

Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

redakce nakladatelství BEN – technická literatura
redakce@ben.cz



Úvod

První část této knížky tvoří **analogová technika** – zesilovače, klasické a spínané zdroje, oscilátory, obvod NE 555, aplikace operačních zesilovačů, základy automatizace, televizní techniky, elektroakustiky a telekomunikační techniky.

Druhý celek tvoří **klasická číslicová technika** – obvody CMOS 40xx a 45xx a obvody HCMOS.

Ve třetí části se zabývám **měřicí technikou**.

Tuto publikaci jsem složil z mých dříve napsaných publikací *Základní elektronické obvody a zařízení*, *Aplikace moderních integrovaných obvodů*, *Aplikovaná elektronika*, *Vlastnosti a užití CMOS obvodů*, *Měření elektronických veličin*. Kapitola TV technika je převzata z publikace *Elektronické přístroje*.

Mým cílem bylo vytvořit **univerzální, jednoduchou, moderní a stručnou učebnici** slaboproudé elektroniky a **zpopularizovat** elektroniku tak, aby byla **zajímavá** pro studenty středních škol a pro začínající zájemce. Snažil jsem se celou problematiku maximálně **zestručnit** a **zmodernizovat**. Jsem si vědom toho, že studenti si musí kupovat učebnice za své peníze a že příliš obsáhlé publikace jsou nejen drahé, ale i pro začátečníky nepřehledné.

K sloučení mých dříve vydaných publikací jsem se rozhodl proto, že u větších publikací je nižší cena za jednu stránku. Dále jsem chtěl tyto publikace přizpůsobit novým trendům v tomto oboru. To se týká hlavně publikace *Základní elektronické obvody a zařízení*, která vznikla před 10 lety a u které jsem překreslil většinu obrázků a rozšířil některé kapitoly.

Navíc jsem zpracoval kapitoly o **přenosu informací, automatizaci a regulaci** a o **elektroakustice**.

Jednotlivé části této publikace byly vytvářeny pomocí různých programů, zajistit jednotnou grafickou úpravu proto nebylo možné.

Potřebné **základní znalosti** pro pochopení tohoto učiva najde čtenář v publikaci *Základy elektrotechniky*.

V dalších mých publikacích *Konstrukční návody*, *Postavte si zesilovač*, *Zapojení s analogovými obvody*, *Doplňky nf zesilovače*, *Elektronika pro hudebníky*, *Elektronické přístroje a Elektronické konstrukce pro pokročilé* najdou zájemci velké množství **jednoduchých konstrukčních návodů** vhodných pro začátečníky, které jim umožní pochopit celou problematiku z praktické stránky.

K pochopení této publikace je bezpodmínečně nutné mít potřebné základní znalosti:

1. Vlastností základních elektrotechnických součástek

Odporů ($U = RI$), kondenzátorů ($X_C = 1/2\pi fC$), cívek ($X_L = 2\pi fL$), diod (princip, V-A charakteristika), Zenerových diod (V-A charakteristika) a tranzistorů (princip, zapojení vývodů, vlastnosti, V-A charakteristika).

2. Vlastnosti střídavého napětí, definice jeho střední, maximální a efektivní hodnoty a vztah mezi nimi pro sinusový průběh

$$U_{\max} = 1,41 \cdot U_{\text{ef}}, U_{\text{stř}} = 2U_{\max}/\pi, U_{\text{ef}} = 1,11 \cdot U_{\text{stř}}$$

3. Řešení základních elektrických obvodů

Sériové řazení rezistorů a kondenzátorů – $R = R_1 + R_2$, $C = C_1 \cdot C_2/(C_1 + C_2)$.

Paralelní řazení rezistorů a kondenzátorů – $R = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$, $C = C_1 + C_2$.

Kirchhoffovy zákony ($\sum I$ v uzlu se rovná nule, $\sum U$ v uzavřené smyčce se rovná nule), výpočet děliče napětí a jeho náhrada pomocí Theveninovy věty ($U_n = U_1 \cdot R_1/(R_1 + R_2)$, $R_n = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$), závislost impedance na frekvenci pro sériový a paralelní RC obvod a pro Wienův článek ($f_m = 1/2\pi RC$), vlastnosti sériového a paralelního rezonančního obvodu, Thomsonův vzorec ($f_{\text{rez}} = 1/2\pi\sqrt{LC}$).

1 Zesilovače

- Jsou aktivní lineární dvojbrany, které slouží k zesilování napětí, proudu a výkonu. Rozdělujeme je:
- a) podle šířky pásma (úzkopásmové, širokopásmové),
 - b) podle zpracovaného kmitočtu (stejnoseměrné, nízkofrekvenční, vysokofrekvenční, mikrovlnné),
 - c) podle velikosti vstupního signálu (předzesilovače, koncové zesilovače).

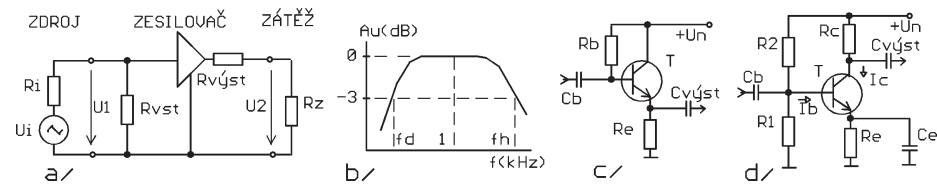
1.1 Hlavní parametry zesilovačů

a) **Napětíové zesílení** $A_u = U_2/U_1$, často se udává v decibelech (dB), $A_u[\text{dB}] = 20\log(U_2/U_1)$.

Tab. 1
Převod napětíového zesílení na decibely

$A_u(\text{dB})$	0	3	6	10	12	14	20	40	60	80
A_u	1	1,4	2	3,14	4	5	10	100	1000	10000

- b) **Vstupní odpor**
- c) **Výstupní odpor**
- d) **Šířka pásma** – je nutné určit pro jaký pokles byla naměřena (nejčastěji se udává pro pokles o 3 dB).



Obr. 1.1
a) Náhradní schéma zesilovače
b) Kmitočtová charakteristika
c) Emitorový sledovač
d) Zesilovač se společným emitorem

- e) **Zkreslení:** (viz kapitolu Harmonická analýza).
- f) **Odstup od rušivých napětí:** udává se v dB.

1.2 Zesilovače s tranzistory

a) Zesilovač **se společnouází**: zesiluje napětí, má malý vstupní a velký výstupní odpor, vysoký mezní kmitočet, používá se někdy ve vf zesilovačích. Fáze vstupního a výstupního signálu je stejná.

b) Zesilovač **se společným kolektorem** (emitorový sledovač): má velký vstupní, malý výstupní odpor, napětíové zesílení menší než 1, zesiluje proud, používá se ke vzájemnému oddělení jednotlivých obvodů. Výstupní odpor $\sim R_c$, R_c a R_b volíme tak, aby $U_E = U_n/2$. Fáze vstupního a výstupního signálu je stejná.

c) zesilovač **se společným emitorem**: Má největší výkonové zesílení, používá se nejčastěji. Zesiluje proud i napětí. Otáčí fázi o 180° .

Pro optimální funkci tohoto zapojení je nutné správně nastavit pracovní bod. Na kolektoru tranzistoru musí být přibližně polovina napájecího napětí, aby zesilovač limitoval obě půlvlny střídavého napětí symetricky. Výstupní odpor zesilovače je přibližně roven odporu R_c . Zesilovač je od vstupního a výstupního obvodu oddělen kondenzátory.

Pracovní bod zesilovače je nutné stabilizovat **stejnoseměrnou zápornou zpětnou vazbou** v emitoru tranzistoru. (Zvýší-li se I_c , zvýší se U_E , zmenší se U_{BE} a tranzistor se přivře). Na bázi tranzistoru přivádíme z napětíového děliče stejnosměrné předpětí (napětí U_C , U_B a U_E jsou vztažena vůči zemi).

$$\begin{aligned}\text{Platí: } I_c &= (U_n - U_C)/R_c \\ U_B &= U_E + 0,6 \text{ V} \\ I_c &= I_b \cdot \beta\end{aligned}$$

kde β je h_{21e} = proudový zesilovací činitel tranzistoru

$$U_B = \frac{U_n \cdot R_1}{R_1 + R_2} - \frac{I_B(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2}$$

Rezistory R_1 a R_2 volíme tak, aby proud jimi procházející byl větší než I_B a zároveň aby tyto rezistory nebyly příliš malé a nezměňovaly vstupní odpor zesilovače. Je-li požadavek na velký R_{VST} , je možné rezistor R_1 vynechat, případně rezistor R_2 zapojit mezi bázi a kolektor tranzistoru.

Kondenzátor C_E slouží ke zkratování zápn. zpětné vazby pro střídavé napětí a tím ke zvětšení zesílení pro střídavé signály. Není-li zapojen, potom platí $A_u = R_c/R_e$. Kondenzátory C_B a C_{VST} volíme tak, aby neomezovaly přenos nízkých kmitočtů. Při návrhu obvodu zvolíme nejprve proud I_c a R_c podle požadovaného výst. odporu $I_c \cdot R_c = U_n/2$, emitorové napětí U_E volíme asi 0,5 až 1 V (čím větší je U_E , tím lépe je pracovní bod stabilizován) a vypočteme $R_e = U_E/I_c$. Vždy při návrhu obvodů s tranzistory předpokládáme $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$.

Toto zapojení je příkladem zesilovače ve **třídě A** – tranzistor zesiluje současně obě půlvlny střídavého napětí. K tomu je nutné, aby měl tranzistor stejnosměrné předpětí a aby jím protékal klidový proud.

Toto zapojení je vhodné pouze pro zpracování malých výkonů (jeho max. účinnost je 50 %).

1.2.1 Koncový stupeň

Při zesilování větších výkonů je nutné zvlášť zesilovat obě půlvlny střídavého napětí. Tranzistory pracují buď ve třídě B (bez klidového proudu), nebo ve třídě AB (s malým klidovým proudem). Účinnost takových zapojení je kolem 70 %. Při průchodu signálu nulou může ale nastat určité **přechodové zkreslení**, které je nutné minimalizovat **zápornou zpětnou vazbou**, která rovněž zajišťuje

stejnosemnnou stabilitu zesilovače a toto zapojení je v současné době vhodné realizovat pomocí IO (pro výkony do 30–50 W), které rovněž zajišťují ochranu proti zkratu a přehřátí. Pro větší výkony je nutné používat diskrétní součástky.

Následující zapojení je částí koncového nf zesilovače. Darlingtonův tranzistor $T_{1,2}$ pracuje ve **třídě A**, na jeho **kolektoru je bez signálu polovina napájecího napětí**. Při vybuzení se tranzistor otvírá v kladné půlvlně vstupního signálu a v záporné se zavírá, **tranzistor otáčí fázi signálu o 180 °**. Jeho pracovní bod je v klidovém stavu v bodě P (*obr. 1.2*), při vybuzení se pohybuje po **zatěžovací přímce**. Malá změna vstupního napětí vyvolá velkou změnu výstupního napětí. Výstupní napětí může nabývat hodnot téměř od 0 do U_n . Za tento tranzistor nemůžeme přímo připojit nízkompedanční zátěž, výstupní odpor je přibližně roven R_3 , účinnost zesilovače ve třídě A je maximálně 50 %.

Tranzistory T_3 a T_4 pracují jako sledovače napětí (zesilují pouze proud, viz zapojení emitorového sledovače). Zmenšují tak výstupní odpor. T_3 zpracovává zápornou půlvlnu, T_4 kladnou. V klidovém stavu jsou oba tranzistory zavřené, při vybuzení se **nesmí otevřít současně**. Dioda D_1 tyto tranzistory trochu pootvírá, aby se při průchodu signálu nulou omezilo **přechodové zkreslení** (tranzistor se otevírá pro $U_{BE} > 0,6$ V).

Z výstupu do báze $T_{1,2}$ je zapojena **stejnosemnná zpětná vazba** – R_2 . Dělič R_1 , R_2 zajišťuje v klidovém stavu na výstupu polovinu napájecího napětí $U_n/2$. $R_1/(R_1 + R_2) = 1,2$ V (pokud jsou R_1 a R_2 dostatečně malé, abychom mohli zanedbat proud do báze $T_{2,3}$).

Toto zapojení se nazývá **komplementární** (na výstupu je dvojice tranzistorů NPN a PNP). Existují i jiná zapojení, např. **kvazikomplementární** se dvěma NPN tranzistory na výstupu a s komplementární dvojicí budících tranzistorů.

Tranzistor $T_{1,2}$ je příkladem **Darlingtonova zapojení**. Zesílení tohoto „supertranzistoru“ se rovná **součinu zesílení obou tranzistorů**. Používá se hlavně ve výkonových aplikacích, oba tranzistory jsou v jednom pouzdru a jsou ještě doplněny jedním nebo dvěma rezistory a diodou chránící proti přepólování. Zesílení výkonových tranzistorů bývá poměrně malé (10 až 20, což často nestačí). Zesílení univerzálních tranzistorů bývá několik set. Darlingtonovo zapojení mívá zesílení asi 1000, mezi bází a emitorem je typicky napětí **1,2 V**.

K správné funkci koncových tranzistorů potřebujeme **zápornou zpětnou vazbu** – viz dále, která může být stejnosemnná nebo střídavá.

Výstupní výkon je **úměrný druhé mocnině napájecího napětí a nepřímě úměrný impedanci zátěže**. $P = U_{\text{výst}}^2/R$. Od napájecího napětí musíme pouze odečíst saturační napětí dvou koncových tranzistorů, které je přibližně 4 V (plný rozkmit výstupního napětí až do velikosti napájecího napětí zpravidla nelze využít).

Koncové zesilovače se většinou (pro výkony do 15 až 20 W vyrábějí v integrovaném provedení. Jsou to převážně speciálně upravené **operační zesilovače** (viz dále), které mají invertující a neinvertující vstup (a pro které platí stejné vzorce pro přenos), a jejichž výstupní odpor je velmi nízký (1–2 Ω). Jsou dále vybaveny tepelnou pojistkou a ochranou proti zkratu na výstupu, případně i ochranou proti zvětšení napájecího napětí a jeho přepólování.

Vyšší napájecí napětí nebo nižší zatěžovací impedanci, než povoluje výrobce, nesmíme použít, jinak hrozí zničení obvodu. U většiny integrovaných zesilovačů je maximální napájecí napětí 36 V (nebo o něco málo více). Jedná se o omezení dané technologií výroby operačních zesilovačů. Při impedanci 4 Ω to znamená výkon okolo 20 W.

Většina integrovaných zesilovačů pracuje do impedance 4 Ω . Při zvětšení impedance na 8 Ω je výkon teoreticky poloviční, prakticky se rovná dvěma třetinám původního výkonu. Zesilovač se totiž nechová jako ideální zdroj napětí, má svůj vnitřní odpor daný ztrátami na transformátoru, usměrňovacích diodách a na koncových tranzistorech. Uplatňuje se i zvlnění napětí na filtračním kondenzátoru (viz kapitola *klasické zdroje*).

K zajištění požadovaného výkonu je nutné **dobré chlazení**, což znamená minimálně 1 dm^2 černěného hliníkového chladiče tl. 2–4 mm na každých 20 W ztrátového výkonu. Lesklý chladič má poloviční účinnost oproti černému. Většina moderních integrovaných obvodů je vybavena **tepelnou pojistkou**, která při přehřátí omezí výstupní výkon, aby se obvod nezničil. Potom nemusíme výše uvedenou hodnotu vždy dodržet (za běžného provozu je maximální výkon do zátěže dodáván pouze ve špičkách).

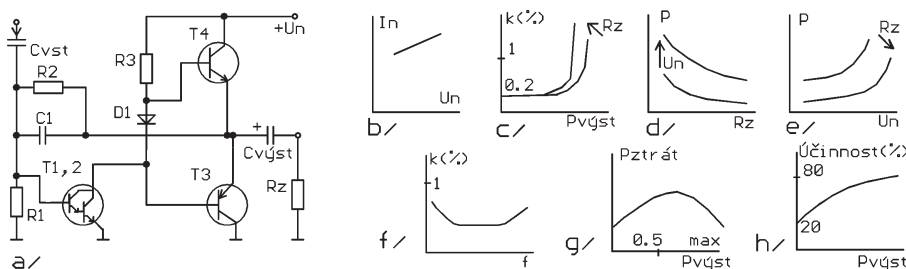
Tepelné ztráty zesilovače jsou maximální při jedné polovině až dvou třetinách maximálního možného výkonu (tehdy se užitečný a ztrátový výkon přibližně rovnají), účinnost roste s vybuzením zesilovače. U lineárních zesilovačů nebývá větší než 80 %. (Ve vf technice se někdy používají i zesilovače ve třídě C, které zesilují pouze část jedné půlvlny, které pracují s velkým zkreslením a velkou účinností. Maximální výkon zase závisí na napájecím napětí. Zesilovače s výkonem okolo 1 W se chladí přes vhodně navržený plošný spoj. Větší zesilovače musí být vždy připojeny k chladiči. Ten je zpravidla elektricky spojen se zemí (přívodem záporného napájecího napětí).

Zkreslení je při normálních provozních podmínkách velmi malé (setiny nebo desetiny %), při velmi malé úrovni signálu se někdy může projevovat přechodové zkreslení, **při plném vybuzení prudce vzrůstá**. Na okrajích akustického pásma zkreslení mírně vzrůstá. Kmitočtová charakteristika je zde totiž často linearizovaná pomocí zpětné vazby, není zde tak velká rezerva v zesílení. Zkreslení vzniká jednak nelinearitou výstupních tranzistorů a limitací signálu při hodnotách blízkých napájecímu napětí – „ořezání“ signálu, jednak při přechodu signálu z kladné polaridy do záporné a naopak – **přechodové zkreslení**.

Zesilovač akustických signálů proto není dobré využívat do maxima, pro kvalitní poslech je nezbytná rezerva výkonu.

Klidový proud většiny zesilovačů mírně vzrůstá s rostoucím napájecím napětím. Naměřené hodnoty se nesmí příliš lišit od hodnot udávaných výrobcem. Pokud jsou vyšší, zesilovač pravděpodobně zakmitává.

Pro zajištění **stability** bývá často na výstupu **Boucherův člen** – keramický kondenzátor a velmi malý odpor v sérii. **Napájecí napětí** se rovněž **doporučuje blokovat kermickým kondenzátorem**. Tyto součástky musí být **co nejblíže** koncovému zesilovači. V případě rozkmitání musíme změnit jejich hodnoty, případně přidat další blokové kondenzátory nebo omezit zesílení nadakustických kmitočtů (paralelně ke zpětnovazebnímu rezistoru (R2) přidat kondenzátor).



Obr. 1.2

a) dvojitý zesilovač, b) závislost klidového proudu na napájecím napětí, c) závislost zkreslení na výstupním výkonu, d) závislost výstupního výkonu na zatěžovací impedanci, e) závislost výkonu na napájecím napětí, f) závislost zkreslení na kmitočtu, g) závislost ztrátového výkonu na výstupním výkonu, h) závislost účinnosti na výstupním výkonu

Většina integrovaných zesilovačů v sobě má zabudovanou i ochranu proti zkratu na výstupu. Výstupní proud se v takovém případě omezí na hodnotu, při které se obvod nezničí.

Zvláštní kategorii tvoří zesilovače pro autorádia, u kterých je požadavek co největšího výstupního výkonu při malém napájecím napětí (12 V). Za tím účelem se musí používat zátěž o impedanci 2 (1,6) Ω nebo můstkové zapojení. Kromě tepelné pojistky a ochrany proti zkratu na výstupu, bývají vybaveny i ochranou proti přepólování napájecího napětí nebo jeho zvýšení (dvě autobaterie v sérii).

Účinnost zesilovače (poměr výstupního výkonu a příkonu) **vzrůstá s rostoucím vybuzením, tepelné ztráty mají své maximum zhruba při 60 až 70 % maximálního výkonu.**

Z tohoto hlediska nemá být napájecí napětí příliš vysoké. Z důvodů nízkého zkreslení potřebujeme zase určitou, ne příliš vysokou napěťovou rezervu.

Následující závislosti uvádím proto, že jsou typické pro většinu zesilovačů, bez ohledu na to, zda jsou realizovány monolitickým integrovaným obvodem nebo pomocí tranzistorů.

Chceme-li si postavit zesilovač, můžeme se rozhodnout pro **symetrické nebo nesymetrické napájecí napětí** (viz kapitola klasické zdroje), u většiny integrovaných zesilovačů si uživatel může způsob napájení zvolit sám.

Při nesymetrickém napájecím napětí je na výstupu polovina napájecího napětí, zátěž musí být oddělena kondenzátorem. Jeho hodnota má vliv na **dolní mezní kmitočet** ($f_m = 1/(2\pi R_z C)$).

Symetrické napájení vyžaduje transformátor s dvojím vinutím a zdroj se dvěma filtračními kondenzátory. Reprodukter, který je při symetrickém napájení přímo připojen ke koncovému stupni, by měl být chráněn speciálním obvodem před případným poškozením stejnosměrným napětím, které do reproduktoru nikdy přijít nesmí. Cívkou v takovém případě protéká velký proud, cívka se nepohybuje, nechladí se a velmi brzy se přepálí. Cena profesionálního reproduktoru s výkonem okolo 100 W a citlivostí 100 dB je několik tisíc Kč. Nebylo by dobré jej zničit, při náhodném proražení výstupního tranzistoru. Obvod ochrany (s relé nebo s tyristory) je zpravidla stejně složitý jako vlastní koncový stupeň.

Proto doporučuji dát přednost **nesymetrickému** napájecímu napětí, se kterým se lépe pracuje. Jednotlivé obvody jsou při něm odděleny filtračními kondenzátory, takže se nemohou vzájemně stejnosměrně ovlivňovat, což je důležité při vyhledávání závad. Nepotřebujeme obvod ochrany reproduktoru. Oddělovací kondenzátory zároveň potlačují subakustické kmitočty a tím zlepšují stabilitu. Jedinou nevýhodou je přechodový jev (lupnutí) při zapnutí.

Existují i integrované obvody s větším napájecím napětím (okolo 50 W). Jejich cena je zatím ale vyšší než u tranzistorových zesilovačů.

Také se občas setkáme se zvláštními integrovanými obvody – budiči koncových tranzistorů, ke kterým připojujeme pouze dvojici (nebo dvě dvojice u stereofonního obvodu) komplementárních výkonových tranzistorů.

Výkon zesilovače můžeme zvýšit i **můstkovým zapojením**, kdy dva stejné koncové stupně pracují v protifázi do společné zátěže, na jejich výstupech jsou signály fázově posunuté o 180°. Výstupní napětí na zátěži se zdvojnásobí, zdvojnásobit se musí také zatěžovací impedance. Potom se zdvojnásobí oproti jednoduchému zapojení i výstupní výkon. $P_{m\dot{u}st} = (2U)^2 / 2R = 2 U^2 / R = 2P$.

Taková zapojení jsou ale náročnější na provedení i na toleranci součástek a nedoporučuji je začátečníkům. Používají se tam, kde nemáme k dispozici dostatečně velké napájecí napětí nebo dostatečně výkonné součástky (autorádia nebo zesilovače extrémně velkých výkonů – stovky wattů).

Chceme-li zvětšit výkon zesilovače nad jeho přirozené možnosti (maximální proud a ztrátový výkon tranzistorů), můžeme postavit koncový stupeň z paralelně řazených MOS tranzistorů a snížit impedanci zátěže.

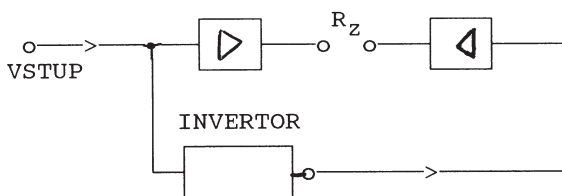
Chceme-li dosáhnout větších výkonů (100 W a víc) je zatím ekonomické používat zapojení s tranzistory. Technika jde v tomto oboru také kupředu. Používají se i zesilovače ve **třídě T** s účinností

přes 90 %. Vstupní analogový signál je v něm vzorkován a digitalizován. Na výstup se přivádějí přes spínací MOS tranzistory obdélníkové impulsy o kmitočtu 2 MHz, ze kterých vytváří výstupní LC filtr sinusový signál. Většinu zájemců by ale asi odradila vysoká cena budiče (zhruba tisíc Kč), problémy s jeho sháněním a možné problémy spojené s případným rušením (nároky na pečlivost provedení jsou mimořádně).

Výkon zesilovače se správně měří pomocí sinusového generátoru a umělé zátěže po dobu alespoň jedné hodiny. Výkon se udává vždy pro určitou hodnotu zkreslení (u seriálních výrobců 1 %, někdy se udává i pro $k = 10\%$). Naměřená hodnota se nazývá **sinusový výkon**.

Při poslechu hudby není zatížení zesilovače rovnoměrné, výkonové špičky trvají jen zlomky sekundy. Střední hodnota výkonu je několikanásobně nižší. U zesilovačů s tranzistory, které nemají tepelnou pojistku, na to ale nemůžeme spoléhat a chladič nesmíme v žádném případě ošidit. Případná amatérská realizace tepelné pojistky (termistor mechanicky spojený s chladičem a další obvody) není bez problémů. Tepelná pojistka funguje spolehlivěji uvnitř integrovaného obvodu, kde všechny součástky mají stejnou teplotu.

Dostatečně velký filtrační kondenzátor v napájecím zdroji zajišťuje nejen dobrý odstup od síťového brumu, ale může **špičkový (hudební) výkon** zesilovače trochu zvýšit. Samozřejmě za předpokladu dostatečně velké napěťové rezervy.



Obr. 1.3

Místkové zapojení zesilovače

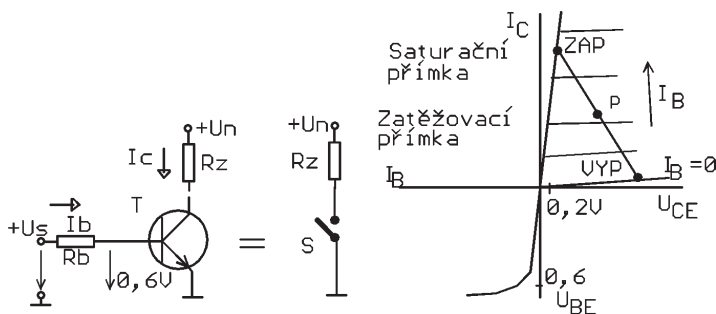
V některých zapojeních (převážně vf) se také používají **zesilovače ve třídě C** (zesílena pouze část jedné půlvlny, účinnost je asi 90 %).

1.2.2 Tranzistor jako spínač

V současné době jsou tranzistory v zesilovačích a stabilizátorech nahrazovány integrovanými obvody, které umožňují zmenšit rozměry, příkon i cenu přístrojů. Obtíže při aplikaci tranzistorů působí i různá velikost proudového zesilovacího činitele, která zhoršuje reprodukovatelnost zapojení. Proto se tranzistory nyní hlavně používají jako spínače.

Od spínače vyžadujeme, aby $R_{sep} \rightarrow 0$ a $R_{rozep} \rightarrow \infty$. Na bázi tranzistoru je přivedeno spínací napětí U_s . Je-li toto napětí menší než 0,6 V, tranzistor je zavřený (rozepnutý spínač). Zbytkový proud je u moderních tranzistorů řádově 1 μA a je téměř zanedbatelný.

Je-li $U_s > 0,6$ V, tranzistor se otvírá a jeho pracovní bod se posunuje po zatěžovací přímce. V případě, že $i_B \cdot h_{21} > I_C$, dostane se pracovní bod tranzistoru na mezní přímku. Tranzistor je úplně otevřen (sepnutý spínač) a jeho **saturační napětí** je u většiny tranzistorů $< 0,2$ V, u výkonových maximálně 1–2 V. Při návrhu obvodu musíme zvolit vhodný typ tranzistoru (nepřekročit $I_{C_{MAX}}$, $U_{CE_{MAX}}$) a vhodný rezistor R_B (zajistit úplné otevření tranzistoru a zároveň nepřekročit $I_{B_{MAX}}$).



Obr. 1.4

Tranzistor jako spínač VA charakteristika tranzistoru (P – pracovní bod v lineárním režimu ve třídě A)

1.2.3 Diferenciální (rozdílový) zesilovač

Má dva vstupy a zesiluje jejich rozdílové napětí, zatímco součtové napětí potlačuje. Bude-li U_{vst} kladné, otevře se více T_1 , klesne-li napětí na jeho kolektoru, roste jeho kolektorový proud. Protože oba tranzistory napájí společný zdroj proudu, bude klesat proud tranzistorem T_2 a poroste napětí na jeho kolektoru.

Bude-li U_{vst} záporné, otevře se T_2 a zavře se T_1 . Diferenciální zesilovač je tedy schopen zesilovat napětí v obou polaritách, velikost prahového napětí $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ zde nepůsobí problémy. K tomu musí být **napájen ze zdroje symetrického napětí**. Vstupní a výstupní napětí může být v rozsahu téměř od $-U$ do $+U$.

Diferenciální zapojení se používá **ve vstupních obvodech operačních zesilovačů** – viz dále.

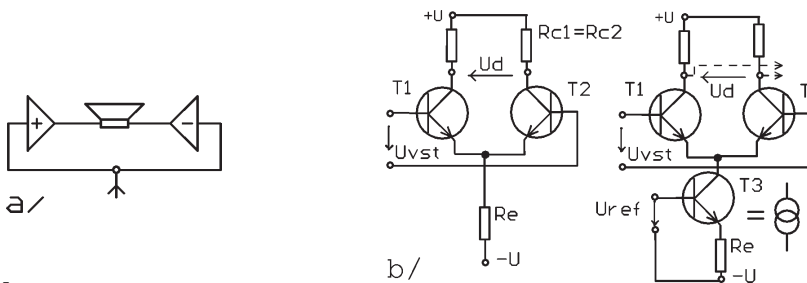
Báze T_1 bude **neinvertující vstup**. Pokud připojíme na tento vstup kladné napětí oproti druhému (invertujícímu) vstupu, bude mít výstupní napětí stejnou polaritu jako vstupní napětí (u střídavého signálu stejnou fází).

Báze T_2 je **invertující vstup**. U signálu, který na něj přivedeme se otáčí polarita (fáze).

Pokud bude na obou vstupech stejné proměnné napětí (součtový signál) výstupní napětí se bude měnit velmi málo. Dobré **potlačení součtového signálu** zajišťují **stejně odpory R_c** (minimální tolerance), **stejně zesílení T_1 a T_2 a jejich stejná provozní teplota**. Uvnitř integrovaných obvodů se tyto požadavky dají splnit lépe než při použití diskretních součástek. Dále je zapotřebí aby oba vstupní tranzistory T_1 a T_2 měly v emitoru **co možná nej kvalitnější zdroj proudu** (ideální zdroj proudu má nekonečný vnitřní odpor, jedná se o zdroj velkého napětí v sérii s velkým odporem). Samotný rezistor R_c tomu účelu příliš nevyhovuje. Jako zdroj proudu používáme tranzistor T_3 . Přivedeme-li na jeho bázi napětí U_{ref} bude jeho kolektorový proud $I = (U_{ref} - 0,6)/R_c$ nezávislý na jeho kolektorové zátěži (pokud se tranzistor nedostane do saturace).

Rozdílové napětí z kolektorů tranzistorů T_1 a T_2 se vede do dalších přímo vázaných stupňů ke zpracování, zesiluje se a stejnosměrně se posouvá a nakonec se přivádí k dvojčinnému koncovému stupni. Tím vytvoříme operační zesilovač, jeho realizace z diskretních součástek, viz konec kapitoly Aplikace OZ. Jeho skutečné zapojení je ale složitější, obsahuje asi 20 tranzistorů.

Diferenciální zesilovač se používá v mnoha zapojeních v IO včetně operačních zesilovačů, v modulátorech, směřovačích apod.

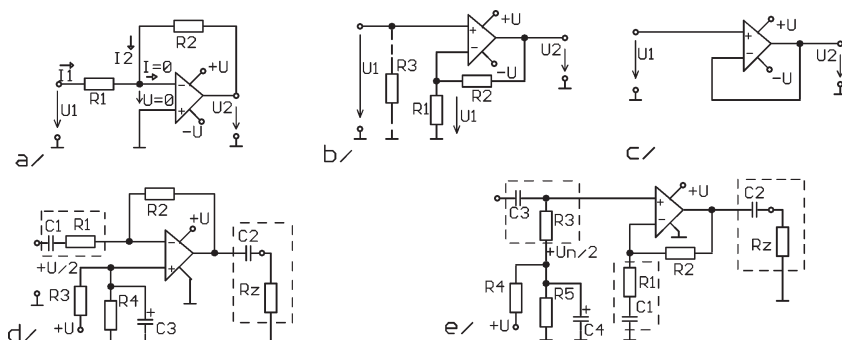


Obr. 1.5

a) můstkový zesilovač, b) diferenciální zapojení tranzistorů

1.3 Operační zesilovač

Má 2 vstupy: – invertující (otáčí fázi nebo polaritu)
+ neinvertující



Obr. 1.6

a) invertující zesilovač, b) neinvertující zesilovač, c) sledovač signálu, d) zapojení invertující nesymetrické, e) zapojení neinvertující nesymetrické

1.3.1 Základní vlastnosti ideálního OZ

1. Nekonečný vstupní odpor
2. Nekonečně velké napěťové zesílení
3. Nulový výstupní odpor

Ideální operační zesilovač se používá při teoretickém návrhu obvodů s OZ. Parametry skutečného OZ je někdy nutné brát v úvahu.

U skutečného OZ s bipolárními tranzistory je vstupní odpor 10^6 – $10^7 \Omega$. U OZ s J-FETEM na vstupu až $10^{12} \Omega$. Napěťové zesílení je 10^4 – 10^5 . Výstupní odpor většiny OZ je kolem 100Ω , max. výst. proud je kolem 10–15 mA. Existují ale i speciální typy OZ používané jako koncové nf zesilovače, které pracují při výkonu 10–20 W do 4Ω zátěže.

OZ zesiluje rozdílové napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem, součtové napětí potlačuje. Výstupní napětí má vždy konečnou hodnotu, takže při nekonečně velkém zesílení se vstupní napětí blíží nule (např. pro $U_{\text{výst}} = 10 \text{ V}$, $A_u = 10^4$ je rozdílové $U_{\text{vst}} = 1 \text{ mV}$).

Za předpokladu, že OZ není přebuzen, platí vždy, že na obou vstupech je vždy stejné napětí.

OZ je univerzální obvod pro zpracování stejnosměrných a nízkofrekvenčních napětí a má mnoho různých použití v měřicí, automatizační a v nf technice.

1.3.2 Invertující zesilovač

Při odvození přenosu tohoto zapojení (a všech ostatních zapojení s OZ) uvažujeme, že napětí na obou vstupech je stejné (v daném případě 0) a proud tekoucí do vstupů OZ je nulový.

Potom platí (1. Kirchhoffův zákon) – viz *obr. 1.6a*:

$$I_1 = -I_2$$

$$\frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_2}{R_2} \quad (\text{záporné znaménko u zesílení nás informuje o otočení polarity nebo fáze})$$

$$A_u = -\frac{U_2}{U_1} \quad (\text{definice napět'ového přenosu})$$

$$A_u = -\frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{\text{vst}} = R_1$$

U tohoto zapojení (a i u všech dalších zapojení s OZ) jsou vlastnosti zapojení závislé pouze na vnějších součástkách, nikoliv na parametrech OZ. Vstupní odpor invertujícího zapojení nelze zaměňovat se vstupním odporem OZ, který se blíží nekonečnu.

Při náhradě rezistoru R_2 potenciometrem je možné realizovat zesilovač s proměnným ziskem, nastavitelným od 0 (aktivní potenciometr).

Odpor R_2 vytváří **zápornou zpětnou vazbu** z výstupu do invertujícího vstupu. Část výstupního signálu se přivádí zpět do vstupu s obrácenou fází a odečítá se od vstupního signálu. Tím se omezí zesílení a zároveň se zlepšují všechny ostatní parametry zesilovače. Zlepší se odstup od rušivých napětí, zmenší se zkreslení, zvětší se šířka přenášeného pásma, zmenší se výstupní odpor. **Všechna zapojení OZ, která zpracovávají spojitý signál potřebují k správné činnosti zápornou zpětnou vazbu.** Zisk jednotlivých OZ se doporučuje volit maximálně 100–1000 (40–60 dB).

1.3.3 Neinvertující zesilovač

Stejně jako u invertujícího zesilovače, vycházíme při řešení tohoto obvodu z předpokladu rovnosti napětí na obou vstupech. Proud tekoucí do vstupu OZ je nulový. Potom rezistory R_1 a R_2 tvoří nezatížený napět'ový dělič (*obr. 1.6b*).

$$U_1 = U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Vyjádříme napět'ová zesílení

$$\underline{A_u} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Podobně jako u invertujícího zesilovače je zesílení dáno pouze vnějšími součástkami. Nedochází k otočení fáze a zisk je vždy větší, nebo roven 1. **Vstupní odpor je velmi vysoký** a je dán pouze vlastnostmi OZ (u bipolárních jednotky $M\Omega$, u zesilovačů s J-FETEM na vstupu ještě větší). Ve většině aplikací je vhodné, aby vstupní odpor měl přesně definovanou hodnotu, proto se ke vstupu přidává rezistor R_3 .

Často je také zapotřebí oddělit od sebe dva obvody pomocí obvodu s vysokou vstupní a nízkou výstupní impedancí. K tomu se používá **sledovač signálu** ze ziskem 1 (*obr. 1.6c*).

1.3.4 Zapojení OZ s nesymetrickým napájecím napětím

OZ ke své činnosti potřebují symetrické napájecí napětí (+U, $\perp$, -U) – viz *obr. 1.6d, e*. Takové napětí není vždy k dispozici nebo je zbytečně nákladné jej vytvořit (přístroje napájené z baterie). Proto je nutné napájet OZ také z nesymetrického zdroje (+ a – spojené se zemí). Taková zapojení potřebují vytvořit **polovinu napájecího napětí** pomocí odporového děliče a střídavě ji blokovat kondenzátorem proti zemi (umělá nula). Toto zapojení je možné používat pouze pro zesilování střídavých napětí. Na obou vstupech i na výstupu OZ musí být v klidovém stavu polovina napájecího napětí.

Ta musí být oddělena kondenzátory od vstupu, výstupu, případně od země. Tyto kondenzátory zároveň omezují přenos nízkých kmitočtů. Při návrhu zesilovače jejich kapacitu volíme tak, aby pro nejnižší přenášený kmitočet f_m platilo:

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC}$$

kde R je příslušný rezistor tvořící s kondenzátorem horní propust (označeno čárkovaně). Rezistory R_3 a R_4 v obvodu umělé nuly volíme 10–100 k Ω , kondenzátor 5–50 μF . Vzorce pro přenos platí nad kmitočtem f_m stejně jako u symetrických zapojení. Obvod umělé nuly můžeme použít pro napájení většího počtu OZ současně. Nesymetrická zapojení OZ umožní zjednodušit napájecí zdroj a zároveň zajistí potlačení nízkých subakustických frekvencí a bezproblémové stejnosměrné oddělení jednotlivých zesilovacích stupňů, případně reproduktorových soustav. Jejich použití je v nf technice výhodné. Jedinou nevýhodou je přechodový jev při zapnutí a vypnutí.

1.3.5 Závislost výstupního napětí na napájení

Koncový stupeň každého OZ obsahuje 2 komplementární tranzistory, které se střídavě otvírají a zavírají v závislosti na změnách vstupního napětí. **Velikost výstupního napětí se může pohybovat v rozmezí (-U + 2V; +U - 2V) a nikdy nemůže tyto meze přesáhnout.** Při přebuzení OZ dochází k limitaci (zkreslení signálu).

U správně nastaveného zesilovače začíná limitace při přebuzení u obou půlvln současně (na výstupu je v klidovém stavu 0, příp. polovina napájecího napětí). Hodnota saturačního napětí je přibližně 2 V, mohou ale nastat drobné odchylky (*obr. 1.7c*).

Příklad: Zesilovač je napájen z ± 12 V. Jaký může dávat maximální výkon do 4 Ω zátěže?

Řešení: $U_{(\text{špička-špička})} = 24 - 4 = 20 \text{ V}$

$$U_{ef} = U_{(\text{s-s})} / (2 \cdot \sqrt{2}) = 7 \text{ V}$$

$$P = U_{ef}^2 / R = 12 \text{ W}$$

Vypočítanou hodnotu je dále nutné snížit o ztráty vzniklé na transformátoru, usměrňovači, zvlnění nap. napětí, ztráty na konc. stupni. Výše uvedený výpočet platí pro nesymetrické napájecí napětí, pro zapojení s tranzistory i IO.

Operační zesilovač je možné napájet ± 3 až $\pm 18 \text{ V}$ (+6 až +36 V nesym.). Čím vyšší je napájecí napětí, tím větší je možný rozkmit výstupního napětí, tím větší je odolnost proti přebuzení. Mezní hodnoty se ale nedoporučuje příliš využívat, zvyšuje se tím poruchovost přístroje. Optimální je proto napájení $\pm 15 \text{ V}$ (+30 V).

Není přitom nutné, aby napájecí napětí OZ bylo symetrické. Pokud budeme např. zpracovávat vstupní napětí 0 až 20 V, můžeme klidně zvolit napájecí napětí $-5 \text{ a } +24 \text{ V}$. U většiny OZ musí platit, že se **napětí invertujícího a neinvertujícího vstupu nesmí přiblížit napájecímu napětí** ($-U + 2 \text{ V} < U_{\text{vst}} < +U - 2 \text{ V}$). Jinak OZ nemusí fungovat správně. Existují ale OZ, které jsou vyrobeny technologií CMOS, pracují s velmi malým napájecím napětím (+5 V i méně) a u kterých může **vstupní napětí dosáhnout hodnot napájecího napětí**.

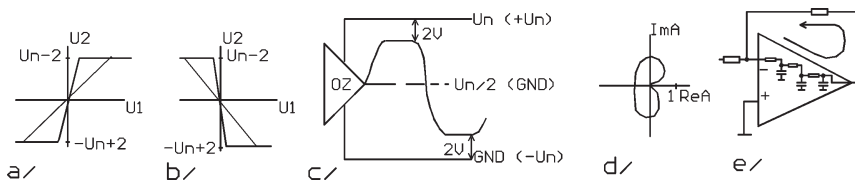
U invertujícího a neinvertujícího zesilovače můžeme změřit **převodní charakteristiku** $U_2 = f(U_1)$, která je dána výhradně zesilením, tedy hodnotami vnějších připojených rezistorů (R_1, R_2 , obr. 1.7a, b). V převodní charakteristice rozlišujeme **aktivní oblast**, kdy OZ zesiluje vstupní napětí a kdy závislost U_2 na U_1 je čistě lineární a **oblast saturace**, kdy se **výstupní napětí blíží hodnotám napájecího napětí** (limitace signálu) a není závislé na vstupním napětí. V obr. 1.7a, b je nakreslena převodní charakteristika pro dvě různé hodnoty zesílení OZ (tence pro menší zesílení).

V této publikaci pro zjednodušení předpokládám hodnotu saturačního napětí (rozdíl výstupního a napájecího napětí) 2 V. Jedná se o maximální hodnotu. Při kladné saturaci bývá tato hodnota často okolo 1 V, některé OZ (CMOS technologie) dokáží na svém výstupu využít téměř celý rozsah napájecího napětí.

Převodní charakteristika nemusí přesně procházet počátkem, viz napěťová kompenzace.

Při zesilování střídavého napětí **způsobuje přebuzení limitaci signálu. Ta je nejmenší, je-li výstupní napětí v klidovém stavu rovné $U_n/2$** (v nesymetrickém zapojení) **nebo je-li rovné nule** (v symetrickém zapojení, viz na obr. 1.7e hodnoty v závorce). Jinak se limituje jedna půlvlna dřív než druhá a vlastnosti zesilovače (schopnost dávat maximální výkon) nejsou dobře využity.

Napájecí proud většiny OZ je okolo 1 až 2 mA (pro TL 071 1,6 mA). Maximální výstupní proud omezuje **vnitřní proudová pojistka, která zabraňuje při zkratu na výstupu zničení součástky**.



Obr. 1.7

a), b) převodní charakteristika invertujícího a neinvertujícího OZ, c) limitace signálu, d) Nyquistovo kritérium stability, e) náhradní schém OZ pro nf

Vyrábějí se i **OZ s menší spotřebou** (TL 061 má 0,3 mA), jejichž **maximální výstupní proud je ale trochu menší** (5 až 10 mA).

Existují i **programovatelné OZ**, které je možné vnějším napětím přivedeným na zvláštní vývod obvod „vypnout“ a **omezit jeho spotřebu** na několik mikroampér.

Nejčastěji se používají **2 a 4násobné OZ** se společným napájecím napětím, které jsou relativně levnější (podstatnou část nákladů při výrobě IO tvoří pouzdro). Ušetří nám místo na plošném spoji a zjednoduší jeho návrh.

1.3.6 Kmitočtová kompenzace

Zesilovač je stabilní, jestliže bod (1,0) leží vně fázorové charakteristiky. (Nyquistovo kritérium stability). Zesilovač se rozkmitá, jestliže bod (1,0) leží na rozhraní nebo uvnitř fázorové charakteristiky. To znamená, že signál přivedený na vstup projde zesilovačem a zpětnovazebními obvody a vrátí se na vstup se stejnou amplitudou a fází (obr. 1.7d).

Uvnitř OZ je 15–20 tranzistorů. Každý z nich má určitou parazitní kapacitu, která vytváří s dalšími součástkami RC články posouvající fázi. Vznikne-li v uzavřené zpětnovazební smyčce fázový posun o 360° , pro určitý kmitočet a zároveň je pro tento kmitočet zesílení větší nebo rovné 1, dojde k rozkmitání obvodu. Tento jev může nastat i při záporné zpětné vazbě, která se pro některý kmitočet změnila na kladnou (obr. 1.7e).

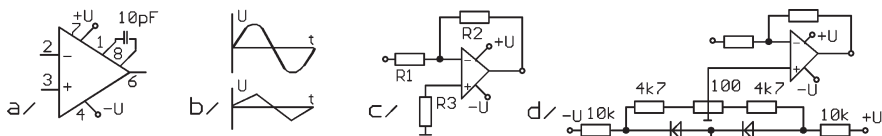
Proto je nutné uměle omezit mezní kmitočty všech obvodů (především OZ), u kterých se používá záporná zpětná vazba přes několik zesilovacích stupňů. Tomuto opatření se říká **kmitočtová kompenzace**, která může být vnější nebo vnitřní.

U OZ s **vnitřní kmitočtovou kompenzací** je uvnitř OZ umístěn kondenzátor, omezující přenos vyšších kmitočtů. Obvod musí být stabilní při jakékoliv zpětné vazbě s dostatečnou rezervou. Toto zapojení je sice jednodušší, ale nemusí vyhovovat všem uživatelům.

U operačních zesilovačů s **vnější kmitočtovou kompenzací** uživatel připojuje k OZ dle doporučení výrobce kompenzační součástky. Jejich hodnotu je možné optimálně volit podle požadovaného zesílení. Případné vynechání kompenzace způsobí rozkmitání na frekvenci 100 kHz až 10 MHz. Její zbytečné předimenzování sníží kmitočtový rozsah, omezí rychlost průběhu OZ (ta se udává ve V/ μ s a udává maximální možnou změnu výst. napětí za jednotku času). Běžné OZ zpracovávají frekvence do 100 kHz, rychlost průběhu je řádově 1 až 10 V/ μ s.

Čím je zesílení menší, tím větší je náchylnost zesilovače k rozkmitání. Bez zpětnovazebního odporu (komparátor) se OZ nerozkmitá. (Pokud nám „kmitá“ komparátor, je to způsobeno rušivým napětím na vstupu).

V součastnosti se již **většina OZ** vyrábí s **vnitřní kompenzací**, uživatel se o tento problém nemusí starat. Výrobce většinou zaručuje, že zapojení OZ bude při jakékoliv zpětné vazbě stabilní. Pozor, neplatí to pro **kapacitní nebo indukční zátěž na výstupu**, tehdy se OZ snadno rozkmitají. Takovou zátěž doporučuji od výstupu oddělit odporem asi 100 Ω .



Obr. 1.8

a) příklad OZ s vnější kompenzací, b) zkusení signálu způsobené malou rychlostí průběhu, c) kompenzace vstupního klidového proudu, d) kompenzace vstupní napěťové nesymetrie

Pokud je např. mezní kmitočet OZ rovný 3 MHz (TL 071), můžeme takový zesilovač mez omezení používat zhruba do 20 až 50 kHz. Při vyšších kmitočtech záleží už na amplitudě signálu. Konečná **rychlost přeběhu** (slew rate) způsobuje hlavně **zkreslení při průchodu signálu nulou**, kdy je největší změna napětí za jednotku času. Ze **sinusového signálu** se tak s rostoucí frekvencí a amplitudou stává **pilovitý průběh**. S dalším růstem kmitočtu se jeho amplituda začíná zmenšovat, OZ nestačí sledovat rychlé změny napětí.

1.3.7 Napěťová kompenzace

Při používání OZ je nutné si uvědomit, že skutečný OZ má určitou **vstupní napěťovou nesymetrii** (jednotky mV), která udává jak velké napětí musíme přivést mezi vstupy OZ, aby na výstupu bylo nulové napětí. Ta má **teplotní drift** ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Do vstupu OZ teče určitý **klidový proud** (100 nA). Vliv těchto proudů odstraníme, když k oběma vstupům jsou připojeny odpory stejné velikosti.

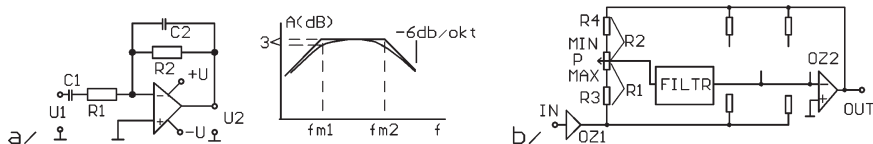
Vstupní napěťová nesymetrie zesílená OZ způsobuje na jeho výstupu chybové strejnosměrné napětí. Při každé jeho aplikaci musíme uvážit, jestli toto napětí nenaruší činnost obvodu. U střídavých zesilovačů (zesílení max. 100 na každý OZ), kde jednotlivé zesilovací stupně jsou odděleny kondenzátory je zpravidla zanedbatelné. V některých případech (např. ss zesilovače malých napětí) jej ale musíme kompenzovat.

Pro napěťovou kompenzaci mají některé OZ zvláštní vývody, ke kterým dle doporučení výrobce můžeme připojit odporový trimr (viz. katalog). Tímto trimrem potom nastavíme na výstupu nulové napětí. Není-li napěťová kompenzace využita, musí její vývody zůstat nezapojeny.

Pokud OZ nemá vývody pro napěťovou kompenzaci (např. vícenásobné OZ), můžeme kompenzační napětí (jednotky mV) přivést mezi vstupy OZ z pomocného obvodu. Ten musí být navržen tak, aby nulové napětí na výstupu bylo možné nastavit trimrem s potřebnou přesností. Hodnoty na *obr. 1.8d* nejsou kritické, jsou pouze informativní.

1.3.8 Nízkofrekvenční předzesilovače

Pomocí OZ je možné realizovat předzesilovač s požadovanou kmitočtovou charakteristikou. Ta se popisuje nejčastěji v logaritmických souřadnicích, zisk se udává v dB, jako referenční kmitočet se volí 1 kHz.



Obr. 1.9

a) Schéma a kmitočtová charakteristika nf předzesilovače

b) Princip kmitočtového korektoru

Přenos každého zapojení, obsahující větší počet kmitočtově závislých součástek, je vhodné počítat zvlášť pro nízké, střední a vysoké kmitočty. Nejprve je nutno vypočítat mezní kmitočty. V oblasti středních kmitočtů můžeme kondenzátor C_2 zanedbat (jeho impedance je mnohem větší než R_2) a kondenzátor C_1 nahradit zkratem (jeho impedance je mnohem menší než R_1). Přenos je potom dán vztahem:

$$A_u = 20 \log \frac{R_2}{R_1}$$

Pro kmitočty menší než f_{m1} se impedance kondenzátoru C_1 přičítá k R_1 a zisk se zmenšuje se strmostí 6 dB/oktávu (20 dB/dek). Pro kmitočty větší než f_{m2} se uplatní impedance C_2 , s rostoucím kmitočtem přenos klesá se strmostí 6 dB/okt.

$$f_{m1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_{m2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Příklad 1: Navrhněte invertující nf předzesilovač se ziskem 26 dB, $R_{VST} = 10 \text{ k}\Omega$ pro $f = 20 \text{ Hz}$ až 16 kHz (obr. 1.9).

Řešení:

$$R_1 = R_{VST} = 10 \text{ k}\Omega \quad \text{zesílení } 26 \text{ dB} = 20 \text{ dB} + 6 \text{ dB} = 10.2 = 20 \text{ (viz tab. 1)}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 20$$

$$R_2 = 200 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{m1} R_1} = 0,8 \mu\text{F} \cong 1 \mu\text{F} \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_{m2} R_2} = 50 \text{ pF} \cong 47 \text{ pF}$$

Příklad 2: Navrhněte neinvertující předzesilovač se ziskem 14 dB, $R_{VST} = 1 \text{ M}\Omega$, který zesiluje frekvenci vyšší než 20 Hz, který pracuje do zatěžovací impedance 600 Ω .

Řešení:

$$R_3 = 1 \text{ M}\Omega \quad (\text{obr. 1.7e})$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f R_3} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^6} = 8,2 \text{ nF} \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f R_z} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 600} = 13 \mu\text{F} \cong 20 \mu\text{F}$$

R_1 , R_2 a C_2 můžeme zvolit libovolně, pouze musí platit:

$$A_u = 14 \text{ dB} = 5 \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad \frac{R_2}{R_1} = 4 \quad 20 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$

Vypočtené kapacity zaokrouhluje nahoru na nejbližší vyráběné hodnoty. Kdyby byl obvod napájen symetrickým napájecím napětím a kondenzátory by byly elektrolytické, byly by problémy s jejich správným pólováním.

Při návrhu obvodů z OZ je zpětnovazební odpory často možné volit téměř libovolně v rozsahu 1 k Ω –1 M Ω . Při použití menších odporů může dojít k proudovému přetížení OZ, který má výstupní proud max. 15 mA, a tím ke zkreslení U_{VYST} . Při použití odporů větších než 1 M Ω se uplatňuje již konečný vstupní odpor OZ a parazitní kapacity spojů, skutečné vlastnosti se mohou lišit od vypočtených.

Šum zesilovače se udává pomocí **ekvivalentního vstupního šumového napětí** (equivalent input noise voltage), které je **tím větší, čím větší je šířka přenášeného pásma**. U většiny OZ bývá v desítkách **nV/Hz**.

U **nízkošumových** zesilovačů potřebujeme **malé vstupní impedance** (jednotky až desítky kiloohmů), aby se neuplatňoval šum rezistorů a indukce rušivých napětí. Při určitém vstupním odporu zesilovače nastává **optimální šumové přizpůsobení**, kdy je šum nejmenší. (Toto šumové přizpůsobení není přesně shodné s **optimálním výkonovým přizpůsobením**, kdy výstupní odpor předcházejícího obvodu se rovná vstupnímu odporu následujícího obvodu).

K dosažení nízkého šumu je zapotřebí **malý proud vstupního** diferenciálního **zesilovače**. Existují OZ, u kterých je možné pomocí rezistoru připojeného ke zvláštnímu vývodu OZ tento proud měnit.

Vyrobí OZ, který bude rychlý, přesný a nízkošumový současně není snadné. Proto se vyrábí velký počet různých typů OZ. Vývoj jde v této oblasti stále kupředu. Existují OZ s velmi malým napájecím napětím (+3 V), velmi malým klidovým proudem (jednotky mikroampér), malým zkreslením (0,01 %), malým šumem (jednotky nV/Hz).

1.3.9 Aktivní kmitočtový korektor (ekvalizér)

V nf technice se velmi často používají obvody pro úpravu kmitočtové charakteristiky (*obr. 1.9b*).

U invertujícího zesilovače v tomto zapojení ve střední poloze potenciometru je zisk 1. V poloze min.

$$|A_u| = \frac{R_4}{P + R_3} \quad \text{je zisk menší než 1, v poloze max.} \quad |A_u| = \frac{R_4 + P}{R_3} \quad \text{je zisk větší než 1.}$$

R_3 a R_4 volíme stejné, asi 10krát menší, než je hodnota potenciometru P.

Je-li takových potenciometrů použito několik (2–5) a v jejich obvodech jsou umístěny kmitočtové závislé obvody, získáme ekvalizer. Vstup ekvalizéru musí být napájen ze zdroje s malým vstupním odporem (OZ1), všechny potenciometry musí být lineární.

Pomocí OZ je možné realizovat i složitější filtry a korektory. Pomocí OZ je možné také vytvořit umělou indukčnost a získat tak snadno rezonanční obvod. Rovněž většina integrovaných výkonových zesilovačů pracuje na principu OZ.

2 Regulační a automatizační technika

2.1 Užití OZ v automatizační technice

Často se OZ používají při převádění neelektrických veličin na elektrické. Používá se zde velmi často můstkových měřících metod. Vstupy OZ jsou zapojeny v diagonále můstku.

Užití OZ při měření teploty (příp. jiných veličin): při rostoucí teplotě se zmenšuje odpor termistoru, zmenšuje se napětí na invertujícím vstupu, zvětšuje se napětí na výstupu OZ. Rezistory R_2 a R_3 nastavují přibližně polovinu napájecího napětí, potenciometrem P se nastavuje teplota, při které zapojení pracuje, R_4 určuje citlivost (zesílení). Jeho vynecháním se zesilovač změní v komparátor.