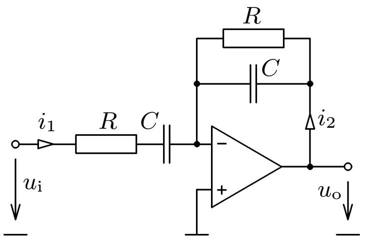
Otázka 6.4 Vyměníme-li v aktivní dolní propusti 2. řádu kondenzátory a rezistory, dostaneme **aktivní horní propust 2. řádu** (obr. 6-8). Obvykle volíme kondenzátory se stejnou kapacitou.

a) Jakým vztahem vyjádříte napěťový přenos? (Návod: Ve vztahu (30) nahraďte rezistanci R reaktancí $\dfrac{1}{\omega C}$ a reaktance $\dfrac{1}{\omega C_1}$, $\dfrac{1}{\omega C_2}$ rezistancemi R_1, R_2.)

b) Jaký průběh budou mít frekvenční charakteristiky při různé volbě C, R_1 a R_2?



6-8 Aktivní horní propust 2. řádu



6-9 Jednoduchá aktivní pásmová propust

Pokus 6.3 Jednoduchá aktivní pásmová propust

Napěťový přenos aktivní pásmové propusti na obr. 6-9 určíme podobně jako zesílení invertujícího zesilovače (pokus 4.1). Pro uzel u invertujícího vstupu OZ platí podle prvního Kirchhoffova zákona $i_2 = -i_1$. Proto i fázory obou proudů jsou opačné:

$$\boldsymbol{I}_2 = -\boldsymbol{I}_1\,, \qquad \frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{\boldsymbol{Z}_2} = -\frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{i}}{\boldsymbol{Z}_1}\,.$$

Z toho odvodíme

$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{\boldsymbol{U}_\mathrm{i}} = -\frac{\boldsymbol{Z}_2}{\boldsymbol{Z}_1} = -\frac{\dfrac{\dfrac{R}{\mathrm{j}\omega C}}{R + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}}{R + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}} = -\frac{\dfrac{R}{\mathrm{j}\omega C}}{R^2 + 2\dfrac{R}{\mathrm{j}\omega C} - \dfrac{1}{\omega^2 C^2}}\,,$$

$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \frac{-\dfrac{1}{2}}{1 + \mathrm{j}\dfrac{1}{2}\left(\omega RC - \dfrac{1}{\omega RC}\right)}\,.$$

Zavedením **kritické úhlové frekvence** $\omega_\mathrm{k} = \dfrac{1}{RC}$, **kritické frekvence** $f_\mathrm{k} = \dfrac{1}{2\pi RC}$ a **činitele jakosti** $Q = \dfrac{1}{2}$ dostaneme

$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \frac{-\dfrac{1}{2}}{1 + \mathrm{j}\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{f}{f_\mathrm{k}} - \dfrac{f_\mathrm{k}}{f}\right)} = \frac{-A_\mathrm{umax}}{1 + \mathrm{j}Q\left(\dfrac{f}{f_\mathrm{k}} - \dfrac{f_\mathrm{k}}{f}\right)}\,. \tag{34}$$

Absolutní hodnotu napěťového přenosu a fázové posunutí určíme ze vztahů

$$A_\mathrm{u} = \frac{A_\mathrm{umax}}{\sqrt{1 + Q^2\left(\dfrac{f}{f_\mathrm{k}} - \dfrac{f_\mathrm{k}}{f}\right)^2}}\,, \qquad \varphi = \operatorname{arctg}\left[Q\left(\frac{f}{f_\mathrm{k}} - \frac{f_\mathrm{k}}{f}\right)\right]. \tag{35}$$

Diskuse:

a) Při kritické frekvenci f_k je napěťový přenos reálný a záporný ($\varphi = 180^\circ$) a má maximální absolutní hodnotu $A_\mathrm{umax} = \dfrac{1}{2}$.

b) Pro $f \ll f_\mathrm{k}$ platí

$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} \doteq -\mathrm{j}\frac{f}{f_\mathrm{k}} \to 0\,, \quad A_\mathrm{u} \doteq \frac{f}{f_\mathrm{k}}\,, \quad \varphi \to 270^\circ\,, \quad a = 20\log f - 20\log f_\mathrm{k}\,.$$

Výstupní napětí je nepatrné a předbíhá téměř o 3/4 periody před vstupním. S rostoucí frekvencí napěťový přenos roste o 20 dB na dekádu.

c) Pro $f \gg f_\mathrm{k}$ platí

$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} \doteq \mathrm{j}\frac{f_\mathrm{k}}{f} \to 0\,, \quad A_\mathrm{u} \doteq \frac{f_\mathrm{k}}{f}\,, \quad \varphi \to 90^\circ\,, \quad a = 20\log f_\mathrm{k} - 20\log f\,.$$

Výstupní napětí je nepatrné a předbíhá téměř o 1/4 periody před vstupním. S rostoucí frekvencí napěťový přenos klesá o 20 dB na dekádu.

Výsledkům diskuse odpovídá průběh frekvenčních charakteristik na obr. 6-10. Komplexní frekvenční charakteristika je kružnice o průměru $\frac{1}{2}$, která leží ve 2. a 3. kvadrantu Gaussovy roviny.

Mezní frekvence pásmové propusti f_m1, f_m2 jsou určeny poklesem absolutní hodnoty napěťového přenosu na $\dfrac{A_\mathrm{umax}}{\sqrt{2}}$. To nastává, když

$$Q\left(\frac{f}{f_\mathrm{k}} - \frac{f_\mathrm{k}}{f}\right) = \pm 1\,.$$

Rozdíl $\Delta f = f_{\mathrm{m1}} - f_{\mathrm{m2}}$ se nazývá **šířka pásma**. Platí

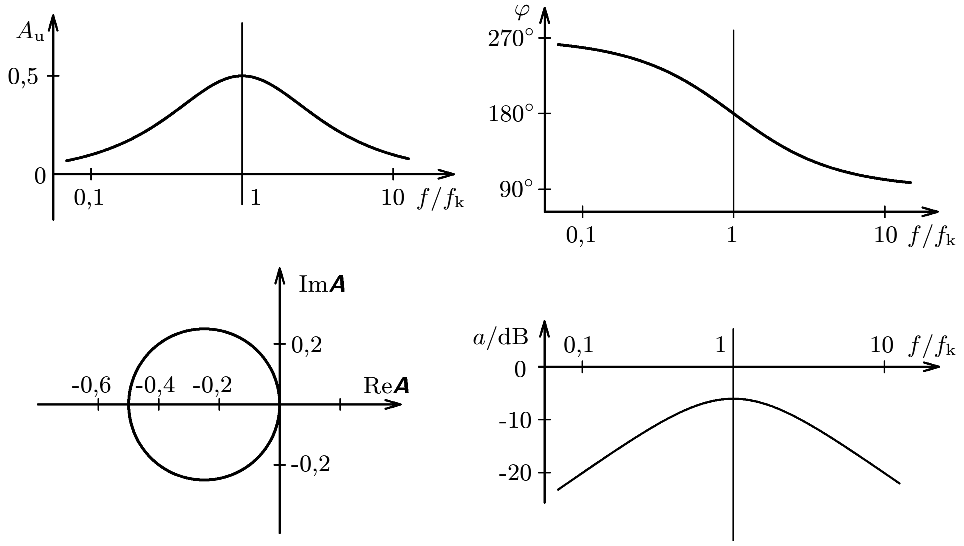
$$\frac{f_{\mathrm{m1}}}{f_{\mathrm{k}}} - \frac{f_{\mathrm{k}}}{f_{\mathrm{m1}}} = \frac{1}{Q}\,, \qquad f_{\mathrm{m1}}^2 - f_{\mathrm{k}}^2 = \frac{f_{\mathrm{m1}} f_{\mathrm{k}}}{Q}\,,$$

$$\frac{f_{\mathrm{m2}}}{f_{\mathrm{k}}} - \frac{f_{\mathrm{k}}}{f_{\mathrm{m2}}} = -\frac{1}{Q}\,, \qquad f_{\mathrm{m2}}^2 - f_{\mathrm{k}}^2 = \frac{f_{\mathrm{m2}} f_{\mathrm{k}}}{Q}\,.$$

Odečtením dostaneme

$$f_{\mathrm{m1}}^2 - f_{\mathrm{m2}}^2 = (f_{\mathrm{m1}} + f_{\mathrm{m2}})\,\frac{f_{\mathrm{k}}}{Q}\,, \qquad f_{\mathrm{m1}} - f_{\mathrm{m2}} = \Delta f = \frac{f_{\mathrm{k}}}{Q}\,. \tag{36}$$

Pásmová propust zapojená podle obr. 6-9 má poměrně velkou šířku pásma $\Delta f = 2 f_{\mathrm{k}}$. Říkáme, že má malou **selektivitu**.



6-10 Frekvenční charakteristiky pásmové propusti zapojené podle obr. 6-9

Úkol. Sestavte pásmovou propust podle obr. 6-9 s rezistory o jmenovité hodnotě odporu $R = 1\ \mathrm{k\Omega}$ a s kondenzátory o jmenovité hodnotě kapacity $C = 330\,\mathrm{nF}$ a v zapojení podobném jako na obr. 6-3 určete její vlastnosti.

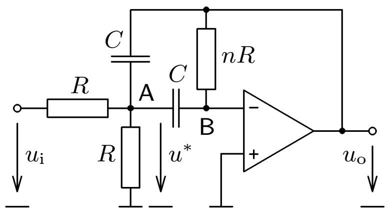
a) Pomocí můstku RC změřte skutečné hodnoty veličin R, C a vypočítejte kritickou frekvenci propusti f_{k}. Ověřte, že pro tuto frekvenci platí

$$A_{\mathrm{uk}} = \frac{1}{2}\,, \quad \varphi_{\mathrm{k}} = 180^\circ\,.$$

b) Určete veličiny A_{u}, a, φ pro různé frekvence v intervalu $\langle 0{,}1\, f_{\mathrm{k}}\,;\, 10\, f_{\mathrm{k}} \rangle$ a ze získaných výsledků sestrojte frekvenční charakteristiky propusti. Jejich průběh porovnejte s obr. 6-10.

Praktické provedení úkolu: Postupujte podobně jako při měření na dolní propusti 1. řádu (pokus 6.1). Naměřené a vypočítané hodnoty zapište do stejné tabulky jako při pokusu 6.1. Pouze v prvním řádku změňte označení veličiny na $\dfrac{f}{f_{\mathrm{k}}}$.

Otázka 6.5 U pásmové propusti, jejíž napěťový přenos je popsán vztahem (35), je dána kritická frekvence f_{k} a činitel jakosti Q. Jaké jsou mezní frekvence f_{m1} a f_{m2}? Jaké je fázové posunutí mezi výstupním a vstupním napětím při těchto frekvencích?



6-11 Aktivní pásmová propust s větší selektivitou

Pokus 6.4 Aktivní pásmová propust s větší selektivitou

Napěťový přenos aktivní pásmové propusti zapojené podle obr. 6-11 určíme řešením soustavy rovnic, které získáme aplikací prvního Kirchhoffova zákona na uzly A a B:

$$\frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{i}} - \boldsymbol{U}^{\star}}{R} = \frac{\boldsymbol{U}^{\star}}{R} + \boldsymbol{U}^{\star}\mathrm{j}\omega C + (\boldsymbol{U}^{\star} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{o}})\,\mathrm{j}\omega C\,,$$

$$\boldsymbol{U}^{\star}\mathrm{j}\omega C = -\frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{o}}}{nR}\,.$$

Vyloučením $\boldsymbol{U}^{\star}$ a úpravou dostaneme

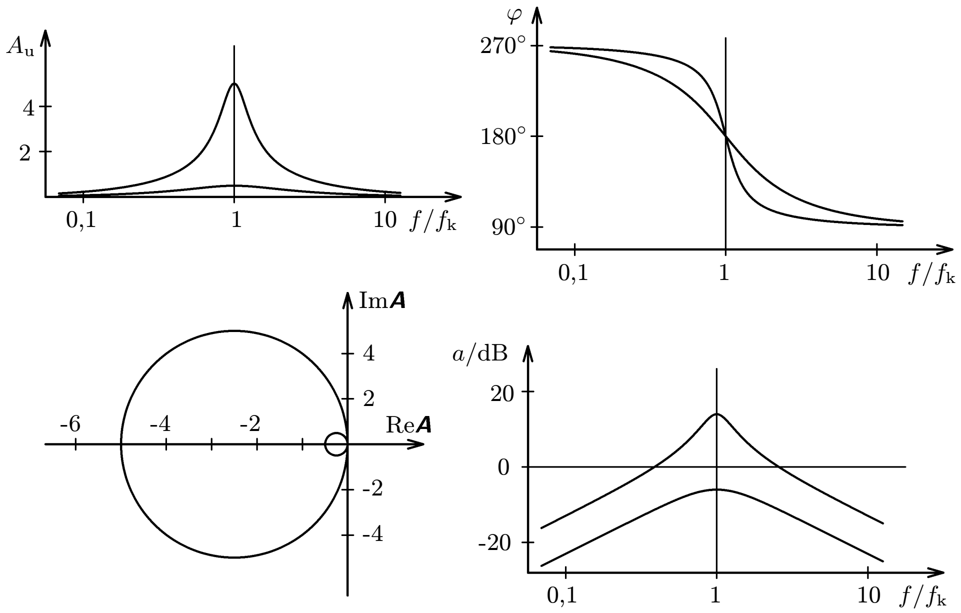
$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{o}} = \frac{-1}{\dfrac{2}{n} + \mathrm{j}\left(\omega RC - \dfrac{2}{n\omega RC}\right)}\boldsymbol{U}_{\mathrm{i}} = \frac{-\dfrac{n}{2}}{1 + \mathrm{j}\sqrt{\dfrac{n}{2}}\left(\omega RC\sqrt{\dfrac{n}{2}} - \dfrac{1}{\omega RC\sqrt{\dfrac{n}{2}}}\right)}\,,$$

a po substituci

$$A_{\text{umax}} = \frac{n}{2}\,, \quad f_{\text{k}} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{\dfrac{n}{2}}}\,, \qquad Q = \sqrt{\frac{n}{2}} \tag{37}$$

vidíme, že napěťový přenos je vyjádřen formálně stejným vztahem jako u předcházející pásmové propusti:

$$\boldsymbol{A}_{\text{u}} = \frac{-\,A_{\text{umax}}}{1 + \text{j}Q\left(\dfrac{f}{f_{\text{k}}} - \dfrac{f_{\text{k}}}{f}\right)}\,. \tag{38}$$



6-12 Frekvenční charakteristiky pásmové propusti zapojené podle obr. 6-11

Úkol. Sestavte pásmovou propust podle obr. 6-11 s rezistory o jmenovitých hodnotách odporu $R = 1\text{k}\Omega$, $nR = 10\text{k}\Omega$ $(n = 10)$ a s kondenzátory o jmenovité hodnotě kapacity $C = 100\,\text{nF}$. V zapojení podobném jako na obr. 6-3 určete její vlastnosti a porovnejte je s vlastnostmi pásmové propusti podle obr. 6-3.

a) Pomocí můstku RC změřte skutečné hodnoty veličin R, C a vypočítejte kritickou frekvenci propusti f_k. Ověřte, že pro tuto frekvenci platí

$$A_\mathrm{uk} = \frac{n}{2}\,, \quad \varphi_\mathrm{k} = 180^\circ\,.$$

b) Určete veličiny A_u, a, φ pro různé frekvence v intervalu $\langle 0{,}1\, f_\mathrm{k}\,;\ 10\, f_\mathrm{k}\rangle$ a ze získaných výsledků sestrojte frekvenční charakteristiky propusti. Jejich průběh porovnejte s obr. 6-10.

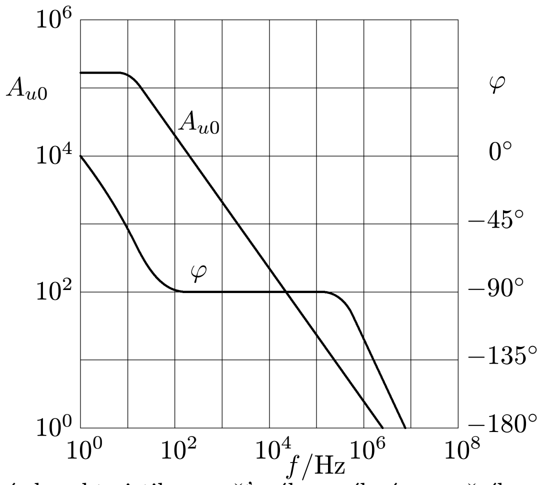
c) V grafu absolutní hodnoty napěťového přenosu A_u ověřte, že šířka pásma odpovídá vztahu (37).

Praktické provedení úkolu: Postupujte podobně jako při měření na dolní propusti 1. řádu (pokus 6.1). Naměřené a vypočítané hodnoty zapište do stejné tabulky jako při pokusu 6.1. Pouze v prvním řádku změňte označení veličiny na $\dfrac{f}{f_\mathrm{k}}$.

7 Operační zesilovač při vyšších frekvencích

V předcházejících kapitolách jsme při popisu různých obvodů s operačním zesilovačem pracujícím v lineárním režimu vycházeli ze zjednodušujícího předpokladu, že napěťové zesílení A_{u0} samotného OZ je velmi velké a vstupní diferenciální napětí u_{d} je proto zanedbatelné v porovnání se vstupním napětím u_{i} celého zařízení a s výstupním napětím u_{o}. Tento předpoklad je však zcela oprávněný jen u stejnosměrných obvodů a u střídavých obvodů o frekvencích do 1 kHz.

Na obr. 7-1 jsou frekvenční charakteristiky napěťového zesílení běžného bifetového OZ (např. 081). Absolutní hodnota napěťového zesílení se už od 10 Hz rychle zmenšuje — je přibližně nepřímo úměrná frekvenci. Při **mezní průchozí frekvenci** $f_{\mathrm{T}} = 3$ MHz klesá pod 1.



7-1 Frekvenční charakteristiky napěťového zesílení operačního zesilovače 081

Výstupní napětí je fázově posunuto proti vstupnímu diferenciálnímu napětí. V intervalu od 100 Hz do 100 kHz má toto posunutí konstantní velikost $-90°$.

Podobný průběh mají i charakteristiky bipolárních OZ, např. typu 741, který má mezní průchozí frekvenci 1 MHz. Musíme se tedy na napěťové zesílení OZ dívat jako na frekvenčně závislou **komplexní veličinu**

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{u0}} = \frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{o}}}{\boldsymbol{U}_{\mathrm{d}}}\,, \tag{39}$$

která při vyšších frekvencích podstatně ovlivňuje vlastnosti daného zařízení a omezuje možnosti jeho využití. Ukážeme si to na neinvertujícím zesilovači.

Pokus 7.1 Frekvenční charakteristiky neinvertujícího zesilovače

Vyjdeme z obr. 4-7. Použitím prvního Kirchhoffova zákona pro uzel u invertujícího vstupu dostáváme

$$\frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{o} - (\boldsymbol{U}_\mathrm{i} - \boldsymbol{U}_\mathrm{d})}{R_2} = \frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{i} - \boldsymbol{U}_\mathrm{d}}{R_1}\,,$$

$$\left(\boldsymbol{U}_\mathrm{o} - \boldsymbol{U}_\mathrm{i} + \frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{\boldsymbol{A}_\mathrm{u0}}\right) R_1 = \left(\boldsymbol{U}_\mathrm{i} - \frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{\boldsymbol{A}_\mathrm{u0}}\right) R_2\,,$$

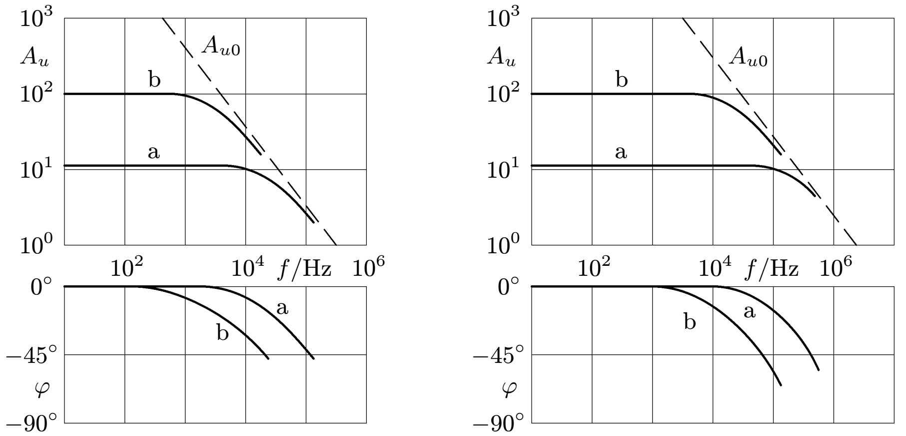
$$\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \frac{\boldsymbol{U}_\mathrm{o}}{\boldsymbol{U}_\mathrm{i}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \dfrac{R_1 + R_2}{\boldsymbol{A}_\mathrm{u0}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \dfrac{R_1 + R_2}{R_1 \boldsymbol{A}_\mathrm{u0}}}\,. \tag{40}$$

Diskuse:

a) Při nízkých frekvencích, kdy $|\boldsymbol{A}_\mathrm{u0}| \gg \dfrac{R_1 + R_2}{R_1}$, platí vztah $\boldsymbol{A}_\mathrm{u} \doteq \dfrac{R_1 + R_2}{R_1}$, který jsme ověřili pokusem 4.3.

b) Při vysokých frekvencích, blízkých mezní průchozí frekvenci f_T, kdy $|\boldsymbol{A}_\mathrm{u0}| < \dfrac{R_1 + R_2}{R_1}$, platí $\boldsymbol{A}_\mathrm{u} \doteq \boldsymbol{A}_\mathrm{u0}$. Vlastnosti neinvertujícího zesilovače se tedy při vysokých frekvencích přibližují k vlastnostem samotného operačního zesilovače.

Výsledkům diskuse odpovídají frekvenční charakteristiky na obr. 7-2:



7-2 Frekvenční charakteristiky neinvertujícího zesilovače s OZ 741 (vlevo) a 081 (vpravo): a) $R1 = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $R2 = 100\,\mathrm{k\Omega}$, b) $R1 = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $R2 = 1{,}0\,\mathrm{M\Omega}$.

Úkol. V zapojení podle obr. 7-3 určete při různých frekvencích absolutní hodnotu napěťového zesílení a fázové posunutí neinvertujícího zesilovače. Sestrojte jeho frekvenční charakteristiky.

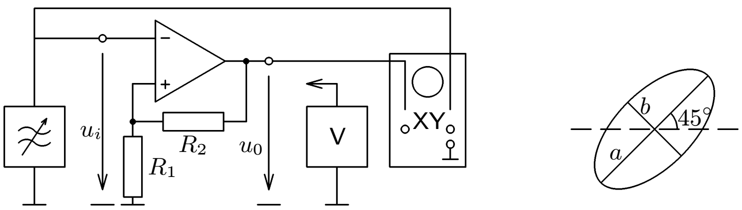
Praktické provedení úkolu: Postupujte podobně jako při určování frekvenčních charakteristik aktivních filtrů v předcházející kapitole. Napětí je nutno měřit nízkofrekvenčním milivoltmetrem. Měření proveďte při těchto hodnotách součástek:

a) $R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $R_2 = 100\,\mathrm{k\Omega}$, $R_\mathrm{z} = 3{,}3\,\mathrm{k\Omega}$,

b) $R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $R_2 = 1\,\mathrm{M\Omega}$, $R_\mathrm{z} = 3{,}3\,\mathrm{k\Omega}$.

V obou případech volte efektivní hodnotu vstupního napětí $U_1 = 50\,\mathrm{mV}$. Naměřené a vypočtené hodnoty zapište do tabulky:

f/kHz	0,1	0,2	0,5	1,0	2,0	5,0	10	$\cdots$
U_i/V								
U_o/V								
$2a/\mathrm{mm}$								
$2b/\mathrm{mm}$								
A_u								
a/dB								
φ								



7-3 Měření frekvenčních charakteristik neinvertujícího zesilovače

Otázka 7.1 Jaký vztah bude vyjadřovat napěťový přenos invertujícího zesilovače při vyšších frekvencích? Vyjděte z obr. 4-1 a postupujte podobně jako u neinvertujícího zesilovače. Ukažte, že při nízkých frekvencích platí s dostatečnou přesností vztah (4).

8 Nesymetrie reálného operačního zesilovače

Na závěr se seznámíme ještě se dvěma parametry reálného operačního zesilovače, které charakterizují nedokonalost jeho praktického provedení a mohou mít vliv na celkové vlastnosti elektrického obvodu, ve kterém je zapojen. Jsou to **napěťová nesymetrie vstupů** U_{IO} a **potlačení souhlasného vstupního napětí** *CMR* (*Common Mode Rejection*).

Výstupní napětí dokonale vyrobeného OZ závisí pouze na vstupním diferenciálním napětí. Přivedeme-li na oba vstupy stejná napětí $u_{\mathrm{i}+} = u_{\mathrm{i}-}$, má být výstupní napětí nulové nezávisle na jejich hodnotě. To je u skutečného OZ splněno jen přibližně.

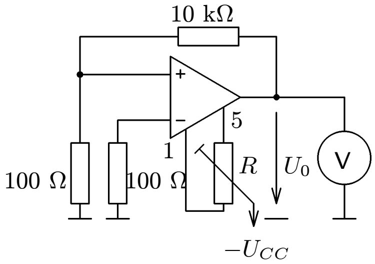
Pokus 8.1 Měření a kompenzace napěťové nesymetrie vstupů

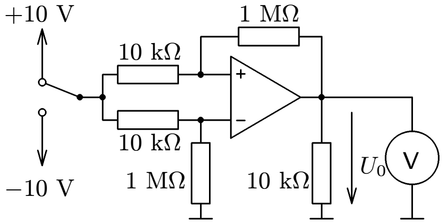
Napěťová nesymetrie vstupů je definována jako napětí, které musíme přivést na vstupní svorky OZ, aby výstupní napětí bylo nulové. Měříme ji v zapojení podle obr. 8-1 a vypočítáme ze vztahu

$$U_{\mathrm{IO}} = \left| \frac{U_{\mathrm{O}}}{100} \right| , \tag{41}$$

kde U_{O} je napětí na výstupu operačního zesilovače.

U většiny jednoduchých operačních zesilovačů můžeme napěťovou nesymetrii vyrovnat vhodným nastavením potenciometru, jehož konce jsou zapojeny mezi vývody č. 1 a 5, a jezdec je připojen k zápornému pólu napájecího zdroje. Doporučený odpor potenciometru je 10 kΩ u obvodu 741 a 100 kΩ u obvodu 081.





8-1 Měření a kompenzace napěťové nesymetrie vstupů

8-2 Měření potlačení souhlasného vstupního napětí

Pokus 8.2 Měření potlačení souhlasného vstupního napětí

Potlačení souhlasného vstupního napětí *CMR* je definováno jako poměr maximálního rozsahu souhlasného vstupního napětí ΔU_{I} a maximální změny napěťové nesymetrie vstupů v tomto rozsahu ΔU_{OI}. Měříme je v zapojení podle obr. 8-2 a vyjadřujeme v decibelech:

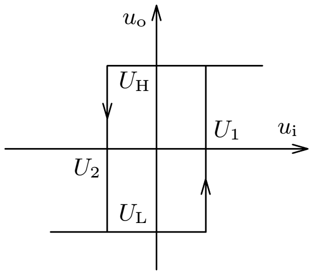
$$CMR = 20 \log \frac{100 \Delta U_{\mathrm{I}}}{\Delta U_{\mathrm{O}}}\,, \tag{42}$$

kde ΔU_{O} je změna výstupního napětí při přepnutí přepínače.

Odpovědi na otázky

3.1: $\dfrac{1}{\sqrt{2}}$. **3.2:** $U_1 = U_{\mathrm{H}} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$, $U_2 = U_{\mathrm{L}} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$. **3.3:** Obvod se rozkmitá.

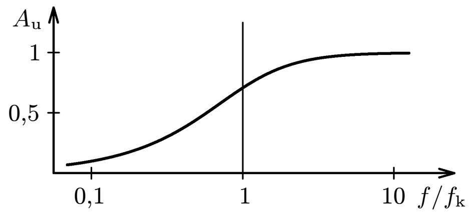
3.4: Obr. O-1. Platí $U_1 = -U_{\mathrm{L}} \dfrac{R_1}{R_2}$, $U_2 = -U_{\mathrm{H}} \dfrac{R_1}{R_2}$; přitom předpokládáme $U_{\mathrm{L}} < u_{\mathrm{i+}} < U_{\mathrm{H}}$.

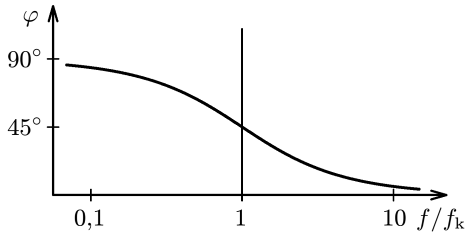


4.1: π. **4.2:** $50\,\mathrm{k}\Omega$, $25\,\mathrm{k}\Omega$, $12{,}5\,\mathrm{k}\Omega$. **4.3:** Zařazením napěťového sledovače před vstup nějakého zařízení můžeme zvětšit jeho vstupní odpor; zařazením napěťového sledovače za výstup nějakého zařízení můžeme zmenšit jeho výstupní odpor. **4.4:** 1,7 V. **4.5:** Jedná se o parabolické oblouky. **4.6:** 10 nF.

5.1: $1{,}06\,\mu\mathrm{F}$; $1{,}06\,\mathrm{nF}$. **5.2:** $T \doteq \dfrac{2(R' + R'')}{R_2} RC$, součet $R' + R''$ je konstantní.
5.3: 480 Hz.

6.1: $\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \dfrac{1}{1 - \mathrm{j}\dfrac{f_\mathrm{m}}{f}}\,, \quad f_\mathrm{m} = \dfrac{1}{2\pi RC}\,;$



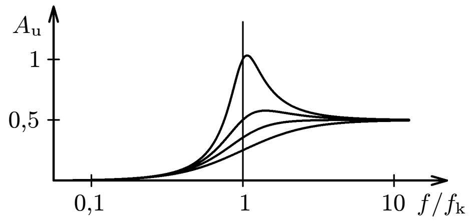


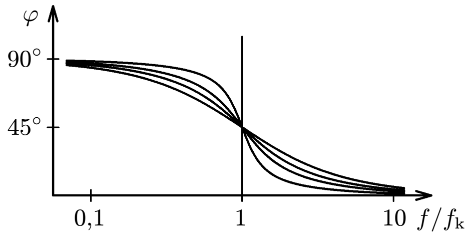
6.2: $f = f_\mathrm{k}\sqrt{1 - \dfrac{\alpha^2}{2}}\,, \quad \boldsymbol{A}_\mathrm{umax} = \dfrac{1}{\sqrt{1 - \dfrac{\alpha^2}{4}}}.$

6.3: $\left(\dfrac{f_\mathrm{m}}{f_\mathrm{k}}\right)^2 = \dfrac{2 - \alpha^2 + \sqrt{8 - 4\alpha^2 + \alpha^4}}{2}\,; \qquad \dfrac{f_\mathrm{m}}{f_\mathrm{k}} = 0{,}79$ pro Besselovy filtry, $\dfrac{f_\mathrm{m}}{f_\mathrm{k}} = 1$ pro Butterworthovy filtry, $\dfrac{f_\mathrm{m}}{f_\mathrm{k}} > 1$ pro Čebyševovy filtry.

6.4: $\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = \dfrac{1}{1 - \dfrac{1}{\omega^2 C^2 R_1 R_2} - \dfrac{2\mathrm{j}}{\omega C R_2}} = \dfrac{1}{1 - \left(\dfrac{f_\mathrm{k}}{f}\right)^2 - \mathrm{j}\alpha\dfrac{f_\mathrm{k}}{f}}\,,$

kde $f_\mathrm{k} = \dfrac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_2}}; \qquad \boldsymbol{A}_\mathrm{uk} = \dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{R_2}{R_1}} = \dfrac{1}{\alpha}\,;$





6.5 $f_\mathrm{m1} = f_\mathrm{k}\left(\dfrac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \dfrac{1}{4Q^2}}\right), \quad f_\mathrm{m2} = f_\mathrm{k}\left(-\dfrac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \dfrac{1}{4Q^2}}\right).$

Pro $Q \gg 1 \quad f_\mathrm{m1} = f_\mathrm{k}\left(1 + \dfrac{1}{2Q}\right), \quad f_\mathrm{m2} = f_\mathrm{k}\left(1 - \dfrac{1}{2Q}\right).$

7.1: $\boldsymbol{A}_\mathrm{u} = -\dfrac{R_2}{R_1}\dfrac{1}{1 + \dfrac{R_1 + R_2}{R_1 \boldsymbol{A}_\mathrm{u0}}}\,.$

Porovnání nejdůležitějších katalogových údajů operačních zesilovačů 741 a 081

Veličina	Jednotka	741	081
Napájecí napětí U_{CC}	V	± 3 až ± 22	± 3 až ± 18
Napěťové zesílení A_{u0}	V/mV	150	200
Vstupní odpor R_I	Ω	10^6	10^{12}
Výstupní odpor R_O	Ω	60	
Vstupní napěťová nesymetrie U_{IO}	mV	2	10
Potlačení souhlasního signálu CMR	dB	90	100
Rychlost přeběhu S	V/μs	0,5	13
Mezní průchozí frekvence f_τ	MHz	0,7	3

Literatura

[1] Brunnhofer, V. – Kryška, L. – Teska, V.: Operační zesilovače v teorii a praxi. Amatérské radio řada B, č. 3, ročník XXXI., 1982.

[2] Stříž, V.: Moderní operační zesilovače. Amatérské radio řada B, č. 3, ročník XXXIX., 1990.

[3] Müller H.: Elektronik im Experiment. Praxis der Naturwissenschaften, č. 3, ročník XXXV, 1986, AULIS VERLAG DEUBNER & CO, Köln.

[4] Südbeck, V. a kol.: Elektronik im Selbstbau. Praxis der Naturwissenschaften, č. 2, ročník XXXVI, 1987, AULIS VERLAG DEUBNER & CO, Köln.

Obsah