

# Vážení zákazníci,

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

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

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

*redakce nakladatelství BEN – technická literatura*  
[redakce@ben.cz](mailto:redakce@ben.cz)



# Kapitola **2**

## **PARAMETRY OPERAČNÍHO ZESILOVAČE**

<b>2.1</b>	<b>Lineární parametry a lineární model</b>	<b>13</b>
<b>2.2</b>	<b>Nelineární parametry</b>	<b>29</b>
<b>2.3</b>	<b>Doba ustálení a doba zotavení</b>	<b>31</b>



## 2. Parametry operačního zesilovače

---

Ideální operační zesilovač je nedosažitelná abstrakce. K posouzení kvality skutečného operačního zesilovače slouží řada funkčních parametrů jako soubor dat, která lze zjistit měřením na svorkách [1]–[6].

Operační zesilovač, jako každý aktivní elektronický obvod, je obvod nelineární. Protože však prostředky analýzy nelineárních obvodů jsou omezené a pracné, je namísto otázka po přijatelné linearizaci. Její oprávněnost je podpořena tím, že parametry operačního zesilovače nevystupují v operační rovnici jako veličiny určující, nýbrž jako příčiny chyb, a že tedy jejich případná lineární aproximace zanáší jen nepřesnost druhého řádu, chybu v chybě.

Odpověď na položenou otázku je příznivá. Všechny funkční charakteristiky operačního zesilovače připouštějí linearizaci bez přílišného odklonu od skutečnosti. Odpovídající kvazilineární parametry jsou podkladem lineárního modelu operačního zesilovače. Ostatní parametry jsou podstatné nelinearity, které tvoří meze jeho lineární oblasti.

### 2.1 Lineární parametry a lineární model

Obr. 2.1 ukazuje úplný *lineární model* operačního zesilovače. Se zřetelem k pozdější analýze chyb operačního obvodu je vhodné rozdělit znázorněné lineární parametry na aditivní a multiplikatívni.

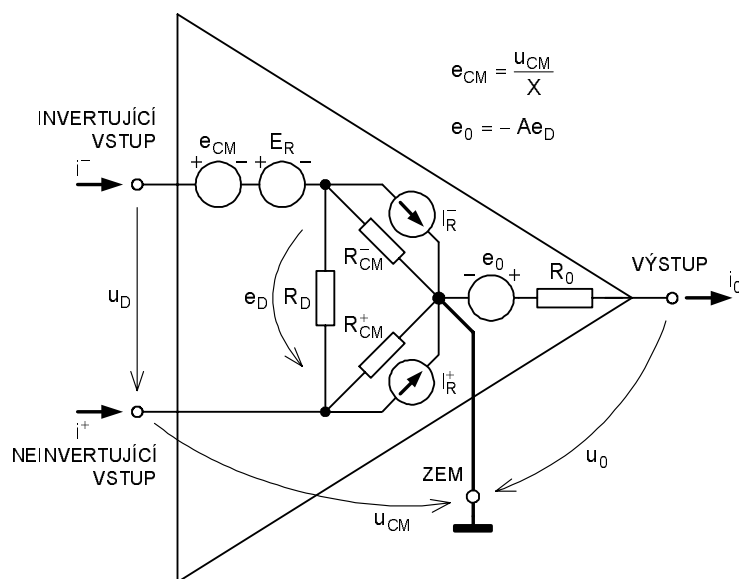
*Aditivní parametry* zahrnují náhradní rušivé zdroje náhodných fluktuací  $E_R$ ,  $I_R^+$ ,  $I_R^-$ , které způsobují aditivní chyby operačního obvodu nezávislé na jeho signálovém vybuzení. *Multiplikatívni parametry*, představované čtyřmi odpory  $R_D$ ,  $R_{CM}^-$ ,  $R_{CM}^+$ ,  $R_0$  a dvěma řídicími konstantami  $-A$ ,  $1/X$  závislých generátorů, vystihují pasivní a přenosové vlastnosti operačního zesilovače a způsobují multiplikatívni chyby operačního obvodu úměrné jeho signálovému vybuzení. Vnitřní, na svorkách nezměřitelný napěťový úbytek  $e_D$  na odporu  $R_D$  zastává v tomto modelu vazbu mezi vstupem a výstupem.

Při práci s proměnnými signály v časové nebo ve frekvenční oblasti se význam použitých symbolů vhodně rozšíří na impedance, operátorové přenosy apod.

S obvodovým modelem na obr. 2.1 je rovnocenný *matematický model*, představovaný soustavou tří rovnic

$$u_D = E_R + \frac{u_{CM}}{X} - \frac{u_0 + R_0 i_0}{A}, \quad (2.1a)$$

$$i^- = I_R^- + \frac{u_{CM}}{R_{CM}^-} - \frac{u_0 + R_0 i_0}{A(R_D \parallel R_{CM}^-)}, \quad (2.1b)$$



Obr. 2.1 Lineární model operačního zesilovače.

$$i^+ = I_R^+ + \frac{u_{CM}}{R_{CM}^+} + \frac{u_0 + R_0 i_0}{AR_D} \quad (2.1c)$$

$R_D \parallel R_{CM}^-$  značí paralelní kombinaci odporů  $R_D$  a  $R_{CM}^-$ .

Ekvivalence obou modelů je podložena Kirchhoffovými zákony psanými pro vstupní svorky operačního zesilovače při uvážení rovnosti  $e_D = -(u_0 + R_0 i_0)/A$ . Na vysvětlení to ukážeme pro vstupní proud  $i^-$ . Proud tekoucí do invertujícího vstupu má podle obr. 2.1 velikost

$$i^- = I_R^- + (u_{CM} + e_D)/R_{CM}^- + e_D/R_D = I_R^- + u_{CM}/R_{CM}^- + e_D/(R_D \parallel R_{CM}^-),$$

což souhlasí s rov. (2.1b).

Definice, které následují, předvádějí jednotlivé parametry lineárního modelu v termínech svorkových napětí a proudů a jejich změn. Každý parametr je znázorněn svým základním měřicím obvodem, který používá konceptu pomocného ideálního operačního zesilovače k imitování podmínek definice.

Znění některých definic se poněkud liší od formulací používaných výrobci operačních zesilovačů v katalogových listech. Katalogové údaje často představují spíše záruky řádného chování, které přísluší kombinovanému vlivu několika dílčích parametrů (např. zesílení při jmenovité zátěži), nebo vycházejí ze zavedených měřicích schémat, zatímco posláním této kapitoly je vytvo-

ření jednoduchého nástroje pro lineární a nelineární analýzu operačního obvodu v druhé části knihy. Zmíněné odchylky jsou nadto prakticky nepodstatné.

### 2.1.1 Vstupní rušivé zdroje

Reálné vlastnosti operačního zesilovače se nejvíce projevují superponovanou výstupní chybovou složkou, způsobenou šumovými vlastnostmi součástek zesilovače, jejich stárnutím a jejich citlivostí na vnější vlivy. Největší podíl toho šumu v širším smyslu slova přísluší vstupním obvodům. Pro kvantitativní posouzení je proto přirozená volba ekvivalentních vstupních rušivých zdrojů, virtuálně rovnocenných svým účinkem šumovému projevu skutečného operačního zesilovače. Z praktických měřicích důvodů se ujala definice založená nikoliv na ekvivalenci, nýbrž na kompenzaci skutečných a náhradních rušivých účinků.

- *Vstupní rušivé napětí*  $E_R$  je velikost diferenčního vstupního napětí při nulovém souhlasném vstupním napětí, která přísluší nulovému výstupnímu napětí naprázdno.
- *Vstupní rušivý proud*  $I_R^-$ , resp.  $I_R^+$  je velikost proudu invertujícího, resp. neinvertujícího vstupu při nulovém souhlasném vstupním napětí, která přísluší nulovému výstupnímu napětí naprázdno.

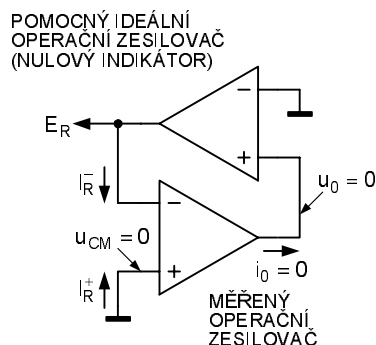
Pro objasnění podmínek definic ukážeme, že takto definované vstupní rušivé zdroje jsou skutečně totožné s parametry  $E_R$ ,  $I_R^-$ ,  $I_R^+$  lineárního modelu na obr. 2.1.

Ve stavu naprázdno je napěťový úbytek na odporu  $R_0$  nulový. Podmínka nulového výstupního napětí naprázdno ( $u_0 = 0$ ,  $i_0 = 0$ ,  $e_0 = 0$ ) vede k nulovému vnitřnímu napětí  $e_D = -e_0/A$  a k nulovému vnitřnímu proudu  $e_D/R_D$  mezi oběma vstupy. Uzemněním neinvertujícího vstupu ( $u_{CM} = 0$ ) se anulují vnitřní závislé vstupní napětí  $e_{CM} = u_{CM}/X$  a anulují se také vnitřní proudy  $u_{CM}/R_{CM}^+$  a  $(u_{CM} + e_D)/R_{CM}^-$  tekoucí přes odpory  $R_{CM}^+$  a  $R_{CM}^-$ . Odpovídající velikosti diferenčního vstupního napětí a vstupních proudů jsou tedy

$$u_D = E_R, \quad i^- = I_R^-, \quad i^+ = I_R^+, \quad (2.2)$$

jak stanoví definice. Vztahy (2.2) plynou samozřejmě také z rov. (2.1a, b, c) pro  $u_{CM}$ ,  $u_0$  a  $i_0 = 0$ .

Definice vstupních rušivých zdrojů korespondují se základním měřicím obvodem na obr. 2.2. Výstup měřeného operačního zesilovače s uzemněným neinvertujícím vstupem je snímán pomocným ideálním operačním zesilovačem, který zastává úlohu nezátěžujícího nulového indikátoru. Výstup tohoto pomocného zesilovače samočinně nastavuje invertující vstup měřeného operačního zesilovače tak, že jeho výstupní napětí naprázdno je nulové. Podle definic je okamžitá velikost takto nastaveného vstupního napětí  $u_D$  rovna okamžité velikosti vstupního rušivého napětí  $E_R$  a okamžité velikosti vstupních proudů  $i^-$  a  $i^+$  jsou rovny okamžitým velikostem vstupních rušivých proudů  $I_R^-$  a  $I_R^+$ .

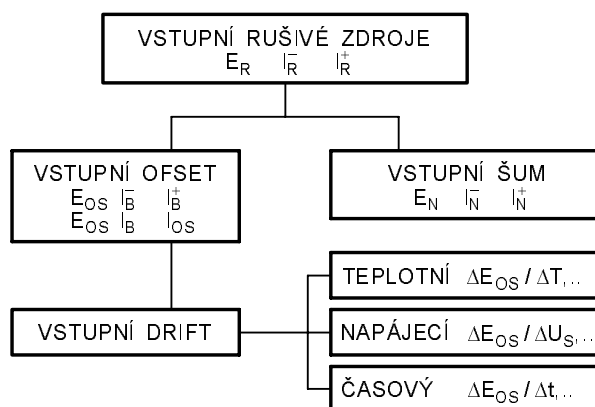


Obr. 2.2 Základní měřicí obvod pro měření vstupních rušivých zdrojů.

## 2.1.2 Vstupní ofset a drift

Všimneme si blíže spektrálního složení vstupních rušivých zdrojů, obr. 2.3. Pro přesnost aplikací jsou obvykle rozhodující stejnosměrné a velmi zvolna proměnné složky, souhrnně označované jako *vstupní ofset* operačního zesilovače. Pásmo frekvencí těchto kvazistojnosměrných složek se vymezuje rozsahem 0 až 0,01 Hz. Vstupní ofset zahrnuje *vstupní zbytkové napětí*  $E_{OS}$  (stejnoseměrnou složku vstupního rušivého napětí  $E_R$ ) a *vstupní klidové proudy*  $I_B^-$ ,  $I_B^+$  (stejnoseměrné složky vstupních rušivých proudů  $I_R^-$ ,  $I_R^+$ ).

Oba vstupní klidové proudy se obvykle liší málo. K vyjádření jejich všeobecné shody se zavádějí odvozené pojmy, (*průměrný*) *vstupní klidový proud*



Obr. 2.3 Terminologie a symboly vstupních rušivých zdrojů.

$I_B$  jako jejich průměr<sup>1</sup> a vstupní zbytkový proud  $I_{OS}$  jako jejich rozdíl:

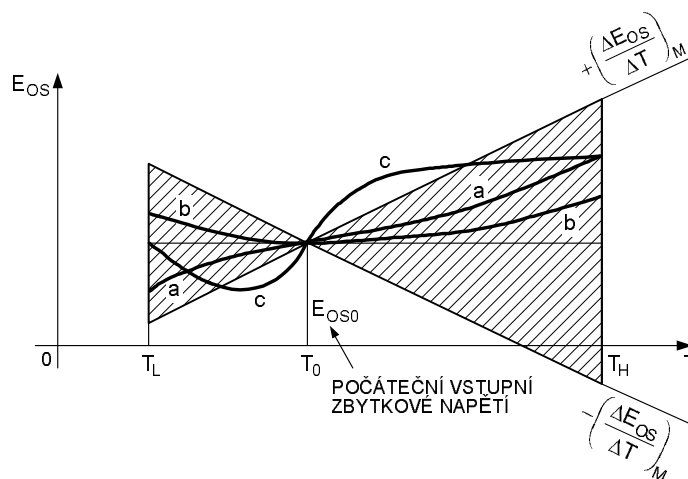
$$I_B = \frac{I_B^- + I_B^+}{2}, \quad I_{OS} = I_B^- - I_B^+ . \quad (2.3)$$

Chybu způsobenou vstupním offsetem operačního zesilovače je možné vynulovat vnějším zásahem do operačního zesilovače samotného nebo do zpětnovazební sítě. Pro přesnost aplikací je důležitější nestálost offsetu, označovaná jako *vstupní drift*. Jak bude zřejmé z dalšího, rozumí se driftem nejčastěji poměr změny offsetu ke změně příčinného vlivu. S výjimkou samovolných časových změn (stárnutí) jde o vratné změny offsetu v závislosti na kolísání pracovního prostředí zesilovače – teploty okolí a napájecího napětí. Se zřetelem k této nestabilitě se označuje offset příslušející *standardním podmínkám* (teplota +25 °C, napájecí napětí např. ±15 V) jako *počáteční offset*.

Typický průběh vstupního zbytkového napětí s *teplotou* ukazuje graf a na obr. 2.4. Pro jednoznačnost katalogových údajů a pro jednoduchost měření se k charakterizaci nelineární závislosti  $E_{OS}(T)$  zavádí *průměrný teplotní drift* vstupního zbytkového napětí  $\Delta E_{OS}/\Delta T$  v daném intervalu teplot  $\Delta T$  jako poměr změny vstupního zbytkového napětí mezi krajními teplotami tohoto intervalu k jeho délce.

V nejjednodušším případě se obě krajní teploty ztotožní s dolní a horní hranicí  $T_L$  a  $T_H$  rozsahu pracovních teplot a stanoví se průměrný drift

$$\left. \frac{\Delta E_{OS}}{\Delta T} \right|_{LH} = \frac{E_{OSH} - E_{OSL}}{T_H - T_L} . \quad (2.4a)$$



**Obr. 2.4** Teplotní závislost vstupního zbytkového napětí  $E_{OS}(T)$ . Všechny tři znázorněné průběhy přísluší vyhovujícím zesilovačům podle tříbodové definice (2.4b), a přesto může diferenciální drift  $dE_{OS}/dT$  překročit zaručenou mez  $\pm(\Delta E_{OS}/\Delta T)_M$ .

<sup>1</sup> Zaručený *katalogový* údaj vstupního klidového proudu  $I_B$  se vztahuje na každý proud  $I_B^-$  a  $I_B^+$  zvlášť, nikoliv na jejich průměr.



Důkladnější postup, který lépe postihuje nelinearity typu U (graf *b* na obr. 2.4), spočívá v rozdělení pracovního rozsahu při standardní teplotě  $T_0$  na dva intervaly  $(T_L, T_0)$  a  $(T_0, T_H)$  a ve stanovení dvou dílčích průměrných driftů

$$\left. \begin{aligned} \left. \frac{\Delta E_{OS}}{\Delta T} \right|_{L0} &= \frac{E_{OS0} - E_{OSL}}{T_0 - T_L}, \\ \left. \frac{\Delta E_{OS}}{\Delta T} \right|_{0H} &= \frac{E_{OSH} - E_{OS0}}{T_H - T_0}. \end{aligned} \right\} (2.4b)$$

V každém uvedeném způsobu se změřený a vypočtený teplotní drift podle rov. (2.4a) nebo (2.4b) porovná s katalogovým údajem zaručeného driftu  $(\Delta E_{OS}/\Delta T)_M$ . Vyšrafovaný motýlek s hranicemi  $+(\Delta E_{OS}/\Delta T)_M$  a  $-(\Delta E_{OS}/\Delta T)_M$  vymezuje pole, do kterého musí padnout koncové body teplotních průběhů  $E_{OS}(T)$  vyhovujících zesilovačů a ve kterém obvykle leží celý průběh  $E_{OS}(T)$ .

Průměrný drift je ukazatel dostatečně výstižný pouze u závislostí blízkých k závislosti lineární, protože si všímá jen koncových bodů a nepřihlíží k chování uvnitř intervalu: dva zesilovače s velmi odlišnými průběhy *a* a *c* na obr. 2.4 mají v intervalu  $(T_0, T_H)$  tentýž průměrný drift. Průměrný drift může být ukazatel i hrubě zkrslující, jak ukazuje graf *c* na obr. 2.4, který přísluší zesilovači s nulovým průměrným driftem v intervalu  $(T_L, T_0)$ , a přesto zesilovači značně teplotně citlivému.

Obdobným způsobem se zavádí i průměrný teplotní drift vstupního klidového a vstupního zbytkového proudu  $\Delta I_B/\Delta T$  a  $\Delta I_{OS}/\Delta T$ . Nelinearita závislostí  $I_B(T)$  a  $I_{OS}(T)$  je výraznější a pojem průměrného driftu je spornější. Často se proto udávají jen zaručené maximální hodnoty obou proudů  $I_B$  a  $I_{OS}$  při standardní teplotě a při mezních pracovních teplotách.

Dosud probírané teplotní změny se týkaly operačního zesilovače jako celku. Mnohem nebezpečnější mohou být poměrně malé *teplotní difference* mezi jeho kritickými částmi, způsobené cizími tepelnými zdroji nebo vlastním ohřevem (po zapnutí napájení, po změnách zátěže, po zahlcení vstupu) a projevující se porušením vnitřní teplotní kompenzace diferenčních zesilovacích stupňů nebo vznikem termoelektrických napětí. Zvláště citlivé jsou levné typy operačních zesilovačů následkem nevyvážené tepelné zpětné vazby uvnitř polovodičového čipu.

*Kolísání napájení* je druhou podstatnou příčinou změny offsetu. Citlivost na změnu napájecího napětí  $U_S$  se udává *průměrným napájecím driftem* vstupního zbytkového napětí  $\Delta E_{OS}/\Delta U_S$ , vstupního klidového proudu  $\Delta I_B/\Delta U_S$  a vstupního zbytkového proudu  $\Delta I_{OS}/\Delta U_S$ . V případě zbytkového napětí je tento drift bezrozměrný (udávaný v  $\mu V/V$ ) a analogicky k potlačení souhlasného napětí bývá někdy uváděn v převráceném poměru jako *potlačení napájecího napětí*  $\Delta U_S/\Delta E_{OS}$  a udáván v decibelech.

U zesilovačů s dvojitým napájením se změnou  $\Delta U_S$  obvykle rozumí změna jednoho z napájecích napětí  $U_S^+$  nebo  $U_S^-$ . Je ovšem možné si představit i současnou a stejnou změnu obou napájecích napětí, a to ve stejném nebo

v opačném smyslu, obecně však není možné předem odhadnout, která z těchto možností je nepříznivější. Souhrnně lze říci, že v porovnání s jinými elektronickými výrobky a při uvážení dosahované přesnosti je operační zesilovač ke svému napájení velmi tolerantní. Výsledná nestabilita napájecího napětí 1 % až 10 % je vyhovující, pokud napájecí zdroj neslouží zároveň jako referenční zdroj operačního obvodu.

Samovolná časová změna ofsetu jako projev stárnutí je nevratná, a proto neopakovatelná. Z toho důvodu nemůže být ani rozumně zaručována, a buď je udána typickou hodnotou sejmoutou na ověřovacím souboru zesilovačů, nebo není uváděna vůbec. Analogicky k oběma předchozím driftům se používá poměrový údaj *průměrného časového driftu* vstupního zbytkového napětí  $\Delta E_{OS}/\Delta t$ , vstupního klidového proudu  $\Delta I_B/\Delta t$  a vstupního zbytkového proudu  $\Delta I_{OS}/\Delta t$ , vztažený na interval dne, měsíce nebo roku. Při interpretaci je však nutné pamatovat, že časový drift není kumulativní, a že tedy údaj příslušející jednomu intervalu není možné lineárně přenášet na interval kratší ani delší.

### 2.1.3 Vstupní šum

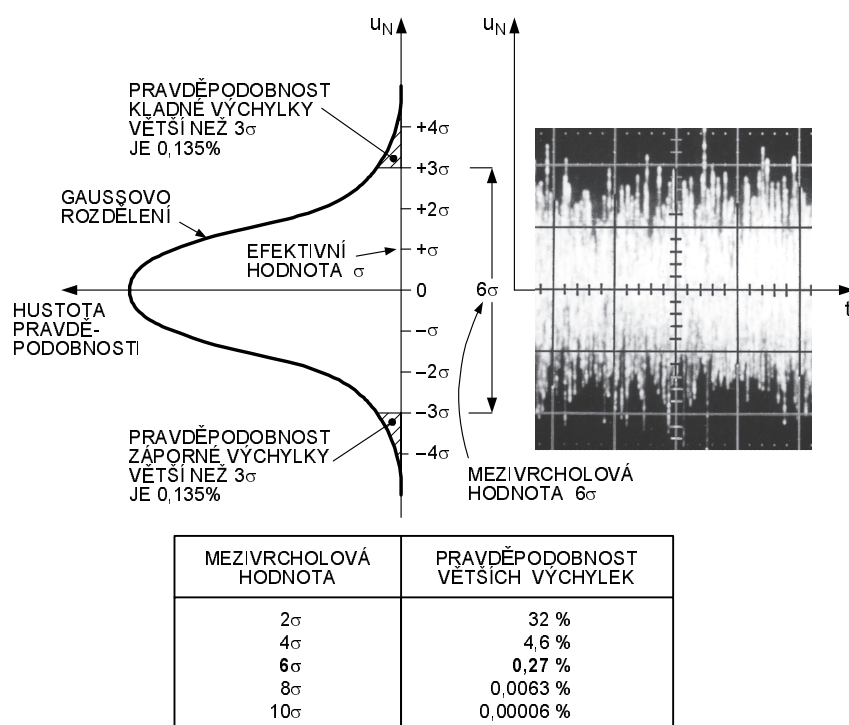
*Vlastní šum* operačního zesilovače je udán *vstupním šumovým napětím*  $E_N$  (šumovou složkou vstupního rušivého napětí  $E_R$ ) a *vstupními šumovými proudy*  $I_N^-$  a  $I_N^+$  (šumovými složkami vstupních rušivých proudů  $I_R^-$  a  $I_R^+$ ). Vzhledem ke statistické povaze šumu se obvykle uvádí pouze společný údaj  $I_N$  s významem  $I_N^-$  nebo  $I_N^+$ . Šumové napětí a šumové proudy jsou zpravidla nezávislé, ale někdy mohou obsahovat korelované složky (např. šumové napěťové úbytky na ochranných sériových vstupních rezistorech, korelované s průtokem vstupních šumových proudů).

Šumové zdroje  $E_N$  a  $I_N$  se charakterizují integrálně nebo spektrální hustotou.

*Integrální údaj*, který přísluší šumovým složkám z určitého frekvenčního pásma, představuje buď *efektivní (rms)*, nebo *mezivrcholovou (pp) hodnotu*<sup>2</sup> šumového napětí  $E_N$  a šumového proudu  $I_N$  v dostatečném časovém intervalu. Definice efektivní hodnoty šumu vychází běžným způsobem z ekvivalence tepelných účinků, avšak mezivrcholová hodnota vyžaduje bližšího vysvětlení.

Většina šumů sleduje *Gaussovo (normální) rozdělení* okamžitých výchylek, znázorněné pravděpodobnostní rozdělovací křivkou na obr. 2.5. Plocha pod rozdělovací křivkou mezi dvěma amplitudami  $u_N$  je rovna pravděpodobnosti výskytu okamžité velikosti šumu  $u_N(t)$  mezi těmito amplitudami. Přestože je pravděpodobnost výskytu velkých výchylek malá, jsou jakkoliv velké výchylky přece možné. Aby změřený údaj nezávisel na subjektu pozorovatele (na jeho trpělivosti, tj. na době pozorování nebo na délce záznamu), zavádí se mezivrcholová hodnota šumového průběhu statisticky: Časová pravděpodobnost výskytu větších výchylek, které přesahují udanou mezivrcholovou hodnotu, je rovna dohodnutému procentu. Jinak řečeno, mezivrcholová hodnota udává šířku šumového pásu, ve kterém leží převažující část šumového

<sup>2</sup> Z anglického *root-mean-square* (rms) a *peak-to-peak* (pp).



**Obr. 2.5** Vztah mezivrcholové a efektivní hodnoty šumového napětí  $E_N$  při Gaussově rozdělení výchylek. Tabulka uvádí pravděpodobnost výskytu velkých výchylek, které přesahují specifikovanou mezivrcholovou hodnotu, udanou jako násobek efektivní hodnoty (střední kvadratické výchylky)  $\sigma$ .

průběhu, přičemž časová pravděpodobnost přesažení udaného šumového pásu (udané mezivrcholové hodnoty) je rovna dohodnutému procentu.

Tabulka v obr. 2.5 přiřazuje několik údajů mezivrcholové hodnoty Gaussova šumu, vyjádřených v násobcích efektivní hodnoty (střední kvadratické výchylky)  $\sigma$ . K rychlé orientaci pamatujeme, že mezivrcholová hodnota Gaussova šumu je asi 6násobkem efektivní hodnoty, s pravděpodobností větších výchylek menší než 1 %. Pro porovnání, mezivrcholová hodnota obdélníkového průběhu je  $2\sqrt{1} = 2$ násobkem efektivní hodnoty, mezivrcholová hodnota sinusového průběhu je  $2\sqrt{2} \approx 2,8$ násobkem efektivní hodnoty a mezivrcholová hodnota trojúhelníkového průběhu je  $2\sqrt{3} \approx 3,5$ násobkem efektivní hodnoty, s pravděpodobností větších výchylek vesměs nulovou.

*Spektrální hustoty*  $e_N$  a  $i_N$  šumového napětí  $E_N$  a šumového proudu  $I_N$  jsou diferenciálním vyjádřením závislosti efektivních hodnot  $E_N$  a  $I_N$  na oboru frekvence  $f$ . Spektrální hustota šumového napětí  $e_N$  nebo šumového proudu  $i_N$  se definuje prostřednictvím spektrální hustoty *šumového výkonu*, úměrného druhé mocnině efektivní hodnoty  $E_N$  nebo  $I_N$ :

$$e_N^2 = \frac{dE_N^2}{df}, \quad i_N^2 = \frac{dI_N^2}{df}. \quad (2.5a)$$

Rozměry spektrálních hustot  $e_N$  a  $i_N$  jsou  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  a  $A/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Znalost frekvenčního průběhu spektrálních hustot  $e_N$  a  $i_N$  ve tvaru analytického výrazu, grafu nebo alespoň několika diskrétních hodnot umožňuje stanovení integrálního efektivního šumu ve sledovaném frekvenčním pásmu  $f_1$  až  $f_2$  analytickou nebo numerickou integrací výrazů

$$E_N^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_N^2 df, \quad I_N^2 = \int_{f_1}^{f_2} i_N^2 df. \quad (2.5b)$$

Od vlastního šumu operačního zesilovače, který jsme měli dosud na mysli, se odlišuje *interferenční šum*, vyvolaný vnějšími příčinami: šumem a zvlněním napájecích napětí, kapacitní a induktivní vazbou ze síťového rozvodu, z přesyceného transformátoru, z rozhlasových vysílačů, z mobilních telefonů, z vysokofrekvenčních indukčních pecí a z jiskřících kontaktů, mikrofoničností konstrukce a pohybem kabelů, cirkulujícím vzduchem a termoelektrickými napětími, povrchovými svody desek s plošnými spoji, kosmickými částicemi a zemními úbytky. Nejde o charakteristiku operačního zesilovače, ale spíše celého operačního obvodu v daném rušivém prostředí.

## 2.1.4 Zesílení. Diferenční vstupní odpor a výstupní odpor

Tři multiplikační parametry  $A$ ,  $R_D$ ,  $R_0$  jsou sdruženy jednou zvláštností: Jejich přítomnost v operační rovnici může být libovolně potlačena pouhým zvětšením zesílení  $A$ . Bezprostředně je to zřejmé z lineárního modelu, obr. 2.1 a rov. (2.1). Stav vstupních svorek se přiblíží ideálnímu stavu, jestliže vnitřní napětí  $e_D = -(u_0 + R_0 i_0)/A$  a vnitřní proud  $e_D/R_D$  vymizí. Stane se tak nezávisle na  $R_D$  a  $R_0$ , jestliže  $A \rightarrow \infty$ .

- *Zesílení  $A$*  je záporně vzatý poměr změny výstupního napětí naprázdno a změny diferenčního vstupního napětí při nulovém souhlasném vstupním napětí.<sup>3</sup>
- *Diferenční vstupní odpor  $R_D$*  je záporně vzatý poměr změny diferenčního vstupního napětí a změny proudu neinvertujícího vstupu nakrátko.<sup>3</sup>
- *Výstupní odpor  $R_0$*  je vnitřní odpor výstupu operačního zesilovače proti zemi.<sup>4</sup>

<sup>3</sup> Takto definované zesílení a diferenční vstupní odpor jsou kladná čísla.

<sup>4</sup> Odlišujeme symbol  $R_0$  od symbolu  $R_O$ , který vyhrazujeme pro výstupní odpor *operačního obvodu* (kapitola 8).