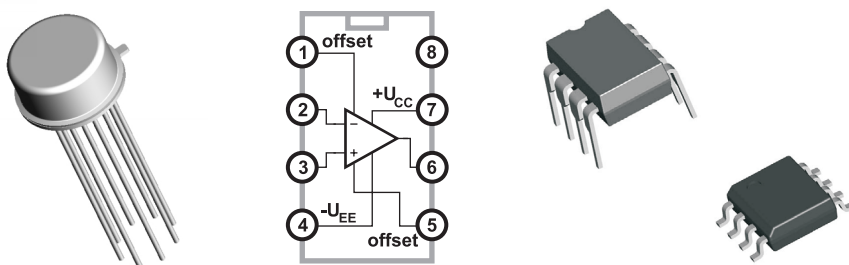
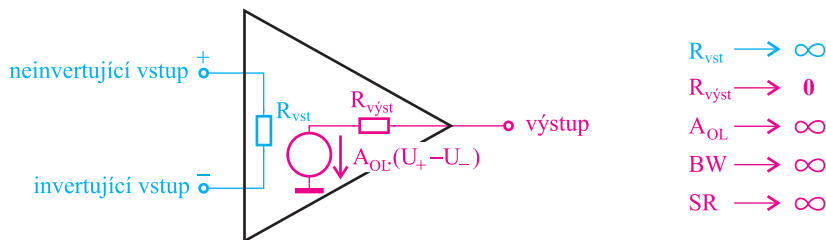


8. Operační zesilovače

Operační zesilovače jsou dnes nejvíce rozšířenou skupinou analogových obvodů. Jedná se o obvody, které zpracovávají napětí nebo proudy spojité se měnící v čase. Důvodem jejich masového využití je vysoká kvalita parametrů dostupná za relativně nízkou cenu, což je dáno možnostmi technologií monolitických (na jednom čipu vyrobených) integrovaných obvodů. Základní vlastností operačních zesilovačů napětí (proudů) je to, že jejich výstupní napětí je úměrné rozdílu vstupních napětí (proudů). Protože všeobecné využití operačních zesilovačů proudů (tzv. Nortonovy zesilovače) je oproti využití operačních zesilovačů napětí mnohem nižší, budeme se dále zabývat jen operačními zesilovači napětí a budeme pro ně používat zkratku OZ.



Ideální OZ si lze v souladu s obr. 8.1 představit jako napětím řízený zdroj napětí s nekonečně velkým zesílením s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL} (**O**pen-**L**oop **G**ain), nekonečně velkým vstupním odporem R_{vst} (impedancí), nulovým výstupním odporem $R_{výst}$ (impedancí), nekonečně velkou šířkou frekvenčního pásma BW (**B**and **W**idth) a rychlostí přeběhu SR (**S**lew **R**ate) výstupního napětí. Tyto parametry budou popsány níže. Řídicí napětí je dáno rozdílem napětí **neinvertujícího vstupu** (označeného pomocí plus) a **invertujícího vstupu** (označeného pomocí minus) a na výstupu OZ se objeví se zesílením A_{OL} . Uvedené vstupy se liší smyslem odezvy způsobené na výstupu OZ. Změna napětí na neinvertujícím (invertujícím) vstupu způsobí změnu výstupního napětí v totožném (opačném) smyslu. Jinými slovy, výstupní napětí jde do kladných hodnot, pokud jde napětí na neinvertujícím (+) vstupu do kladnějších hodnot než na invertujícím (-) vstupu. Pro harmonické napětí přiložené na invertující vstup to v ideálním případě znamená fázový posun výstupního napětí o 180° . Analogicky pro harmonické napětí na neinvertujícím vstupu je fáze výstupního napětí nezměněna.



Obr. 8.1 Ideální operační zesilovač.

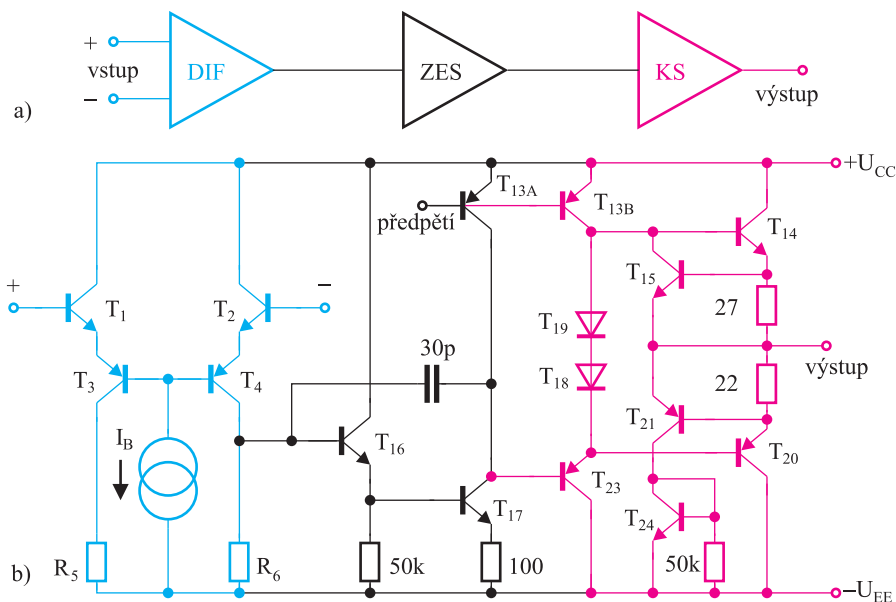
Reálný OZ, se kterým pracujeme v praxi, se parametrům ideálního OZ více či méně blíží. Protože parametry bližší ideálu znamenají vyšší cenu OZ, vybíráme konkrétní OZ vždy jen podle parametrů, na kterých zásadně závisí funkce a kvalita vytvářené aplikace. *Tabulka 8.1* udává typický rozsah hodnot dosahovaných u reálných OZ.

Tabulka 8.1 Parametry ideálního OZ a typické hodnoty parametrů reálného OZ. Některé další parametry OZ budou probány níže.

Parametr	Ideální OZ	Reálný OZ
A_{OL} (-)	∞	$5 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^6$
R_{vst} (Ω)	∞	$1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^8$
$R_{výst}$ (Ω)	0	1 – 100
BW (Hz)	∞	$5 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^9$
SR (V/ μ s)	∞	0,1 – 5000

8.1 Konstrukce operačního zesilovače

Blokové schéma typického OZ (*obr. 8.2a*) vyplývá z potřeby přiblížit se co nejvíce parametrům ideálního OZ. Na vstupu je **diferenční** (rozdílový) **zesilovač DIF**, který zajišťuje velké zesílení rozdílového vstupního napětí (mezi neinvertujícím a invertujícím vstupem), velký vstupní odpor a co největší potlačení součtového (soufázového) vstupního napětí. Na něj navazuje **mezilehlý zesilovač ZES**, který zajišťuje více než polovinu hodnoty A_{OL} celého OZ. Úkolem **koncového stupně KS** je pak zajištění malého výstupního odporu a ochrana proti proudovému přetížení výstupu (zkratu).



Obr. 8.2 a) Blokové schéma klasického OZ. b) Zjednodušené schéma zapojení OZ typu 741.

Způsob obvodové realizace klasického OZ si ukážeme na jednom z celosvětově rozšířených standardů označeném číslem 741. Jeho oblíbenost je dána tím, že má interní (na čipu) kompenzaci frekvenční charakteristiky, velké zesílení $A_{OL} = 2 \cdot 10^5$, dovoluje přiložit na vstupy velké hodnoty napětí (např. ± 15 V na vstupu proti zemi, ± 30 V mezi vstupy) aniž by došlo k jeho poškození a výstup je chráněn proti trvalému zkratu. Zjednodušené schéma zapojení je uvedeno na obr. 8.2b). Zapojení se může u některých výrobců drobně lišit.

8.1.1 Rozdílový zesilovač

Vstup OZ je tvořen emitorovými sledovači T_1 a T_2 (zajišťují velkou hodnotu vstupního odporu R_i), které budí PNP tranzistory T_3 a T_4 rozdílového zesilovače v zapojení SB (vstup do emitoru, výstup z kolektoru). T_3 a T_4 zesilují napětí a zároveň posouvají ss úroveň napětí směrem dolů. V kolektorech mají zapojenou aktivní zátěž tvořenou tranzistory, která je zde pro jednoduchost znázorněna rezistory R_5 a R_6 . Zdroj konstantního proudu I_B zajišťuje, že kolektory tranzistorů T_3 a T_4 teče v součtu vždy shodný proud $h_{21e} \cdot I_B$. Vzroste-li např. napětí na neinvertujícím vstupu U_+ (měřeno proti společnému vodiči, obvykle zemi) oproti napětí na invertujícím vstupu U_- , pak stoupne proud I_{C3} a poklesne proud I_{C4} . To na rezistoru R_6 vyvolá pokles napětí a na R_5 nárůst napětí. Protože v cestě signálu na výstup OZ přes tranzistory $T_{16} - T_{17} - T_{23} - T_{14}$ (T_{20}) leží právě jeden invertor T_{17} , je výsledkem nárůstu napětí na neinvertujícím vstupu U_+ také nárůst výstupního napětí. Naproti tomu nárůst napětí na invertujícím vstupu U_- oproti neinvertujícímu vstupu U_+ způsobí nárůst proudu I_{C4} a napětí na R_6 . Tento nárůst napětí je přenesen sledovačem T_{16} na invertor T_{17} , na jehož kolektoru dojde k poklesu napětí, který se přeneše na výstup OZ. Nárůst napětí na invertujícím vstupu tak způsobí pokles napětí na výstup OZ.

8.1.2 Mezilehlý zesilovač

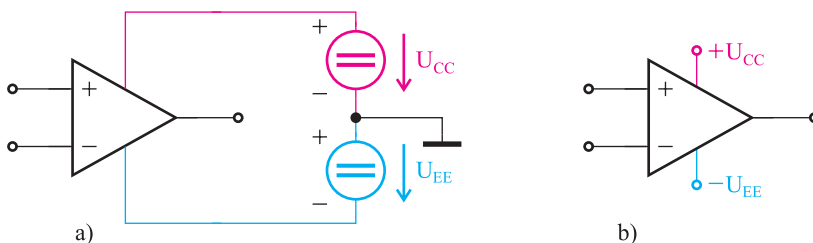
Zesilovač ZES je od rozdílového zesilovače oddělen sledovačem T_{16} (zapojení SK) s velkým vstupním odporem, aby nezatěžoval předchozí stupeň s aktivní zátěží (velkým odporem v kolektoru T_4). Tranzistor T_{17} v zapojení SE má v kolektoru aktivní zátěž tvořenou tranzistorem T_{13A} , aby bylo napěťové zesílení co největší (zhruba 500). Na obrázku není nakreslen tranzistor, který omezuje proud do báze T_{16} pro případ, kdy se T_{17} dostane do saturace ($U_{BC} \approx 0$ V). Mohlo by se tak stát přebuzením invertujícího vstupu (T_1 nevodivý, T_2 sepnut) a znamenalo by to nadměrnou výkonovou ztrátu T_{16} .

8.1.3 Koncový stupeň

Tranzistor T_{23} je zapojen jako sledovač napětí, aby nedocházelo k zatěžování zesilovače ZES s velkým odporem v kolektoru T_{17} . Tranzistory T_{14} a T_{20} tvoří s diodami T_{18} a T_{19} (realizovanými pomocí tranzistorů se zkratovanými přechody báze-kolektor) koncový stupeň ve třídě AB (obr. 5.23b). Ochrana proti přetížení výstupu je tvořena tranzistory T_{15} , T_{21} a rezistory 27 a 22 Ω . Teče-li z výstupu proud větší než přibližně 20 mA, způsobí úbytek napětí na přechodu B–E tranzistoru T_{15} (paralelně k rezistoru 27 Ω) jeho sepnutí a dojde k omezení proudu do báze T_{14} a tím i výstupního proudu. Teče-li do vstupu nadměrný proud, omezí jeho hodnotu tranzistor T_{21} a rezistor 22 Ω .

8.1.4 Napájení operačního zesilovače

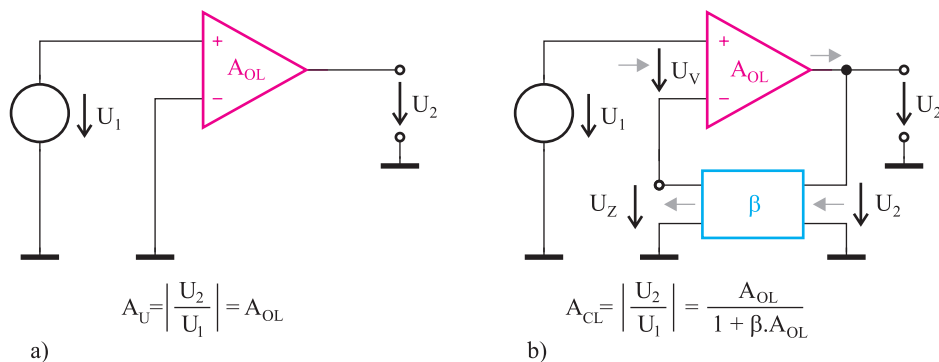
OZ je napájen symetricky, tj. ze dvou zdrojů napětí U_{CC} a U_{EE} (obr. 8.3a), což se ve schématech zjednodušeně znázorňuje dle obr. 8.3b). Symetrické napájení je výhodné tím, že umožňuje zpracovávat vstupní napětí, které se pohybuje v oblasti kladných i záporných hodnot vzhledem ke společnému vodiči, který je většinou tvořen zemí. Jeho nevýhodou je potřeba dvou zdrojů napětí. Proto se lze často setkat i s nesymetrickým napájením z jednoho zdroje napětí. K tomu je ale nutné provést úpravy daného zapojení (umělý střed napětí, vazební kapacitor na vstupu, ss předpětí vstupu) a každý OZ k tomu nemusí být v dané aplikaci vhodný. Vhodnost OZ pro tento účel obvykle zdůrazňuje výrobce v katalogu.



Obr. 8.3 a) Princip symetrického napájení OZ a jeho značení ve schématech (b).

8.2 Operační zesilovač a zpětná vazba

OZ mají velké zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL} . Proto je u většiny jejich zapojení využívána zpětná vazba, která umožňuje zlepšení důležitých parametrů. Zpětnou vazbou se označuje cesta, kterou se přenáší část výstupního napětí zpět na vstup. Jak velká část napětí se na vstup přeneše, o tom rozhoduje velikost zesílení (přenosu) napětí zpětné vazby β (obr. 8.4b).



Obr. 8.4 a) Zesílení zesilovače bez zpětné vazby a se zpětnou vazbou (b).

Výstupní napětí je u zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby (obr. 8.4a) dáno jen zesílením samotného zesilovače, a to $U_2 = A_{OL} \cdot U_1$. V případě zapojení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby (obr. 8.4b) se z výstupu na vstup zpětně přenáší napětí $U_Z = \beta \cdot U_2$. Napětí zpětné vazby se od vstupního napětí U_1 odečítá a způsobuje pozměněnou hodnotu vstupního rozdílového napětí OZ: $U_V = U_1 - U_Z = U_1 - \beta \cdot U_2$. Toto napětí má po zesílení OZ hodnotu $U_2 = A_{OL} \cdot U_V = A_{OL} \cdot (U_1 - \beta \cdot U_2) = A_{OL} \cdot U_1 - \beta \cdot A_{OL} \cdot U_2$. Odtud vyplývá pro napěťové zesílení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby A_{CL} (Closed Loop Gain) výraz

$$A_{CL} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A_{OL}}{(1 + \beta \cdot A_{OL})} \quad (8.1)$$

8.2.1 Záporná zpětná vazba

Je-li hodnota přenosu napětí zpětnovazební smyčky kladná ($\beta \cdot A_{OL} > 0$), zpětnovazební napětí působí proti vstupnímu napětí U_1 (odečítá se od něj) a výsledné zesílení celého obvodu se snižuje ($A_{CL} < A_{OL}$). Zpětná vazba je **záporná**. Pro ideální OZ, který má $A_{OL} \rightarrow \infty$ a tedy $1/A_{OL} \rightarrow 0$, dostáváme pro napěťové zesílení obvodu výraz

$$A_{CL, A_{OL} \rightarrow \infty} = \frac{A_{OL}}{(1 + \beta \cdot A_{OL})} = \frac{1}{\left(\frac{1}{A_{OL}} + \beta\right)} = \frac{1}{\beta} \quad (8.2)$$

který je nezávislý na hodnotě A_{OL} a závisí pouze na přenosu zpětné vazby β . Záporná zpětná vazba sice snižuje zesílení, ale zato zajišťuje stabilitu zesílení zesilovačů s OZ proti změnám parametrů aktivních součástek OZ, ke kterým dochází se změnou napájecího napětí, teploty, stárnutí apod. Záporná zpětná vazba zároveň zásadním způsobem zvětšuje šířku kmitočtového pásma (kap. 8.7.3), zmenšuje nelineární zkreslení a modifikuje vstupní a výstupní odpor (impedanci). Čím silnější je záporná zpětná vazba, tím větší je zlepšení parametrů.

Zpětná vazba je často tvořena pasivními součástkami se stálými hodnotami parametrů, takže hodnota β a odtud i A_{CL} je dobře definována. To je důvodem velkého praktického uplatnění zapojení s OZ, z nichž některá si dále ukážeme. Součástky ve zpětné vazbě mohou být frekvenčně závislé, což využívá řada zapojení (např. aktivní filtry). Zpětná vazba může být tvořena také nelineárními součástkami (diody, tranzistory), které umožňují realizovat zesilovače s nelineární závislostí výstupního napětí na vstupním (např. logaritmické zesilovače, usměrňovače, apod.). Posledně jmenované typy obvodů nejsou z důvodu omezeného rozsahu v této učebnici uvedeny.

Poznámka 1

Dosadíme-li do výrazu pro vstupní rozdílové napětí $U_V = U_1 - U_Z = U_1 - \beta \cdot U_2$ za napětí U_2 ze vzorce (8.1), dostaneme $U_V / U_1 = 1 / (1 + \beta \cdot A_{OL})$. Pro $\beta \cdot A_{OL} \gg 1$ odtud vyplývá $U_V \ll U_1$. Rozdílové vstupní napětí U_V je tedy působením záporné zpětné vazby mnohem menší než vstupní napětí U_1 .

Poznámka 2

Dosadíme-li do výrazu pro zpětnovazební napětí $U_Z = \beta \cdot U_2$ za napětí U_2 ze vzorce (8.1), dostaneme $U_Z / U_1 = (\beta \cdot A_{OL}) / [1 + \beta \cdot A_{OL}] = 1 / [(1/\beta \cdot A_{OL}) + 1]$. Pro $\beta \cdot A_{OL} \gg 1$ odtud vyplývá $U_Z / U_1 \approx 1$. Zpětnovazební napětí U_Z je tedy replikou vstupního napětí U_1 . Protože platí $U_Z = \beta \cdot U_2$, je výstupní napětí U_2 zesílenou replikou vstupního napětí U_1 .

8.2.2 Kladná zpětná vazba

Je-li hodnota přenosu zpětnovazební smyčky záporná ($\beta \cdot A_{OL} < 0$), zpětnovazební napětí působí souhlasně se vstupním napětím U_I (přičítá se k němu) a výsledné zesílení celého obvodu se zvyšuje ($A_{CL} > A_{OL}$). Zpětná vazba je **kladná**. Pro případ $\beta \cdot A_{OL} = -1$ roste podle (8.1) zesílení A_{CL} nade všechny meze. Zesilovač samovolně kmitá – stává se z něj oscilátor. Praktické využití kladné zpětné vazby si ukážeme na příkladu komparátorů s hysterezí (kap. 8.5) a as-tabilního klopného obvodu (kap. 8.6).

V zapojeních s OZ se lze setkat se všemi výše uvedenými variantami zpětných vazeb. Dále si ukážeme některé příklady zapojení ideálního OZ se zápornou zpětnou vazbou, bez zpětné vazby, s kladnou zpětnou vazbou a oběma zpětnými vazbami. Přitom je třeba mít na paměti, že v reálných zapojeních je situace složitější. Vyskytují se zde totiž i další zpětné vazby tvořené parazitními prvky.

8.3 Operační zesilovač a záporná zpětná vazba

Protože změna napětí na invertujícím vstupu způsobí změnu výstupního napětí v opačném smyslu, lze zapojení se zápornou zpětnou vazbou dosáhnout přivedením výstupního napětí u_2 do invertujícího vstupu. Například na obr. 8.5a) a b) je tak učiněno přes rezistor R_2 .

Přivedeme-li vstupní napětí u_I do invertujícího vstupu OZ přes rezistor R_1 , dostaneme tzv. **invertující** zapojení s OZ (obr. 8.5a). Jeho výstupní napětí je oproti vstupu invertováno, resp. fáze harmonického výstupního napětí je oproti vstupnímu posunuta o 180° . Pokud přivedeme vstupní napětí u_I do neinvertujícího vstupu OZ (obr. 8.5b), dostaneme tzv. **neinvertující** zapojení s OZ. Jeho výstupní napětí bude neinvertované, resp. fáze harmonického výstupního napětí u_2 a vstupního napětí u_I bude (v ideálním případě) shodná.

Nekonečně velká hodnota A_{OL} způsobuje, že již velmi malé (limitně nulové) rozdílové vstupní napětí způsobí obrovskou změnu výstupního napětí, a to v případě potřeby i v plném napěťovém rozsahu výstupu, který je omezen jen konkrétní hodnotou napájecího napětí. Toto velké výstupní napětí se savádí na vstup zápornou zpětnou vazbou. To znamená, že výstupní napětí působí “obrovskou silou” zesílení A_{OL} proti napětí vstupnímu. Odtud vyplývá první pravidlo pro OZ se zápornou zpětnou vazbou.

Pravidlo 1

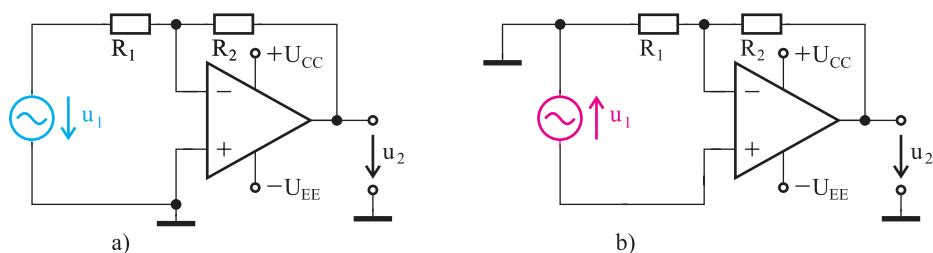
■ OZ se vždy pokouší na svém výstupu nastavit takové napětí, aby přes zápornou zpětnou vazbu došlo k nastavení nulového vstupního rozdílového napětí.

Druhé pravidlo vyplývá z třetího řádku Tabulky 8.1 ($R_{vst} \rightarrow \infty$).

Pravidlo 2

■ Do vstupů OZ neteče proud.

Kombinace obou pravidel umožňuje vysvětlit princip prakticky každého zapojení OZ se zápornou zpětnou vazbou, nachází-li se OZ v aktivní oblasti. To nastává tehdy, když není na vstup připojeno tak velké napětí, aby se výstup dostal do saturace ($u_{vyst} \approx +U_{CC}$ nebo $u_{vyst} \approx -U_{EE}$). Saturace je stav, kdy OZ již není schopen dále zvyšovat své výstupní napětí. Použití obou pravidel si dále ukážeme na základních zapojeních z obr. 8.5 pro případ ideálního OZ. Vysvětlení ostatních zapojení se zápornou zpětnou vazbou je analogické.



Obr. 8.5 Invertující zesilovač s OZ (a). Neinvertující zesilovač s OZ (b). **Pozor na polohu společného vodiče (země) a fázi vstupního střídavého napětí u_1 vyznačenou šipkou.**

8.3.1 Invertující zesilovač s operačním zesilovačem

Z pravidla 1 vyplývá, že mezi vstupy na obr. 8.6 bude nulové rozdílové napětí ($u_D = 0$). A protože je neinvertující (+) vstup uzemněn, bude se OZ snažit na invertujícím (-) vstupu vytvořit také nulové napětí ($u_{v0} = 0$). Obvykle říkáme, že na invertujícím vstupu je „virtuální nula“. Vstupní napětí je potom celé na rezistoru R_1 a výstupní napětí je celé na rezistoru R_2 .

Z pravidla 2 ($i_v = 0$) vyplývá, že celý vstupní proud i_1 protékající rezistorem R_1 protéká zpětnou vazbou tvořenou rezistorem R_2 na výstup OZ a platí: $i_1 = i_2$.

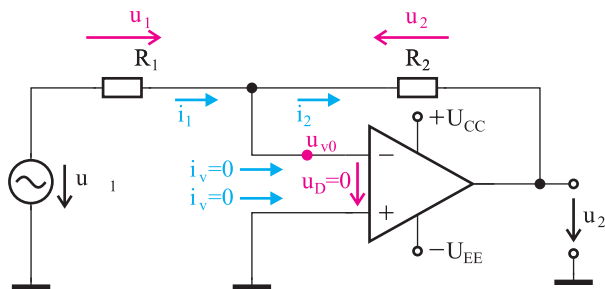
S využitím Ohmova zákona pak platí

$$\frac{u_1}{R_1} = -\frac{u_2}{R_2} \quad (8.3)$$

Odtud vyplývá pro napěťové zesílení $A_u = A_{CL}$ (přesněji řečeno pro jeho modul)

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (8.4)$$

Protože OZ je stejnosměrný zesilovač (v cestě signálu na obr. 8.2 nejsou žádné vazební kapacitory), platí výše odvozené vzorce i pro případ, kdy na vstup připojíme stejnosměrný zdroj napětí.



Obr. 8.6 Invertující zesilovač s ideálním OZ má na invertujícím vstupu tzv. virtuální nulu ($u_{v0} = 0$ V).

Vzorce (8.3) a (8.4) popisují ustálený stav zesilovače s OZ a není z nich patrné chování OZ a zpětné vazby. Představme si například, že na vstup zesilovače na obr. 8.6, kde $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, přiložíme ss napětí $+100 \text{ mV}$. Poměrná část tohoto napětí se objeví na invertujícím (–) vstupu OZ, kde způsobí velké vstupní rozdílové napětí U_D . Toto napětí bude díky $A_{OL} = \infty$ nutit výstup OZ zvyšovat napětí do záporných (invertovaných) hodnot tak dlouho, dokud nebude dosaženo hodnoty $U_2 = -(R_2/R_1) \cdot U_1 = -10 \text{ V}$. Přitom předpokládáme dostatečnou hodnotu napájecího napětí $+U_{CC}$ a $|-U_{EE}| > 10 \text{ V}$. Poté bude vstupní rozdílové napětí nulové a nárůst U_2 se zastaví na hodnotě dané vztahem (8.4). Zesilovač bude zesilovat 100 krát. Jeho vstupní odpor (impedance) bude

$$R_{vst} = R_1 \quad , \quad (8.5)$$

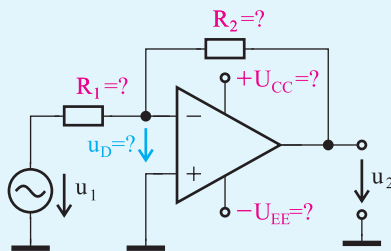
protože rezistor R_1 je vždy zapojen do virtuální nuly. Tato vlastnost se na první pohled jeví nepřijemná, protože kvůli ní zesilovač neposkytuje velkou hodnotu vstupního odporu. Je to dáno tím, že R_2 nelze v reálných zapojeních zvyšovat do příliš velikých hodnot, které by při požadavku velkého napěťového zesílení umožnily použít takovou hodnotu R_1 , která by zároveň zajistila velký vstupní odpor. Běžně prodávané rezistory totiž končí na hodnotě $10 \text{ M}\Omega$ a nižší. Nenulové hodnoty vstupních proudů reálných OZ, které způsobují nezanedbatelný úbytek napětí na R_2 v případě jeho velké hodnoty, nás ale nutí používat ještě menší hodnoty R_2 . Velké hodnoty R_2 také zvyšují šumové napětí dodané kapacitní vazbou. Chceme-li proto velký vstupní odpor zesilovače s OZ, použijeme neinvertující zesilovač.

Virtuální nulu na vstupu invertujícího zesilovače s OZ oceníme v řadě aplikací. Například, když potřebujeme na vstup jednoho OZ přivést několik signálů z několika zdrojů tak, aby se vzájemně neovlivňovaly. Budou-li těmito zdroji např. výstupy OZ (s malým výstupním odporem), malý vstupní odpor invertujícího zesilovače nebude na závadu. Dalším příkladem je zapojení fotodiody na obr.8.10.

Výstupní odpor invertujícího zesilovače je velmi malý, s reálným OZ typicky v řádu jednotek až desítek Ohmů.

Příklad 8.1

Určete hodnotu odporu rezistorů R_1 a R_2 a napájecího napětí U_{EE} invertujícího zesilovače s OZ typu 741 ($A_{OL} = 2 \cdot 10^5$), má-li mít zesilovač napěťové zesílení $|A_u| = 100$, vstupní odpor $1 \text{ k}\Omega$ a rozkmit výstupního napětí $\pm 10 \text{ V}$ do obou polarit výstupního napětí proti zemi. Určete absolutní hodnotu vstupního rozdílového napětí pro případ $u_2 = -10 \text{ V}$.



Řešení

Z požadavku rozkmitu do obou polarit výstupního napětí $\pm 10\text{V}$ vyplývá použití symetrického napájení. Zvolíme $U_{CC} = \pm 12\text{V}$ s rezervou $\approx 2\text{V}$, protože předpokládáme určitý úbytek napětí na výstupním odporu OZ tvořeném výstupním tranzistorem a obvodem proudového omezení.

Z požadavku $R_{vst} = 1\text{ k}\Omega$ vyplývá volba $R_I = 1\text{ k}\Omega$.

Z požadavku $|A_u| = 100$ vyplývá $R_2 = |A_u| \cdot R_I = 100\text{ k}\Omega$.

V případě ideálního OZ je $A_{OL} = \infty$ a OZ přes zápornou zpětnou vazbu zajistí vstupní rozdílové napětí $u_D = 0\text{ V}$. V případě zapojení s reálným OZ (741) znamená konečná hodnota $A_{OL} = 2 \cdot 10^5$ nastavení nenulové hodnoty vstupního rozdílového napětí u_D . Protože výstupní napětí $u_2 = -10\text{ V}$ vzniká zesílením vstupního rozdílového napětí u_D , dostáváme

$$u_D = \frac{|u_2|}{A_{OL}} = \frac{10}{2 \cdot 10^5} = 5 \cdot 10^{-5} [\text{V}] = 50 [\mu\text{V}] .$$

Poznámka

Z uvedeného výpočtu vidíme kvantitativní rozdíl mezi virtuální nulou pro ideální (0 V) a reálný OZ (50 μV). V praxi lze tento rozdíl pro většinu aplikací zanedbat.

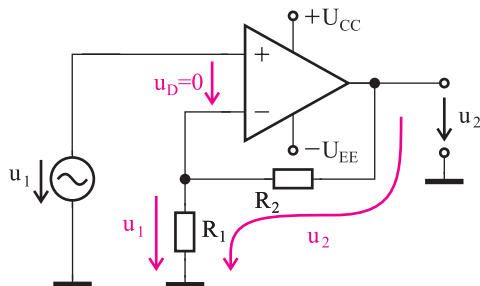
8.3.2 Neinvertující zesilovač s operačním zesilovačem

Z *pravidla 1* ($u_D = 0\text{ V}$) vyplývá, že napětí na neinvertujícím (+) vstupu se musí rovnat napětí na invertujícím (-) vstupu. To znamená, že napětí na rezistoru R_I je rovno vstupnímu napětí u_I . Toto napětí vzniká z výstupního napětí u_2 na odporovém děliči $R_I - R_2$. Potom pro zesílení zesilovače dostaneme

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} . \quad (8.6)$$

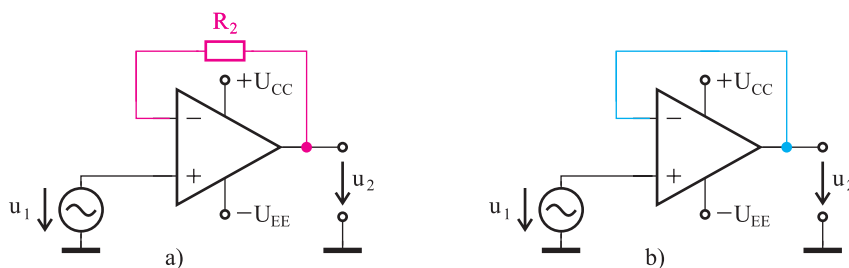
Protože je vstupní napětí přivedeno na neinvertující (+) vstup, je fáze vstupního a výstupního napětí shodná a zesilovač “neinvertuje”. Vstupní odpor (impedance) je dán vstupním odporem OZ mezi neinvertujícím (+) a invertujícím (-) vstupem (*obr. 8.1*), a je proto v případě ideálního OZ nekonečný (*Pravidlo 2.*).

Výstupní odpor zesilovače je i v tomto případě velmi malý, typicky v řádu jednotek až desítek Ω .



Obr. 8.7 Neinvertující zesilovač s ideálním OZ má na neinvertujícím i invertujícím vstupu vstupní napětí u_I .

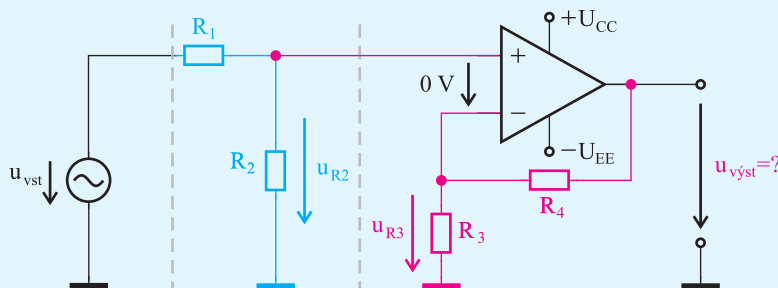
Vzorec (8.6) ukazuje, že pro případ $R_I = \infty$ (R_I nezapojen) je $A_u = 1$. Zesilovač pak nazýváme **sledovač napětí**, zkráceně sledovač (*Follower*). Obr. 8.8 ukazuje sledovače pro případ, kdy je $R_I = \infty$ (a) a pro případ $R_I = \infty$ a $R_2 = 0$ (b). Z důvodu širokého praktického uplatnění v roli oddělovacích obvodů (*Buffer*) představují sledovače speciální skupinu mezi OZ, která se vyznačuje vysokým vstupním odporem R_{vst} (impedancí Z_{vst}), nízkým výstupním odporem $R_{výst}$ (impedancí $Z_{výst}$), velkou šířkou frekvenčního pásma BW a popřípadě i jednodušším vnitřním zapojením a menším počtem vývodů z pouzdra.



Obr. 8.8 Sledovač napětí s OZ.

Příklad 8.2

Určete hodnotu výstupního napětí zesilovače s ideálním OZ na obrázku, je-li $u_{vst} = 100$ mV, $R_1 = R_2 = 10$ k Ω , $R_3 = 1$ k Ω , $R_4 = 100$ k Ω .



Řešení

Rezistor R_4 je zapojen z výstupu do invertujícího vstupu, proto tvoří s R_3 zápornou zpětnou vazbu. Pro řešení proto můžeme využít obě pravidla pro zápornou zpětnou vazbu uvedená v kap. 8.3. Vstupní signál je přiveden do neinvertujícího vstupu OZ. Jedná se tedy o neinvertující zesilovač s OZ, na jehož vstupu je napěťový dělič $R_1 - R_2$. Protože do vstupu OZ neteče proud (Pravidlo 2), je dělič $R_1 - R_2$ nezátížený a platí

$$u_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{vst} \quad .$$

Pro neinvertující zesilovač s OZ na obrázku platí

$$u_{výst} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot u_{R2} \quad .$$

Dosažením výrazu pro u_{R_2} dostaneme

$$u_{\text{výst}} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{\text{vst}} = \frac{1 + 100}{1} \cdot \frac{10}{10 + 10} \cdot 0,1 = 5,05 \quad [\text{V}].$$

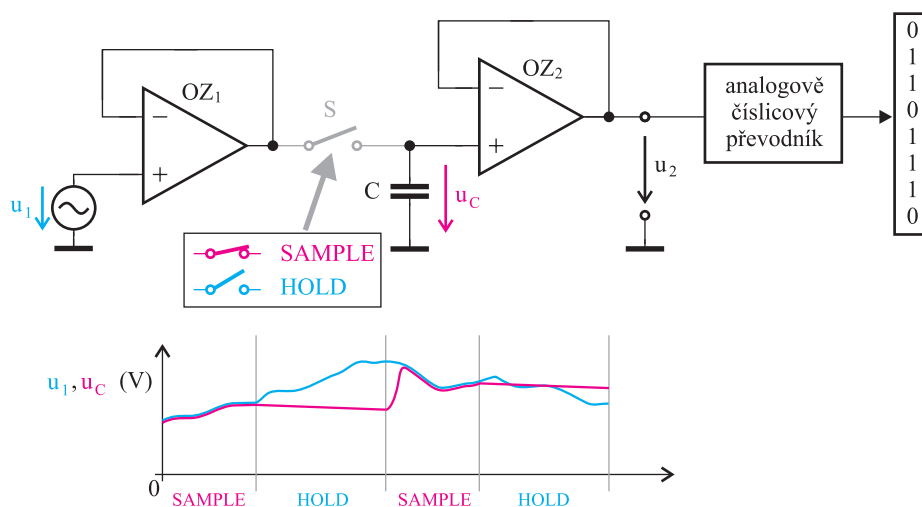
K výsledku lze také dospět uvážením nulového rozdílového napětí mezi vstupy $u_{R_2} = u_{R_3}$ (Pravidlo 1), odkud po dosazení

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{\text{vst}} = u_{\text{výst}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

vyplývá

$$u_{\text{výst}} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{\text{vst}} = \frac{1 + 100}{1} \cdot \frac{10}{10 + 10} \cdot 0,1 = 5,05 \quad [\text{V}].$$

Na obr. 8.9 je uveden příklad použití sledovače v úloze oddělovačů v obvodu „**Sample-and-hold**“ („ovzorkuj a podrž“). Tento obvod nachází uplatnění při převodu hodnoty analogového napětí u_1 do číslicové podoby za účelem pozdějšího zpracování počítačem. OZ_1 je sledovač, s velkým R_{vst} a malým $R_{\text{výst}}$, který na svém výstupu poskytuje věrnou kopii vzorkovaného napětí u_1 . Pokud je spínač S tvořený tranzistorem MOSFET sepnut (*Sample*), je na kapacitoru C okamžitá hodnota vstupního napětí u_1 daná nabíjením nebo vybíjením kapacitoru z výstupu OZ_1 s malým $R_{\text{výst}}$. Po rozepnutí spínače S (*Hold*) je hodnota napětí u_C „držena“ kapacitorem C pro účely digitalizace analogově číslicovým převodníkem. OZ_2 pracuje také v roli sledovače napětí, a protože má velký R_{vst} , je vybíjení kapacitoru C při digitalizaci minimalizováno. Volba hodnoty kapacitoru C je dána kompromisem. Na jedné straně se kapacitor ve stavu *Hold* vybíjí díky svodovému proudu spínače S (závěrný proud substrátové diody B – D MOSFETu) a ne-

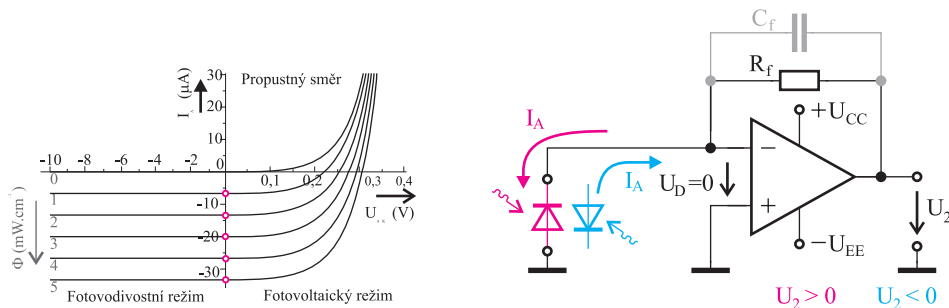


Obr. 8.9 Obvod *Sample and Hold* využívá sledovačů napětí pro zajištění co největší přesnosti měřené hodnoty analogového napětí u_1 v časovém okamžiku zvoleném sepnutím spínače S . Napájení OZ_1 a OZ_2 je společné a v obr. není nakresleno.

nulovému vstupnímu proudu reálného OZ_2 ($du_C/dt = I_S/C$), jejichž minimalizace si žádá co největší hodnotu C . Na druhé straně tvoří nenulový $R_{výst}$ OZ_2 a kapacitor C integrační článek $R - C$ (dolní propust), a přesné sledování rychlých signálů si proto žádá malou hodnotu C .

8.3.3 Převodník proud – napětí

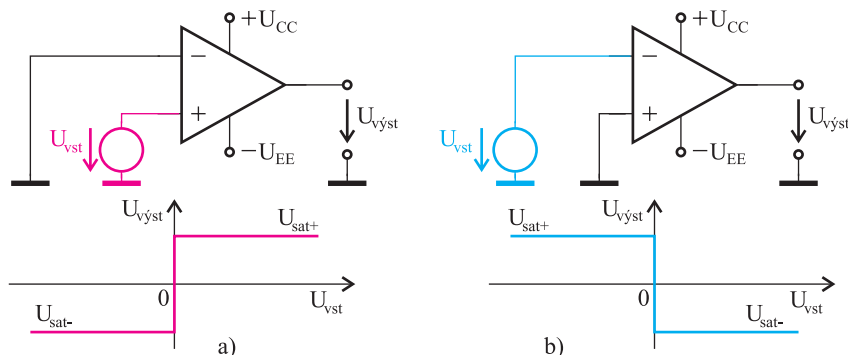
V kapitole 8.3.1 jsme viděli, že zdroj napětí u_1 a rezistor R_f na vstupu invertujícího zesilovače s OZ (obr. 8.6) vytváří proud i_1 . Tento proud lze ale také získat přímým připojením zdroje proudu na vstup OZ . Praktický příklad ukazuje obr. 8.10, kde je zdroj proudu tvořen fotodiodou zapojenou ve fotovoltaickém režimu (fotodiody je zdroj). Motivuje nás k tomu fakt, že fotodiody je jako zdroj proudu zapojena nakrátko, a to díky virtuální nule na invertujícím vstupu OZ ($U_D = 0V$). V takovém případě dostáváme lineární závislost fotoproudu I_A na intenzitě dopadajícího záření ϕ , jak je patrné z V-A charakteristik fotodiody. Výstupní napětí OZ je pak přímo úměrné ϕ , protože platí $U_2 = -R_f \cdot I_A$. Proud I_A totiž teče celý do R_f a $U_D = 0V$. Zkratem fotodiody (a její paralelně zapojené parazitní kapacity) získáváme navíc větší šířku frekvenčního pásma.



Obr. 8.10 Transimpedanční zapojení fotodiody ve fotovoltaickém režimu. Režim nakrátko zaručuje dobrou linearitu závislosti výstupního napětí na intenzitě dopadajícího záření.

Anodový proud fotodiody I_A je v režimu fotodetektoru vždy záporný. Odtud pak vyplývá polarita U_2 , kterou si můžeme volit uzemněním anody (kladná) nebo katody (záporná). Hodnotou rezistoru R_f pak volíme převodní konstantu proud–napětí. Například při $R_f = 100$ k Ω bude $U_2 = 1$ V při fotoproudu 10 μA . Protože poměr napětí na výstupu ku proudu na vstupu je roven R_f (vstupní proud se konvertuje na výstupní napětí), nazývá se toto zapojení **transimpedanční** (někdy též *transresistance*).

Praktický význam tohoto zapojení pro fotodiody spočívá v tom, že umožňuje velké zesílení fotoproudu bez obvykle velkého omezení frekvenčního pásma a dává vysokou hodnotu odstupu signál–šum. Důvodem obvyklých problémů je vysoká hodnota parazitní kapacity fotodiody (p-n přechodu), kterou si lze představit jako kapacitor $C = 5 - 10$ pF paralelně k fotodiodě. Tato kapacita v součinu se zatěžovacím odporem R_Z způsobuje vysokou hodnotu časové konstanty obvodu $\tau = R_Z \cdot C$ a odtud nízkou hodnotu frekvenčního pásma $BW = 1/2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C$. Naproti tomu v transimpedančním zapojení dostaneme $BW = A_{OL}/2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C$, kde A_{OL} je zesílení použitého OZ s otevřenou smyčkou zpětné vazby. V praktických zapojeních pak ještě obvykle nalezneme kapacitor C_f připojený paralelně k R_f , který funguje jako kmitočtová kompenzace pro zajištění stability zesilovače. Je to proto, že zesilovač s kapacitorem na vstupu může být při zapojení zpětnovazebního rezistoru nestabilní. Stejný problém musíme např. řešit u zapojení derivátoru s OZ , aby byl stabilní („nekmital“).

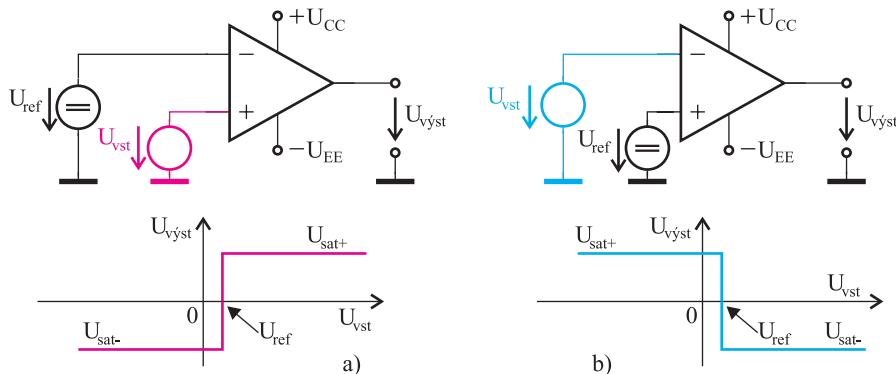


Obr. 8.11 Ideální OZ bez zpětné vazby a jeho převodní napěťová charakteristika.

8.4 Operační zesilovač bez zpětné vazby

OZ lze zapojit i bez zpětné vazby. Pak samozřejmě pravidla stanovená v kapitole 8.3 neplatí a zapojení má úplně jiné vlastnosti. Ty ukazuje nejlépe převodní charakteristika na obr. 8.11 pro případ ideálního OZ. Jelikož OZ zesiluje rozdílové napětí mezi vstupy a hodnota A_{OL} je nekonečně velká, je výstup na své maximální hodnotě napětí – v saturaci. Splňuje-li vstupní napětí U_{vst} podmínku $U_+ > U_-$, pak je výstup v kladné saturaci U_{sat+} . Pro případ $U_- > U_+$ je výstup v záporné saturaci U_{sat-} . I v případě reálného OZ je A_{OL} dostatečně velké na to, aby se výstup vždy nacházel v jedné ze saturací. Převodní charakteristiky se pak liší jen nižšími strmostmi úseček procházejících nulou a existencí hystereze. Obecně tedy platí, že OZ bez zpětné vazby se mimo saturaci nachází jen při přechodu z kladné saturace do záporné a naopak. Je žádoucí, aby rychlost tohoto přechodu byla co největší.

Protože výstup OZ překlápá z jedné saturace do druhé při průchodu vstupního napětí nulou, lze zapojení na obr. 8.11 využít pro sledování polarity vstupního napětí.



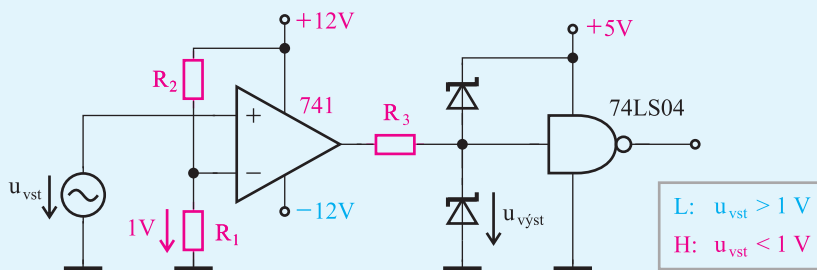
Obr. 8.12 Komparátor s ideálním OZ a jeho převodní napěťová charakteristika.

Na obr. 8.12 je uvedeno modifikované zapojení, které porovnává, zda je vstupní napětí větší nebo menší než s referenční napětí U_{ref} . Zapojení se nazývá **komparátor**. Komparátor přepíná svůj výstup mezi dvěma stavy na základě porovnání vstupního napětí s referenčním. Pod-

mínka $U_+ > U_-$ je v případě obr. 8.12a) splněna, pokud vstupní napětí U_{vst} překročí referenční napětí U_{ref} . Pak přechází výstup OZ ze záporné do kladné saturace. Překročí-li vstupní napětí U_{vst} na obr. 8.12b) referenční napětí U_{ref} , přechází výstup OZ do záporné saturace. Funkce obvodů se tedy liší jen polaritou výstupního napětí. Hodnota U_{ref} je volitelná podle potřeby a u reálného OZ je shora omezena jen maximálním povoleným napětím na vstupech proti zemi a maximálním rozdílovým napětím mezi vstupy.

Příklad 8.3

Navrhněte komparátor s OZ 741, který bude sledovat překročení hodnoty 1V analogového napětí u_{vst} v rozsahu ± 10 V. Na výstup OZ připojte číslicový obvod 74LS04 (invertor), který zajistí přenos informace o komparaci do číslicového systému.



Řešení

S ohledem na rozkmit vstupního napětí zvolíme napájecí napětí ± 12 V (rezerva 2 V). Zdroj referenčního napětí $U_{ref} = 1$ V vytvoříme z napájecího napětí nezatíženým děličem napětí. Proud děličem zvolíme co nejmenší (minimální spotřeba), ale přitom mnohem větší než je vstupní proud OZ ($I_{IB} = 0.5\mu\text{A}$), např. $100\mu\text{A}$. Odtud vyplývá

$$R_1 + R_2 = \frac{U_{CC}}{I_{R1}} = \frac{12}{100 \cdot 10^{-6}} = 120 \text{ [k}\Omega\text{]}, \quad R_1 = \frac{U_{ref}}{I_{R1}} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

$$R_2 = 120 \cdot 10^3 - R_1 = 120 \cdot 10^3 - 10 \cdot 10^3 = 110 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

Na výstupu OZ je buď kladná nebo záporná saturace, tedy napětí blízké napájecímu (± 12 V). Takové napětí by prorazilo vstupní tranzistor číslicového obvodu, proto je na výstupu OZ omezovač napětí se Schottkyho diodami s $U_F = 0,3$ V. Je-li OZ v záporné saturaci, teče proud spodní diodou do výstupu OZ a na vstupu 74LS04 je napětí $-0,3$ V. To odpovídá úrovni logické nuly (L). Je-li OZ v kladné saturaci, teče proud horní diodou z výstupu OZ přes rezistor R_3 do zdroje napájecího napětí (nebo do napájení 74LS04) a na vstupu 74LS04 je napětí $+5,3$ V (o $0,3$ V více než na zdroji $+5$ V). To odpovídá úrovni logické jedničky (H). Na výstupu obvodu 74LS04 je obdélníkový průběh napětí odpovídající počtu přechodů u_{vst} přes úroveň 1V. Hodnotu odporu rezistoru R_3 zvolíme s ohledem na mezní proud diod I_{FAV} . Dalším důvodem omezení proudu výstupu je fakt, že čím větší proud teče v saturaci z výstupu OZ, tím déle trvá následný přechod ze saturace, protože výstupní tranzistor je více zaplaven nosiči náboje. Při volbě $I_{výstmax} = 10$ mA dostaneme rezistor

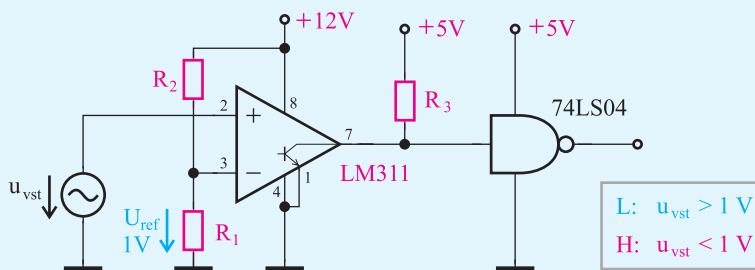
$$R_3 \approx \frac{U_{sat-}}{I_{výstmax}} = \frac{12}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,2 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

Příklad 8.4

Navrhněte komparátor s obvodem LM311, který bude sledovat překročení hodnoty 1V analogového napětí u_{vst} v rozsahu 0 až 10V. Na výstup OZ připojte číslicový obvod 74LS04 (invertor), který zajistí přenos informace o komparaci do číslicového systému.

Řešení

Obvod LM311 je integrovaný obvod, jehož konstrukce je optimalizována pro funkci komparátoru. Místo dvojčinného koncového stupně typického pro OZ pro všeobecné využití **má na výstupu zapojení s otevřeným kolektorem**. Výstup je proto vždy nutné doplnit rezistorem (*pull-up resistor*) připojeným na potřebné napájecí napětí. V našem případě je to rezistor 1 k Ω a zdroj napětí +5 V společný pro napájení následného číslicového obvodu. Odpadá tak nutnost zapojení omezovače napětí.



Hodnotu odporu rezistoru $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ jsme zvolili takto nízkou, aby při rozepnutém výstupním tranzistoru LM311 nedocházelo (dle katalogových údajů) průtokem proudu do vstupu LM311 (50nA) a zároveň do vstupu hradla 74LS04 (20 μ A) přes rezistor R_3 k poklesu vstupního napětí 74LS04 pod úroveň logické jedničky, tj. pod hodnotu 2 V.

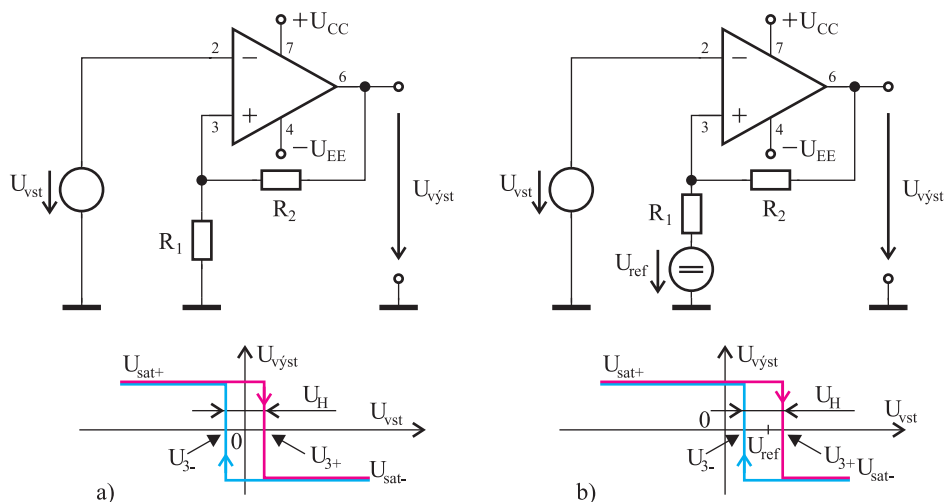
Hodnotu odporu rezistoru $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ jsme zároveň zvolili takto vysokou, aby na sepnutém výstupním tranzistoru LM311 bylo výstupní napětí v rozsahu logické nuly 74LS04 (0 až 0,8 V); ne však tak vysokou, aby bylo na úrovni saturačního napětí U_{CEsat} , kdy výstupní tranzistor LM311 pomalu vypíná.

Dělič napětí pro vytvoření referenčního napětí je shodný jako v předchozím příkladě. Pokud bychom požadovali přesnější napěťovou referenci U_{ref} , použili bychom Zenerovu diodu nebo případně integrovaný stabilizátor napětí.

Komparátory obvykle zajišťují přechod mezi analogovými a číslicovými obvody. Proto se často používají OZ s nesymetrickým napájením, jako v tomto příkladu.

8.5 Operační zesilovač a kladná zpětná vazba

Zapojení OZ s kladnou zpětnou vazbou získáme přivedením výstupního napětí na neinvertující vstup přes napěťový dělič $R_1 - R_2$ v obr. 8.13. O kladnou zpětnou vazbu se jedná proto, že změna napětí na neinvertujícím vstupu způsobí změnu výstupního napětí ve shodném smyslu. Vlivem kladné zpětné vazby se bude chování obvodu lišit od předchozích zapojení.



Obr. 8.13 Komparátor s hysterezí s nulovým (a) a nenulovým (b) referenčním napětím. V případě (b) je $U_{ref} - U_{3-}$ větší než $U_{3+} - U_{ref}$ díky nenulové hodnotě U_{ref} .

- Bude-li výstup OZ na obr. 8.13a) v **kladné saturaci** ($U_{výst} = U_{sat+}$), bude na neinvertujícím vstupu a tedy i na rezistoru R_1 napětí

$$U_{3+} = U_{sat+} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

kteřé je kladné. Tuto hodnotu napětí musí překonat vstupní napětí U_{vst} , aby výstup OZ překlátil do záporné saturace.

- Bude-li výstup OZ v **záporné saturaci** ($U_{výst} = U_{sat-}$), bude na rezistoru R_1 napětí

$$U_{3-} = U_{sat-} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

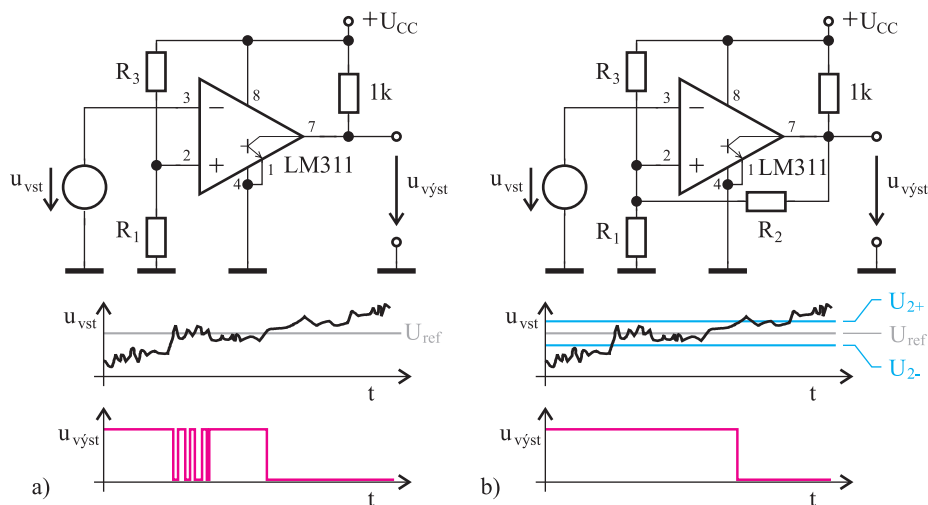
kteřé je záporné. Výstup OZ pak při zpětném přechodu ze záporné do kladné saturace překlápí, pokud bude na vstupu napětí U_{vst} menší než U_{3-} .

Protože vstupní napětí potřebné pro přechod ze záporné do kladné saturace (U_{3-}) je menší než napětí potřebné pro přechod z kladné do záporné saturace (U_{3+}), vzniká na převodní charakteristice **hysterezní smyčka**. Velikost hystereze je dána rozdílem napětí U_{3+} a U_{3-} a nezávisí na referenčním napětí:

$$U_H = U_{3+} - U_{3-} = (U_{sat+} + |U_{sat-}|) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (8.7)$$

Hystereze je výhodná, protože brání zakmitávání výstupu OZ (obr. 8.14a) v důsledku šumu obsaženém ve vstupním napětí. Na obr. 8.14b) je hystereze nastavena rezistory R_1 a R_2 a k zakmitávání proto nedochází. Zdroj referenčního napětí U_{ref} je tvořen děličem $R_3 - R_1$. Hysterezní napětí U_H se superponuje na napětí referenční $U_{ref} = U_{CC} \cdot R_1 / (R_1 + R_3)$. Protože je napájení nesymetrické, je napětí záporné saturace blízké napětí společného vodiče (země).

Vedle hystereze má kladná zpětná vazba přínos v tom, že urychluje překlápění mezi saturacemi. Při překlápění z kladné do záporné saturace se totiž výstupní napětí snižuje a napětí U_{3+} odpovídajícím způsobem klesá na hodnotu U_{3-} . To zvětšuje vstupní rozdílové napětí a výstup překlápí o to rychleji. Analogická situace nastává při přechodu z U_{sat-} do U_{sat+} .



Obr. 8.14 Porovnání komparátoru (a) a komparátoru s hysterezí (b). Zdroj referenčního napětí tvoří dělič $R_3 - R_1$.

Příklad 8.5

Určete hodnoty odporu rezistorů R_1 , R_2 a R_3 komparátoru s hysterezí na obr. 8.14b) tak, aby byl slučitelný s číslicovými obvody TTL a CMOS a platilo $U_H = 300 \text{ mV}$, $U_{ref} = 2,5 \text{ V}$, $u_{vst} = 0 - 5 \text{ V}$.

Řešení

S ohledem na požadavek slučitelnosti s číslicovými obvody zvolíme napájení $U_{CC} = 5 \text{ V}$. Rezistor R_1 je součástí dvou děličů napětí. Z důvodu dosažení rozumné účinnosti by jeho proud měl být zlomkem napájecího proudu komparátoru ($5 - 10 \text{ mA}$). Současně by ale jeho proud měl být mnohem větší než je vstupní proud komparátoru (50 pA), aby byl nezatížený. Proto zvolíme $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

Volba R_2 pak vyplývá ze vzorce pro napěťovou hysterezi (8.7). Odtud dostaneme

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\frac{U_{sat+} + |U_{sat-}|}{U_H} - 1 \right) = 10 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{5}{0,3} - 1 \right) = 156 \text{ [k}\Omega\text{]} .$$

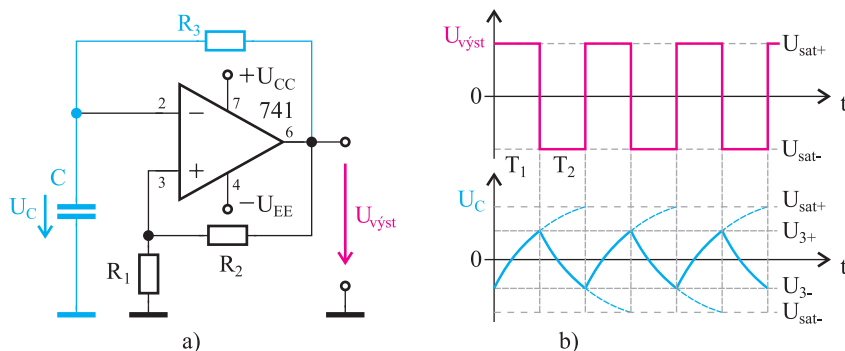
Saturační napětí $U_{sat+} + |U_{sat-}|$ bude ve skutečnosti menší než 5 V . Rozdíl několika desetin voltu jsme zanedbali. V případě potřeby tyto informace nalezneme pro určitou hodnotu výstupního proudu v katalogovém listu výrobce.

Hodnota odporu rezistoru R_3 vyplývá ze vzorce pro dělič napětí

$$\frac{R_1 + R_3}{R_1} = \frac{5}{2,5} \quad \Rightarrow \quad R_3 = R_1 \cdot \left(\frac{5}{2,5} - 1 \right) = 10 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{5}{2,5} - 1 \right) = 10 \text{ [k}\Omega\text{]} .$$

8.6 Operační zesilovač s kladnou a zápornou zpětnou vazbou

Zapojení OZ s kladnou i zápornou zpětnou vazbou si ukážeme na příkladu **astabilního klopného obvodu** na obr. 8.15. V tomto impulsním obvodu existují dva stavy výstupu, které se samovolně střídají. **Kladná zpětná vazba** je tvořena jako u komparátoru děličem výstupního napětí $R_1 - R_2$. **Záporná zpětná vazba** je tvořena RC článkem $R_3 - C$. Zapojení funguje jako komparátor s hysterezí s nulovým referenčním napětím a vstupním napětím, které se mění podle nabíjení a vybíjení kapacitoru C .



Obr. 8.15 Astabilní klopný obvod s OZ.

- Po připojení napájecího napětí U_{CC} přepoklopí výstup OZ podle okolností do kladné nebo záporné saturace. Je-li to kladná saturace, pak na neinvertujícím vstupu se objeví napětí $U_{3+} = U_{sat+} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$. Kapacitor C se začne nabíjet na kladné napětí U_C ze zdroje napětí tvořeného výstupem OZ v kladné saturaci přes odpor rezistoru R_3 (obr. 8.15b).
- Ve chvíli, kdy napětí U_C (rovné napětí na invertujícím vstupu) překročí napětí na neinvertujícím vstupu U_{3+} , přepoklopí OZ do záporné saturace. Na neinvertujícím vstupu se objeví napětí $U_{3-} = U_{sat-} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$, které je oproti U_{3+} záporné. Výstup je držen v záporné saturaci a kapacitor C se začne přebíjet na záporné napětí U_C .
- Ve chvíli, kdy napětí U_C klesne pod hodnotu U_{3-} , přepoklopí OZ zpět do kladné saturace. Obvod překlápá mezi dvěma stavy s dobou kyvu úměrnou hodnotě časové konstanty $\tau = R_3 \cdot C$.

Pro odvození přesné hodnoty doby kyvu vyjdeme z časové závislosti napětí na kapacitoru C při nabíjení ze zdroje napětí U_{sat+}

$$U_C(t) = U_{3-} + (U_{sat+} - U_{3-}) \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right) = U_{sat-} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + U_{sat+} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right) \quad (8.8)$$

a vybíjení ze zdroje napětí U_{sat-} při uvážení $\tau = R_3 \cdot C$

$$U_C(t) = U_{3+} + (U_{sat-} - U_{3+}) \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right) = -U_{sat+} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + U_{sat-} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right) \quad (8.9)$$

Pro okamžik překlopení dosadíme do levých stran rovnic (8.8) a (8.9):

$U_C = U_{3+} = U_{sat+} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$, resp. $U_C = U_{3-} = U_{sat-} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$
a dostaneme pro oba případy

$$T_1 = \tau \cdot \ln \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{sat-} - U_{sat+}}{U_{sat+} \cdot \frac{-R_2}{R_1 + R_2}} \quad (8.10)$$

$$T_2 = \tau \cdot \ln \frac{-\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{sat+} + U_{sat-}}{-U_{sat-} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (8.11)$$

Pokud bude platit $U_{sat-} = U_{sat+}$, dostaneme

$$T = T_1 = T_2 = \tau \cdot \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \quad (8.12)$$

Pokud bychom zvolili $R_1 = R_2$, pak bude pro dobu kyvu platit snadno zapamatovatelný vzorec

$$T = \tau \cdot \ln 3 = 1,1 \cdot R_3 \cdot C \quad (8.13)$$

a pro frekvenci kmitů $f = 1/2T$.

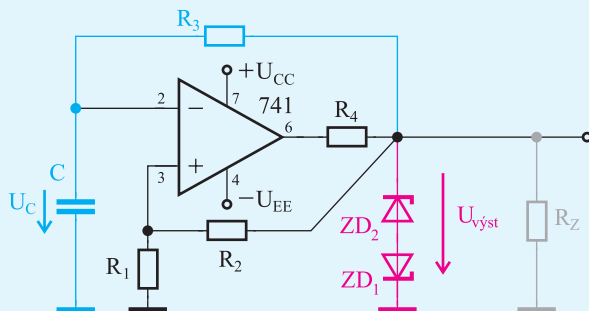
Příklad 8.6

Navrhněte astabilní klopný obvod s OZ 741, který bude generovat obdélníkový průběh napětí ± 10 V s frekvencí 1 kHz a střídou 1:1 ($T_1 = T_2$). Obvod bude zatížen odporem $R_Z > 100$ k Ω .

Řešení

Abychom na výstupu dostali s rezervou amplitudu napětí 10V, zvolíme napájecí napětí 12 V. Výstup musí překlápat z +10 V na -10 V, proto bude napájení OZ symetrické.

Hodnoty odporu rezistorů R_1 , R_2 a R_3 nesmí obecně dosáhnout tak vysokých hodnot, aby jimi tekla proud srovnatelný nebo menší než je vstupní proud OZ ($I_{IB} = 0,5 \mu\text{A}$). Na druhou stranu by rezistory R_1 , R_2 a R_3 neměly mít malé hodnoty, aby nedocházelo k nežádoucímu proudovému zatížení výstupu OZ a zároveň se výstup OZ dostal včas ze saturace.



Pro zajištění dobré stability frekvence výstupního napětí je dobré minimalizovat vliv kolísání výstupního napětí OZ. Toho dosáhneme jednak stabilizací výstupního napětí Zenerovými diodami a dále zajištěním co největší strmosti nárůstu a poklesu napětí U_C v okamžicích překlápění. Protože strmost exponenciální funkce $U_C(t)$ je největší v případě nízkých překlápěcích úrovní U_{3+} a U_{3-} (obr. 8.15b), je nutné volit $R_1 < R_2$. Zvolíme-li například $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, pak budou překlápěcí úrovně dostatečně nízké:

$$U_3 = U_{\text{výst}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 10 \cdot \frac{10}{10 + 100} = 0,9 \text{ [V]} .$$

Protože jsme na výstup zařadili stabilizátor napětí s R_4 , ZD_1 a ZD_2 , musíme do vztahů dosazovat $U_{\text{výst}}$ místo U_{sat} .

Aby neměl vstupní proud OZ vliv na rychlost nabíjení kapacitoru C , zvolíme

$$R_3 \ll \frac{U_{\text{výst}}}{I_{\text{B}}} = \frac{10}{5 \cdot 10^{-7}} = 20 \text{ [M}\Omega] .$$

Abychom současně eliminovali vliv vstupních proudů na výstupní napětí OZ (kap. 8.7.1), zajistíme platnost $R_3 = R_1 \parallel R_2$.

Potom $R_3 = 10 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ k}\Omega \approx 10 \text{ k}\Omega$.

Hodnota kapacity kapacitoru C vyplývá z požadované frekvence $f = 1 \text{ kHz}$, odkud $T = 1 / 2f = 1 / 2000 = 0,5 \text{ ms}$. Použitím vzorce (8.12) dostaneme

$$C = \frac{T}{R_3 \cdot \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_2}} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^4 \cdot \ln \frac{2 \cdot 10^4 + 1 \cdot 10^5}{1 \cdot 10^5}} = 274 \text{ [nF]},$$

odkud vyplývá volba $C = 270 \text{ nF}$.

Výstupní proud OZ musí být dostatečný na udržení pracovního bodu Zenerovy diody za kolénem závěrné V-A charakteristiky (stačí I_{ZD} několik mA) a zároveň pro zajištění proudu do zátěže R_Z

$$I_Z = \frac{U_{\text{výst}}}{R_Z} = \frac{10}{100 \cdot 10^3} = 0,1 \text{ [mA]}$$

a do zpětných vazeb $R_3 - C$ a $R_2 - R_1$

$$I_V = \frac{U_{\text{výst}}}{R_3} + \frac{U_{\text{výst}}}{R_1 + R_2} = \frac{10}{10 \cdot 10^3} + \frac{10}{10 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} = 1,1 \text{ [mA]}$$

$$I_{\text{výst}} > I_{\text{ZD}} + I_Z + I_V = 1 + 0,1 + 1,1 = 2,2 \text{ [mA]}$$

Zvolíme-li výstupní proud OZ $I_{\text{výst}} = 5 \text{ mA}$, dostaneme

$$R_4 = \frac{U_{\text{sat}} - U_{\text{výst}}}{I_{\text{výst}}} = \frac{12 - 10}{5 \cdot 10^{-3}} = 400 \text{ [}\Omega\text{]},$$

kde jsme rozdíl napájecího napětí a skutečné hodnoty saturačního napětí pro výstupní proud $I_{\text{výst}} = 5 \text{ mA}$ zanedbali. Zenerovy diody volíme na Zenerovo napětí $U_Z = 9,3 \text{ V}$, protože uvažujeme úbytek napětí v propustném směru $U_F = 0,7 \text{ V}$ ($U_Z + U_F = 10 \text{ V}$).

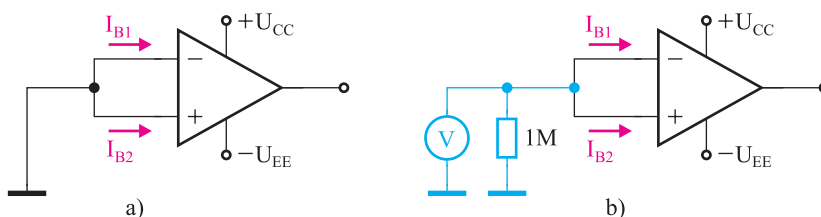
8.7 Vlastnosti reálného operačního zesilovače

Vlastnosti a parametry zapojení byly dosud až na výjimky probírány s uvážením ideálního OZ. Parametry zapojení s reálnými OZ se však od ideálu liší. Některé odchylky lze v praxi zanedbat, jiné mohou významně změnit parametry zapojení a některé mohou dokonce správnou funkci daného zapojení znemožnit. V této kapitole proto probereme některé odchylky OZ od ideálního případu a jejich vliv na vlastnosti a parametry praktických zapojení. Ze statických chyb OZ uvedeme vstupní proudy a vstupní napětovou nesymetrii OZ. Z dynamických chyb pak šířku pásma a rychlost přeběhu. Ukážeme si také princip kompenzace frekvenčních charakteristik OZ.

8.7.1 Vstupní proud operačního zesilovače

U reálného OZ nabývá vstupní odpor konečné hodnoty (není nekonečný) a do vstupů OZ proto teče proud. Výrobci OZ proto definují vstupní klidový proud I_{IB} (*Input Bias Current*) jako aritmetický průměr ss proudů do obou vstupů při nulovém vstupním signálu (vzorec 8.14) a měří jej v zapojení z obr. 8.16b).

$$I_{IB} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (8.14)$$

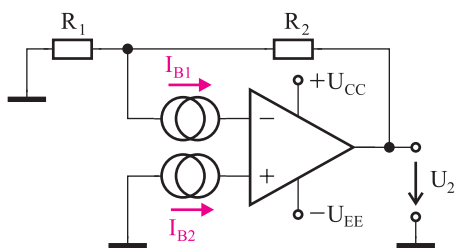


Obr. 8.16 Zapojení pro definici (a) a měření (b) vstupního klidového proudu OZ.

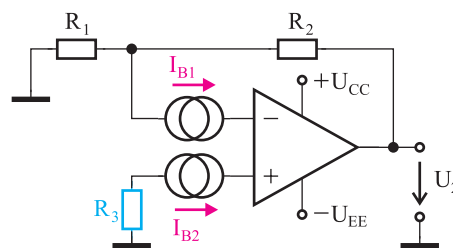
Příčinou existence vstupního proudu je proud tekoucí do bází vstupních tranzistorů T_1 a T_2 na obr. 8.2b). OZ 741 proto vykazuje při pokojové teplotě hodnotu $I_{IB} = 500$ nA. V případě OZ s JFETy na vstupech je příčinou nenulový (závěrný) proud tekoucí do hradel JFETů, který je při pokojové teplotě velmi malý. Např. pro OZ typu TL051 je při pokojové teplotě udáván $I_{IB} = 0,2$ nA. Obecně platí, že OZ s bipolárními tranzistory na vstupech vykazují zhruba $1000\times$ větší hodnotu vstupního proudu než OZ s JFETy. V případě OZ s JFETy na vstupech lze hodnotu I_{IB} většinou zanedbat, v případě bipolárních tranzistorů to většinou nelze. Záleží-li nám tedy v daném zapojení na nízké hodnotě I_{IB} , volíme OZ s JFETy, které jsou dnes běžně dostupné.

Negativní vliv vstupních proudů na parametry zapojení s OZ je dán tím, že tento způsobuje na vstupních a zpětnovazebních odporech operační sítě nežádoucí úbytek napětí. Ten se pak objeví na výstupu OZ zesílený a tudíž nezanedbatelný. A protože vstupní proud existuje i při nulovém vstupním napětí, převodní napětěťová charakteristika neprochází nulou.

Pro invertující a neinvertující zesilovač s OZ z obr. 8.5 až 8.7 je na obr. 8.17 uvedeno zapojení, které umožňuje posoudit vliv I_{IB} na výstupní napětí. Existence vstupních proudů je uvážena pomocí zdrojů proudu I_{B1} a I_{B2} zapojených do vstupů ideálního OZ. Pro invertující a neinvertující zapojení dostáváme jeden obvod, protože zkrat zdroje vstupního napětí v obr. 8.5a) a 8.5b) vede na shodné zapojení.



Obr. 8.17 Zapojení pro posouzení vlivu vstupních proudů OZ na výstupní napětí invertujícího a neinvertujícího zesilovače.



Obr. 8.18 Zapojení pro eliminaci vlivu vstupních proudů na výstupní napětí OZ s bipolárními tranzistory.

Proud I_{B2} neprotéká žádným rezistorem, proto nevyvolá na neinvertujícím vstupu žádný úbytek napětí. Na invertujícím vstupu OZ je virtuální nula, takže je rezistor R_1 připojen oběma svými póly na zem (je zkratován) a proud I_{B1} na něm nevyvolá žádný úbytek napětí. Proud I_{B1} protéká pouze zpětnovazebním rezistorem R_2 a vyvolává na něm úbytek $R_2 \cdot I_{B1}$. Protože je na vstupu virtuální nula, je výstupní napětí $U_2 = R_2 \cdot I_{B1}$. Čím větší je hodnota odporu zpětnovazebního rezistoru, tím větší je ss výstupní napětí pro danou hodnotu I_{IB} . Na vstup OZ přitom není připojen žádný signál.

Vliv vstupního klidového proudu I_{IB} na výstupní napětí u OZ s bipolárními tranzistory lze eliminovat zapojením rezistoru R_3 vhodné hodnoty do neinvertujícího vstupu na obr. 8.18.

Hodnotu výstupního napětí stanovíme pomocí principu lineární superpozice. Pro $I_{B2} = 0$ stanovíme hodnotu U_2 . Poté stanovíme hodnotu U_2 pro $I_{B1} = 0$. Sečtením obou výsledků dostaneme hodnotu výstupního napětí

$$U_2 = R_2 \cdot I_{B1} - R_3 \cdot I_{B2} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = R_2 \cdot I_{B1} - R_3 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} I_{B2}, \quad (8.15)$$

kterou upravíme tak, aby výraz pro výstupní napětí závisel na součtu a rozdílu vstupních proudů I_{B1} a I_{B2}

$$U_2 = -\left(R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1} - R_2\right) \cdot \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} - \left(R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1} + R_2\right) \cdot \frac{I_{B2} - I_{B1}}{2}. \quad (8.16)$$

Abychom se zbavili závislosti U_2 na součtu proudů $I_{B1} + I_{B2}$, musíme zvolit takovou hodnotu odporu rezistoru R_3 , aby byla první závorka výrazu (8.16) rovna nule. Je to hodnota

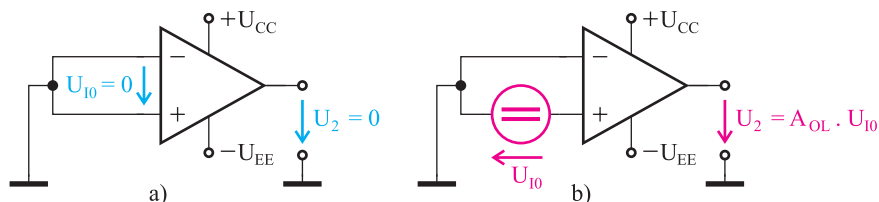
$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \quad (8.17)$$

která odpovídá paralelní kombinaci rezistorů R_1 a R_2 . Odtud vyplývá pravidlo, že vliv vstupního klidového proudu I_{IB} na výstupní napětí OZ s bipolárními tranzistory odstraníme, zapojíme-li do obou vstupů rezistory o shodných hodnotách odporů.

Výše popsaným opatřením jsme v rovnici (8.16) odstranili vliv **součtu** $I_{B1} + I_{B2}$ na výstupní napětí, nikoliv však vliv jejich **rozdílu** $I_{B2} - I_{B1}$, který je způsoben drobnými rozdíly parametrů tranzistorů a rezistorů na vstupech OZ. Rozdíl vstupních proudů $|I_{B2} - I_{B1}|$ se na-

zývá **vstupní proudová nesymetrie** I_{IO} (*Input Offset Current*). Protože I_{IO} je 2–20-krát nižší než vstupní klidový proud I_{IB} , je její existence druhořadým problémem. Ke kompenzaci I_{IO} se připojuje regulovaný zdroj proudu nízké hodnoty do jednoho ze vstupů. Protože předem nevíme, zda je I_{B2} větší než I_{B1} nebo naopak, potřebujeme k tomu poměrně rozsáhlý obvod. Proto se kompenzaci I_{IO} rádi vyhneme, např. volbou OZ se zanedbatelnými vstupními proudy s polem řízenými tranzistory na vstupech.

Návrh obvodů s OZ je doprovázen řadou kontroverzních závislostí. Zpětnovazební rezistory (např. R_2 na obr. 8.18) by neměly příliš zatěžovat výstup OZ, a proto by měly mít velké hodnoty odporu. Velká hodnota R_2 ale znamená velkou hodnotu chybového výstupního napětí vlivem vstupního klidového proudu ($U_2 = R_2 \cdot I_{B1}$) a také zvýšenou náchylnost ke vzniku nežádoucího šumového napětí kapacitní vazbou. Proto se při praktické aplikaci OZ snažíme používat zpětnovazební rezistory v rozsahu 2 až 100 k Ω ve spojení se standardními (relativně levnými) OZ.



Obr. 8.19 U ideálního OZ je vstupní napěťová nesymetrie U_{IO} nulová (a). U reálného OZ je U_{IO} zesílena a při nulovém vstupním napětí se na výstupu objevuje zanedbatelná hodnota napětí U_2 .

8.7.2 Vstupní napěťová nesymetrie operačního zesilovače

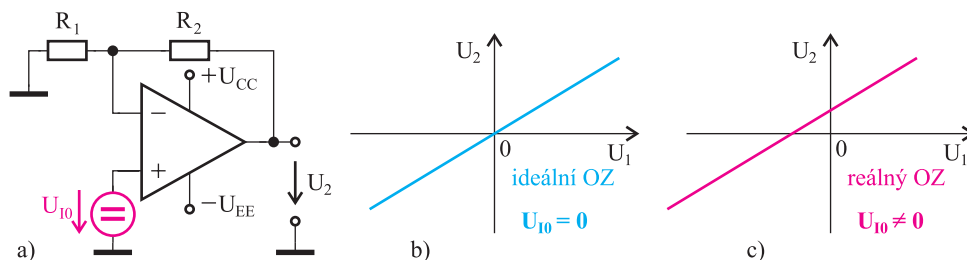
V případě ideálního OZ jsme uvažovali, že nulové vstupní rozdílové napětí způsobuje nulové napětí na výstupu (obr. 8.19a). U reálného OZ tomu tak ale není (obr. 8.19b). Existuje zde tzv. vstupní napěťová nesymetrie U_{IO} (*Input Offset Voltage*), což je vstupní rozdílové napětí, které zajistí nulové výstupní napětí. Představujeme si jej tak, jako bychom měli na vstupu ideálního OZ nežádoucí zdroj napětí o hodnotě v řádu mV.

Příčinou existence U_{IO} je nerovnováha ve vstupním rozdílovém zesilovači (obr. 8.2b), kde tranzistory T_1 a T_2 neteče shodný proud i když jsou jejich báze na shodném potenciálu. Vzniklé rozdílové napětí je malé, ale protože je významně zesilované dalšími stupni, na výstupu vzniká ss napětí, které nám v řadě aplikací může vadit.

Pro OZ 741 s bipolárními tranzistory na vstupu je U_{IO} v rozsahu 2 až 6 mV, což je poměrně vysoká hodnota. Je to dáno tím, že se jedná o starší a zároveň jednoduchý (velmi levný) OZ. Jiné typy OZ s bipolárními tranzistory mohou mít U_{IO} až o 2 řády nižší, ale stejnou měrou pak roste i jejich cena.

Pro LF356B nebo TL071C s JFETy na vstupu je U_{IO} v rozsahu 3 až 5 mV, pro LM411 nebo TL051C do 2 mV. Stejně jako u bipolárních lze nalézt OZ s JFETy, které mají U_{IO} v desetínách mV. Cenový nárůst je přitom obdobný. Na vstupech OZ lze nalézt i tranzistory MOSFET, dnes většinou vyráběné v technologii CMOS vyznačující se nízkou spotřebou a cenou. Hodnoty U_{IO} mají obvykle v rozsahu 1 až 5 mV. Dosažení malé hodnoty U_{IO} je s MOSFETy principiálně obtížnější než s bipolárními tranzistory.

V *kap. 8.4* jsme uvedli, že i v případě reálného OZ je A_{OL} dostatečně veliké na to, aby se výstup vždy nacházel v jedné ze saturací. Je to proto, že zesilovač zesiluje napětí U_{IO} , jak ukazuje *obr. 8.19b*). Například pro OZ s $U_{IO} = 1$ mV a $A_{OL} = 1 \cdot 10^5$ dostáváme $U_2 = 100$ V, což je mnohem větší hodnota než je napájecí napětí. OZ je proto určitě v saturaci a jeho výstupní napětí je přibližně rovno napájecímu napětí. Je-li to kladná nebo záporná saturace předem nevíme, protože neznáme polaritu U_{IO} danou rozptylem parametrů ve výrobě.



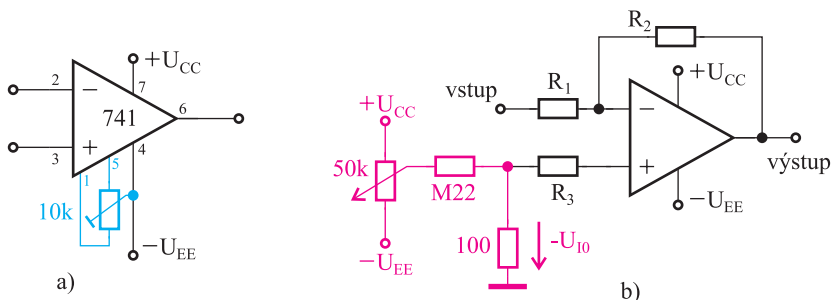
Obr. 8.20 a) Obvod postihující vliv U_{IO} na výstupní napětí invertujícího a neinvertujícího zesilovače dostaneme odpojením zdroje vstupního napětí v zapojení na *obr. 8.6* a *8.7* a připojením zdroje chybového napětí U_{IO} do neinvertujícího vstupu. V případě neinvertujícího zapojení s ideálním OZ prochází převodní napěťová charakteristika počátkem (b). V případě reálného OZ počátkem neprochází (c).

Vliv U_{IO} na výstupní napětí invertujícího a neinvertujícího zesilovače při nulovém vstupním napětí (nulovém užitečném signálu) ukazuje *obr. 8.20*. Pro výstupní napětí z něj dostaneme:

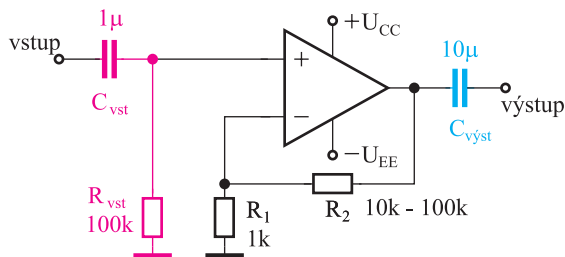
$$U_2 = U_{IO} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = U_{IO} \cdot A_{CL} \quad (8.18)$$

Například pro OZ s $U_{IO} = 1$ mV a $A_{CL} = 100$ dostáváme $U_2 = 100$ mV. V této hodnotě pak protíná převodní charakteristika neinvertujícího zesilovače s OZ na *obr. 8.20c*) osu y . Tato skutečnost může v některých aplikacích způsobit závažnou chybu, a proto jí musíme dokázat eliminovat.

Vliv vstupní napěťové nesymetrie lze eliminovat několika způsoby. Nejjednodušší spočívá v použití OZ s malou hodnotou U_{IO} . Je-li to finančně nevhodné, lze použít OZ s vnitřní kompenzací U_{IO} . Způsob kompenzace U_{IO} vnějšími součástkami přitom ukazuje výrobce v katalogu. Příklad pro OZ 741 je uveden na *obr. 8.21a*). Některé OZ ale vnitřní kompenzací U_{IO} nemají. Pak je nutné U_{IO} vykompenzovat ze zdroje pomocného napětí s hodnotou rovnou U_{IO} , ale s opačnou polaritou. Pro případ invertujícího zesilovače je tento způsob uveden na *obr. 8.21b*). Protože dopředu neznáme polaritu U_{IO} , musí pomocný zdroj poskytovat napětí obojí polarity. Toho dosáhneme například pomocí trimru 50k připojeného na zdroj kladného a záporného napětí. Pro případ invertujícího zesilovače je zapojení obdobné a také poměrně objemné. Proto se tomuto způsobu kompenzace rádi vyhneme volbou některé z předchozích variant.



Obr. 8.21 Vstupní napětovou nesymetrii U_{IO} OZ 741 je možné kompenzovat pomocí odporového trimru v zapojení doporučeném výrobcem (a). Nemá-li OZ vývody pro kompenzaci U_{IO} , je možné do neinvertujícího vstupu přivést pomocné napětí $-U_{IO}$ (b).



Obr. 8.22 Kapacity střídavě vázaného neinvertujícího zesilovače s OZ 741 odstraňují ss složku signálu a vstupní napětová nesymetrie U_{IO} pak nemá vliv na výstupní napětí.

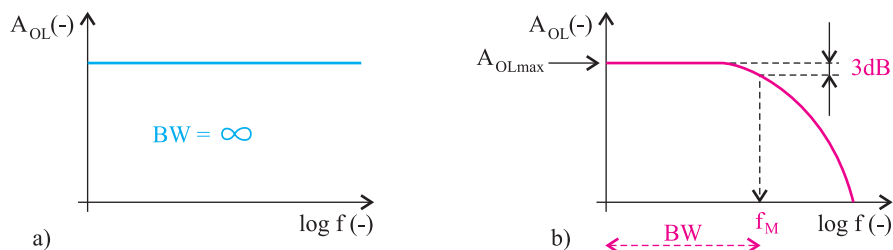
Za zvážení také stojí, zda je vůbec v dané aplikaci potřebné zesilovat ss složku vstupního napětí. Často tomu tak není a tehdy lze vstupní napětí navázat na zesilovač přes kapacitor, který ss složku nepropustí. Příklad zapojení je pro neinvertující zesilovač uveden na obr. 8.22. Rezistory R_2 a R_1 nastavují hodnotu zesílení podle vzorce (8.6) (jejich hodnoty nesmí způsobit výskyt výstupu OZ v saturaci). Rezistor $R_{vst} = 100k$ zajišťuje průtok velmi malého ss proudu do báze tranzistoru vstupního rozdílového zesilovače. Kapacitor $C_{vst} = 1 \mu F$ blokuje ss složku vstupního napětí a spolu s rezistorem $100k$ nastavuje dolní mezní kmitočet zesilovače na hodnotu

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{vst} \cdot C_{vst}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^5 \cdot 10^{-6}} = 1,6 \text{ [Hz]} \quad (8.19)$$

8.7.3 Kmitočtová kompenzace OZ

V případě ideálního OZ jsme uvažovali nekonečně velikou šířku frekvenčního pásma ($BW = \infty$). V takovém případě bylo napětové zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL} nekonečně pro libovolnou frekvenci vstupního napětí. U reálného OZ však nabývá A_{OL} konečné hodnoty. Frekvenční charakteristika napětového zesílení hypotetického případu OZ s $A_{OL} = \text{konst.}$ a $BW = \infty$ je nakreslena na obr. 8.23a). Bohužel i tento případ neodpovídá skutečnosti, která je znázorněna na obr. 8.23b). Vidíme, že u reálného OZ nabývá A_{OL} své maximální (v katalogu uváděné) hodnoty pro ss vstupní napětí, protože se jedná o ss vázaný zesilovač. Od určité frekvence vstupního napětí pak A_{OL} plynule klesá. V praxi tuto skutečnost

charakterizuje mezní kmitočet f_M . Na mezním kmitočtu je modul napětového přenosu $|A_{OL}|$ proti své maximální hodnotě A_{OLmax} nižší o 3 dB, resp. nabývá hodnoty $A_{OLmax}/\sqrt{2}$, což činí přibližně 71%. Šířka frekvenčního pásma BW je definována jako frekvenční rozsah, ve kterém přenos zesilovače neklesne pod hodnotu A_{OLmax} o více než 3 dB. Někdy bývá označována jako třidecibelová šířka pásma.

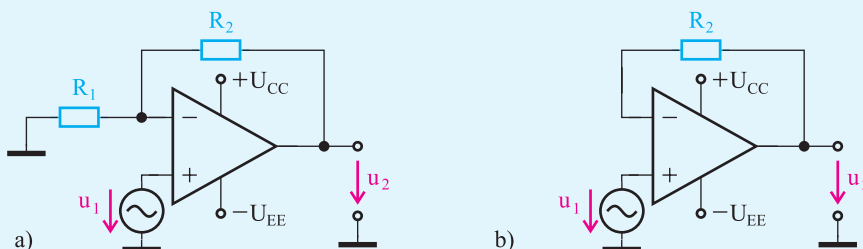


Obr. 8.23 Frekvenční charakteristika napětového zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby pro OZ s $A_{OL} = konst.$ a $BW = \infty$ (a) a reálného OZ (b).

Příklad 8.7

Jaké je napětové zesílení v jednotkách dB neinvertujícího zesilovače s OZ z obrázku pro případy

a) $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, b) $R_1 = \infty$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.



Řešení

Napětové zesílení dostaneme ze vzorce (8.6)

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Vychází nám $A_u = 11$ pro případ a) a $A_u = 1$ pro případ b). Pro převod na dB použijeme definiční vztah

$$A_u = 20 \cdot \log|A_u| = 20 \cdot \log\left|\frac{u_2}{u_1}\right| \quad [\text{dB}; -, \text{V}, \text{V}].$$

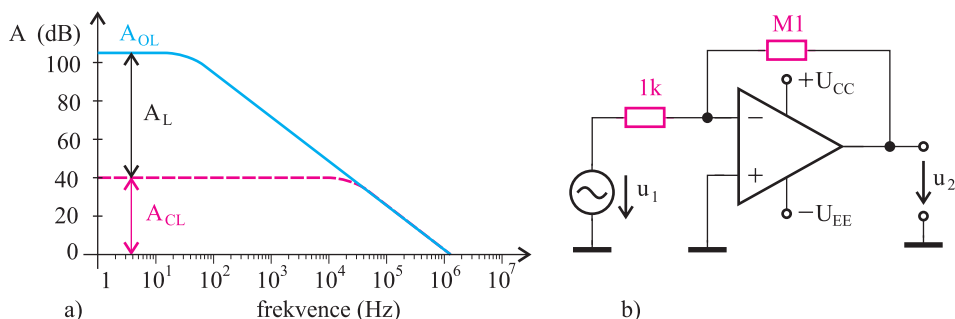
Odtud platí $A_u = 20 \cdot \log(11) = 20.82 \text{ dB}$ pro případ a) a $A_u = 20 \cdot \log(1) = 0 \text{ dB}$ pro případ b).

Poznámky

1. Zvolením jednotky dB jsme pro A_u zvolili logaritmickou stupnici. Protože hodnota A_u prochází v závislosti na frekvenci několika řády, použití lineární stupnice by vedlo ke ztrátě důležitých detailů. U logaritmické stupnice to nehrozí, protože ta pokrývá každý řád sledované veličiny stejnou délkou stupnice. Ze stejných důvodů jsme použili logaritmické měřítko i na ose x .

2. Jednotka „decibel“ byla původně vytvořena z jednotky „bel“ zavedené pro měření výkonu zvukových vln. Byla pojmenována na počest vynálezce Alexandra Grahama Bella. Bel vyjadřuje logaritmus poměru výkonu dvou zvukových vln ($= 10 \cdot \log [P_2/P_1]$). A protože v ustáleném stavu bývá elektrický výkon úměrný druhé mocnině napětí ($=$ dvojnásobku logaritmu napětí), byla pro napětí analogicky zavedena definice $A_u = 20 \cdot \log [u_2/u_1]$.

3. Budeme si pamatovat, že 0 dB odpovídá zesílení 1 (sledovač napětí), 20 dB zesílení 10, 40 dB zesílení 100, 60 dB zesílení 1000 atd.



Obr. 8.24 Zavedením záporné zpětné vazby (rezistorem $M1$) se sníží zesílení zesilovače u_2/u_1 a zvětší šířka frekvenčního pásma.

Plná čára na obr. 8.24a) ukazuje frekvenční charakteristiku napětěového zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby (A_{OL}) pro OZ 741. V oblasti nízkých frekvencí odečteme katalogový údaj $A_{OL} = 2 \cdot 10^5$ (106 dB). Čárkovaná čára ukazuje frekvenční charakteristiku napětěového zesílení tohoto zesilovače s uzavřenou smyčkou záporné zpětné vazby A_{CL} (Closed Loop). Jedná se vlastně o zapojení zesilovače z příkladu 8.1 se zesílením 40 dB (100x). Z frekvenčních charakteristik na obr. 8.24a) vyplývají dvě velmi důležité skutečnosti.

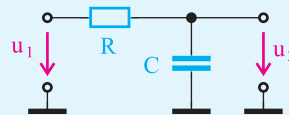
- 1. Záporná zpětná vazba odebrala zesilovači zesílení $A_L = A_{OL} - A_{CL}$.** Zesílení A_L (Loop Gain) je tedy „uzavřeno“ ve smyčce zpětné vazby. Například pro $f = 10$ Hz je ve smyčce zpětné vazby $A_L = A_{OL} - A_{CL} = 106 - 40 = 66$ dB. Čím nižší je A_{CL} , tím větší část z A_{OL} uzavíráme do smyčky zpětné vazby. V případě sledovače napětí ($A_{CL} = 0$ dB) bude ve smyčce zpětné vazby $A_L = A_{OL} = 106$ dB, tedy celé napětěové zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL} .
- 2. Z obr. 8.24a) vidíme, že mezní kmitočet f_M se zvýšil o několik řádů.** Zavedením záporné zpětné vazby tedy došlo k podstatnému zvětšení šířky frekvenčního pásma zesilovače za cenu sníženého zesílení. Tímto způsobem se v praxi odstraňuje malá šířka pásma OZ.

Pro práci s frekvenčními charakteristikami je dobré vědět, čím je způsoben pokles napětěového zesílení OZ na vyšších frekvencích (obr. 8.23b a 8.24a) a jaké jsou jeho důsledky. Z obr. 8.2b) je patrné, že OZ je tvořen kaskádou zesilovacích stupňů s tranzistory. Každý stupeň má poměrně velký výstupní odpor, který tvoří s paralelní kombinací vstupní a zpětnovazební

(Millerovy) kapacity následujícího tranzistoru integrační RC článek. Výsledkem je pokles přenosu napětí s rostoucí frekvencí a vznik horního mezního kmitočtu ukázaného na obr. 5.21. Cesta signálu vede v OZ přes několik takových RC článků a jejich účinek se počítá. Výsledkem je klesající napěťové zesílení s rostoucí frekvencí. S rostoucí frekvencí významně narůstá také fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětím OZ.

Příklad 8.8

Určete mezní kmitočet integračního RC článku, je-li $R = 1 \text{ k}\Omega$ a $C = 1 \text{ nF}$. Nakreslete frekvenční charakteristiku napěťového zesílení a fáze (Bodeho diagramy).



Řešení

Na RC článek na obrázku přivádíme sinusové napětí u_1 , jehož frekvenci měníme (amplituda a fáze jsou konstantní) a odečítáme přitom výstupní napětí u_2 . Obvod se chová jako napěťový dělič tvořený impedancemi $Z_1 = R$ a $Z_2 = 1/\omega C$, kde $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$. Jeho přenosová funkce je

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{1}{1 + j\omega^2\tau^2} - j \cdot \frac{\omega\tau}{1 + j\omega^2\tau^2},$$

kde časová konstanta obvodu je $\tau = 1/\omega_M = C \cdot R$. Protože impedance kapacitoru C závisí na frekvenci, bude se pro konstantní amplitudu vstupního napětí amplituda výstupního napětí měnit s kmitočtem. Pro ss napětí představuje kapacitor nekonečnou impedanci $Z_2 = \infty$ a přenos napětí ze vstupu na výstup pro $f = 0$ bude $u_2/u_1 = Z_2/(Z_1 + Z_2) = 1/(Z_1/Z_2 + 1) = 1$. S rostoucí frekvencí impedance kapacitoru klesá a s ním klesá i přenos napětí u_2/u_1 . Na mezní frekvenci f_M poklesne přenos napětí o 3 dB. Tato situace nastává pro $R = Z_2$, resp. $R = 1/\omega C$. To je totéž, jako když napíšeme $\omega \cdot C \cdot R = \omega \cdot \tau = 1$. Dosadíme-li $\omega \cdot C \cdot R = 1$ do frekvenční závislosti přenosu napětí (tzv. útlumové charakteristiky, někdy též modulové charakteristiky), dostaneme skutečně pokles o 3 dB:

$$A_{udB} = 20 \log \frac{u_2}{u_1} = 20 \log \sqrt{(\operatorname{Re} A_u)^2 + (\operatorname{Im} A_u)^2} = 20 \log \sqrt{\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{-1}{2}\right)^2} = 20 \log \frac{\sqrt{2}}{2} = -3 \text{ dB}.$$

Pro $f = \infty$ bude $Z_2 = 0$ a odtud $u_2 = 0$.

Pro $f \rightarrow 0$ se výstupní napětí na kapacitoru zpožďuje za vstupním napětím o 90° . Fázový posuv ϕ (fáze) výstupního napětí oproti vstupnímu je tedy -90° . S rostoucí frekvencí se fáze ϕ mění, a to o 0 až 90° z hodnoty -90° pro $f \rightarrow 0$ na hodnotu $\phi = 0^\circ$ pro $f \rightarrow \infty$. Frekvenční závislost fázového posuvu (fázovou charakteristiku) dostaneme z definice

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{\operatorname{Im} A_u}{\operatorname{Re} A_u} = -\omega \cdot \tau = -\omega \cdot C \cdot R = -\frac{\omega}{\omega_M} = -\frac{f}{f_M}.$$

Rovnice pro fázovou charakteristiku je potom

$$\phi = -\operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_M} = -\operatorname{arctg} \frac{f}{f_M}.$$

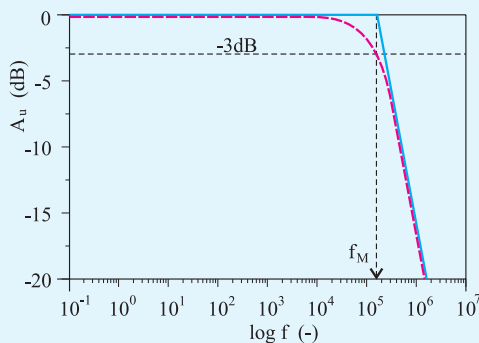
Na mezním kmitočtu $f = f_M$ dochází ke změně fáze o $\phi = -45^\circ$, protože $\phi = -\arctg(f / f_M) = -\arctg(1) = -45^\circ$.

Maximální změna fáze $\phi = -90^\circ$ nastává pro $f \rightarrow \infty$.

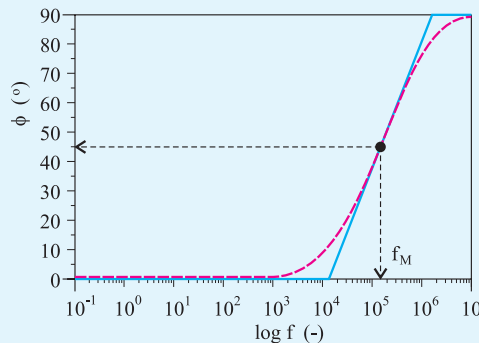
Pro $f = 10f_M$ je změna fáze této hodnotě hodně blízká ($\approx -85^\circ$).

Pro $R = 1 \text{ k}\Omega$ a $C = 1 \text{ nF}$ je $f_M = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C) = 1/(2 \cdot \pi \cdot 10^{-6}) \approx 159\,235 \text{ Hz}$.

Příslušné charakteristiky byly nakresleny dosazením $\tau = 1 \text{ }\mu\text{s}$ do vzorců pro útlumové a fázové charakteristiky uvedené výše. Tohoto principu pro znázornění frekvenční závislosti přenosu napětí $A_u = f(f)$ a fáze $\phi = f(f)$ poprvé použil Hendryk W. Bode, a proto se tyto grafy nazývají Bodeho diagramy (*Bode plot*).



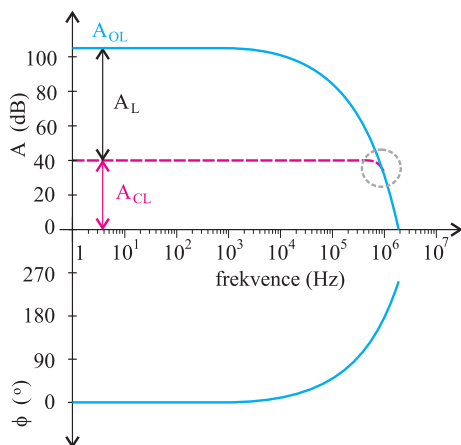
Amplitudová (útlumová) charakteristika integračního RC článku.



Fázová charakteristika integračního RC článku. Změna fáze je uvedena v absolutní hodnotě.

Poznámka

V praxi bývá zvykem aproximovat frekvenční charakteristiku A_u asymptotami, které se protínají v bodě $f = f_M$. Tomuto bodu se říká zlomový kmitočet. Budeme si pamatovat, že od zlomového kmitočtu klesá frekvenční charakteristika A_u 20 dB na jednu dekádu kmitočtu (-20 dB/dek.). Na zlomovém kmitočtu je změna fázového posuvu 45° , která s rostoucí frekvencí narůstá, ne však na více než 90° .



Obr. 8.25 Bodeho diagramy OZ.

Na rozdíl od RC článku z příkladu 8.8 lze u OZ (tvořeného kaskádou RC článků) nalézt oblast kmitočtů, kde fázový posuv vstupního a výstupního napětí dosahuje mnohem větší hodnoty než 90° (obr. 8.25). Pokud se na dané frekvenci přiblíží 180° a zpětná vazba má na této frekvenci zesílení $A_L > 0 \text{ dB}$, dojde k frekvenční nestabilitě, resp. rozkmitání zesilovače. Je to proto, že záporná zpětná vazba sama o sobě teoreticky znamená fázový posuv 180° . Pokud se k ní na dané frekvenci přičte ještě fázový posuv samotného OZ (tj. OZ s otevřenou smyčkou zpětné vazby) blízký 180° , změní se na této frekvenci záporná zpětná vazba na kladnou a zesilovač se na této frekvenci rozkmitá. Problém oscilací nehrozí na takových frekvencích, na kterých již ve zpětné vazbě není žádné zesílení, $A_L \approx 0 \text{ dB}$.

Na obr. 8.25 to nastává od frekvence, na které se křivka A_{OL} dotkne křivky A_{CL} (v kroužku). Na této a vyšších frekvencích již zpětná vazba „nemá žádné zesílení“ a sebevětší fázový posuv oscilace nepůsobí. Z hlediska nestability je tedy nejhorším případem sledovač napětí ($A_{CL} = 0$ dB, $A_L = A_{OL}$), u něhož nastává pokles A_L pod 0 dB na nejvyšší možné frekvenci a tudíž při největším možném fázovém posuvu.

Protože frekvenční nestabilita znemožňuje činnost zesilovače, musíme jí zabránit. Pro posouzení se obvykle definuje kritérium stability, které říká:

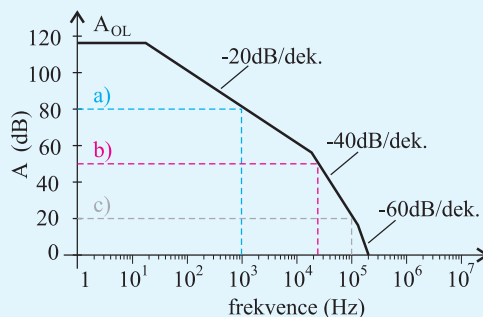
Fázový posuv OZ s otevřenou smyčkou zpětné vazby musí být menší než 180° až do frekvence, na níž zesílení uzavřené do zpětné vazby A_L poklesne na jednotku ($A_L = 0$ dB).

Obvykle se požaduje rezerva 45° , aby zesilovač při impulsním buzení nezakmitával. Tato rezerva také pokrývá výrobní rozptyl hodnot součástek, který by při návrhu na mezi stability mohl způsobit frekvenční nestabilitu.

Příklad 8.9

Určete fázovou jistotu (*Phase Margin*) zapojení s operačním zesilovačem se zápornou zpětnou vazbou pro frekvenční závislosti napěťového zesílení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby na obrázku pro frekvence

a) 1 kHz, b) 25 kHz, c) 100 kHz.



Řešení

Frekvenční charakteristiku napěťového zesílení operačního zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby pro praktické případy běžně nahrazujeme po úsecích lomenou čarou se sklonem -20 , -40 , -60 dB/dekádu atd. analogicky k integračnímu RC článku. Pro náš případ frekvenční charakteristiky s otevřenou smyčkou zpětné vazby se třemi zlomovými frekvencemi bude celkový fázový posuv výstupního a vstupního napětí dán součtem dílčích fázových posuvů

$$\phi_C = -\arctg \frac{f}{f_{c1}} - \arctg \frac{f}{f_{c2}} - \arctg \frac{f}{f_{c3}},$$

kde f je zlomová frekvence s uzavřenou smyčkou zpětné vazby (místo dotyku frekvenční závislosti pro A_{OL} a A_{CL}) a f_{c1} až f_{c3} jsou zlomové frekvence s otevřenou smyčkou zpětné vazby. Z grafu odečteme $f_{c1} \approx 20$ Hz, $f_{c2} \approx 15$ kHz a $f_{c3} \approx 150$ kHz. Fázová jistota se udává jako

$$\phi_{PM} = 180^\circ - |\phi_C|.$$

Je-li $\phi_{PM} > 0$, bude zesilovač stabilní nezávisle na zesílení uzavřeném do zpětné vazby (A_L). Je-li $\phi_{PM} < 0$ a $A_L > 0$ dB, pak bude zesilovač nestabilní.

Případ a)

$A_{CL} = 80$ dB, $f_c = 1$ kHz.

$$\phi_C = -\arctg(1 \cdot 10^3/20) - \arctg(1 \cdot 10^3/1,5 \cdot 10^4) - \arctg(1 \cdot 10^3/1,5 \cdot 10^5) = -88,9 - 3,8 - 0,4 = -93,1^\circ.$$

$$\phi_{PM} = 180^\circ - 93,1^\circ = 86,9^\circ.$$

$\phi_{PM} > 0$. Zesilovač je pro danou hodnotu A_{CL} stabilní. Budeme si pamatovat, že:
Zesilovač, pro který frekvenční závislost A_{CL} protne frekvenční závislost A_{OL} v oblasti se sklonem -20 dB/dekádu, je stabilní.

Případ b)

$A_{CL} = 50$ dB, $f_C = 25$ kHz.

$$\phi_C = -\arctg(2,5 \cdot 10^4/20) - \arctg(2,5 \cdot 10^4/1,5 \cdot 10^4) - \arctg(2,5 \cdot 10^4/1,5 \cdot 10^5) = \\ = -90 - 59 - 9,5 = -158,5^\circ.$$

$$\phi_{PM} = 180^\circ - 158,5^\circ = 21,5^\circ.$$

$\phi_{PM} > 0$. Zesilovač je pro danou hodnotu A_{CL} stabilní, ale fázová jistota je menší než 45° .
Zesilovač může při impulsním buzení zakmitávat.

Případ c)

$A_{CL} = 20$ dB, $f_C = 100$ kHz.

$$\phi_C = -\arctg(1 \cdot 10^5/20) - \arctg(1 \cdot 10^5/1,5 \cdot 10^4) - \arctg(1 \cdot 10^5/1,5 \cdot 10^5) = \\ = -90 - 81,5 - 33,7 = -205,2^\circ.$$

$$\phi_{PM} = 180^\circ - 205,2^\circ = -25,2^\circ.$$

$\phi_{PM} < 0$ a $A_{CL} > 0$ dB. Zesilovač je nestabilní. Budeme si pamatovat, že:

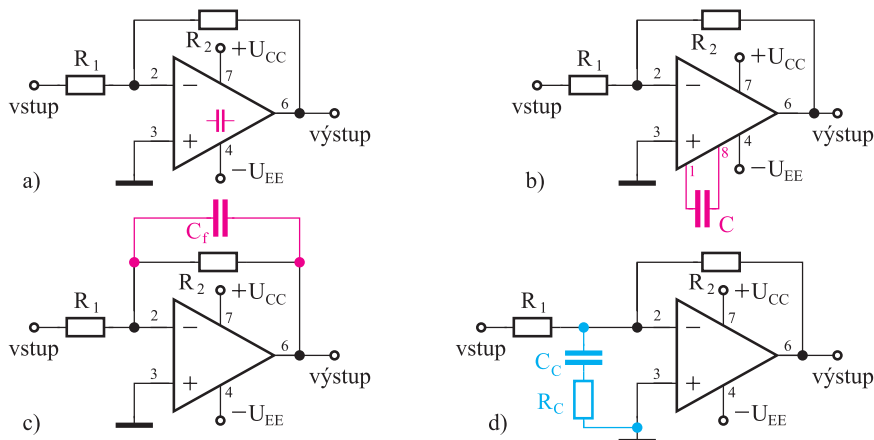
Pokud leží kmitočet f_C na křivce se sklonem -40 dB/dekádu, je zesilovač podmíněně stabilní.

Na úseku se sklonem -40 dB/dek. lze totiž nalézt oblast nižších frekvencí, kde je zesilovač stabilní (b) a oblast vyšších frekvencí, kde je nestabilní (c). Proto v aplikaci zesilovače s OZ musíme vždy zajistit, aby měl OZ s otevřenou smyčkou zpětné vazby jeden dominantní zlomový kmitočet f_C a dále jen sklon -20 dB/dek., a to až do poklesu A_L na 0 dB. Toho lze dosáhnout zapojením kompenzačních součástek, které závislost $A_{OL} = f(f)$ náležitým způsobem pozmění.

Z příkladu 8.9 vyplývá, že stabilitu zesilovače s OZ lze zajistit úpravou frekvenční závislosti A_{OL} , tzv. **kmitočtovou kompenzací**. Toho lze dosáhnout několika způsoby:

- V případě **vnitřní kompenzace** OZ (obr. 8.26a) se jedná o kompenzaci frekvenční závislosti A_{OL} a fáze součástkami umístěnými uvnitř OZ (na čipu). Typickým příkladem je zapojení kapacitoru $C = 30$ pF uvnitř OZ 741 (obr. 8.2b), jehož výsledkem je frekvenční závislost A_{OL} na obr. 8.24a). Ta má až do poklesu A_{OL} na 0 dB sklon nejvýše -20 dB/dek. OZ je tedy vykompenzován pro všechny případy zesílení A_{CL} , tedy i pro nejhorší případ sledovače. Důsledkem je ale posunutí zlomového kmitočtu na $f \approx 50$ Hz a tím i podstatné omezení šířky pásma BW (rychlosti OZ).
- U zesilovače z obr. 8.26 se zesílením A_{CL} nad 0 dB tedy zbytečně ztrácíme – zlomový kmitočet pro zajištění stability by mohl být větší. Proto existují OZ s **vnější kompenzací**, u kterých zapojujeme kompenzační součástky vně integrovaného obvodu (obr. 8.26b). Typickým příkladem je OZ 748, který má shodné zapojení jako typ 741, ale pro kompenzační kapacitor jsou k dispozici zvláštní vývody. Na ně lze připojit kapacitor s hodnotou doporučenou výrobcem pro dané zesílení A_{CL} (obvykle v krocích po 20 dB). Kompenzačním prvkem nemusí být jen kapacitor, ale např. RC článek apod. Dbáme proto vždy doporučení výrobce OZ.
- Některé OZ jsou vyrobeny jako **nedokompenzované**. To znamená, že mají kmitočtovou kompenzaci, která zajistí stabilitu jen pro hodnoty A_{CL} větší než 5 (≈ 14 dB) a pro sledovač je nelze použít (typ 357). Důvodem je snaha o dosažení větší šířky pásma a rychlosti přeběhu výstupního napětí. Tyto skutečnosti vždy udává katalog výrobce.

- Některé OZ nemají ani vnitřní kompenzaci ani vývody pro vnější kompenzaci. Pak lze provést **kompenzaci frekvenční charakteristiky zpětné vazby** (kapacitorem v řádu jednotek pF paralelně k R_2 v obr. 8.6 nebo k R_f v obr. 8.10) nebo **kompenzaci frekvenční charakteristiky vstupní impedance** (obr. 8.26d). Posledně jmenovaný způsob je poměrně náročný, a proto v praxi upřednostňujeme případy a) až c).



Obr. 8.26 Zapojení zesilovače s OZ s vnitřní kompenzací (a), s vnější kompenzací (b), s kompenzací frekvenční charakteristiky zpětné vazby (c) a s kompenzací frekvenční charakteristiky vstupní impedance (d).

Příklad 8.10

Určete mezní kmitočty zesilovače s operačním zesilovačem 741, jehož zesílení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby je $A_{CL} = 20$ dB a $A_{CL} = 0$ dB. Zlomový kmitočt je $f_c = 50$ Hz a operační zesilovač na něm má zesílení 106 dB.

Řešení

OZ 741 má vnitřní kmitočtovou kompenzaci frekvenční charakteristiky (obr. 8.24a), a proto nad zlomovým kmitočtem $f_c = 50$ Hz klesá A_{OL} o 20 dB na každý desetinásobek frekvence. To jinými slovy znamená, že zesílení klesne 10x při nárůstu frekvence na desetinásobek. To také znamená, že součin zesílení A_{CL} a šířky pásma BW je konstantní. V našem případě je hodnota GBW (**G**ain **B**andwidth **P**roduct)

$$GBW = A_{CL} \cdot BW = 2 \cdot 10^5 \cdot 50 = 10^7 \text{ Hz} = 10 \text{ MHz}.$$

Pro případ $A_{CL} = 20$ dB dostaneme

$$f = \frac{GBW}{A_{CL}} = \frac{10^7}{10} = 10^6 \text{ Hz} = 1 \text{ MHz}.$$

Pro případ sledovače napětí $A_{CL} = 0$ dB dostaneme

$$f = \frac{GBW}{A_{CL}} = \frac{10^7}{1} = 10^7 \text{ Hz} = 10 \text{ MHz}.$$

Mezní kmitočet f_M , GBW a frekvenční charakteristiky zesílení a fáze charakterizují frekvenční omezení OZ pro **malý signál**. Pro případ **velkého signálu** na výstupu OZ nás zajímá maximální rychlost, se kterou se může měnit výstupní napětí. Z důvodu omezené šířky pásma není totiž OZ schopen na každé frekvenci vybudit výstup na požadovanou hodnotu napětí. Pro tento účel je zaveden parametr **rychlost přeběhu** SR (*Slew Rate*). Rychlost přeběhu SR ($V/\mu s$) je maximální změna výstupního napětí OZ v čase. Například pro OZ 741 je $SR = 0,5 V/\mu s$. Výstupní napětí se tedy nemůže měnit rychleji než $\pm 0,5 V$ za $1 \mu s$. OZ pro běžné použití dosahují hodnot $0,5$ až $5 V/\mu s$, širokopásmové OZ pak desítky až stovky $V/\mu s$ a například video zesilovače až tisíce $V/\mu s$.

Příklad 8.11

OZ TL082 má rychlost přeběhu $SR = 10 V/\mu s$. Jaká je maximální frekvence výstupního sinusového napětí zesilovače s tímto OZ, požadujeme-li vybudení na hodnotu $5V$? Jaká je maximální hodnota nezkráceného sinusového napětí pro frekvenci $f = 1 MHz$?

Řešení

Časová změna výstupního sinusového napětí $u(t) = U_M \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ je dána derivací podle času:

$$\frac{du}{dt} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_M \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) .$$

Rychlost přeběhu SR , tedy největší rychlost změny tohoto napětí, nastane v časových okamžicích

$$t = 0 + k \cdot \pi ,$$

kdy je $|\cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)| = 1$ a k je libovolné přirozené číslo.

Pro sinusové napětí je tedy $SR = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_M$.

Známe-li hodnotu SR , můžeme nejvyšší kmitočet, při kterém OZ vybudíme na hodnotu U_M bez zkreslení (napětí bude ještě sinusové), spočítat ze vzorce

$$f_{MAX} = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot U_M} .$$

V našem případě je

$$f_{MAX} = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot U_M} = \frac{10 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 5} = 318\,310 \text{ Hz} \approx 318 \text{ kHz} .$$

Maximální hodnota nezkráceného sinusového napětí pro frekvenci $f = 1 MHz$ bude

$$U_M = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{10 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6} = 1,59 \text{ V} .$$

Poznámka

Hodnota maximální vybuditelnosti výstupu závisí pro daný OZ na hodnotách součástek pro kmitočtovou kompenzaci. Čím bude mít např. kapacitor C na obr. 8.26b větší hodnotu, tím bude vybuditelnost menší.

Příloha – princip simulace polovodičových součástek

Rozložení potenciálu, koncentrace elektronů, děr a dalších odvozených veličin uvedených pro jednotlivé součástky byly v této knize získány počítačovou simulací, pro jejíž označení se vžil termín *device simulation* (součástková simulace v doslovném překladu) [12, 13]. Princip spočívá v současném řešení základních polovodičových rovnic plně popisujících činnost polovodičových součástek. První je **Poissonova rovnice**

$$\operatorname{div} \operatorname{grad} \Phi = \frac{e}{\epsilon} \cdot (n - p - N_D + N_A) \quad , \quad (\text{P1})$$

kteřá která dává do vzájemného vztahu hustotu prostorového náboje a jemu odpovídající elektrický potenciál Φ . Hustota náboje je přitom dána koncentrací volných nosičů náboje (n , p) a příměsí (N_D , N_A) v závorce na pravé straně. Druhou a třetí rovnicí jsou **rovnice kontinuity** pro elektrony a díry,

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{e} \operatorname{div} J_n + g - r \quad , \quad (\text{P2})$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{e} \operatorname{div} J_p + g - r \quad , \quad (\text{P3})$$

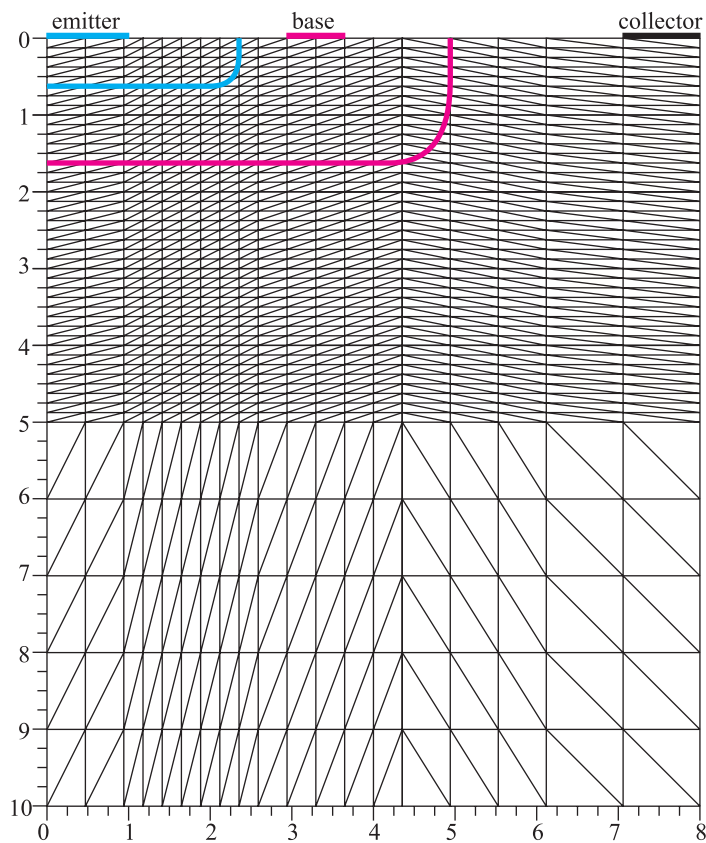
kteřé odráží skutečnost, že zdroje a spotřebiče proudu jsou plně kompenzovány časovou změnou pohyblivého náboje. Za proudovou hustotu elektronů J_n a děr J_p obvykle dosazujeme takzvané drift-difúzní přiblížení (rovnice 1.11)

$$J_n = e \cdot n \cdot \mu_n \cdot E + e \cdot D_n \cdot \operatorname{grad} n \quad , \quad (\text{P4})$$

$$J_p = e \cdot p \cdot \mu_p \cdot E - e \cdot D_p \cdot \operatorname{grad} p \quad , \quad (\text{P5})$$

kteřé vychází z předpokladu, že energie nosičů náboje je blízka rovnovážnému stavu.

Rovnice (P1) až (P3) tvoří systém tří vzájemně vázaných nelineárních diferenciálních rovnic s neznámými Φ , n a p , které nelze řešit analyticky. Proto se tyto rovnice převádějí takzvanou diskretizací na nelineární algebraické rovnice. Ty se řeší numericky iterativním postupem, ve kterém jsou postupně zpřesňovány původní odhady řešení, až je hodnota dvou po sobě následujících oprav nižší než předem zvolená přesnost. Diskretizace znamená vytvoření sítě pokrývající simulovanou součástku pouze v diskretních bodech. *Obr. P.1* ukazuje příklad pro bipolární tranzistor z kapitoly 5.1. Výsledkem numerického řešení jsou pak hodnoty Φ , n a p v jednotlivých uzlech sítě, z nichž lze odvodit další veličiny, jako je intenzita elektrického pole, proudové hustoty a podobně. Ve zvolených místech sítě jsou pomocí dalších vztahů definovány okrajové podmínky pro jednotlivé rovnice, jako je například ohmický nebo Schottkyho kontakt. Geometrii sítě i okrajové podmínky lze volit podle toho, jakou strukturu chceme simulovat. Omezení jsme prakticky jen maximálním počtem bodů sítě (typicky 10000) a rychlostí počítače.



Obr. P.1 Dvourozměrná síť pro simulaci bipolárního tranzistoru po diskretizaci metodou konečných prvků. Prvky jsou tvořeny trojúhelníky. Rozměry jsou v μm .

Literatura

- [1] Beiser, A.: Úvod do moderní fyziky. Academia, Praha 1978.
- [2] Kittel, Ch.: Úvod do fyziky pevných látek. Academia, Praha 1985.
- [3] Neamen, D. A.: Semiconductor Physics and Devices. Richard D. Irwin Inc., Homewood 1992.
- [4] Frank, H.: Fyzika a technika polovodičů. SNTL, Praha 1990.
- [5] Cohen, S. S.: VLSI Electronics – Microstructure Science. Vol.13, Metal-Semiconductor Contacts and Devices, Academic Press, Inc., Orlando 1986.
- [6] Nicollian, E. H. – Brews, J. R.: MOS (Metal Oxide Semiconductor) Physics and Technology. Wiley&Sons, New York 1982.
- [7] Laker, K. R. – Sansen, W. M. C.: Design of Analog Integrated Circuits and Systems. McGraw-Hill, New York 1994.
- [8] Gray, P. R. – Meyer, R. G.: Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. Wiley&Sons, New York 1983.
- [9] Stengl, J. P. – Tihanyi, J.: Výkonové tranzistory MOSFET. BEN – technická literatura, Praha 1992.
- [10] Bird, B. M. – King, K. G. – Pedder D. A. G.: An Introduction to Power Electronics. John Wiley&Sons, Chichester 1993.
- [11] Grant, D. A. – Gowar, J.: Power MOSFETs – Theory and applications. Wiley&Sons, New York 1989.
- [12] Vobecký, J. – Voves, J.: TCAD pro elektroniku. ČVUT, Praha 1995.
- [13] ATLAS User's Manual. Silvaco International, Santa Clara 1998.
- [14] Vedral, J. – Fischer, J.: Elektronické obvody pro měřicí techniku. Vydavatelství ČVUT, Praha 1999.
- [15] Kwok, K. Ng.: Complete Guide to Semiconductor Devices. McGraw-Hill, New York 1995.
- [16] Dailey, D. J.: Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits: Theory and Applications. McGraw-Hill, New York 1989.
- [17] Wait, J. V. – Huelsman, L. P. – Korn, G. A.: Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications. McGraw-Hill, New York 1992.

Seznam použitých symbolů, značek a zkratk

A^* [$\text{A}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-2}$]	Richardsonova konstanta
A_{CL} [-]	zesílení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby (Closed Loop Gain)
A_L [-]	zesílení ve smyčce zpětné vazby (Loop Gain)
A_{OL} [-]	zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby (Open Loop Gain)
A_u [-]	napěťové zesílení
BW [Hz]	šířka frekvenčního pásma (Band Width)
c [$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$]	rychlost světla, $c = 3\cdot 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$
d [m]	tloušťka
C [F], C_{ox} [F/m^2]	kapacita, plošná kapacita oxidu
D_n, D_p [$\text{m}^2\cdot\text{s}^{-1}$]	difúzní koeficient elektronů, děr
e [C]	elementární náboj elektronu, $e = 1,602\cdot 10^{-19} \text{ C}$
E, E_x [V/m]	intenzita elektrického pole, ve směru x
E_{opt} [$\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$]	intenzita záření
f [Hz]	frekvence (kmitočet)
f_{FD}, f_{MB} [-]	Fermi-Diracova, Maxwell-Boltzmannova rozdělovací funkce
f_M [Hz]	mezí kmitočet
GBW [Hz]	součin zesílení a šířky pásma (Gain Bandwidth Product)
h [J.s]	Planckova konstanta, $h = 6,62\cdot 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$
$h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ [$\Omega, -, -, \text{S}$]	hybridní parametry
F [N]	síla
g [$\text{m}^{-3}\cdot\text{s}^{-1}$]	rychlost generace párů elektron–díra
i [A]	střídavý elektrický proud
I, I_0 [A]	proud, saturační (nasycený) proud
I_B, I_C, I_E [A]	proud báze, kolektoru, emitoru
I_{CEV}, I_{CBV} [A]	zbytkové proudy
I_F, I_{FAV} [A]	propustný proud, střední hodnota propustného proudu
I_{FSM} [A]	maximální hodnota nárazového propustného proudu
I_{IB} [A]	vstupní klidový proud (Input Bias Current)
I_{IO} [A]	vstupní proudová nesymetrie (Input Offset Current)
I_{RRM} [A]	maximální proud při závěrném zotavení
I_{sh}, I_{th} [A]	proud fotodiody nakrátko, prahový proud laseru
I_Z [A]	Zenerův proud
J, J_{Dn}, J_{Dp} [$\text{A}\cdot\text{m}^{-2}$]	proudová hustota, difúzní proudová hustota elektronů, děr
J_σ [$\text{A}\cdot\text{m}^{-2}$]	vodivostní proudová hustota
J_0 [$\text{A}\cdot\text{m}^{-2}$]	saturační (nasycená) proudová hustota
k [$\text{J}\cdot\text{K}^{-1}$]	Boltzmannova konstanta, $k = 1,38\cdot 10^{-23} \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}$
K	empirická konstanta
l [m]	délka
L [H]	indukčnost
L [m]	délka kanálu
L_n, L_p [m]	difúzní délka elektronů, děr
m_0 [kg]	klidová hmotnost elektronu, $m_0 = 9,1\cdot 10^{-31} \text{ kg}$
n, n_p [m^{-3}]	koncentrace volných elektronů, v polovodiči P
n_i [m^{-3}]	intrinsická (vlastní) koncentrace

n_{N0}, n_{P0} [m^{-3}]	rovnovážná koncentrace elektronů v polovodiči N, P
n_0 [m^{-3}]	rovnovážná koncentrace elektronů
N_A, N_A^- [m^{-3}]	koncentrace akceptorů, ionizovaných akceptorů
N_D, N_D^+ [m^{-3}]	koncentrace donorů, ionizovaných donorů
p [%]	zvlnění napětí
p, p_a [m^{-3}]	koncentrace volných děr, v polovodiči N
p_{P0}, p_{N0} [m^{-3}]	rovnovážná koncentrace děr v polovodiči P, N
P, P_{opt} [W]	elektrický výkon, optický výkon
Q, Q_{rr} [C]	náboj, náboj závěrného zotavení
r [$\text{m}^{-3} \cdot \text{s}^{-1}$]	rychlost rekombinace párů elektron – díra
r [m]	poloha
r_d [Ω]	diferenciální odpor
R, R_p, R_S [Ω]	elektrický odpor, paralelní odpor, sériový odpor
S [m^2]	plocha
S_i, S_U [$\Omega, -$]	činitel proudové stabilizace, napětíové stabilizace Zenerovy diody
SR [V/ěs]	rychlost přeběhu (Slew Rate)
t [s]	čas
t_f, t_s, t_i [s]	doba poklesu, přesahu, týlu
t_{fr}, t_{rr}, t_q [s]	doba propustného, závěrného zotavení, doba vypnutí tyristoru
T [K]	absolutní teplota
U [V]	střídavé elektrické napětí
U, U_D, U_{ext} [V]	elektrické napětí, difúzní napětí, vnější napětí
U_{BR} [V]	průrazné napětí
U_{CC}, U_{EE} [V]	kladné, záporné napájecí napětí
U_F, U_R [V]	úbytek napětí v propustném směru, závěrném směru
U_{IO} [V]	vstupní napětíová nesymetrie (Input Offset Voltage)
U_{SS} [V]	stejnoseměrné napětí
U_{RRM}, U_{RSM} [V]	maximální závěrné opakovatelné, neopakovatelné napětí
U_T [V]	teplotní napětí, prahové napětí
U_Z [V]	Zenerovo napětí
v_n, v_p [$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$]	rychlost elektronu, díry
w [m]	šířka kanálu
W [J nebo eV]	energie
W_C [J nebo eV]	dno vodivostního pásu
W_{A^b}, W_{D^i} [J nebo eV]	ionizační energie akceptoru, donoru
W_A, W_D [J nebo eV]	energetická hladina akceptoru, donoru
W_k [J nebo eV]	kinetická energie
W_F [J nebo eV]	Fermiho energie (hladina)
W_T [J nebo eV]	tepelná energie
W_V [J nebo eV]	strop valenčního pásu
W_g [J nebo eV]	šířka zakázaného pásu
x, y [m]	poloha, souřadnice
$y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$ [S, S, S, S]	admitanční parametry
Z [\dot{U}]	impedance
β [-]	zesílení napětí zpětné vazby
$\epsilon, \epsilon_0, \epsilon_r$ [F/m, F/m, -]	permitivita, permitivita vakua $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m, relativní permitivita
ϕ [°]	fázový posuv
η [%]	účinnost

218 Elektronika – součástky a obvody, principy a příklady

φ [V]	elektrický potenciál
λ [m]	vlnová délka
μ_n, μ_p [$\text{m}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$]	pohyblivost elektronu, díry
ν [s^{-1}]	frekvence záření
ρ, ρ_n, ρ_p [$\Omega \cdot \text{m}$]	měrný elektrický odpor, elektronový, děrový
$\sigma, \sigma_n, \sigma_p$ [$\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$]	měrná elektrická vodivost, elektronová, děrová
τ [s]	časová konstanta
τ_n [s]	střední hodnota doby mezi srážkami elektronu
ω [$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$]	úhlový kmitočet
AC	střídavý proud (Alternating Current)
BiCMOS	technologie IO kombinující technologii STTL a CMOS (Bipolar CMOS)
CMOS	technologie IO na bázi tranzistorů MOSFET s kanálem N a P (Complementary MOS)
DC	stejnoseměrný proud (Direct Current)
Diac	Diode AC Switch
DMOS	výkonový MOSFET s dvojitou difúzí (Double Diffused MOS)
FET	polem řízený tranzistor (Field Effect Transistor)
GTO	vypínací tyristor (Gate Turn-Off)
HSS	horní spínač (High-Side Switch)
IGBT	bipolární tranzistor řízený elektrickým polem s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IO	integrováný obvod
JFET	polem řízený přechodový tranzistor (Junction FET)
MESFET	polem řízený tranzistor se Schottkyho diodou (Metal Semiconductor FET)
LSS	dolní spínač (Low-Side Switch)
MOSFET	polem řízený tranzistor s kovovým hradlem odizolovaným oxidovou vrstvou (Metal Oxide Semiconductor FET)
NAND	negovaný logický součin (číslicový integrováný obvod)
NLO	náhradní lineární obvod
NMOS	MOSFET s kanálem N (N-channel MOSFET)
OFF, ON	vypnutý, sepnutý stav spínače
OPN	oblast prostorového náboje
ÓZ	operační zesilovač
P	pracovní bod
PMOS	MOSFET s kanálem P (P-channel MOSFET)
RCD	ochrana proti přepětí tvořená rezistorem, kapacitorem a diodou
SB, SC, SE	zapojení se společnou bází, kolektorem, emitorem
SG, SD, SS	zapojení se společným hradlem, drainem, source
STTL	Schottky Transistor Transistor Logic (TTL obvody se Schottkyho diodami)
TKU_F	teplotní koeficient napětí v propustném směru
Triac	Triode AC Switch
TTL	Transistor Transistor Logic
V-A	volt-ampérová (většinou charakteristika)

Rejstřík

A

admitanční charakteristické rovnice y 44
akceptor 25
aktivní zátěž 146
ampér 28
analogový spínač 149

B

bariérová kapacita 82
báze 99
BiMOS 151
bipolární tranzistor 99
blokovací napětí 165
blokovací přechod 158
body effect 146

C

CMOS 147

Č

činitel napěťové stabilizace 97
činitel nasycení 119
činitel proudové stabilizace 97

D

děrová vodivost 20
diak 165
diferenciální odpor 37, 97
difúze 21
difúzní délka 70, 74
difúzní kapacita 81
difúzní koeficient 21
difúzní napětí 69
diodové zapojení MOSFETu 143
díry 20
DMOS 150
doba nárůstu 120
doba poklesu 120, 165
doba přesahu 120, 165
doba týlu 165
doba závěrného zotavení 79
dolní mezní kmitočet 117
dolní spínač 152
donor 23
Drain 124, 136
drift 19
driftová rychlost 19
dvojčinné zapojení 118
dvoupulsní usměrňovač 94

E

elektrická vodivost 17
elektrické napětí 28
elektrický proud 28
elektrický výkon 29
elektronová afinita 85

elektronová vodivost 20
elektrony 19
emitor 99
energetická bariéra 138
epitaxní růst 27
extrakce minoritních nosičů 73

F

Faradayův zákon 62
fázová jistota 208
fázový posuv 208
Fermi-Diracova rozdělovací funkce 15
Fermiho energie 15
Fermiho hladina 15, 70, 85
fotodioda 176
fotorezistor 175
fototranzistor 179
fotovodivostní režim 177
fotovoltaický režim 177

G

Gate 124, 135
generace 22
GTO 160, 164

H

h_{11} 40
 h_{12e} 115
 h_{21} 40
 h_{21E} 119
 h_{22} 40
 h_{22e} 115
H-můstek 153
Hopkinsonův zákon 64
horní mezní kmitočet 117
horní spínač 152
hradlo 135
hybridní charakteristické rovnice h 39

CH

charakteristická funkce 36

I

IGBT 153
indukovaný kanál 135, 141
induktivní zátěž 121
induktor 61
injekce děr 70
invertor 104
invertor CMOS 148
inverzní aktivní režim 107
inverzní vrstva 137
iontová implantace 27
iontová vazba 13
izolant 16

J

jednopsuní usměrňovač 92
JFET 123

K

kapacita 54
kapacitní zátěž 123
kapacitor 54
Kirchhoffovy zákony 29
klopný obvod astabilní 196
kolektor 99
komparátor 192
komparátor s hysterezi 194
kompenzace kmitočtová 203, 209
kompenzace kmitočtová vnější 209
kompenzace kmitočtová vnitřní 209
koncový stupeň 181
kov 17
kovalentní vazba 14
kovová vazba 13
křemík 11

L

LASER 169, 173
latch-up 152, 158, 166
lavinový jev 76
LED 169, 170
Lencovo pravidlo 62
linearizace 39, 97

M

Maxwell-Boltzmannova rozdělovací funkce 16
měrný elektrický odpor 49
měrný odpor 17
MESFET 123, 134
Millerova kapacita 117, 154
MOSFET 135, 150
mrtvá zóna 118
mřížková konstanta 11
můstkový usměrňovač 94

N

náhradní lineární obvod 115
náhradní lineární obvody 36
náhradní obvod 36
napěťové zesílení 104, 113, 131, 148
nárazová ionizace 76
nastavení pracovního bodu 130
nevlastní polovodič 22
nevodivý režim 101
NMOS 148
normální aktivní režim 103
Nortonův teorém 36
nucená komutace 160
nulová dioda 123

O

oblast prostorového náboje (OPN) 68, 124
 obohacování kanálu 141
 odběrová charakteristika invertoru CMOS 149
 odpor v sepnutém stavu RDSON 150
 odporový režim 125, 140
 ohmický kontakt 90
 Ohmův zákon 30, 49
 ochuzování kanálu 141
 operační zesilovač ideální 180
 operační zesilovač reálný 181, 199
 OPN 72
 optické vlákno 179
 optron 179

P

pár elektron-díra 14
 PMOS 148
 P-N přechod 68
 pohyblivost 19
 polovodič 17
 polovodič kompenzovaný 25
 polovodič typu N 23
 polovodič typu P 25
 pracovní bod bipolárního tranzistoru 104
 pracovní bod MOSFETu 144
 prahové napětí 100, 137
 propustné zotavení 80
 propustný směr 70
 proudová hustota 21
 proudové zesílení 103, 109, 115
 průrazné napětí 76
 přechod kov-polovodič 85
 přechodové zkreslení 118
 přenosová charakteristika invertoru CMOS 149
 přenosové hradlo 149
 převodní charakteristika invertoru CMOS 149
 převodní charakteristika JFETu 126
 převodník proud – napětí 190
 přídržný proud 159
 přirozená komutace 160

R

RCD ochrana 154
 rekombinace 22
 rezistor 49
 rychlost přeběhu 118, 211

Ř

řada jmenovitých hodnot 49
 řazení induktorů 66
 řazení kapacitorů 66
 řazení rezistorů 65

S

Sample-and-hold 189
 saturace 107, 125
 saturační (nasycená) proudová hustota 74
 saturační napětí 109
 SB 110
 SC 110
 SCR 156
 Shockleyho rovnice 74, 103
 Schottkyho dioda 88, 108, 134
 Schottkyho jev 88
 SD 130
 SE 110
 SG 130
 signálová dioda 83
 sledovač napětí 118
 Source 123, 135
 spínač 119
 SS 130
 stabilizátory napětí 95
 strmost 146
 střední volná dráha elektronu 19
 stykový průraz 102
 šířka frekvenčního pásma 203

T

tepelná rychlost 19
 teplotní koeficient propouštěného napětí 74
 teplotní součinitel odporu 51
 Theveninův teorém 34
 transimpedanční zapojení 191
 tranzistor NPN 100
 tranzistor PNP 100
 tranzistorový jev 103
 tranzistory 99
 triak 166
 tunelový jev 77
 tyristor 156

U

unipolární tranzistor 124
 usměrňovací dioda 82
 usměrňovač 91
 usměrňující kontakt 91
 uzavírací napětí 124

V

valenční elektrony 12, 13
 valenční pás 14
 varaktor 84
 varikap 84
 virtuální nula 186
 vlastní indukčnost 61
 vlastní polovodič 22
 vodivostní pás 14
 volt 28
 vratný proud 160

vstupní charakteristika 104
 vstupní klidový proud 199
 vstupní napěťová nesymetrie 201
 vstupní proudová nesymetrie 201
 vstupní odpor 115
 výkon 29
 výkonový MOSFET 151
 výkonový tranzistor 119
 vypínací tyristor 164
 vysokofrekvenční dioda 83
 vysokoteplotní difúze 27
 výstupní charakteristiky 103
 výstupní charakteristiky JFETu 126
 výstupní odpor 115
 výstupní práce 85

Y

y_{11} 44
 y_{12} 45
 y_{21} 45
 y_{21s} 131
 y_{22} 45

Z

zabudovaný kanál 135, 141
 zakázaný pás 12
 zapojení se společnou bází 110
 zapojení se společným emitorem 110
 zapojení se společným kolektorem 110
 zatěžovací přímka 104
 závěrný směr 72
 zbytkový proud 101
 zdroj napětí 32
 zdroj proudu 33
 Zenerova dioda 78, 95
 Zenerův jev 76, 77
 zesilovač diferenční 181
 zesilovač invertující 185
 zesilovač malého signálu 113, 130
 zesilovač mezilehlý 181
 zesilovač neinvertující 185, 188
 zesilovač rozdílový 181
 zesilovač ve třídě A 117, 128
 zesilovač ve třídě AB 118
 zesilovač ve třídě B 118
 zesilovač ve třídě D 153
 zpětná vazba 183
 zpětná vazba kladná 184, 194
 zpětná vazba záporná 184