

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Zvyšování citlivosti systémů s analogovým předzpracováním signálů

Učební texty k semináři

Autor:

Prof. Ing. Karel Hájek, CSc., Fakulta vojenských technologií,
Univerzita obrany Brno

Datum:

17.2.2012

Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií CZ.1.07/2.3.00/09.0031

TENTO STUDIJNÍ MATERIÁL JE SPOLUFINANCOVÁN EVROPSKÝM SOCIÁLNÍM
FONDEM A STÁTNÍM ROZPOČTEM ČESKÉ REPUBLIKY

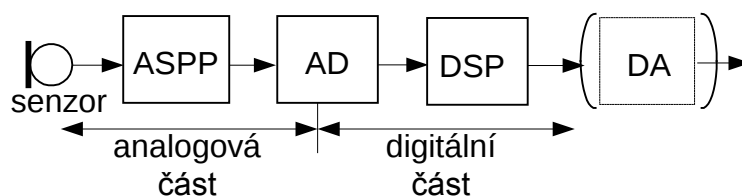
OBSAH

Obsah	1
1. Základní řetězec analogového předzpracování signálů a jeho parametry...	3
1.1. Blokové schéma typického řetězce analogově-číslicového zpracování signálů	4
1.2. Základní parametry řetězce analogového předzpracování signálů	6
1.2.1. Kmitočtový rozsah přenášeného pásma	6
1.2.2. Dynamický rozsah přenosové cesty a související parametry (zkreslení, šum a citlivost)	9
1.3. Možnosti a vlastnosti vhodného řazení bloků (zesilovačů, filtrů)	13
1.4. Speciální varianty řetězce ASPP	15
2. Zdroje snímaného signálu (senzory)	20
2.1. Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu .	
.....	21
2.1.1. Přenos senzoru	22
2.1.2. Kmitočtové vlastnosti přenosu senzoru	23
2.1.3. Vnitřní impedance senzoru	24
2.1.4. Dynamický rozsah, SNR a citlivost senzorů	25
2.1.5. Eliminace rušivých vlivů a kompenzace neideálních přenosových vlastností senzorů.....	28
2.2. Příklady některých typických a často používaných senzorů.....	30
2.2.1. Sensory pasívní	30
2.2.2. Sensory aktivní (generátorové)	32
2.2.3. Sensory typu vysílač (budič) – přijímač (snímač)	33
3. Předzesilovače	35
3.1. Stejnoseměrné vlastnosti OZ, ofset, drift.....	35
3.2. Šumové vlastnosti OZ.....	37
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu	43

4.1. Základní varianty vazby předzesilovače na zdroj signálu a jejich vlastnosti.....	43
4.2. Potlačení vlivu vnějších rušících signálů na vazbu mezi senzorem a předzesilovačem	45
4.3. Stejnosměrná (DC) vazba, minimalizace offsetu a driftu	47
4.3.1. Minimalizace offsetu OZ	47
4.3.2. Princip a vlastnosti DC zesilovače s modulačním potlačením offsetu (chopper).....	51
4.3.3. DC a AC můstková zapojení senzorů	57
4.4. Střídavá (AC) vazba, minimalizace šumu	68
4.4.1. Zdroje signálu s rezistivním charakterem vnitřní impedance	69
4.4.2. Zdroje signálu s kapacitní vnitřní impedancí	74
4.4.3. Předzesilovače s kapacitní vazbou na zdroj signálu.....	80
4.4.4. Zdroje signálu s induktivní vnitřní impedancí.....	82
Seznam použité literatury	87

1. ZÁKLADNÍ ŘETĚZEC ANALOGOVÉHO PŘEDZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ A JEHO PARAMETRY

V současné době se používá značné množství systémů pro zpracování signálů s kombinovanou analogově-číslicovou signálovou cestou. Jak je naznačeno na obr. 1, lze ji obvykle rozdělit na dvě části, vstupní analogovou, které se také říká analogové předzpracování signálů (analog signal pre-processing – ASPP, také signal conditioning) a následné digitální zpracování signálů (digital signal processing - DSP) s různými typy výstupů, ať už analogovými, tak i číslicovými. Dělicím blokem je pak AD převodník, jehož vstupní obvody jsou analogové a výstupní číslicové.



Obr. 1.1: Základní uspořádání cesty analogově-číslicového zpracování signálů.

Cíl použití celého řetězce zpracování signálu obvykle spočívá v získání maximální užitečné informace ze snímaného signálu a její následné použití. Tato zdánlivě jednoduchá funkce může být velmi komplikovaná, protože užitečná informace může být ve snímaném signálu různě zarušená a skrytá.

Jako příklad si můžeme uvést měření teploty. Pokud požadujeme jednoduché měření teploty v místě snímače (např. termistoru) pro běžný rozsah teplot (např. 0-30°C a běžnou přesnost $\pm 1^\circ\text{C}$), lze jistě toto měření realizovat poměrně jednoduše jak analogovým, tak i jednoduchým číslicovým systémem. V případě, že potřebujeme provádět např. matematické korekce na různé vlivy (vítr, světlo apod.) a uvažovat např. tepelnou setrvačnost soustav či složitější funkce, lze to jen obtížně realizovat analogovým systémem. Pak je zřejmá výhodnost možnosti následného DSP. Na druhou stranu, je-li čidlo v zarušeném prostředí a potřebujeme měřit teplotu s vysokou přesností, je zřejmé, že mohou nastat případy, kdy vzhledem k velikosti rušení nebude stačit dynamický rozsah AD převodníku a jako nejlepší řešení se ukáže vhodná analogová předfiltrace a nízkošumové předzesílení.

Uvedený příklad naznačuje, že u náročnějších a citlivějších systémů se obvykle používá pro zpracování signálu kromě odpovídajícího bloku DSP i adekvátní analogové předzpracování s blokem ASPP. Je možné říci, že v mnoha případech právě blok ASPP rozhodujícím způsobem ovlivňuje takové parametry, jako je citlivost systému.

Základní cíl analogového předzpracování signálů:

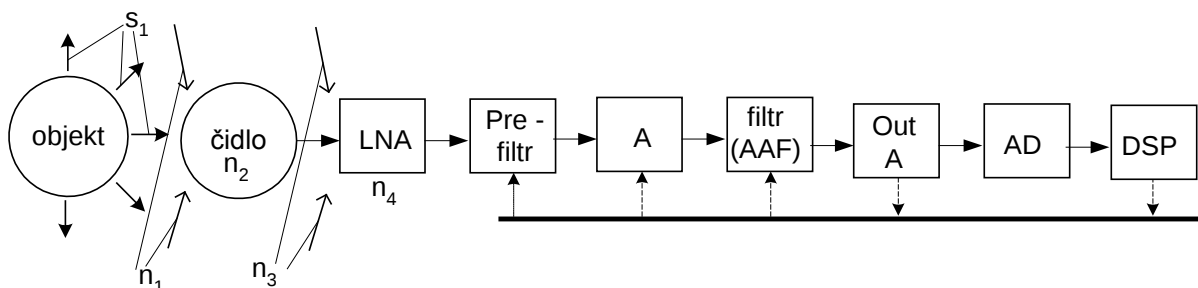
Zajistit analogovou částí řetězce optimální úroveň užitečného signálu (obvykle jej dostatečně zesílit) pro převod AD při maximálním poměru signál/šum a případně provést další úpravy s ohledem na následné DSP. Do toho lze zahrnout případné potlačení rušivých signálů kmitočtovou filtrací, antialiasingovou filtrací pro zajištění vzorkovacího teorému apod.

1.1. Blokové schéma typického řetězce analogově-číslicového zpracování signálů

Jak vyplývá z předešlého textu, jedním z hlavních cílů analogového předzpracování signálů je maximální potlačení rušivých signálů oproti užitečným signálům. Proto stojí za hlubší rozbor zdrojů a přenosů užitečných a rušivých signálů na vstupu celého řetězce a to obzvláště v případech malé úrovně snímaného užitečného signálu. Je nutno vzít v potaz, že to je jeden z rozhodujících faktorů, ovlivňující celkovou citlivost systému. Druhým zásadním problémem je návrh vlastního řetězce ASPP s cílem optimální míry zesílení užitečných signálů při současném maximálním potlačení rušivých signálů.

Jednoduchá varianta bloku analogového předzpracování signálu z obr. 1.1 je spolu s vazbou na zdroj signálu a zdroje rušení rozvedena podrobněji na obr. 1.2. Na vstupu řetězce je zdroj užitečného fyzikální signálu s_1 a dále měnič (čidlo, senzor) tohoto fyzikálního signálu na signál elektrický. Jako jednoduchý příklad lze uvést zdroj akustického signálu snímaný mikrofonom. Současně jsou naznačeny i zdroje rušivých signálů. Šum n_1 vyjadřuje rušivé signály stejného fyzikálního charakteru jako je užitečný signál, v našem případě rušivý akustický signál (např. vítr apod.). Rušivým signálem n_2 vznikající v senzoru je především jeho tepelný elektrický šum. Rušivé signály n_3 se indukují převážně z prostředí do vedení mezi senzorem a nízkošumovým předzesilovačem (LNA - Low Noise Amplifier) a n_4 jsou rušivé signály (především tepelný elektrický šum) tohoto předzesilovače. Další elektrický šum se přidává i v následujících stupních

řetězce, ale obvykle je šum předzesilovače rozhodujícím šumem celého dalšího řetězce, viz (1.3) a obr. 1.5 c). Bez podrobné analýzy ale nelze jednoznačně zhodnotit, který z uvedených rušivých signálů n_1 až n_4 je dominantní a rozhodující, protože to závisí na mnoha okolnostech. Proto při úvodní analýze problému je nutné zvažovat všechny zdroje rušení. Podrobněji viz kap. 3. až 5.



Obr. 1.2 Blokové schéma signálové cesty analogového předzpracování signálů.

Na senzor je navázán nízkošumový předzesilovač, přičemž jeho výše zmíněný vliv (obvykle se projevuje jako dominantní zdroj šumu) je nutno hodnotit s ohledem na reálnou výstupní impedanci běžných zdrojů a vzájemnou vazbu mezi senzorem a předzesilovačem.

Následným stupněm může být blok předfiltrace, který je potřebný v případě relativně velkých rušivých signálů působících mimo pásmo užitečného signálu. Lze tak omezit nebezpečí překročení maximální úrovně signálu velkým rušivým signálem v následujících stupních. V extrémních případech, jako jsou např. buzení snímacího čidla velkými signály a snímání malých užitečných signálů s jinými kmitočty (vznikají např. na základě nelineárního principu čidla), je výhodné použít analogovou předfiltraci s pasivními filtry již před předzesilovačem, viz obr. 1.6 d). Tak lze získat citlivost v porovnání s úrovní budících signálů až -140 dB ($1:10^7$) [8].

Další blok zesilovače A realizuje hlavní část zesílení celého řetězce. Po něm následuje blok hlavní filtrace. Zabezpečuje především antialiasingovou filtraci. Nicméně pokud to spektrum a úroveň užitečného signálu a rušivých signálů vyžadují, může mít i složitější filtrační funkci, pokud tuto filtraci nezabezpečil již blok předfiltrace (viz např. obr. 1.3). Blok výstupního zesilovače (Out A) v některých případech není nutný, nicméně v případě, kdy předchozí filtr potlačil rušivé signály s vyšší úrovní než je užitečný signál, je potřebné zvýšit úroveň užitečného signálu pro využití dynamického rozsahu AD převodníku.

Tento zesilovač může mít i druhou funkci, a to úpravu signálu s ohledem na vstupní obvody AD převodníku, např. stejnosměrný posun.

Dále je na obr. 1.2 naznačena možnost zpětného řízení jak parametrů zesilovače, tak i filtrů, a to jak analogově z výstupu analogové části, tak i číslicově z bloku následného číslicového zpracování. Využití těchto možností umožňuje zvýšit dynamický rozsah a potlačení rušivých signálů v případě značné změny proměnných parametrů užitečného či rušivého signálu (úroveň, spektrum). Volba varianty provedení a způsobu řízení může být značně rozdílná v závislosti na parametrech zpracovávaných signálů a cílech jeho zpracování (viz kap. 2.3).

Je nutno si dále uvědomit, že kromě tohoto nejjednoduššího blokového schématu existují i další varianty - s paralelními cestami či aktivním buzením snímacích senzorů apod., viz kap. 2.2.

1.2. Základní parametry řetězce analogového předzpracování signálů

Přenos užitečného signálu jakýmkoliv systémem je charakterizován dvěma základními skupinami parametrů. Jednak je to **kmitočtové pásmo B** (a s ním spojené další parametry), a dále úroňový rozsah (**dynamický rozsah - DR**), ve kterém se může úroveň signálu vyskytovat bez podstatného negativního vlivu přenosového kanálu (taktéž souvisí s více parametry – THD, šum apod.).

1.2.1. *Kmitočtový rozsah přenášeného pásma*

Výchozím parametrem přenášeného signálu je rozsah jeho kmitočtového spektra, ve kterém se vyskytují kmitočtové složky užitečného signálu, a to i po omezenou dobu v případě časově proměnných spekter. Je zřejmé, že pro pokud možno nezkreslený přenos tohoto užitečného signálu musí mít přenosová cesta adekvátní komplexní **přenosovou funkci $K(j\omega)$** a jí odpovídající kmitočtové charakteristiky (modulové a fázové charakteristiky $K(\omega)$ a $\varphi(\omega)$ či korespondující skupinové zpoždění $\tau_g(\omega)$). Nejčastěji se vyhodnocují modulové kmitočtové charakteristiky (především šířka propustného pásma B), což je dostačující, když vyhodnocujeme především velikosti jednotlivých kmitočtových složek spektra zpracovávaného signálu.

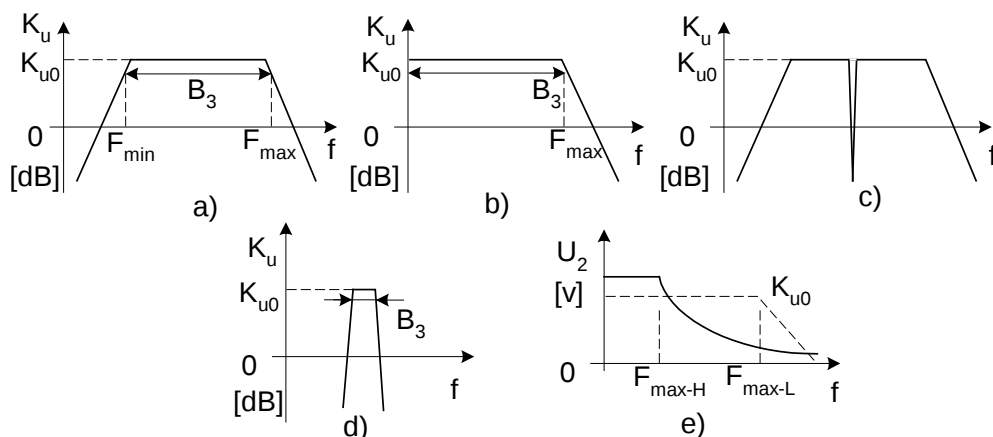
Vliv fázových charakteristik se v mnoha případech zanedbává, což je možné za předpokladu, že kmitočtové pásmo je omezeno dolní resp. horní propustí 1. řádu. Jakmile jsou tyto meze tvořeny filtry vyšších řádů, což připadá v úvahu především u úzkopásmových přenosových cest a vyhodnocujeme-li i tvar zpracovávaného signálu v časové ose, je obvykle potřebné vliv fázových charakteristik uvažovat. Tento vliv se snázeji vyhodnocuje v kmitočtové závislosti skupinového zpoždění $\tau_g(\omega)$, které je derivací fázové charakteristiky podle kmitočtu. Navíc nekonstantnost závislosti $\tau_g(\omega)$ dobře koresponduje překmitům skokové odezvy $h(t)$.

Je potřebné si uvědomit, že v mnoha případech jde o systémy s velkým zesílením a celková kmitočtová charakteristika je pak výsledkem kaskádního spojení dílčích filtrů, zapojených na různých místech řetězce z důvodů dosažení maximálního dynamického rozsahu celého řetězce ASPP (viz obr. 1.2, např. předfiltrace a pak hlavní blok filtrace či ještě složitější případ podle obr. 1.6d).

Dále je nutno podotknout, že tyto přenosové vlastnosti přenosové cesty vyjádřené **v kmitočtové ose** lze adekvátně vyjádřit i **v časové ose**, kdy komplexní přenosové funkci $K(j\omega)$ odpovídá **impulsní odezva $g(t)$** (odezva na Diracův impuls). Nicméně v praxi je častěji využíván její integrál – **skoková odezva $h(t)$** (odezva na jednotkový skok, také se používá název přechodná charakteristika), která dává rychlou informaci pro představu vlivu přenosové cesty na obdélníkové signály a existence či míra překmitů úzce koresponduje výše zmíněným kmitočtovým fázovým charakteristikám či skupinovému zpoždění.

Obvyklý tvar modulové charakteristiky přenosové cesty je na obr. 1.3 a). Zde můžeme vidět jak určení šířky přenosového pásma B pro pokles přenosu o 3 dB, tak i základní velikost přenosu K_{u0} (obvykle >0 dB). Efekt dolní propusti s mezním kmitočtem $F_{\max}$ je často využit nejen pro potlačení nadbytečného šumu mimo užitečné pásmo, ale i jako antialiasingový filtr AAF.

Obr. 1.3 b) ukazuje variantu stejnosměrné přenosové cesty, obvyklé v případě, kdy kromě střídavých signálů přenášíme i stejnosměrné či pomalu se měnící signály. V tomto případě bývá obtížné snímat velmi malé signály a mít přenosovou cestu s vysokým zesílením, jak o tom bude pojednáno dále (kap. 4.3).



Obr. 1.3 Varianty modulových kmitočtových charakteristik signálových cest analogového předzpracování signálů: a) běžná přenos střídavého signálu v pásmu B, b) přenos stejnosměrného a střídavého signálu v pásmu 0 - $F_{\max}$, c) přenos s úzkopásmovým potlačením rušivého signálu, d) úzkopásmový přenos, e) omezení kmitočtového pásma pro velkou výstupní úroveň signálů (omezení nelineárním projev rychlosti přeběhu).

Varianta modulové charakteristiky pro přenosovou cestu na obr. 1.3 c) je používána především v případě, kdy máme značně velký rušivý úzkopásmový signál, který je nutné potlačit již v analogové části (bude podrobněji diskutováno dále). Takový přenos dosáhneme obvykle zařazením úzkopásmového filtru typu pásmová zádrž. Je nutno si uvědomit, že v tomto a obdobně i v jiných případech je částečně potlačen a zkreslen užitečný signál, což ale v tomto případě má za následek menší znehodnocení užitečného signálu, než by způsobilo ponechání velkého rušivého signálu. Takovýto zásah do užitečného přenosového pásma může mít samozřejmě i jinou podobu. Poslední varianta modulové charakteristiky na obr. 1.3 d) odpovídá úzkopásmovému přenosovému kanálu.

Vzhledem k tomu, že výstupní napětí analogové části může mít úroveň jednotek voltů, je potřebné uvažovat, že kmitočtové charakteristiky z obr. 1.3 a-d) platí pro tzv. „malé signály“, kdy se neprojevují nejen statické, ale i dynamické nelinearity. Oproti tomu kmitočtový rozsah pro velkou úroveň signálu může být podstatně omezen s ohledem na nelineární vliv překročení maximální rychlosti přeběhu zesilovače, jak je to naznačeno na obr. 1.3 e), podrobněji viz kap. 1.2.2.

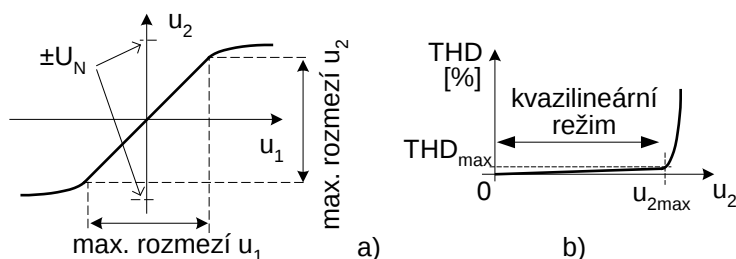
1.2.2. *Dynamický rozsah přenosové cesty a související parametry (zkreslení, šum a citlivost)*

Tato přenosová vlastnost souvisí částečně s nelineárními vlastnostmi přenosové cesty na rozdíl od kmitočtových vlastností, které odpovídají spíše lineárnímu modelu cesty. **Dynamický rozsah** určuje úrovně rozmezí přenášeného signálu, ve kterém je signál průchodem zesilovačem zkreslen jen minimálně, v přijatelné míře (obr. 1.5 a). Po překročení horní meze ($U_s > U_{MAX}$) tohoto dynamického rozsahu je signál poškozen vlivem nelineárního zkreslení, snížení úrovně signálu pod spodní mez ($U_s < U_s$) zase vyjadřuje nepřijatelnou změnu jeho tvaru vlivem přičtení šumu. Tato vlastnost obvykle určuje citlivost systému, neboli určuje minimální hodnotu vstupního užitečného signálu zabezpečující uspokojivou funkci systému.

Dynamický rozsah je obvykle vyjadřován jako poměr maximální úrovně signálu vyhovující uvedeným podmínkám a nejmenší úrovni signálu při zachování požadovaného poměru signál/šum a je obvykle vyjádřený v decibelech:

$$DR = U_{MAX} / U_{MIN} \Rightarrow DR [dB] = 20 \log(U_{MAX} / U_{MIN}) = U_{MAX} [dB] - U_{MIN} [dB] \quad (1.1)$$

Horní mez úrovně signálu U_{MAX} a vznik zkreslení lze zjednodušeně vysvětlit na statické převodní charakteristice analogové části cesty, viz obr. 1.4 a). Vzhledem k tomu, že tato cesta obsahuje zesilovače s nelineárními prvky, je nutně nelineární, a jen její omezenou část lze pokládat za kvazilineární. Pro vyšší výstupní napětí se obvykle projeví saturace zesilovačů s ohledem na velikost napájecího napětí U_N a zesilovače začnou pracovat v silně nelineárním saturemém režimu. Vyjadřuje to nejjednodušeji závislost harmonického zkreslení (THD) na výstupním napětí – viz obr. 1.4 b), které po překročení u_{2max} podstatně stoupá nad přijatelnou mez THD_{max} .



Obr. 1.4 a) statická převodní charakteristika analogové části cesty s vyznačením lineární části umožňující kvazilineární přenos, b) typická závislost harmonického zkreslení na výstupním napětí s vyznačením kvazilineárního režimu.

Harmonické zkreslení (THD – Total Harmonic Distortion) je nejčastěji používaným měřítkem na vyjádření nelinearity přenosové cesty, protože je nejjednodušeji definované a měřitelné, ale tato metoda nemusí neobjektivněji vypovídat o vlivu nelinearity na daný signál. Vhodná je pro případy, kdy měříme harmonické či kvaziharmonické signály, ale v případech silně neharmonických širokopásmových signálů (jako je běžně známý příklad signálu řeči) lépe a přesněji o nelinearitě přenosové cesty vypovídá **intermodulační zkreslení**. Vzniká při současném působení dvou či více harmonických signálů. Tudíž kromě vyšších harmonických složek vznikají také součtové a rozdílové intermodulační složky podle vztahu

$$f_v = |\pm mf_1 \pm nf_2| . \quad (1.2)$$

Tato dvě zkreslení lze označit za **statická**, protože v principu nezávisí na rychlosti signálu, i když jejich hodnota bývá částečně závislá i na kmitočtu. Oproti tomu existují tzv. **dynamická** zkreslení, kde k saturaci zesilovače a adekvátnímu zkreslení dochází i krátkodobě na omezený čas při překročení rychlosti změny signálu (v elektroakustice se nejčastěji využívají označení TIM nebo TID – tranzitivní intermodulační zkreslení). Projevem tohoto zkreslení je i omezení použitelné šířky pásma signálu v závislosti na velikosti výstupní amplitudy, viz obr. 1.3).

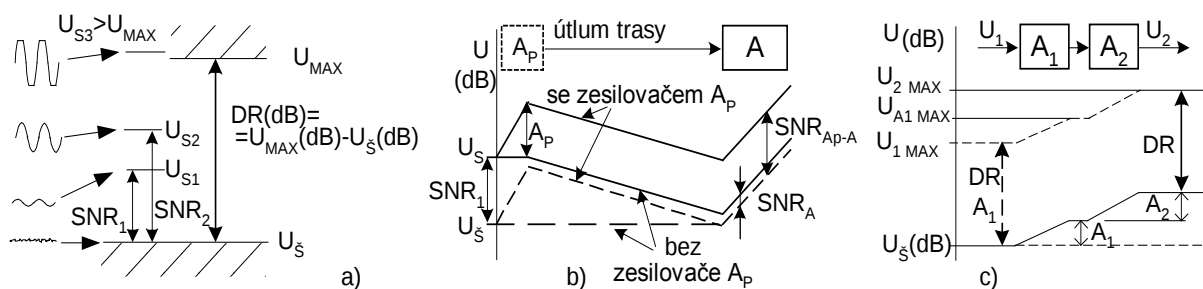
Spodní mez použitelné úrovně signálu U_{MIN} je dána hlavně **šumem**, přičítajícím se k analogovému signálu v přenosové cestě. Ten způsobuje snižování přesnosti signálu a při překročení určité meze vede k úplnému znehodnocení signálu a nemožnosti jeho zpracování. Míru znehodnocení signálu šumem vyjadřuje tzv. poměr **signál/šum** – $U_s / U_{\text{š}}$ (používaná zkratka je SNR- Signal to Noise Ratio nebo také S/Š). Často je vyjadřovaný i v logaritmické míře v dB, označuje se pak obvykle jako **odstup signálu od šumu**.

Samozřejmě podobně jako u zkreslení, je i zde přípustná míra znehodnocení závislá od účelu použití signálu a jeho požadované kvality a přesnosti, např. pro telefon je to 10 dB, pro poslech radia 26 dB apod. Nicméně obdobně jako u zkreslení, ani zde tato míra vyjádření znehodnocení signálu není dostatečně objektivní, protože bude záviset i na spektrálním složení užitečného signálu a šumu a na způsobu vyhodnocení. Proto při spektrálně založeném vyhodnocení (jako má např. lidský sluch) může být úroveň šumu vyšší, je-li šum např.

relativně úzkopásmový a kmitočtově odlišný od hlavních informačních složek řeči. A opačně, vyskytuje-li se šum ve shodném kmitočtovém pásmu jako užitečný signál, musí být pro tu stejnou kvalitu vyhodnocení SNR podstatně vyšší. Nicméně v této oblasti stanovování hodnoty SNR se nerozvinula nějaká jednoduchá standardizace různých případů jako je tomu u měření zkreslení. Většinou se jen stanovuje šířka kmitočtového pásma, pro kterou je SNR měřen, v některých případech se uvažují i složitější kmitočtové závislosti přenosu modelující např. lidský sluch apod.

Vztah mezi dynamickým rozsahem a SNR: Vzhledem k tomu, že dynamický rozsah je vyjadřován jako poměr maximální možné úrovně signálu a nejmenší úrovně signálu (obvykle přímo úrovně šumu), může být zaměňován se SNR. Jejich vztah je zřejmý z obr. 1.5 a), kdy lze říci, že DR je maximálně dosažitelný SNR, kdežto skutečný SNR je vždy nižší, proměnný a závislý na úrovni signálu. Zde platí důležitá zásada:

Vždy se snažíme o maximální využití DR, do přenosové cesty se snažíme přivést signál co nejvyšší úrovní, ale tak, aby měl dostatečnou rezervu proti překročení maximální úrovně. Tím zabezpečíme na výstupu cesty nejvyšší signál s co nejvyšší hodnotou SNR bez vzniku zkreslení. Pokud přivedeme na vstup signál s malou úrovní, pak jej musíme zesílit a až na speciální výjimky nám zůstane malá hodnota SNR, kterou nelze zvýšit.



Obr. 1.5 a) Vyjádření vztahu mezi dynamickým rozsahem DR a odstupem SNR pro různé úrovně signálu, b) vliv poklesu úrovně signálu v přenosové cestě a možná kompenzace předzesilovačem, c) stanovení dynamického rozsahu a šumové poměry u přenosové cesty se zesilovači.

Obr. 1.5 b) ukazuje případ, kdy v cestě signálu dochází k útlumu (např. dlouhý kabel mezi anténou a přijímačem nebo čidlem a předzesilovačem v případě signálu s velmi vysokým kmitočtem). Na vstupu zanedbáme malý šum signálu z antény (nebo čidla) a vezmeme za minimum úrovně typickou úroveň šum

přijímače U_{Σ} . Na začátku trasy má poměr signál šum hodnotu SNR_1 . Pak úroveň signálu klesá a na konci trasy už má tento poměr hodnotu jen SNR_2 , kterou nelze zvýšit, protože vstupní zesilovač přijímače zesiluje jak signál, tak šum.

Proto je v tomto případě výhodné použít předzesilovač u antény jako zdroje signálu. Můžeme uvažovat, že předzesilovač má zhruba stejnou úroveň šumu jako přijímač, a proto na jeho výstupu bude A-krát zesílený signál antény s hodnotou SNR_1 . Takto zesílený signál, ale i šum z předzesilovače bude kabelem utlumeny. Šum předzesilovače bude utlumen pod úroveň šumu vstupu přijímače, takže na celkový šum bude mít téměř nulový vliv. Na vstupu přijímače tak bude vstupní úroveň signálu podstatně vyšší než v případě trasy bez předzesilovače, takže na vstupu přijímače bude dosaženo hodnoty SNR_{2A} , která se bude blížit hodnotě SNR_1 a bude značně vyšší než v případě bez předzesilovače. Na druhou stranu je zřejmé, že umístění předzesilovače těsně před přijímačem nemá smysl, pokud anténní předzesilovač nemá nižší úroveň vlastního šumu než přijímač.

Obr. 1.5 c) vysvětluje hodnocení dynamického rozsahu v přenosové cestě s jedním či více zesilujícími stupni. Zdánlivě bychom mohli hodnotit DR na vstupu jako poměr maximální úrovně výstupního signálu ze zesilovače a vstupní úrovně šumu. Ale je však zřejmé, že musíme brát v potaz velikost zesílení přenosové cesty (v našem případě $A_1 + A_2$ [dB]) a maximální úroveň vstupního signálu získáme podělením (resp. v dB odečtením) maximální úrovně signálu na výstupu hodnotou celkového zesílení. Takovýto vstupní signál nebude po zesílení na výstupu zkreslen. Jak je z obrázku zřejmé, dynamický rozsah (a úroveň šumu) na výstupu zesilovačů je dán prakticky dynamickým rozsahem (a úrovní šumu) na vstupu. Ve skutečnosti je na výstupu o něco horší, protože v druhém zesilujícím stupni se přidává také jeho šum. Nicméně i v případě, kdy má stejnou úroveň vlastního šumu jako první stupeň, bude vzhledem k A_1 -krát zesílené úrovni užitečného signálu efekt přidání šumu druhého zesilovače A_1 -krát nižší než u prvního stupně. Je tedy zřejmé, že **o šumu $U_{\Sigma_{vst}}$, dynamickém rozsahu a citlivosti přenosové cesty se zesilovači rozhoduje dominantním způsobem 1. stupeň** a jeho $U_{\Sigma 1}$, a to tím více, čím větší zesílení A_1 má. To vyjadřuje tzv. Friisův vztah pro ekvivalentní vstupní šum:

$$U_{n_{vst}} = \sqrt{U_{n1}^2 + U_{n2}^2 / A_1 + U_{n3}^2 / (A_1 A_2) + \dots + U_{nm}^2 / (A_1 A_2 \dots A_{n-1})}. \quad (1.3)$$

Z hlediska hodnocení šumových vlastností přenosové cesty je dobré vzít v potaz i následující **vliv její přenosové šířky pásma B**. Ve většině případů hraje hlavní úlohu širokopásmový (bílý) tepelný šum. Celkové efektivní šumové napětí U_n pro rezistor R si lze jednoduše vyjádřit následujícím vztahem, kde k je Boltzmanova konstanta a T absolutní teplota:

$$U_n = \sqrt{4kTBR} = 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{RB} = E\sqrt{B}. \quad (1.4)$$

Z toho je zřejmé, že šumové napětí lze vyjádřit jako součin šumové napěťové spektrální hustoty E (jednotka $V/\sqrt{\text{Hz}}$, využití viz kap. 3.2 a 4.4) a odmocniny z šířky pásma. Je tedy zřejmé, že čím větší šířku pásma přenosové cesty máme, tím větší je výstupní a ekvivalentní vstupní šumové napětí. Proto platí obecná zásada, že **není vhodné používat větší šířku pásma než je potřebné z hlediska užitečného signálu, protože každé její další zbytečné rozšíření zhoršuje SNR**.

Dalším termínem, který je v diskutovaných souvislostech potřebné se zmínit, je tzv. **citlivost**. Ta nám udává **úroveň nejslabšího vstupního signálu potřebnou pro dosažení požadovaného poměru SNR na výstupu**. Základní definice citlivosti se používá pro výkon, protože tak nezávisí na odporu zdroje signálu. Udává se obvykle v dB , dBm , $\text{dB}\mu$ (v decibelech na watt, mW, μW ap.). Např. údaj -10 dBm znamená, že pro zachování předepsaného poměru signál/šum na výstupu zesilovače stačí na jeho vstupu signál, jehož výkon leží 10 dB pod 1 mW . Nicméně protože se snadněji primárně měří napětí než výkon, vyjadřuje se i citlivost napěťová (dBV), která se vždy ale musí vztáhnout na odpovídající odpor zdroje signálu, např. v radiotechnice to je obvykle 75Ω , u vf obvodů typicky 50Ω . V řetězci, kde mají jednotlivé stupně stejnou impedanci, lze počítat $P = U^2/R$, takže v logaritmickeém poměru bude:

$$\text{SNR} = 10 \log (P_s / P_n) = 10 \log (U_s^2 / U_n^2) = 20 \log (U_s / U_n) [\text{dB}] \quad (1.5)$$

1.3. Možnosti a vlastnosti vhodného řazení bloků (zesilovačů, filtrů)

Při diskusi použití a vlastností jednotlivých bloků signálové cesty analogového předzpracování signálů můžeme vyjít z blokového schématu na obr. 1.2. Zde se promítají základní cíle, tj. zesílení užitečného signálu a jeho filtrace pro potlačení rušivých signálů a šumu. Zařazení bloků v řetězci není zcela

jednoznačné a existují různé varianty, které závisí na úrovních a spektrech užitečného a rušivých signálů a na dalších různých okolnostech. Některé typické případy jsou naznačeny na obr. 1.6.

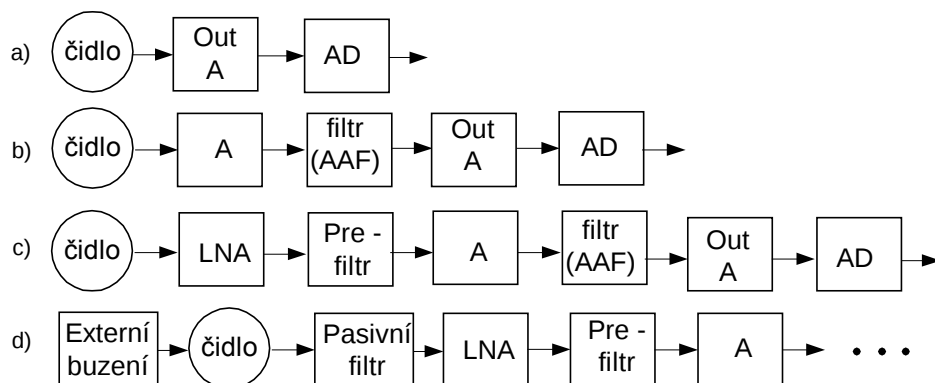
V naprosto jednoduchých případech s dostatečnou velikostí užitečného signálu a minimálním šumem a rušením (obr. 1.6a) můžeme připojit čidlo k AD převodníku jen přes oddělovací zesilovač s minimálním zesílením a v některých případech (např. malý šum v signálu vzhledem k dynamickému rozsahu A-D převodníků) i bez antialiasingové filtrace (AAF).

Pro slabší signály je obvykle zapotřebí zesilovač s větším zesílením a také běžně i s klasickým AAF filtrem, viz obr. 1.6b). V případě úzkopásmových rušících signálů může být tento filtr kombinován s filtry typu pásmová zadrž na potlačení těchto signálů (obr. 2.2 c). Pokud je úroveň těchto rušících signálů značně vyšší než užitečných signálů, nemůže mít vstupní zesilovač velké zesílení (rušící signály by jej zasaturovaly). První zesilovač musí mít tudíž nižší zesílení. Po snížení celkové úrovně signálu potlačením rušivých signálů filtrem je ale nutno následné zesílení adekvátně zvýšit v posledním zesilovacím stupni tak, aby byl naplno využit dynamický rozsah AD převodníku.

V případě nejslabších signálů (obr. 1.6c) je na vstupu nutno použít speciální nízkošumový předzesilovač, optimálně vybraný a navržený na minimalizaci jeho šumu především s ohledem na vnitřní impedanci zdroje signálu (viz kap. 4.4). Dále je v tomto případě obvykle vhodné zařadit mezi tento předzesilovač a následný zesilovač předfiltraci, protože u slabých signálů má šum a rušení obvykle velkou úroveň a bez této předfiltrace by vzhledem k celkovému zesílení obou stupňů na jejich výstupu mohlo dojít k zasaturování druhého zesilovacího stupně.

K extrémním poměrům mezi užitečnými a rušícími signály na vstupu (>80 dB) může dojít v systémech s pomocným buzením senzorů a snímacích zařízení (viz obr. 1.6 d), a to v případě jejich odlišných kmitočtů. Zde je nutno použít na vstupu před nízkošumovým zesilovačem pasívní LC nebo RC filtr s kvalitními prvky s vysokou linearitou (problematické mohou být např. keramické či méně kvalitní svitkové kondenzátory či cívky s feromagnetickými jádry). Budící signály tak lze potlačit např. o 40-80 dB. Proto lze následně elektronicky zpracovat i signály, kde by sejmuté budící signály byly až o 120 -150 dB vyšší než užitečné

signály a jejich přímé přivedení do zesilovače by nebylo možné bez překročení DR zesilovačů a tím znehodnocení zpracovávaných signálů.



Obr. 1.6 Různé varianty blokového uspořádání signálové cesty ASPP: a) velmi silný užitečný signál, b) slabší užitečný signál, nutnost AAF, c) velmi slabý užitečný signál, d) velmi slabý signál s velmi silnými pomocnými budícími signály.

1.4. Speciální varianty řetězce ASPP

Signálový řetězec analogového předzpracování podle obr 2.2 je nejjednodušší variantou. V některých případech je modifikován do složitějších struktur pro získání speciálních vlastností. Obvykle se k tomu využívá některá varianta pomocných modulací či zpětné řízení parametrů jednotlivých bloků. Lze tak orientačně vydělit např. tyto případy:

- stejnoseměrné zesilovače s potlačením offsetu předzesilovačů pomocnou modulací,
- pomocné buzení snímacích čidel a můstkové metody,
- snímání nelineárních projevů prostředí pomocnými modulačními systémy,
- použití více paralelních cest,
- zpětné řízení jednotlivých bloků řetězce ASPP,
- kombinace těchto principů.

a) DC cesta (stejnoseměrné zesilovače)

V případě snímání pomalých dějů či stejnosměrných veličin je nutno použít systém ASPP se stejnosměrnými zesilovači. Zde se projevuje zásadní problém omezení citlivosti offsetem a šumem $1/f$ zesilovačů (kap. 3), protože úroveň těchto rušivých signálů je značně vyšší než spektrální hustota šumu pro pásmo cca nad 1 kHz (až milionkrát – $1\text{mV}/1\text{nV}$ – viz kap. 3). Uvážíme-li, že

stejnosemnná chybová složka způsobená vstupním ofsetem (stálá chybová složka) a driftem (tepelně závislá chybová složka) běžných zesilovačů se pohybuje cca kolem 1 mV, tak při zesílení signálu 100-krát je na výstupu již chybová hodnota 0,1 V, což je pro většinu aplikací problematické až nepřijatelné snížení DR. Od toho se samozřejmě odvíjí značné omezení citlivosti takového systému se zpracováním stejnosměrných či pomalu se měnících veličin oproti střídavým zesilovačům, kde je limitujícím činitelem citlivosti uvedený řádově nižší střídavý šum. Podrobněji viz kap. 4.3.

Existují různé varianty řešení tohoto problému. Nejjednodušší je použití speciálních zesilovačů s nízkým ofsetem a driftem a optimální návrh jejich zapojení včetně možnosti kompenzace. Tak se lze dopracovat k mezi cca 10 μ V, ovšem závisí na více okolnostech, např. na odporu zdroje, tepelných podmínkách použití apod., viz kap. 4.3.1.

Pro další zvýšení citlivosti se využívají různé varianty modulačních technik, z nichž je nejznámější je tzv. čoprování (anglicky chopper). Jeho myšlenka spočívá v obdélníkové modulaci vstupního signálu přepínačem ještě před zesilovačem, která umožňuje převod signálu do vyšších kmitočtových pásem a tím zesílení bez vlivu ofsetu zesilovače. Přepínačem signál „rozsekáme“ (chopper = sekáček) a tím jej namodulujeme pomocí výškové impulsové modulace na nosný obdélníkový signál. Jeho modulační kmitočet f_c je volen tak, aby byl podstatně vyšší, než je šířka pásma přenášeného signálu. Po zesílení tohoto střídavého signálu spolu s ofsetem zesilovače je horní propustí přenesena jen střídavá složka modulovaného signálu a tak potlačena stejnosměrná složka včetně ofsetu vstupního zesilovače. Ryze střídavý signál je pak demodulován synchronním demodulátorem a pak filtrem typu DP je přeneseno jen základní pásmo zesíleného užitečného signálu bez zesíleného ofsetu zesilovače. Podrobněji je tento přístup rozebrán v kap. 4.3.2.

b) Pomocné buzení snímacích čidel a můstkové metody

Různá pasívní čidla rezistivního, kapacitního či induktivního typu pracují jako napěťové děliče, které musí být napájeny stejnosměrným či střídavým napájením, viz např. obr. 3.4 a) s odporovým senzorem R_x . U stejnosměrného napájení se projevuje problém citlivosti na nestabilitu napájecího napětí. Tento efekt je minimalizován použitím můstkových metod (podrobněji viz kap. 4.3.3).

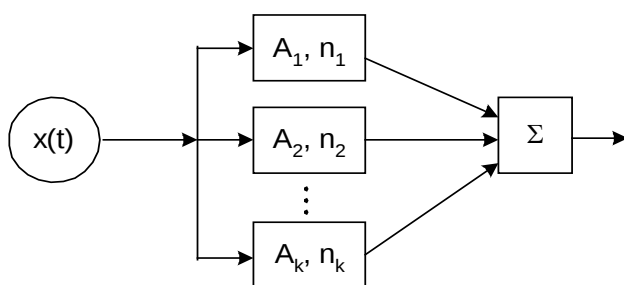
Dále se opět projevuje problém limitace citlivosti vyšší úrovně napětového ofsetu vstupního zesilovače oproti šumu pro střídavé přenosové pásmo. Proto pro systémy s vyšší citlivostí je vhodné volit střídavé napájení (obdélkové či harmonické) těchto děličů. To umožňuje použít střídavé zesílení obdobně jako u „čoprovaného“ DC zesilovače. Jedná se tedy opět o variantu pomocné modulace s tím rozdílem, že nemodulujeme signál až před zesilovačem, ale přímo ve snímacím obvodu čidla. Tudíž zde platí obdobné poznatky jako v předchozím případě. Podrobnější rozbor tohoto problému je v kap. 4.3.3.

c) Snímání nelineárních projevů prostředí pomocnými modulačními systémy

Zde jde o poměrně speciální testovací systémy, kdy užitečným signálem je nová kmitočtová složka vzniklá působením jednoho či více budících (obvykle harmonických) signálů v testovaném nelineárním prostředí. Tomu pak odpovídá uzpůsobení snímacího systému a řetězce ASPP, kdy na vstupu řetězce je výhodné použít pasivní kmitočtový filtr s vysokou linearitou pro potlačení budících signálů. Tím lze dosáhnout vysokého DR mezi snímaným a budícími signály (cca až 150 dB). Podrobněji viz např. [8], [11].

d) Použití více paralelních cest

Kromě základního kaskádního spojení jednotlivých bloků řetězce ASPP a zvláštních případů uvedených v předchozích bodech je možné se setkat i s paralelním řazením cest řetězce ASPP či jeho částí. Nejčastěji používaná varianta je zobrazena na obr. 1.7, kdy vstupní odpor je malý ($<100\ \Omega$) a vstupní předzesilovač je dominantním zdrojem šumu.



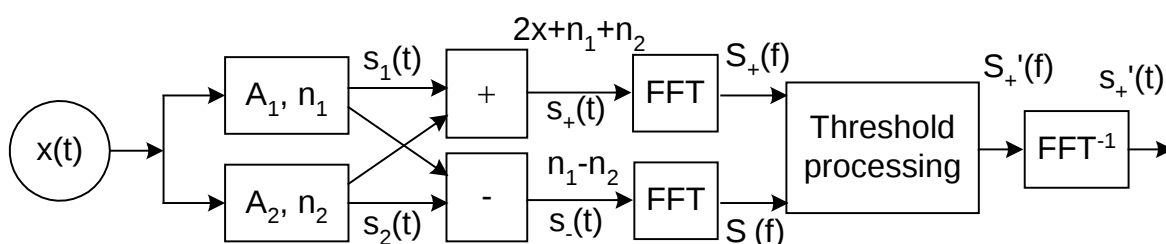
Obr. 1.7 Vstupní část řetězce ASPP s paralelním spojením cest pro snížení šumu předzesilovače.

Paralelním spojením více (k) předzesilovačů zlepšíme SNR, protože v sumačním zesilovači se sčítá vstupní signál přímo (je shodný pro všech k paralelních cest) a výsledná hodnota roste lineárně s hodnotou k , kdežto efektivní hodnota šumových signálů n_1 až n_k se vzhledem k jejich nezávislé náhodnosti sčítá „pod

odmocninou“. Tudiž její hodnota roste s odmocninou hodnoty k . Proto v sumačním zesilovači zlepšíme SNR podle vztahu

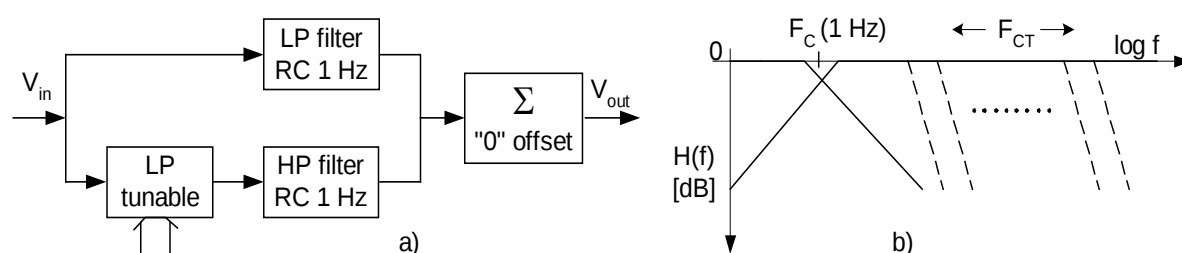
$$\frac{SNR_k}{SNR_1} = \frac{SNR_1 \frac{k}{\sqrt{k}}}{SNR_1} = \sqrt{k} \quad (1.6)$$

Paralelní spojení cest se může pro speciální případy využívat až do následného DSP [6], viz obr. 1.8. Zde se využívá účinnější potlačení šumu předzesilovačů než prostý součet jako při prostém paralelním spojení.



Obr. 1.8 Řetězec ASPP s paralelními cestami až do následného DSP pro účinnější snížení šumu předzesilovače než při prostém paralelním spojení předzesilovačů.

Dalším příkladem paralelních cest v řetězci ASPP je řetězec se stejnosměrnou vazbou a filtrem typu DP s elektronicky říditelnou hodnotou mezního kmitočtu. Vzhledem k tomu, že tyto filtry mají vždy poměrně velký offset, je použita speciální varianta s pevným kmitočtovým rozdělením na stejnosměrnou cestu do pásma např. 1 Hz a střídavou cestu s nastavitelným mezním kmitočtem [8], jak je to naznačeno na obr. 1.9.



Obr. 1.9 Část řetězce ASPP se stejnosměrným přenosem a elektronickým řízením mezního kmitočtu s paralelním rozdělením cesty pro potlačení offsetu řízeného filtru DP.

e) Zpětné řízení jednotlivých bloků řetězce ASPP

Tato varianta řetězce ASPP je naznačena již na obr. 1.2 a má výhodu v možnosti dynamického přizpůsobování vlastností jednotlivých bloků řetězce ASPP proměnným vlastnostem snímaného signálu (obvykle řízení zesílení a

kmitočtového pásma filtrů). Tím lze dosáhnout maximální potlačení v šumu i při proměnném užitečném signálu. Samozřejmě, že zde existují různé varianty řízení a zapojení struktury řetězce ASPP.

2. ZDROJE SNÍMANÉHO SIGNÁLU (SENZORY)

V našem pohledu chápeme zdroje signálu jako převodníky sledované (snímané, měřené) fyzikální, chemické, biologické či jiné veličiny na veličinu elektrickou (viz obr. 2.1). Obvykle jsou označovány jako senzory, detektory, snímače nebo čidla. Dále budeme používat výraz senzor, i když jeho význam se ve složitějších systémech nemusí krýt přesně s výrazem pro zdroj signálu.

Současně je vhodné připomenout, že problematika senzorů je velmi široká a zabírá se jí mnoho odkazů i monografií (např. [2], [12]) z různých hledisek. Zde se zaměříme na ta, která popisují senzor jako vstupní článek řetězce analogového předzpracování signálů, tedy jako zdroj signálu a také zdroj rušení a šumu.

Na vlastnosti senzorů lze mít různé požadavky. Výchozím praktickým kritériem těchto požadavků je náročnost systému, který senzor využívá. V případech jednoduchých požadavků se silným a nezarušeným snímaným signálem může být optimálním řešením jednoduchý, levný a spolehlivý senzor. Ovšem pro náročnější podmínky se požadavky na senzory zvyšují, a tak lze kvalitní senzory hodnotit např. podle těchto základních hledisek:

- a) co nejpresnější převod sledovaného signálu na měřený elektrický signál,
- b) jednoznačnost a stabilita závislosti mezi vstupní (sledovanou) a výstupní el. veličinou,
- c) dostatečná citlivost na sledovaný signál,
- d) minimální časové zpoždění a setrvačnost snímání sledované veličiny,
- e) co nejmenší ovlivňování snímané veličiny senzorem,
- f) co nejmenší citlivost na rušivé vlivy.

Kromě toho lze stanovit i řadu dalších požadavků, jako jsou např. provozní a cenová hlediska apod. Je zřejmé, že vzhledem k velkému množství kritérií neexistuje obvykle jedno univerzální optimální řešení. Používá se značné množství typů a variant senzorů a žádný z nich nemá nejlepší vlastnosti ze všech hledisek. Proto uživatel musí hledat optimální řešení z dostupného sortimentu senzorů a jejich možného způsobů použití.

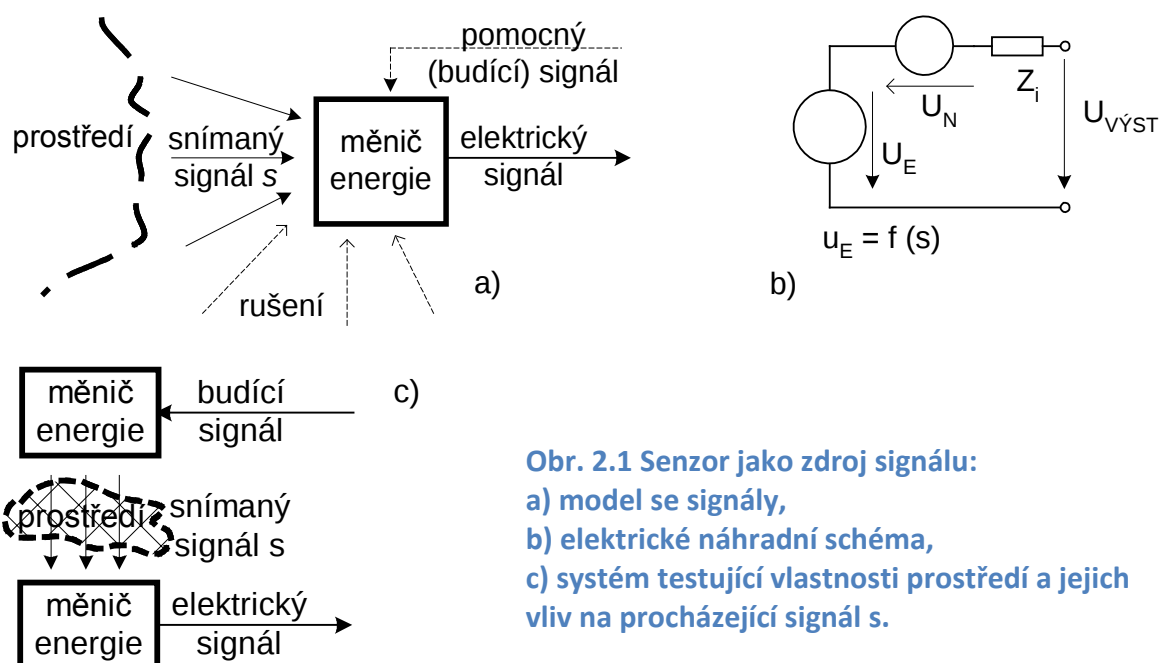
2.1. Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

Model senzoru jako zdroje signálu je ukázán na obr. 2.1a). Je zřejmé, že jeho výstupní elektrický signál vzniká na základě působení užitečného snímaného signálu, kde u pasívních snímačů je podmínkou pomocné energetické buzení. Oproti tomu aktivní senzory pomocné buzení nepotřebují, výstupní elektrická energie vzniká jen na základě přeměny energie snímaného signálu. Samozřejmě se do výstupního signálu přidává různými cestami i rušivý signál (viz diskuse k obr. 2.2).

Na obr. 2.1b) je pak ukázáno elektrické náhradní schéma senzoru. Zdroj signálu $u_E(t)$ lze chápat jako zdroj napětí řízený budícím signálem podle funkce

$$u_E(t) = f(s(t)) . \quad (2.1)$$

Tento zdroj signálového elektrického napětí má samozřejmě odpovídající vnitřní impedanci Z_i a projev rušivých napětí a šumu je modelován zdrojem napětí U_N .



Obr. 2.1 Senzor jako zdroj signálu:

a) model se signály,

b) elektrické náhradní schéma,

c) systém testující vlastnosti prostředí a jejich vliv na procházející signál s.

Kromě jednoduchého modelu snímání signálu aktivním či buzeným pasívním senzorem se lze setkat i se složitějšími systémy, kdy senzor snímá budící signál procházející testovaným prostředím, viz obr. 2.1c). Tak lze testovat vlastnosti a

jevy v prostředí např. optickým, akustickým, ultrazvukovým, elektromagnetickým, tepelným a dalšími typy signálů.

Vlastnosti senzoru lze popsat těmito základními parametry:

- přenos vstupního signálu na výstupní elektrický signál (2.1),
- vnitřní impedance výstupního elektrického zdroje (obr. 2.1b),
- citlivost senzoru, vyjadřující minimální vstupní signál pro dosažení dostatečného SNR na výstupu,
- další pomocné parametry senzorů, jako je např. jejich směrovost.

2.1.1. *Přenos senzoru*

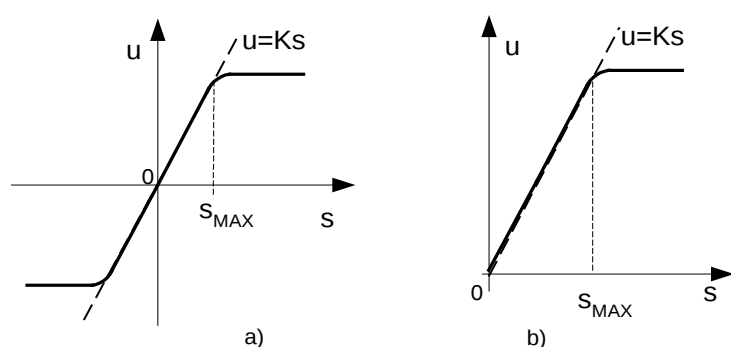
Přenos je základním parametrem senzoru. Jeho vlastnosti lze formulovat z hlediska statické převodní charakteristiky a dále z hlediska kmitočtových vlastností. **Statické převodní vlastnosti** ukazují vztah mezi vstupní fyzikální veličinou $s(t)$ a výstupním napětím $u(t)$ bez setrvačných vlivů, což se nejjednodušeji měří jako stejnosměrná závislost. Pro střídavé snímače je možné měřit převod uprostřed přenosového pásma, kde by fázové vlivy měly být nulové či minimální.

Na statické přenosové charakteristice (někdy také kalibrační křivce) je obvykle zřejmá lineární část, kterou lze vyjádřit směrnici $K = \Delta u / \Delta s$. Té se někdy též říká citlivost, ale je nutné rozlišovat od dalších zmíněných významů citlivosti. Ideální je případ, kdy je celá závislost $U = f(s)$ lineární, reálně je ale ve většině případů nelineární. Výhodnější je případ, ukázaný na obr. 2.2, kdy se nelinearita projevuje až po překročení nějaké technologické či jiné meze. V tom případě se obvykle využívá jen část lineární a její maximální hodnotu chápeme jako **horní mez** měření. Samozřejmě, že i pro toto omezení není linearita převodní charakteristiky obvykle absolutní a lze definovat míru její nelinearity obdobně jako zkreslení zesilovače či AD převodníku.

Používají se ale i čidla, jejichž závislost je nelineární v principu a pak je nutno tuto nelinearitu brát v potaz, mít ji změřenou (např. jako kalibrační křivku) a při vyhodnocení ji korigovat některým z běžných způsobů. Pro některá čidla např. existují přímo známé korekční matematické funkce. Na druhou stranu,

použijeme-li senzor s dvojstavovým výstupem, jehož komparační hranici nastavíme experimentálně, nelinearita nevadí.

Obdobně jako lze stanovit maximální mez, při jejímž překročení má výsledná hodnota nepřijatelnou chybu, lze stanovit i **minimální mez** velikosti signálu. Zde je obvykle zdrojem chyby šum a rušení a stanovujeme tak citlivost v druhém slova smyslu. Tomuto důležitému problému se bude věnovat další stať samostatně.



Obr. 2.2 Typická statická převodní charakteristika:
a) pro střídavé senzory (dvoukvadrantové),
b) pro senzory jednokvadrantové.

Dále lze senzory rozdělit na střídavé (dvoukvadrantové), kde výsledná veličina může nabývat kladných i záporných hodnot a může vytvářet střídavý signál bez stejnosměrné složky (viz obr. 2.2a), např. čidlo akustického tlaku a pod.), a na senzory snímající jen kladné hodnoty a obsahující vždy stejnosměrnou složku (viz obr. 2.2b), např. čidlo absolutní teploty a pod. Ovšem i pro takové čidlo lze získat spolu se stejnosměrnou složkou i časově proměnnou složku, odpovídající střídavému signálu.

U některých senzorů se také může vyskytovat i jev hystereze, tedy závislosti výstupní hodnoty na směru změny. Obecně je to jev negativní, nicméně jsou přímo funkční senzory, kde jev hystereze s výhodou využíváme (např. bimetalový spínač pro stabilizaci teploty).

2.1.2. *Kmitočtové vlastnosti přenosu senzoru*

Tyto přenosové vlastnosti lze definovat obdobně jako pro jakýkoliv lineární člen přenosovou funkcí v závislosti na kmitočtu

$$K(\omega) = U_E(\omega)/S(\omega) . \quad (2.2)$$

Tuto komplexní přenosovou funkci $K(\omega)$ lze vyjádřit běžnými modulovými a fázovými charakteristikami (popř. skupinovým zpožděním) obdobně jako pro jakýkoliv lineární přenosový člen. Lze tak především stanovit nejdůležitější parametr, **šířku přenosového pásma** B , ale je nutno si uvědomit, že každý senzor je také chtěným či nechťeným kmitočtovým filtrem se všemi jeho odpovídajícími parametry. Vliv fázových vlastností je vhodné posuzovat na charakteristice skupinového zpoždění či také **časovými charakteristikami**. Zde je nejpoužívanější přechodná charakteristika (integrál impulsní charakteristiky), na níž dobře vidíme odezvu senzoru na skokové změny (**doba odezvy**, překmity, ustálený stav apod.)

Je vhodné si uvědomit, že kmitočtové charakteristiky senzoru tvoří jednu z dílčích částí přenosové charakteristiky celé přenosové cesty a že je možné a někdy potřebné a velmi výhodné v určitém rozmezí charakteristiku senzoru kompenzovat, protože kompenzace v elektronické části může být jednodušší než snaha o kompenzaci kmitočtové charakteristiky samotného senzoru.

2.1.3. *Vnitřní impedance senzoru*

Vzhledem k následnému připojení elektrické cesty zpracování signálu k senzoru (obvykle předzesilovač) a významu vzájemného vlivu senzoru a předzesilovače je dalším důležitým parametrem senzoru komplexní **vnitřní impedance** Z_i jeho elektrického výstupu. Obvykle zde převládá jeden typ impedance, takže mluvíme o odporové, kapacitní či induktivní vnitřní impedanci. Nicméně obecně je tato impedance kmitočtově závislá a jednoduchý model R , L , C či RL a RC může být značně nepřesný. V tom případě je pro přesné vyjádření složitě kmitočtové závislosti impedance nutno použít složitější model Z_i . Proto obvykle volíme kompromis mezi složitostí a přesností. Důležitou roli při tom hraje kmitočtové pásmo, pro které kmitočtovou závislost modelujeme. Pro úzká kmitočtová pásma obvykle vystačí jednoduchý model.

Pro stejnosměrné a nízkofrekvenční modely či pro ryze odporové senzory obvykle postačuje odporový model Z_i . Tak můžeme senzory rozdělit typicky na senzory s malým vnitřním odporem (chovají se spíše jako dobré zdroje napětí) a senzory s velkým vnitřním odporem (chovají se spíše jako zdroje proudu). Toto

hraje podstatnou roli pro volbu typu vhodného předzesilovače a způsob jeho připojení, viz kap. 4.3 a 4.4.

U kapacitní či induktivní vnitřní impedance senzoru je problém volby předzesilovače, způsobu jeho připojení a vzájemné vazby se senzorem ještě složitější než u ryze odporové vnitřní impedance. Této problematice je věnována samostatná kapitola 4.4.

2.1.4. *Dynamický rozsah, SNR a citlivost senzorů*

Jak bylo naznačeno už ve stati o statické převodní charakteristice, má každý senzor **dynamický rozsah**, určený poměrem mezi maximální a minimální hodnotou vstupního signálu, kterou senzor zpracuje s přijatelnou přesností. Nyní se budeme podrobněji věnovat minimální hodnotě, která je obvykle omezena především přidáním **rušivých signálů a šumů** do užitečného signálu a jejichž sumární velikost je v tomto smyslu rozhodujícím faktorem. Vzhledem k tomu, že zdrojů těchto rušivých signálů je u senzoru více, je vhodné rozlišit jejich způsob vzniku a přenosu do výstupního signálu, abychom se mohli účelně pokusit o jejich minimalizaci. Ukazuje nám to obr. 2.3, kde jsou různé rušivé signály označeny a) až d) a je samozřejmě uvažován i tepelný šum U_{Nt} vnitřního odporu R_i (reálná část Z_i):

a) Rušivý signál z prostředí, který jde stejnou cestou a stejným principem a má obdobné vlastnosti jako užitečný signál. Proto je obtížné jej zde potlačit, protože nemáme v této fázi nástroje na odlišení drobných odchylek jeho vlastností od vlastností užitečného signálu. Jednoduchým příkladem může být snímání řeči mikrofonom, kdy kromě snímaného mluvčího začne hovořit i nežádoucí osoba.

b) Rušivý signál z prostředí, který je přenášen stejným principem jako užitečný signál, ale jinou cestou, a lze jej na základě této odlišnosti od užitečného signálu relativně snadno potlačit (např. pro rozdílný směr, časový posuv apod.)

Je potřebné si uvědomit, že zdrojem rušivých signálů pro případy a) a b) mohou být různé vlivy okolního prostředí, které odpovídají danému principu převodu senzoru, např. světelné, tepelné a povětrnostní vlivy (vítr, déšť, vlhkost a

elektrostatické výboje), průmyslové rušení, vibrace, chemické vlivy apod. Je tedy zřejmé, že jednou z cest k jejich potlačení je výběr vhodného typu senzoru, jehož princip tyto nejsilnější projevy rušení nepřenáší.

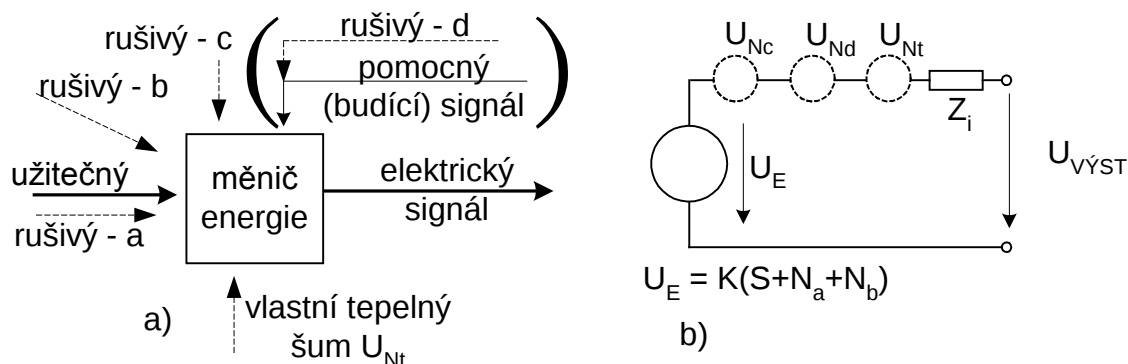
c) Rušivý signál z prostředí, který „přijímáme“ v obvodech čidla na základě jiného principu (např. elektromagnetické indukce vnějšího rušivého elektromagnetického pole do čidla a do přívodních vodičů). V mnoha případech jej lze v této fázi také poměrně snadno potlačit (stínění, kompenzace).

d) Rušivý signál, který zavádíme u pasívních senzorů spolu s pomocným budícím signálem (např. nestabilita stejnosměrného napětí, přídavný brum a pod.). Tyto vlivy lze při zdokonalování vlastností takového pomocného buzení a dalšími obvodovými principy (např. můstkové snímače) také poměrně úspěšně minimalizovat.

e) Tepelný šum U_{Nt} vnitřního odporu senzoru se chová podle obecných zákonitostí (1.4), takže se mu nelze vyhnout. Snaha o snížení šumu snížením hodnoty vnitřního odporu nemusí být vždy úspěšná, protože se tím také může snižovat hodnota převodního koeficientu K (obr. 2.2) v případě, kdy je princip převodu s hodnotou odporu přímo spojen. Naopak, když velikost signálu s hodnotou odporu roste lineárně, může být velká hodnota odporu výhodou, protože velikost šumu roste pouze s odmocninou hodnoty odporu a zvyšuje se tak SNR.

Při řešení tepelného šumu vnitřního odporu je také nutno vzít v úvahu i přidaný šum připojeného předzesilovače. Ten má určité limity, takže např. nemá cenu záměrně snižovat vnitřní odpor senzoru pod hodnotu cca $50\ \Omega$, protože ekvivalentní hodnota šumu předzesilovače bude vyjma speciálních případů vždy podstatně vyšší. Z toho je zřejmé, že u mnoha senzorů může být vlastní tepelný šum podstatně nižší než šum přidávaný následným předzesilovačem. V tom případě může být výhodné použít impedanční přizpůsobení vhodným transformátorem, které zvýší tepelný šum na úroveň šumu předzesilovače a adekvátně ale i úroveň užitečného signálu a tím i citlivost (obr. 4.1 e). Podmínkou jsou samozřejmě vhodné kmitočtové vlastnosti tohoto transformátoru. Problémem to může být pro nízké kmitočty, kde potřebná velká indukčnost může vyžadovat velké počty závitů tenkého drátu a tím i velký odpor vinutí.

Ještě složitější závislosti vznikají u zdrojů s odporově-kapacitní vnitřní impedancí a je zřejmé, že optimální řešení tohoto problému je poměrně složitá úloha, které se věnuje i kapitola o vazbě předzesilovače na senzor (kap. 4.4).



Obr. 2.3 Typy rušivých signálů, projevujících se ve výstupním signálu senzoru: a) model senzoru se signály, b) elektrické náhradní schéma.

Pokud známe rušivé signály a strmost K převodní charakteristiky, lze vyjadřovat **citlivost senzoru** jako minimální potřebnou úroveň vstupního signálu. Vzhledem k různým projevům uvedených typů rušení je vhodné zjednodušit tento problém rozdělením na dva případy. Prvním je **teoretická citlivost**, kdy neuvažujeme vnější rušení, které závisí případ od případu na konkrétních podmínkách. Proto je uvažováno jen rušení a šum vlastního senzoru a jeho případného buzení, což je poměrně standardní veličina a nezávisí příliš na prostředí. V takovém případě lze i poměrně objektivně porovnávat různé typy senzorů od různých výrobců. Pokud vyjdeme ze vztahů $SNR = U_E / U_\xi$ a $U_E = KS$ (obr. 2.2) pak lze pro požadovaný minimální poměr signál/šum SNR_{MIN} stanovit teoretickou citlivost jako

$$U_{EMIN} \geq U_\xi SNR_{MIN} \Rightarrow S_{MIN} \geq \frac{U_\xi SNR_{MIN}}{K} \quad (2.3)$$

Pokud budeme za zdroj rušivých signálů a šumu uvažovat pouze vnitřní odpor R_i , lze teoretickou citlivost senzoru vyjádřit jako

$$S_{MIN} = \frac{\sqrt{4kTR_iB}}{K} SNR_{MIN} \quad (2.4)$$

Praktická citlivost pak oproti teoretické bere v potaz navíc i všechna vnější rušení (viz obr. 2.3 a diskuse k němu). Navíc je potřebné uvažovat i šum následného předzesilovače, který může být též vyšší než šum samotného

senzoru. Z toho důvodu může být hodnota praktické citlivosti značně odlišná a nižší, než je teoretická citlivost. Dále je také zřejmá potřeba dobré analýzy a minimalizace vnějších zdrojů rušení, které mohou být rozhodujícím faktorem pro dosaženou citlivost senzoru v praxi.

Pro důsledné hodnocení praktické citlivosti je nutno vzít v potaz i různé spektrální složení rušivých signálů a jejich různý přenos pro různé principy senzorů. Je zřejmé, že tak i senzor s nižší teoretickou citlivostí může mít vyšší reálnou citlivost, protože má z nějakého důvodu nižší přenos pro vnější rušivé signály. Uvážíme-li též, že vnější rušivé signály mohou být dosti proměnlivé a nestabilní, je zřejmé, že hodnocení senzorů z hlediska reálné citlivosti a jejich optimální výběr mohou být poměrně složitou záležitostí a v praxi to může značně ovlivnit citlivost celého systému.

2.1.5. Eliminace rušivých vlivů a kompenzace neideálních přenosových vlastností senzorů

Z předchozí analýzy teoretické a praktické citlivosti (obr. 2.3) vyplývá, že se u senzoru můžeme setkat s mnoha vlivy, které podstatným způsobem snižují dosažitelnou citlivost senzorů či zhoršují jejich další důležité parametry. Proto je na místě se zabývat možnostmi eliminace těchto negativních vlivů. Místa jejich eliminace v řetězci zpracování signálů lze rozdělit následovně:

- v prostoru kolem senzoru,
- v senzoru,
- v cestě ASPP,
- v následném DSP.

Samozřejmě je možné a vhodné jednotlivé možnosti spojovat a různě kombinovat. Při tom většinou platí, že je vhodné provést eliminaci co nejdříve, aby se nám negativní projevy dále nekombinovaly s nedokonalostmi další části přenosové cesty. Uvedené korekce negativních projevů lze rozdělit do třech základních skupin:

- snižování rušení, šumu a offsetu,
- korekce linearity,
- korekce kmitočtových vlastností.

Možnosti snižování některých druhů rušení byly naznačeny již v diskusi k obr. 2.3. Např. pro potlačení šumu typu b) je vhodné využít např. směrových charakteristik čidla, které lze dále zvýšit vytvářením soustav (polí) čidel apod.

Taktéž lze potlačovat průnik těchto signálů různými stíněními, fungujícími jako prostředí s rozdílnými impedancemi pro šíření daného druhu energie, např. stínící desky pro elektromagnetický signál, akustické odrazné desky pro akustické signály, tepelné izolace pro tepelné signály apod. Snižování šumu typu d) a vlastního tepelného šumu senzoru bylo také již naznačeno v předchozí diskusi. Pro snížení šumu předzesilovače lze využít i kmitočtové závislosti přenosu senzoru se zdůrazněnými vyššími složkami (funguje jako tzv. preemfáze), když korekci této závislosti (potlačení výšek-deemfáze) provedeme až za předzesilovačem.

Je tedy zřejmé, že pro snižování rušení a šumu může hrát rozhodující roli vhodný výběr typu senzoru a jeho instalace v prostředí. Mohou ale nastat případy, kdy rušení a šum ze senzoru je nízký a podstatně vyšší může být šum navazujícího předzesilovače. V tom případě bude důležité optimalizovat tento předzesilovač a jeho vazbu na senzor (kap. 4). Dále může podstatnou roli ve snižování rušení a šumu hrát jejich spektrální složení, protože v případech odlišného spektra rušení od spektra užitečných signálů lze toto rušení velmi účinně potlačit následnou analogovou předfiltrací. Další možnosti nabízí následné DSP.

Stejnoseměrný ofset je speciální případ „stejnoseměrného šumu“, který limituje citlivost senzorů se stejnoseměrnými signály. Typické je to pro pasívní odporové senzory s externím stejnoseměrným buzením. Vzhledem k tomu, že jde o významný a v praxi se často objevující problém, byly vypracovány různé metody jeho eliminace počínaje použitím můstkových zapojení, dále spínaných (čoprováných) předzesilovačů či náhradou střídavého za stejnoseměrné buzení. Mezi další možnosti patří různé způsoby kompenzace či „autokalibrace nuly“. Tomuto problému bude věnována kap. 4.3.

Taktéž pro eliminaci nelineárních závislostí převodu snímaného signálu jsou vytvářena různá zapojení s kompenzací těchto efektů, např. použití dvou senzorů opačné závislosti v můstku a pod. Jsou možné i jiné kompenzace či následná korekce při ASPP či DSP podle naměřené korekční závislosti.

Nevhodné kmitočtové závislosti přenosu senzorů lze kompenzovat klasickými cestami kompenzace kmitočtových charakteristik lineárních přenosových členů v následném ASPP či DSP, např. použitím kmitočtových korektorů modulové či

fázové charakteristiky. Opět tu ale platí, že čím dříve korekci provedeme (pokud možno u senzoru či na vstupu řetězce vyjma uvedeného principu preemfáze-deemfáze), tím méně omezíme dynamický rozsah přenosové cesty speciálně pro pásmo s nejnižším přenosem. To samozřejmě platí pro velké rozdíly přenosu. Malé rozdíly přenosu (cca do 3 až 10 dB) nemají na výsledný dynamický rozsah podstatný vliv, takže je lze korigovat až v pozdější části řetězce, kde je to obvykle snazší.

2.2. Příklady některých typických a často používaných senzorů

2.2.1. *Senzory pasívní*

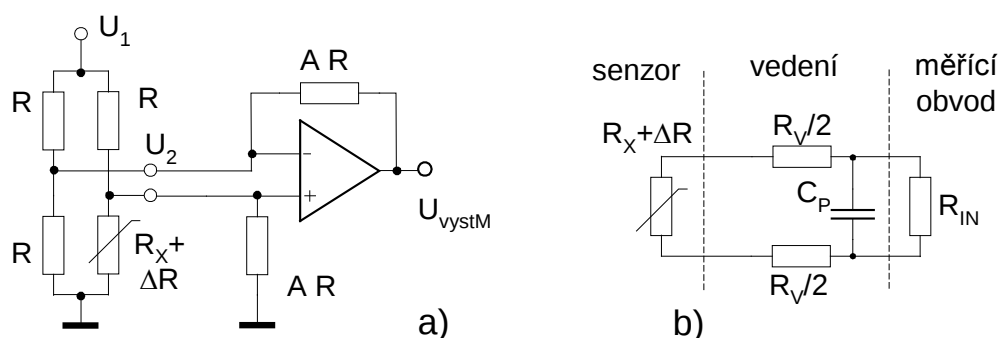
Mezi nejčastěji používané senzory patří **senzory odporové**. Je to velmi rozsáhlá skupina pasívních snímačů. Nejčastěji bývají tyto senzory zapojeny jako vyvážený nebo nevyvážený můstek (viz obr. 2.4 a, podrobněji kap. 4.3.3), nicméně v nepříliš náročných případech lze použít tento senzor zapojený i v jednoduchém odporovém děliči. Velkou výhodou odporových senzorů je obvykle jejich jednoduchost a kmitočtová nezávislost. Bezproblémové jsou pro stejnosměrné a pomalu se měnící signály, nicméně pro složitější případy je nutno uvažovat i reálné vlastnosti jejich zapojení do měřicího obvodu (např. připojení senzoru R_x k můstku - obr. 2.4b). Pro senzory s malou hodnotou odporu může hrát podstatnou roli odpor přívodního vedení a jeho nestabilita (kontakty), pro velké hodnoty odporu může hrát roli vstupní odpor měřicího obvodu, svodový odpor vedení a pro signály s vyššími kmitočty zase parazitní kapacita vedení a vstupu měřicího obvodu (obr. 2.4b).

Jako typické příklady odporových senzorů lze uvést:

- kontaktové (výstup sepnuto rozepnuto) - mechanické polohové, rtuťové, jazýčkové relé, bimetalové spínače a pod.
- odporové tenzometry,
- odporové senzory teploty (kovové senzory Pt, Ni, termistory NTC...)
- odporové senzory vlhkosti,
- magnetorezistory atd..

Dalším typem pasívních senzorů jsou **kapacitní senzory**. Ze vztahu pro kapacitu ideálního deskového kondenzátoru $C = \epsilon S/d$ vyplývá, že na snímanou kapacitu

mohou mít vliv veličiny ovlivňující plochu S elektrod, vzdálenost elektrod d a permitivitu ϵ . Jejich výhodou je především jednoduchost jejich konstrukce, malá hmotnost elektrod a možnost snímání různých veličin, které lze jen obtížně snímat například odporovými senzory, a to i bezkontaktně. Jejich nevýhodami jsou částečná závislost kapacity snímače na jeho rozměrech a také obvykle nelineární závislost kapacity na měřené veličině vzhledem k složitosti tvaru u snímačů, kde desky kondenzátoru jsou součástí proměnného měřeného prostředí (nejde o ideální deskový kondenzátor). Dále je nutno kompenzovat vliv parazitní kapacity a případně i indukčnosti a svodu přívodního kabelu.



Obr. 2.4 a) příklad zapojení odporového senzoru do můstku, b) modelování reálných vlastností připojení odporového senzoru.

Zvláštním případem jsou i senzory, kde prostředí má vliv na ztrátový úhel kondenzátoru s odpovídajícím vyhodnocením této veličiny.

Zapojení kapacitního senzoru může být obdobně jako u odporů v jednoduchém či v můstkovém děliči napětí. Ten bývá napájený obvykle střídavě, nicméně je možné i stejnosměrné napájení vysokým napětím přes snímací odpor, což je základem kvalitních kondenzátorových mikrofونů, kdy akustickým tlakem měníme kapacitu membrány proti pevné elektrodě. Kapacitní senzor je také možno zapojit do rezonančního obvodu oscilačního obvodu. Pokud použijeme dva shodné oscilační obvody a vyhodnocujeme jejich rozdílový kmitočet (zázněj), může být citlivost takového zapojení poměrně velká. V obou případech, kdy používáme silné měřicí signály (ať už buzení můstku či signál oscilátoru), lze potlačit účinně rušivé složky s kmitočtem odlišným od těchto složek.

Jako typické příklady kapacitních senzorů lze uvést snímače polohy, tlaku, vlhkosti, zrychlení, výhodné jsou i jako snímače hladiny vody vzhledem k její vysoké permeabilitě.

Indukčnostní senzory mají jednak podobné vlastnosti a způsoby zapojení jako kapacitní senzory, ale i další vlastnosti a možnosti. Zde můžeme vycházet z univerzálního vztahu pro hodnotu indukčnosti cívky z počtu závitů n a magnetické vodivosti jádra G_M , kdy $L = n^2 G_M$. Obvykle zde vyhodnocujeme vliv měřené veličiny na hodnotu magnetické vodivosti G_M , která závisí jak na geometrickém uspořádání magnetického jádra cívky, tak i na materiálu jádra (obzvláště velká je citlivost na změnu velikosti případné vzduchové mezery).

Kromě změny indukčnosti dochází i k vlivu sledované veličiny na ztráty cívky. Odlišností oproti kapacitním senzorům je možnost využít jako senzoru vzájemnou indukčnost dvou cívek či vliv sekundární cívky na primární přes tuto vzájemnou indukčnost. Speciálním případem jsou pak tzv. vířivé proudy, kdy zkratový proud, indukovaný ve vodivém jádře, zde teče jako ve zkratované sekundární cívkce s jedním závitkem a zpětně ovlivňuje reálnou i imaginární složku měřené primární cívky. Typickým příkladem indukčnostních senzorů jsou různé snímače polohy.

2.2.2. *Senzory aktivní (generátorové)*

Tyto senzory fungují jako měniče sledované veličiny na veličinu elektrickou a nepotřebují k tomu žádný další pomocný zdroj energie. Proto v případě sledování slabých lokálních jevů může docházet i k jejich významnému ovlivňování senzorem. Využívají různých fyzikálních jevů. Uvést lze např. tyto nejznámější:

- termočlánky,
- piezoelektrické senzory,
- indukční senzory,
- elektromagnetické a elektrodynamické senzory,
- fotodiody, infračervené senzory.

Jejich základní vlastnosti jsou obecně popsány v kap. 2.1 a takovýto popis lze poměrně dobře použít pro výběr vhodného senzoru. Každá z uvedených skupin aktivních senzorů snímá jiným způsobem jiný druh šířící se energie. Opět je zde nutno brát v potaz možný přenos vnějších rušících signálů s ohledem na daný

princip funkce senzoru. Např. indukční senzory budou obecně více citlivé na vnější rušivé elektromagnetické pole. Piezoelektrické senzory se považují za nejcitlivější senzory mechanického kmitání v pásmu zvuku a ultrazvuku, proto mají samozřejmě i velkou citlivost na rušivé signály tohoto typu.

2.2.3. *Senzory typu vysílač (budič) – přijímač (snímač)*

Senzory tohoto typu, viz obr. 2.1c), lze považovat za zvláštní případ pasívních senzorů, kdy budící signál nepůsobí přímo v senzoru, ale prochází testovaným prostředím a vlastnosti tohoto prostředí vytvářejí v přijímací části senzoru užitečný signál ovlivňováním procházejícího budícího signálu. Při konstrukci takovýchto senzorů se využívá principů šíření různých energií přes testované prostředí. Výsledný signál je pak buď dvojstavový (průchodnost – neprůchodnost prostředí), např. různé optické brány a pod., nebo analogový s hodnocením změny parametrů procházejícího signálu.

Lze uvést následující typické příklady:

- **Optické senzory** používají jako budící signál buď viditelné světlo, často barevně filtrované (např. LED diody nebo infračervené záření popř. monochromatické lasery různé vlnové délky). Adekvátně tomu jsou voleny přijímací členy. Mají široké spektrum aplikací od levných a jednoduchých optických bran až po drahé vysoce přesné interferometrické měření vzdáleností. Vzhledem k vysoké ceně tohoto přesného měření se často využívají značně levnější (cca 100x) a přitom dosti přesné (cca 1 μm) triangulační laserové měřiče vzdáleností.
- **Ultrazvukové senzory** zase měří amplitudu či dobu šíření ultrazvukových vln v prostředí. Ve zvláštních případech mohou být vyhodnocovány nově vzniklé harmonické složky vzniklé díky sledované nelinearitě prostředí. Jejich vysílače a přijímače mají stejný piezoelektrický princip, nicméně pro buzení se využívají i jiné typy budičů, jako jsou např. magnetostrikční, mechanické (úderem, tzv. impact – echo) a pod. Taktéž tvary budících signálů mohou být různé. Nejčastější je krátký silně tlumený impulz kvaziharmonického signálu. Pro testování nelineárních efektů se využívá i kontinuální či pulzní [8] harmonický signál. Také je nutno si uvědomit, že kmitočet signálu a odpovídající délka vlny pro danou rychlost šíření v daném prostředí určuje obvykle přesnost a dosah měření. Jednodušší použití těchto senzorů je pro homogenní prostředí, které má navíc akustickou impedanci blízkou hodnotě impedance vysílače a přijímače.

Takové typické použití je při defektoskopii kovů, kdy i přechod signálu mezi měniči a kovem je zabezpečen vazební hmotou (vazelína, vosk, voda..). Komplikovanější je použití např. pro vzduch (např. různé měření vzdálenosti), kde dochází k velkému útlumu budícího a přijímaného signálu vzhledem k různým akustickým impedancím měřeného objektu a vzduchu. Ještě nepříznivější je případ bezkontaktního zkoumání pevných látek, kde se v cestě vyskytují celkem čtyři či více přechodů s rozdílnou akustickou impedancí a tím i adekvátní odrazy signálu a jeho celkový útlum. Tyto i jiné odrazy mohou být velkou komplikací při vyhodnocování doby průchodu signálu od sledovaných odrazů (např. poruch materiálu). Proto je prakticky nemožné realizovat klasické ultrazvukové testování homogenity materiálů u těles se složitými tvary. Zde se mohou aplikovat nové metody, využívající nelineární efekty, vznikající při šíření ultrazvukových signálů přes poruchy typu prasklina [8], [11].

- **Senzory s elektromagnetickým polem** jsou nejčastěji aplikované jako klasické radary. Mají ale i jiná použití, např. tzv. georadary. Omezení těchto senzorů ale spočívá v poměrně velké délce vlny vzhledem k rychlosti šíření blížící se rychlosti světla. Proto pro georadary a podobné aplikace s krátkou vzdáleností se využívají kmitočty nad 1 GHz. Navíc pro blízké pole antény jsou zákonitosti šíření elektromagnetické vlny komplikovanější než pro volný prostor.

Zvláštním případem pak je použití, kde se využívá dominantně jen jedna ze složek elektromagnetického pole. Nejčastěji je to magnetické pole, takže do této skupiny lze zařadit i různé senzory, využívající budící a snímací cívku a jejich vzájemnou indukčnost ovlivňovanou prostředím, či další varianty těchto senzorů. Některé senzory však využívají i ovlivňování elektrostatického pole.

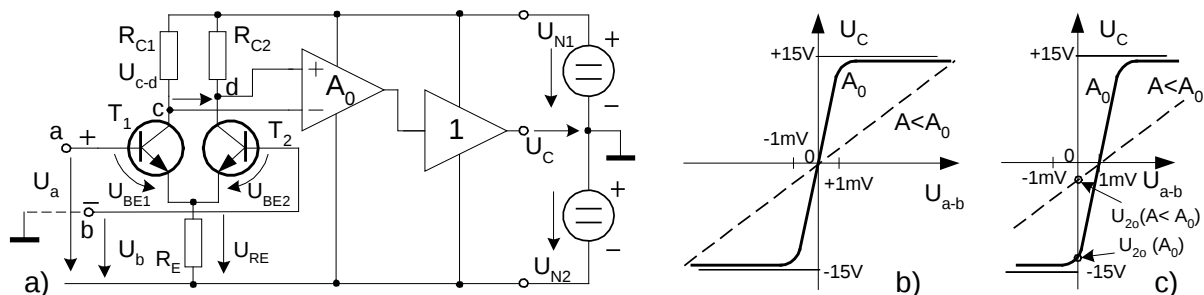
Závěrem k této kapitole lze konstatovat, že principů funkce senzorů a typů jejich realizace je značné množství a zde uvedené klasifikace a členění je pouze orientační. Mnohdy se jednotlivá kritéria a odpovídající skupiny vzájemně prolínají a překrývají. Stejně tak je důležitý i poznatek, že pro optimální výběr senzoru a jeho aplikaci je nutno brát v úvahu různá hlediska a vlastnosti včetně vlivu prostředí a různého rušení, které se v něm vyskytuje. Dále je nutno optimálně řešit i návaznost senzoru na další články řetězce ASPP, především pak předzesilovač, což bude předmětem rozboru v kap. 4.

3. PŘEDZESILOVAČE

Vstupní blok zesilovače, navazující na senzor, se obvykle nazývá předzesilovač. Jeho vydělování z celého zesilovacího řetězce je odůvodněné jednak tím, že konstrukčně bývá v některých případech oddělený, ale také pro své výsadní postavení rozhodujícího bloku z hlediska šumu a ofsetu celého zesilovače. Proto je jedním z nejdůležitějších bloků, limitujících citlivost celého systému. Protože nejčastějším stavebním prvkem předzesilovačů je OZ, budeme se dále zabývat jeho hlavními parametry ovlivňujícími citlivost.

3.1. Stejnosměrné vlastnosti OZ, ofset, drift

Pro pochopení stejnosměrné funkce OZ lze použít zjednodušené schéma z obr. 3.1 a). Vstup OZ je tvořen některou z variant tzv. diferenčního zesilovače z tranzistorů T_1 a T_2 . Jeho funkci si lze představit jako dvojramenné váhy. V případě, že napětí U_a a U_b obou bází jsou shodná, jsou při shodných vlastnostech obou tranzistorů shodné i kolektorové proudy a rozdílové napětí U_{c-d} je také nulové (váhy jsou v rovnováze). V případě, že se např. napětí U_a zvýší, vede to ke zvýšení hodnoty U_{BE1} a tím i kolektorového proudu I_{C1} tranzistoru T_1 . Zvýšení I_{C1} a tím i emitorového proudu vede ke zvýšení napětí na rezistoru R_E (zpětnovazební rezistor R_E je zjednodušení, obvykle jde o zdroj proudu), které působí jako záporná zpětná vazba, snižující hodnotu U_{BE1} . Tím se ale sníží i hodnota U_{BE2} , což naopak vede k uzavírání tranzistoru T_2 a snižování I_{C2} (jako druhé rameno vah). Zvýšení I_{C1} a snížení I_{C2} vyvolá na rezistorech R_{C1} a R_{C2} rozdílové napětí U_{c-d} , jehož hodnota je zesílená vzhledem k hodnotě U_{a-b} .



Obr. 3.1 a) Stejnosměrný model OZ se vstupním diferenčním zesilovačem, b) převodní charakteristika pro přenos A_0 a zesílení snižené zápornou zpětnou vazbou, c) znázornění vlivu ofsetu 1 mV na převodní charakteristice pro přenos A_0 a pro snižené zesílení.

Při praktickém použití pak lze připojit jednu bázi k signálové zemi a zesilovač tak funguje jako stejnosměrný s možností kladného i záporného vstupního napětí. Protože pro stejnosměrný režim a nízké kmitočty lze chápat OZ jako nesetrvačný obvod, definuje jeho přenosové vlastnosti **převodní charakteristika**, viz obr. 3.1 b). Plnou čarou je naznačena převodní charakteristika OZ s plným zesílením bez záporné zpětné vazby. Z převodní charakteristiky lze spočítat hodnotu konečného zesílení A_0 pro OZ bez zpětné vazby (zde cca 10 000, tj. 80 dB). Dále jsou vidět nelinearita a hodnoty saturačního napětí. Při zapojení záporné zpětné vazby klesne zesílení, sníží se tak adekvátně strmost převodní charakteristiky (čárkovaně) a zvýší se linearita charakteristiky, protože ji více určují lineární rezistory než nelineární zesilovač.

V porovnání s klasickým jednostupňovým zesilovačem, který s ohledem na vliv prahového napětí U_{BE} diody báze-emitor (cca 0,6 V) neumožňuje stejnosměrné zesílení, je toho dosaženo u diferenčního zesilovače vzájemnou kompenzací obou napětí U_{BE1} a U_{BE2} . Důležitým předpokladem je shodnost vlastností diod BE obou tranzistorů. Proto se tento problém často označuje jako napěťová (a proudová) nesymetrie vstupů. Protože shodnost obou přechodů BE nebude nikdy absolutní, projevuje se rozdíl obou napětí jako chybové vstupní napětí, označované jako **napěťový offset**. To se po průchodu zesilovačem a odpovídajícím zesílením projeví jako stejnosměrná chyba výstupního napětí U_{2o} , která se projevuje posunem charakteristiky v ose U_{a-b} o hodnotu offsetu, viz obr. 3.1 c).

Běžná velikost ekvivalentního vstupního chybového offsetového napětí U_o je asi 1 mV, proto pro zesílení A_0 bez záporné zpětné vazby dostaneme pro nulové vstupní napětí prakticky saturaci výstupu. Na obr. 3.1 c) je také zřejmé, že pro zesílení K_U snížené zápornou zpětnou vazbou se výstupní chyba (U_{2o}) adekvátně snižuje. Proto je problematické použít OZ jako stejnosměrný zesilovač se zesílením víc než 100, aby výsledná chyba nepřekročila přijatelnou mez. Potřebujeme-li vyšší stejnosměrné zesílení, musíme použít speciální OZ s malým vstupním offsetem (cca 10 μ V), nebo speciální zapojení OZ se spínači, které tento offset dokáže eliminovat (viz kap. 4.3).

Chybové napětí na výstupu je kromě rozdílných napěťových vlastností vstupních tranzistorů způsobeno i klidovými proudy do jejich bází. Tyto

stejnoseměrné proudy vyvolávají na rezistorech, připojených k bázím, dodatečná stejnosměrná napětí, která nemusí být shodná a nedochází tak k jejich úplné kompenzaci. Tato neshodnost může být způsobena rozdílem hodnot odporů a rozdílem proudů obou bází. Tomuto efektu se říká **proudový offset**. Oba dva typy offsetů mají i svou teplotně závislou složku označovanou jako **drift**. Celkové chybové napětí na výstupu je pak dáno součtem těchto dvou efektů. Podrobněji budou tyto vlastnosti a způsob jejich minimalizace ukázány v kapitole 4.3.

3.2. Šumové vlastnosti OZ

Pokud potřebujeme vyšší střídavé zesílení, stává se šum OZ limitujícím faktorem citlivosti a dynamického rozsahu (analogicky jako offset pro stejnosměrný režim OZ). Vysvětlení šumových poměrů a minimalizace šumu je poměrně složitý problém, protože do něho vstupuje hodně faktorů a lze k němu přistupovat různými způsoby. Nejprve je vhodné si rekapitulovat základní vztah pro tepelný šum rezistoru (1.4):

$$U_n = \sqrt{4kTBR} = 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{RB} = E_n \sqrt{B}. \quad (3.1)$$

Z něj je zřejmé, že šum je určen hodnotou absolutní teploty T [K], odporu R a šířky pásma B a Boltzmannovou konstantou k . Pro eliminaci jednoho faktoru, šířky pásma B , se vyjadřuje kmitočtově normovaná velikost šumu - **napěťová spektrální hustota (NSD)** E_n jako $U_n/\sqrt{B}$ v jednotkách $V/\sqrt{\text{Hz}}$ či spíše $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, což je ekvivalentní šumové napětí pro šířku pásma 1 Hz. Z ní pak snadno vypočítáme šum pro požadovanou šířku pásma.

Je zajímavé, že pro konstantní teplotu, např. pro 20°C, přímo koresponduje hodnota napěťové NSD odporu a lze ji vypočítat vztahem $1,26 \times 10^{-10} \sqrt{R}$. Proto se v některých případech namísto NSD OZ používá hodnota odporu s ekvivalentním šumem.

V případě kmitočtové závislosti šumu pak používáme s výhodou kmitočtovou závislost NSD, jak bude ukázáno dále.

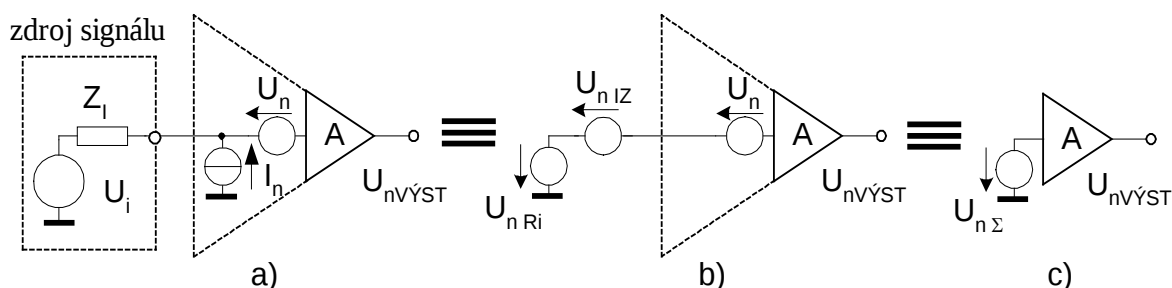
Poznámka: Je nutno rozlišovat běžnou šířku pásma pro přenos signálu a ekvivalentní šumovou šířku pásma. Ta odpovídá šířce ideální DP, která přenes

stejnou energii šumu. To přináší určité zvýšení šířky v porovnání se signálovou šířkou především pro filtr 1. řádu (asi 1,5x). U filtrů vyšších řádů je již tento rozdíl minimální (pro 2. řád asi 1,1x, pro 3. řád 1,05x).

Pro modelování šumových vlastností zesilovačů obecně a konkrétně v zapojení s OZ vycházíme ze šumových modelů podle obr. 3.2 a 3.3. Úroveň výstupního šumu zesilovače ovlivňuje více vlivů, mj. přenosové vlastnosti zesilovače, které mohou být velmi variabilní. Pro zjednodušení a zvýšení univerzálnosti postupů analýzy a návrhu jsou obvykle přepočítány šumové vlastnosti zesilovače na **ekvivalentní vstupní napěťový šum** U_n a **ekvivalentní vstupní proudový šum** I_n (obr. 3.2 a), obdobně jako napěťový a proudový ofsetu.

Dalším zjednodušením je ekvivalentní součet šumového napětí $U_{n\Sigma}$ vyjádřený jako součet všech zdrojů šumu (tepelný šum reálné části impedance zdroje U_{nRi} , napěťový U_n , a proudový I_n). K tomu vyjádříme vliv proudového šumu I_n jako ekvivalentní napěťový šum U_{nIZ} vzniklý průtokem šumového proudu I_n impedancí připojenou ke vstupu zesilovače (v našem případě na obr. 3.2 je to vnitřní impedance zdroje signálu Z_I):

$$U_{nIZ} = I_n Z_I. \quad (3.2)$$



Obr. 3.2 a) Zjednodušený šumový model předzesilovače připojeného ke zdroji signálu, b) šumové náhradní schéma s ekvivalentními šumovými zdroji napětí (U_{nRi} – šum odporu zdroje, U_{nIZ} – napěťový efekt proudového zdroje šumu na impedanci připojené ke vstupu zesilovače), c) šumové náhradní schéma s ekvivalentním šumovým zdrojem napětí ($U_{n\Sigma}$).

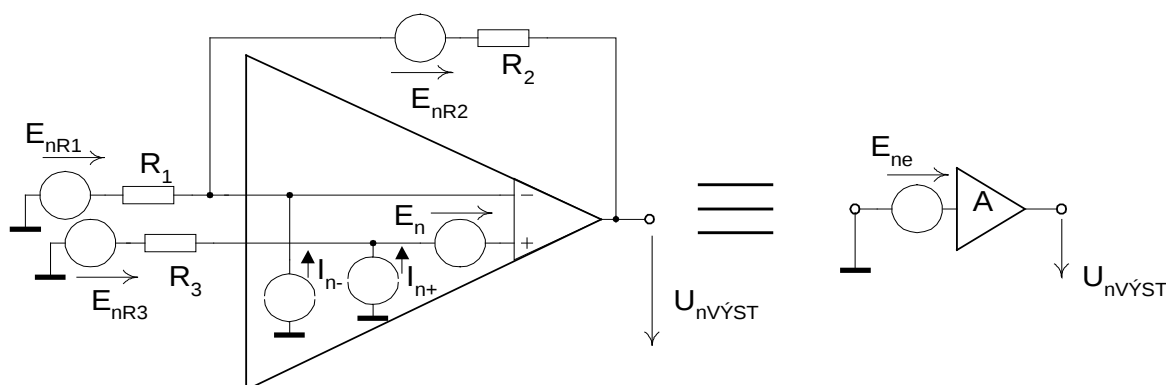
Dále je nutno vyjádřit ekvivalentní tepelný šum reálné části impedance zdroje R_i

$$U_{nRi} = \sqrt{4kTR_i B}. \quad (3.3)$$

Součtem všech tří napěťových zdrojů šumu (obr. 3.2 b) získáme ekvivalentní vstupní napěťový šum U_{nIZ} a po vynásobení zesílením A výstupní šum

$$U_{nVYST} = AU_{n\Sigma} = A\sqrt{U_n^2 + U_{nIZ}^2 + U_{nRi}^2} \quad (3.4)$$

Podrobnější vyjádření šumových vlastností OZ si ukážeme pro konkrétní univerzální zapojení podle obr. 3.3. Toto zapojení je obecné, protože podle umístění zdroje napětí vstupního signálu do větve s rezistorem R_1 nebo s R_3 dostaneme invertující resp. neinvertující zesilovač. Dále zde využijeme jednodušší vyjádření šumu vytknutím šířky pásma, čímž ze šumu přejdeme na NSD.



Obr. 3.3 Šumový model OZ s napěťovým a proudovými zdroji šumu (U_n , I_{n+} , I_{n-}).

V první řadě lze jednoduše vyjádřit **napěťovou NSD OZ** hodnotou E_n . **Ekvivalentní vstupní napěťovou NSD** E_{nUI} pro odpory R_1 , R_2 a R_3 , **vyvolanou vstupní proudovou NSD** (E_{nI}) lze vyjádřit následovně. Pro odpory R_1 , R_2 , připojené k invertujícímu vstupu OZ, můžeme vyjádřit

$$E_{nUI-} = E_{nI-}(R_1/R_2) \quad (3.5)$$

a pro R_3 připojené k neinvertujícímu vstupu OZ

$$E_{nUI+} = E_{nI+}R_3 \quad (3.6)$$

Dále je nutno vyjádřit **ekvivalentní tepelný šum rezistorů** R_1 a R_3 připojených ke vstupu OZ

$$E_{nR1} = \sqrt{4kTR_1}, \quad E_{nR3} = \sqrt{4kTR_3} \quad (3.7)$$

resp. pro R_2 s ohledem na připojení ve zpětné vazbě z výstupu

$$E_{nR2} = \sqrt{4kTR_1} / A \quad (3.8)$$

Po součtu všech ekvivalentních napěťových NSD můžeme vyjádřit celkový výstupní šum jako

$$U_{nVYST} = A\sqrt{BE_{ne}} = A\sqrt{B\sqrt{E_n^2 + E_{nUI+}^2 + E_{nUI-}^2 + E_{nR1}^2 + E_{nR2}^2 / A^2 + E_{nR3}^2}} . \quad (3.9)$$

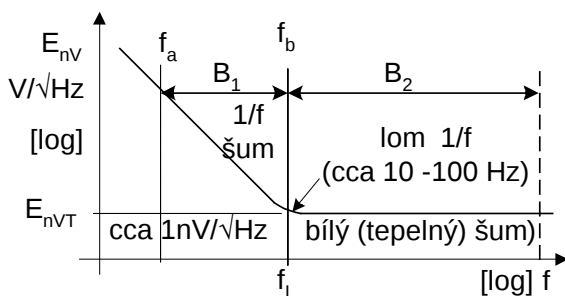
Podrobná analýza vlivu jednotlivých zdrojů šumu a následná optimalizace je podrobněji rozvedená v kap. 4.4.

Rozbor šumových vlastností je potřebné doplnit také o **kmitočtové závislosti NSD**, viz obr. 3.4, kde je dominantní kmitočet f_L (cca 10 - 100 Hz), oddělující oblast bílého šumu a šumu $1/f$ (označovaný jako blikavý, výstřelový apod). Pro vysoké kmitočty ($f > f_L$) se projevuje dominantně kmitočtově nezávislý tepelný šum podle vztahu (3.1). Pro nízké kmitočty, kde napěťová NSD není konstantní, je nutno nahradit prostý součin NSD a kmitočtu $E\sqrt{B}$ integrací či zjednodušeným výpočtem odpovídající plochy (3.10). To má praktický význam jen pro nízkofrekvenční zesilovače s malou šířkou pásma (cca do 1 kHz), protože při větší šířce pásma je příspěvek z nekonstantní části NSD k celému šumu zanedbatelný.

Pro kmitočtovou závislost $1/f$ pro nízké kmitočty (v pásmu B_1), lze její projev vyjádřit podle vztahu

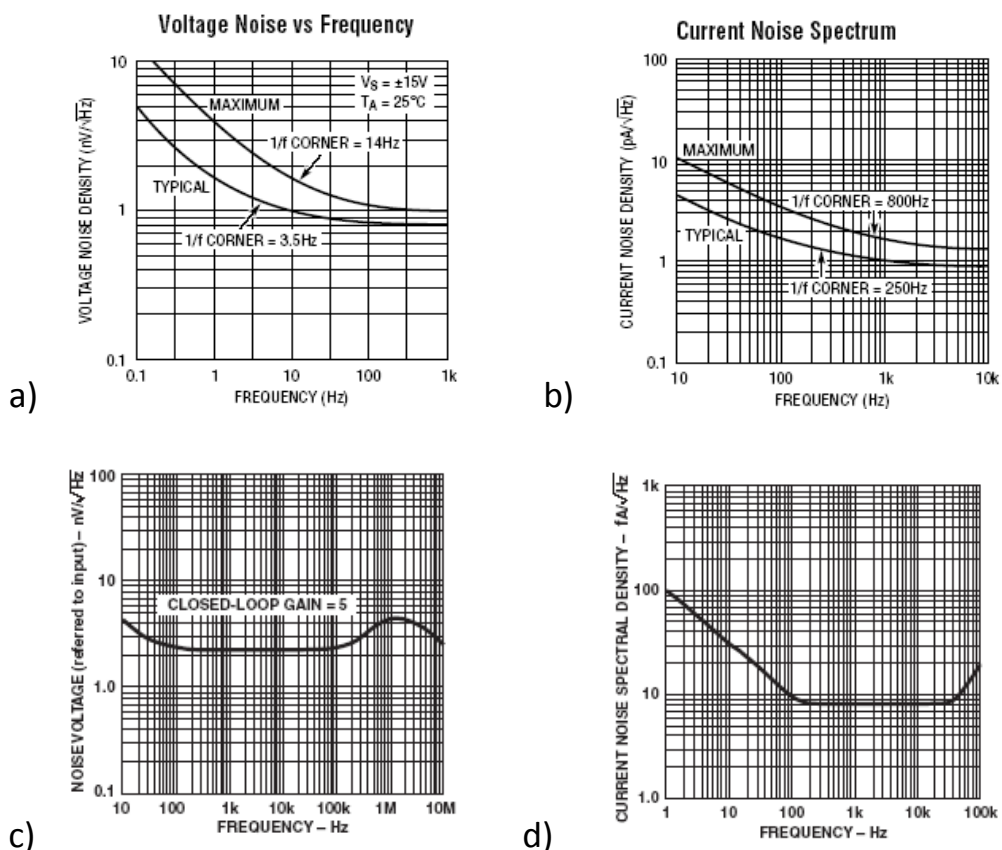
$$U_{nV} = E_{nV1Hz} \sqrt{\ln \frac{f_b}{f_a}} = E_{nVT} f_L \sqrt{\ln \frac{f_b}{f_a}} , \quad (3.10)$$

kde E_{nV1Hz} je NSD pro kmitočet 1 Hz a jeho hodnotu vypočteme podle vztahu $E_{nV1Hz} = E_{nVT} f_L$. Hodnota kmitočtu f_b může být volena kdekoliv mezi f_a a lomovým kmitočtem f_L . Podíl příspěvků pásem B_1 a B_2 na celkovém šumu záleží na kmitočtu lomu (a tím i hodnotě E_{nV1Hz}) a šířce pásma B_2 . Při velké šířce pásma B_2 a nízké hodnotě kmitočtu lomu můžeme vliv šumu $1/f$ zanedbat. Pokud tomu tak není, je potřebné oba šумы sčítat (odmocnina jejich kvadrátů). Ovšem, pokud po průchodu celým řetězcem zpracováváme pouze úzkopásmový signál, vyhodnocujeme šum pro odpovídající pásmo.



Obr. 3.4 Typická závislost napěťové NSD pro ekvivalentní napěťový šum předzesilovače a označení šířek pásma v oblasti bílého šumu a šumu $1/f$.

Na obr. 3.5 jsou uvedeny příklady typických charakteristik nízkošumových bipolárních a unipolárních OZ – LT1028 a AD745 [17], [20]. Na nich je vidět základní vlastnost těchto průběhů, relativně konstantní průběh (bílý tepelný šum) pro střední kmitočty a nárůst šumu přibližně se směrnici $1/f$ pro nízké kmitočty (blikavý šum). U vysokých kmitočtů může u některých OZ dojít k mírnému zvýšení šumu, jako je tomu u AD 745 (obr. 3.13 c). Je též vhodné porovnat hodnoty proudových a napěťových šumů pro oba typy OZ (unipolární a bipolární).



Obr. 3.5 Napěťové a proudové NSD pro bipolární OZ (LT1028 a-b) a unipolární OZ (AD745 c-d) [17], [20].

Velikost výstupního šumu je do značné míry ovlivněna **vnitřní impedancí zdroje signálu** a dalších odporů přes proudový šum, viz vztahy (3.2) resp. (3.2) a (3.6) a dále tepelným šumem odporů včetně vnitřního odporu zdroje signálu, viz vztahy (3.3) resp. (3.7) a (3.8). Je tedy zřejmé, že **odpor či obecně impedance zdroje signálu hraje výraznou roli** na celkový ekvivalentní vstupní šum zesilovače. Tento problém včetně cest jeho minimalizace je s ohledem na vliv vazby na zdroj signálu řešen v kap. 4.4.

4. OPTIMALIZACE VAZBY PŘEDZESILOVAČE NA ZDROJ SIGNÁLU

4.1. Základní varianty vazby předzesilovače na zdroj signálu a jejich vlastnosti

Cílem optimálního řešení analogového předzpracování signálu je pokud možno nezkreslený přenos užitečného signálu ze senzoru a obvykle i jeho adekvátní zesílení a případně potlačení rušivých signálů. Zkreslení či jiné znehodnocení signálu mohou způsobit tři základní příčiny:

- lineární zkreslení kmitočtově závislým přenosem,
- nelineární zkreslení nelinearitami přenosového řetězce,
- přidání šumu přenosové cesty a vnějších rušivých signálů.

Tyto tři možné příčiny znehodnocení zpracovávaného signálu se projevují i ve vstupu řetězce, ve vazbě mezi zdrojem signálu a předzesilovačem. Pro některé efekty má tato část řetězce dokonce rozhodující vliv a proto její optimalizace je velmi důležitá.

Lineární (kmitočtové) zkreslení kmitočtově závislým přenosem se zde může projevit vzhledem k tomu, že vnitřní impedance zdroje signálu může být a často bývá kmitočtově závislá. Navíc zdroj signálu bývá často připojen přes delší vedení a vstupní impedance zesilovače je také komplexní, obvykle mírně kapacitní.

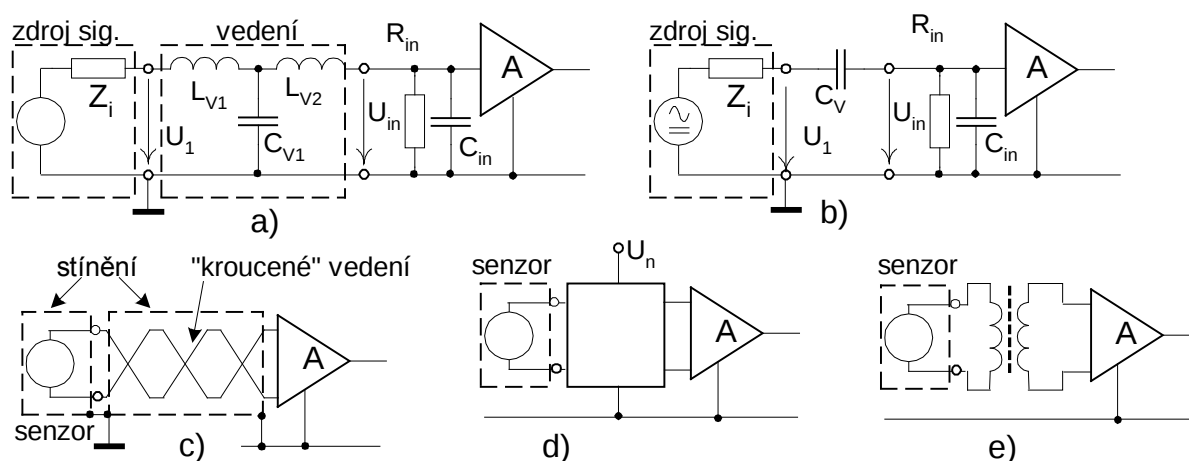
Nelineární zkreslení se v této části řetězce vzhledem k malé úrovni užitečného signálu projevuje jen výjimečně, a to hlavně při velkých úrovních rušících či pomocných budících signálů.

Nejčastějším problémem této části řetězce je znehodnocení signálu šumem přenosové cesty (především předzesilovače) a vnějšími rušícími signály. Nejvíce se to projevuje v případě, je-li signál ze senzoru malý a musí být značně zesílen. Pokud není velké rušení vnějšími signály, převažuje vlastní šum předzesilovače a v případě potřeby stejnosměrného zesílení je zásadním omezením ofset a drift předzesilovače.

Samozřejmě, že tyto projevy závisí do značné míry na typu senzoru a jeho spojení s předzesilovačem. Existuje množství způsobů a lze je zjednodušeně shrnout do následujících variant příkladů spojení zdroje a předzesilovače. Při

tom problematika šumu (a u DC vazby i ofsetu) je obecně společná všem typům vazby předzesilovače. U uvedených variant bylo snahou zdůraznit vždy některou z typických výhod či nevýhod, ale běžně se tyto nevýhody či výhody mohou v různých zapojeních různě kombinovat.

Obr. 4.1 a) ukazuje běžné připojení zdroje signálu s vnitřní impedancí přes delší vedení k předzesilovači. Zde se může projevovat lineární kmitočtové zkreslení vzhledem ke kmitočtově závislému přenosu, způsobenému imaginárními složkami impedancí celého řetězce. Je potřebné provést analýzu tohoto přenosu a pokud možno minimalizovat dominantní efekty. Pokud to není možné, lze provést následnou kmitočtovou korekci v další části řetězce analogového předzpracování.



Obr. 4.1 a) klasické připojení reálného uzemněného senzoru přes vedení, b) střídavý senzor s pomocnou stejnosměrnou složkou a její oddělení vazebním kondenzátorem, c) neuzemněný senzor připojený symetrickým vedením k diferenčnímu vstupu, d) senzor zapojený v pomocném buzeném obvodu (např. můstku), e) senzor připojený transformátorovou vazbou.

Příklad spojení zdroje signálu a předzesilovače na obr. 4.1 b) je typický pro zdroj signálu se stejnosměrným buzením a nutností oddělení stejnosměrné složky vazebním kapacitorem C_v . Zde je kromě nutnosti řešení dostatečné kapacity s ohledem na požadovaný spodní mezní kmitočet přenosového pásma potřebné také řešit použití R_{in} pro eliminaci vlivu svodového proudu a dále řešit šumové poměry a minimalizovat šum předzesilovače především volbou hodnoty R_{in} , jak to bude ukázáno v kap. 4.4.3.

Příklad z obr. 4.1 c) ukazuje jednak připojení neuzemněného zdroje signálu na diferenční předzesilovač, čímž minimalizujeme problémy se vznikem parazitních signálů na společné zemi, a dále je naznačena minimalizace indukce vnějšího elektromagnetického pole zkrouceným vedením, kdy je eliminována především jeho magnetická složka.

Zapojení z obr. 4.1 d) uvádí zapojení senzoru do pomocného buzeného obvodu (např. napájeného můstku). Poslední příklad z obr. 4.1 e) ukazuje další možnost vazby, a to transformátorem. Ta je vhodná spíše pro vysokofrekvenční relativně úzkopásmové signály (kde není problém s kmitočtovou závislostí přenosu transformátorem), přičemž se zde vyhneme problémům, které by přineslo galvanické spojení obvodu senzoru s obvodem předzesilovače a následného řetězce. Zvláštní význam může mít použití transformátoru jako impedančního přizpůsobení v případě, kdy šumový odpor zdroje signálu je značně nižší ($<10\ \Omega$), než šumový odpor předzesilovače. Transformace umožní adekvátní zvýšení citlivosti. Samozřejmě zde musíme brát v potaz a případně eliminovat konstrukcí magnetického jádra a stíněním větší citlivost transformátoru na vnější rušivé magnetické pole.

4.2. Potlačení vlivu vnějších rušících signálů na vazbu mezi senzorem a předzesilovačem

Jak již bylo v předchozí kapitole naznačeno, mohou externí rušící signály podstatným způsobem limitovat praktickou citlivost diskutovaného řetězce analogového předzpracování signálů. A právě vazební obvody mezi zdrojem signálu a předzesilovačem jsou na externí rušení velmi citlivé. Je to dáno více důvody. Jednak je to způsobeno nejnižší úrovní užitečných signálů v tomto místě. Také je nevýhodou daná impedanční úroveň těchto obvodů, protože vzhledem k impedančním vlastnostem senzoru ji nelze optimálně volit. Nejčastěji je problémem vysoká vnitřní impedance senzoru a s tím související citlivost na vnější elektrické pole i přes minimální parazitní kapacitu.

Dalším problémem je často neovlivnitelná vzdálenost mezi senzorem a předzesilovačem. Ta zvyšuje citlivost i na vnější střídavé magnetické pole (zvětšuje se plocha indukční smyčky). Také se projevují rozdílné galvanické

potenciály a vyšší úbytky cizích rušivých napětí na delším zemním spoji mezi senzorem a předzesilovačem.

Projevují se samozřejmě i jiné vlivy, např. citlivost koaxiálních kabelů piezosnímačů na ohyb a mechanické chvění atp. To jsou ale většinou jen okrajové jevy, nejproblematičtější efekty byly shrnuty v předchozím textu.

Způsob potlačení vnějších rušících signálů byl již částečně naznačen v kap. 4.1 a je zřejmé, že pro řešení těchto problémů je nutno provést podrobnou analýzu řešeného úkolu a působení vnějších rušivých signálů.

Pokud je to možné, je poměrně nejvýhodnějším řešením připojení senzoru k diferenčnímu vstupu předzesilovače pomocí symetrického vedení podle obr. 4.1 c). Diferenční vstup a symetrické vedení jednak vyloučí vlivu úbytků rušivých signálů na zemnicím vodiči a symetričností vedení (vůči zemi) se snižuje citlivost na vnější rušivé elektrické pole. Ta se dále snižuje i stíněním a zkroucením vedení. Tím se též minimalizuje indukce z vnějšího magnetického pole. Pokud je možné stínit elektricky i senzor, pak je to také výhodou.

Pokud je senzor v principu uzemněn, používá se jako vedení nejčastěji koaxiální kabel. Zde patří k největším problémům zmíněné rušivé úbytky na zemním vodiči a případné rozdíly potenciálů mezi zeměmi senzoru a předzesilovače. Pokud snímáme pouze střídavé signály, lze v případě realizovatelnosti požadovaného přenosového pásma použít oddělovací transformátor (obr. 4.1 e). V případě snímání stejnosměrných signálů z uzemněného senzoru je další možností použití složitějšího senzoru s napájením, který nějakým způsobem převede stejnosměrný signál na střídavý, což umožní eliminaci stejnosměrných a nízkofrekvenčních rušivých signálů. Jednoduchým příkladem může být kapacitní můstek, napájený střídavým signálem vhodného kmitočtu.

Tím se dostáváme k modernímu trendu řešení těchto problémů, kdy je do obvodu senzoru integrován celý předzesilovač či další pomocné obvody. To eliminuje většinu problémů spojených s dlouhým přívodem od senzoru k předzesilovači. Pokud daný problém nepotřebuje složité analogové předzpracování, je tendencí senzor integrovat včetně AD převodu, protože přenos výstupního číslicového signálu je nejméně citlivý na vnější rušení a snadno se i galvanicky odděluje od následovného zpracování např. optickou

vazbou. Samozřejmou podmínkou je ale nutnost zabezpečení napájení pomocných obvodů senzoru.

Jako často používaný příklad jednoduchého integrovaného senzoru lze uvést různé piezosenzory s předzesilovači (obvykle jeden unipolární tranzistor). Napájení zesilovače se obvykle realizuje po signálovém vedení, kdy je na obou stranách zapotřebí použít jednoduché kmitočtové výhybky pro oddělení napájecí a signálové cesty (cívka a kondenzátor), popř. je přímo vyveden jen kolektor zesilovače a celá část napájení se zatěžovacím rezistorem je až na druhé straně vedení. Tato řešení mají i své nevýhody, počínaje problémy se zabezpečením napájení až po nutnost použití relativně jednoduchých řešení analogového předzpracování nenáročných rozměrově a pod. Z této diskuse je zřejmé, že neexistuje jedno nejlepší řešení a optimální řešení je vždy nutno hledat případ od případu.

4.3. Stejnosměrná (DC) vazba, minimalizace offsetu a driftu

Jak již bylo v předchozích statích vysvětleno, u řetězce analogového předzpracování signálů s DC vazbou se zvyšuje problém offsetu a driftu s velikostí požadovaného zesílení. Pro potlačení těchto negativních vlivů na přesnost snímaného signálu jsou používány různé formy jejich eliminace od jednoduchých opatření pro jejich minimalizaci v základním zapojení až po různě složitá zapojení využívající modulačních technik a pod.

4.3.1. Minimalizace offsetu OZ

Model OZ s náhradními zdroji napětového (U_0) a proudových offsetů (I_{0+} a I_{0-}) je ukázán pro invertující i neinvertující zesilovač na obr. 4.2 a). Odpovídající variantu zesilovače získáme v závislosti na tom, který ze vstupů je uzemněn. Pro invertující zesilovač (zkratován vstup U_{1+}) je možno použít rezistor R_3 ke kompenzaci proudového offsetu na R_1 . Jinak je obvykle kladný vstup OZ přímo uzemněn, rezistor R_3 nemá vliv z hlediska zesílení vstupního signálu. Do hodnoty odporu R_1 lze zahrnout vnitřní odpor zdroje signálu U_{1-} . Je zřejmé, že toto zapojení není vhodné pro zdroje signálu s velkým vnitřním odporem. V případě neinvertujícího zesilovače odpor R_3 vyjadřuje vnitřní odpor zdroje

signálu a opačně lze volit hodnotu R_1 a R_2 pro kompenzaci proudového offsetu vznikajícího na R_3 , jak bude ukázáno dále.

Poněkud komplikované řešení vlivu offsetu pro oba typy zesilovače lze zjednodušit přepočtem proudových zdrojů na napěťové (U_{IO+} a U_{IO-} , viz obr 4.2 b) podle vztahů

$$U_{IO+} = I_{O+} R_3, \quad (4.1)$$

$$U_{IO-} = I_{O-} (R_1 // R_2). \quad (4.2)$$

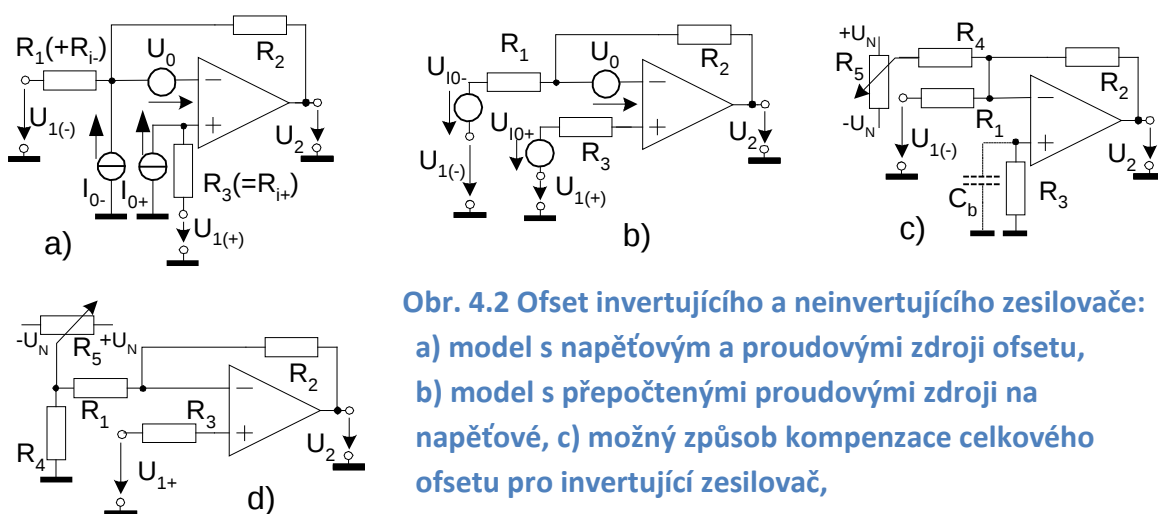
Výsledné chybové napětí pak lze vyjádřit rovnicí

$$\Delta U_2 = (U_o + U_{IO+}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_{IO-} \frac{R_2}{R_1} = U_o \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{O+} R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - I_{O-} \frac{R_2^2}{R_1 + R_2}. \quad (4.3)$$

Možnosti minimalizace výsledného chybového napětí ΔU_2 si rozdělme podle jeho příčin. Vliv offsetových proudů I_{O+} a I_{O-} je při jejich přibližně shodné velikosti možné kompenzovat volbou hodnoty pomocného odporu R_3 za podmínky $R_3 = R_1 // R_2$. Pro velké zesílení, kdy se problém offsetu prakticky projevuje, je invertující zesilovač snadno použitelný jen pro zdroje s malým vnitřním odporem signálu, protože i hodnota R_1 musí být také relativně nízká. Z toho důvodu je většinou vliv proudového offsetu v porovnání s napěťovým minimální (viz tab. 4.1), a tak u invertujícího zesilovače není obvykle nutno tuto kompenzaci řešit. Existují ale i použití s extrémně vysokou hodnotou odporů (cca 1 GΩ), např. nábojové zesilovače (kap. 4.4.3), kdy se projevuje i offset, který je potřebné kompenzovat i pro unipolární OZ, i když zde jde o střídavé zesilovače. Použitý kompenzační rezistor R_3 je vhodné blokovat kapacitou (viz obr. 4.2 c), eliminuje se tak zvýšení proudového a tepelného šumu (viz kap. 4.4).

V případě neinvertujícího zesilovače (zkratován vstup U_1) je ovšem kompenzace proudového offsetu používaná, protože tento zesilovač je často používán pro případ velkého vnitřního odporu zdroje signálu (R_3), kdy může být vliv proudového offsetu vyšší než u napěťového (tab. 4.1). Ještě více se tento efekt projevuje v případě střídavé vazby (obr. 4.1 b), kdy musíme právě vzhledem k proudovému offsetu použít „dostatečně malý odpor R_{in} “, přičemž další požadavky vedou spíše k jeho zvyšování. Princip kompenzace proudového

offsetu je shodný jako v předchozím případě a též vychází z (4.3), zde ale podmínku $R_3 = R_1 // R_2$ zabezpečíme volbou hodnoty $R_1 // R_2$. Ovšem zde zase narážíme na tu skutečnost, že v případě velké hodnoty vnitřního odporu zdroje či velké hodnoty R_{in} u střídavé vazby a současně velkého zesílení musí být použita extrémně velká hodnota R_2 se všemi problémy, jako je např. velký vliv parazitní kapacity a pod. Další problém nastává, přepínáme-li zesílení a měníme tak hodnotu R_1 či R_2 . Tyto efekty lze řešit dvěma způsoby. Jedna možnost spočívá v použití dvoustupňového zesilovače, přičemž první stupeň má přijatelně malé pevné zesílení, druhá pak v minimalizaci proudového offsetu volbou OZ s unipolárním vstupem, viz následná diskuse k tab. 4.1.



Obr. 4.2 Ofset invertujícího a neinvertujícího zesilovače:

- a) model s napěťovým a proudovými zdroji offsetu,
- b) model s přepočtenými proudovými zdroji na napěťové,
- c) možný způsob kompenzace celkového offsetu pro invertující zesilovač,
- d) možný způsob kompenzace celkového offsetu pro neinvertující zesilovač.

Pro eliminaci napěťového offsetu nelze využít přímé kompenzace jako u proudového, zde musíme zavést externí kompenzační zdroj. V případě invertujícího zesilovače lze použít např. zapojení podle obr. 4.2 c), kde z napájecího zdroje přes nastavitelný dělič R_5 přivedeme přes relativně velkou hodnotu R_4 malý kompenzační proud adekvátní polarity do uzlu pro sumaci proudu (invertující vstup OZ). Poloha R_5 se nastavuje obvykle experimentálně tak, aby při nulovém vstupním napětí bylo i nulové výstupní napětí. V případě neinvertujícího zesilovače lze pro kompenzaci napěťového offsetu použít zapojení podle obr. 4.2 d). Zde se na R_4 vytváří přímo hodnota kompenzačního napětí $-U_0$. Proto je potřebné, aby hodnota R_4 byla velmi malá v porovnání s R_5 i R_1 (např. 10Ω), protože tak vytvoříme dostatečný dělič napětí. Případně lze do série s jezdcem vložit další rezistor s velkou hodnotou. Tím při nastavování kompenzace také minimalizujeme vliv změny R_5 na hodnotu zesílení.

Je ovšem nutno uvážit, že všechny tyto kompenzace nejsou absolutní, protože hodnota offsetu je závislá i na změně teploty (teplotní závislost offsetu je vyjadřována jako drift), popř. na změně odporů vstupu obvodu (např. při přepínání zesílení). Kompenzace driftu je obtížnější, protože je nutno použít kompenzační prvek s obdobnou teplotní závislostí jako má drift použitého OZ. Proto může být užitečné zvážit použití těch OZ, které umožňují výhodnější interní kompenzaci offsetu (mají vyvedené příslušné svorky a doporučené zapojení dostavovacího trimru).

Z hlediska **návrhu zesilovače s minimalizací offsetu** je třeba rozlišovat rozdílné vlastnosti vstupního diferenčního zesilovače realizovaného z bipolárních nebo unipolárních tranzistorů. V případě OZ s unipolárními vstupními tranzistory je proudový offset minimální (cca 10 fA), takže se neprojeví ani při použití zdrojů signálu s velkým vnitřním odporem (či dalších rezistorů, připojených ke vstupu OZ). Např. při odporu zdroje $1\text{ M}\Omega$ vyvolá proudový offset chybové napětí menší než 10^{-8} V . Toto řešení přináší ale obvykle vyšší napěťový offset U_0 než u bipolárních diferenčních zesilovačů (cca 5x až 10x).

Poznámka: Výše zmíněné nábojové zesilovače ale používají extrémně vysokou hodnotou odporu (cca $1\text{ G}\Omega$, kap. 4.4.2), kdy nelze použít bipolární OZ. Ale ani použití unipolárních OZ zde neeliminuje dostatečně offset, a tak může být potřebné jej kompenzovat.

Oproti tomu bipolární vstup OZ má nižší napěťový offset, ale mnohonásobně vyšší offsetový proud (cca 10-100 nA). Proto při použití rezistorů s vysokými odpory, připojenými ke vstupům OZ, se vytváří větší napěťová chyba než u unipolárních vstupů. Např. při použití odporu zdroje $1\text{ M}\Omega$ je vzniklý offset až 100 mV.

Potřebujeme-li stejnosměrný zesilovač s minimálním offsetem, je nutno znát především vnitřní odpor zdroje signálu (např. na obr. 4.2 je to R_3 pro neinvertující zesilovač). Je-li vysoký (řádově nad 10 či 100 k Ω), je výhodnější použít OZ s unipolárním vstupem. Pro menší odpory je výhodnější bipolární OZ, protože vliv proudového offsetu je nižší než vliv napěťového. Pokud se i pro menší hodnoty odporů projevují proudové ofsety, je možné je kompenzovat vhodnou volbou rezistorů ve smyslu diskuse vztahu (4.3).

Tab. 4.1 Porovnání vlivu napěťového a proudového offsetu pro OZ s unipolárním vstupem a bipolárním vstupem pro různé hodnoty R_i zdroje signálu:

	Unipolární vstup	Bipolární vstup
Napěťový offset U_0	0,3-3mV	0,05 mV-0,5 mV
Proudový offset I_0	10 fA	10-100 nA
$U_{IO}=100\Omega\times I_0$	1 nV	1-10 μ V
$U_{IO}=100k\Omega\times I_0$	1 μ V	1-10 mV
$U_{IO}=10M\Omega\times I_0$	100 μ V	0.1-1 V

Další možnost kompenzace driftu spočívá v použití tzv. přístrojového zesilovače (obr. 4.15e, kap. 4.3), kde drift, proudový a částečně i napěťový offset obou vstupních neinvertujících zesilovačů (OZ_1 , OZ_2) se projevují shodně, ale třetí diferenční zesilovač s OZ_3 vyhodnocuje rozdíl jejich výstupů a tudíž odečítá souhlasné chyby offsetu a driftu vstupních zesilovačů (i shodných indukovaných napětí na vstupních přívozech). Je samozřejmě výhodné, aby minimálně oba vstupní OZ byly v jednom pouzdře pro minimalizaci teplotních rozdílů. Dále je potřebné, aby vstupní sekce s OZ_1 a OZ_2 měla dostatečné zesílení A (např. 10x až 100x) tak, aby se minimalizoval vliv nekompenzovaného offsetu následného diferenčního zesilovače. Dalším řešením je použití speciálních nízkooffsetových OZ (např. LMP2021) kde se lze dostat až na hodnotu 1 μ V či tzv. „zero-offset“ OZ s využitím modulačních technik (obr. 4.20, kap. 4.3.2).

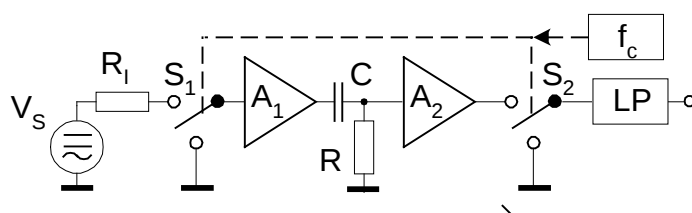
4.3.2. *Princip a vlastnosti DC zesilovače s modulačním potlačením offsetu (chopper)*

Offset limituje možnost zesílení signálu stejnosměrnými zesilovači podstatně více než šum pro střídavé zesilovače, jak je zřejmé z typické kmitočtové závislosti NSD, viz obr. 3.4, kap. 3.2.

Základní princip DC zesilovače s modulačním potlačením offsetu využívá právě tuto kmitočtovou závislost NSD zesilovače, kde je zřejmé, že $1/f$ šum a jeho limitní případ – stejnosměrný šum (offset) – je značně vyšší než základní tepelný šum zesilovače v kmitočtovém pásmu cca nad 100 Hz. Proto při uvažované minimální šířce pásma přidává zesilovač podstatně méně chyby (šumu) pro budící kmitočet nad 100 Hz oproti stejnosměrnému buzení. Tento rozdíl může

být až o několik dekád, což vede k podstatnému zvýšení citlivosti. Pro potlačení offsetu se proto využívá převod měřeného stejnosměrného vstupního signálu pomocnou modulací na střídavý signál, takže pro jeho zesílení je možno použít střídavý zesilovač, jehož citlivost je limitovaná pouze šumem.

Základní blokové schéma takového zesilovače je na obr. 4.3. Je zřejmé, že pomocnou modulaci vstupního signálu realizuje jednoduchý spínač, takže jde o výškovou impulsovou modulaci (realizace harmonické modulační AM by byla technicky obtížná, prakticky asi nemožná). Následuje několikastupňový střídavý zesilovač, přičemž první stupeň může být pro jednoduchost stejnosměrný, ale další stupně musí být střídavé, aby offset předchozích stupňů byl potlačen a nelimitoval zesílení. Na výstupu pak je nutno provést demodulaci signálu. Je výhodné použít synchronní demodulátor, protože ten má lepší šumové vlastnosti, když má i pro malý odstup signálu od šumu menší chybu než demodulátor nesynchronní. Samozřejmě je, že výstup střídavého zesilovače musí mít minimální vlastní offset.

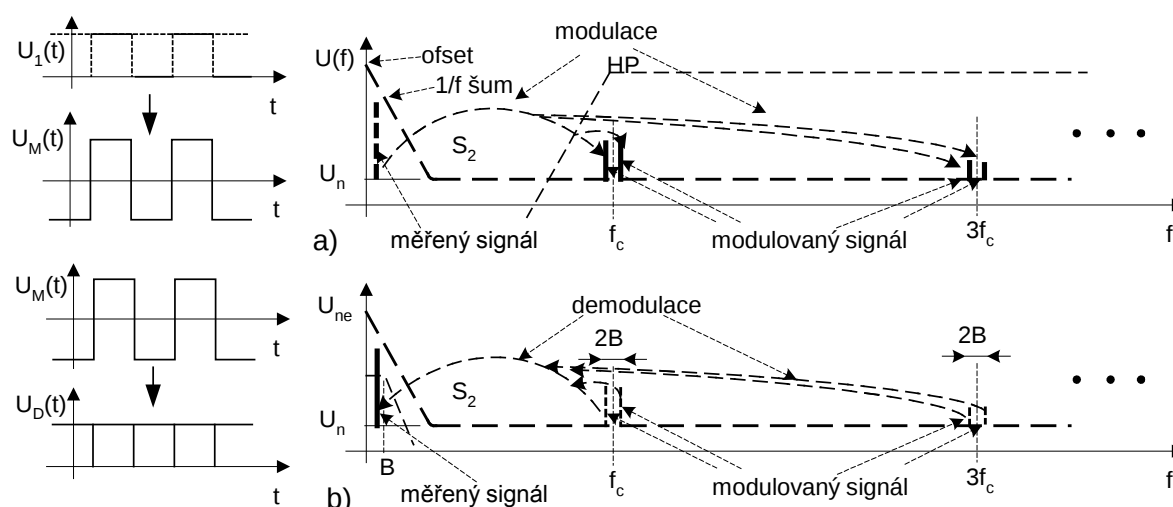


Obr. 4.3 Základní blokové schéma jednofázově spínaného zesilovače s potlačeným offsetem

Funkce takového zesilovače je zřejmá také z kmitočtového schématu. Na obr. 4.4 a) je znázorněná modulace, kdy se stejnosměrný signál (nebo proměnný signál s velmi nízkým kmitočtem) spínáním namoduluje na jednotlivé nosné složky spínacího signálu, takže získáme obdélníkový signál, jehož výška odpovídá velikosti stejnosměrného signálu. Uvažujeme-li nejjednodušší variantu se střídou 1:1, pak jsou nenulové pouze liché harmonické složky. Offset, drift a šum $1/f$ jsou filtrem HP potlačeny, a proto se ve výsledném signálu neprojevují.

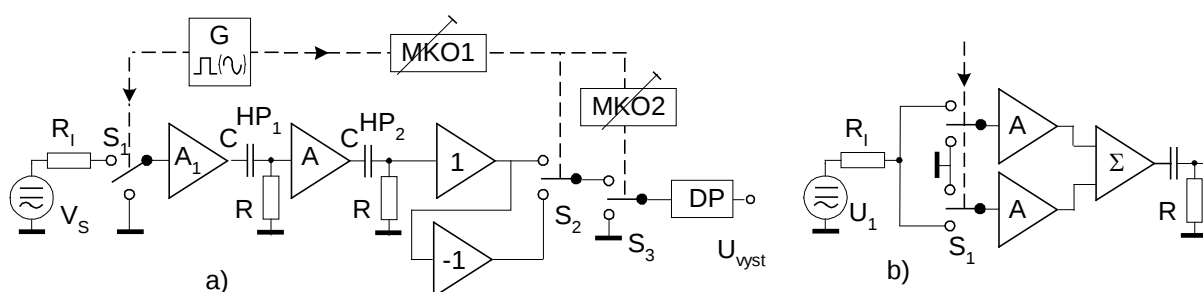
Zesílený obdélníkový signál (zesílení není pro přehlednost naznačeno) se při demodulaci signálu (obr. 4.4 b) přenesou z postranních složek jednotlivých nosných zpět do původního kmitočtového pásma, tedy jako stejnosměrný či pomalu se měnící signál. Rychlosti změny měřeného signálu samozřejmě

odpovídá šířka pásma B , pro teoreticky časově neproměnný signál by se blížila nule.



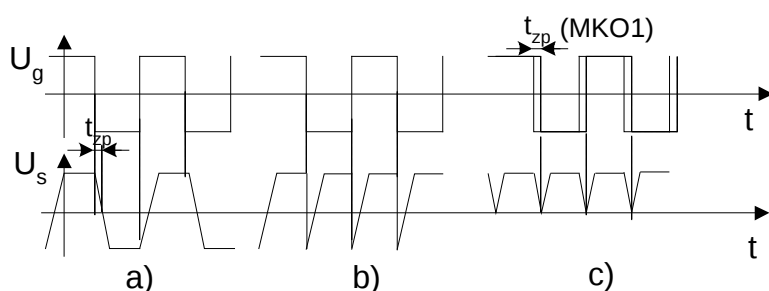
Obr. 4.4 Kmitočtové schéma a) modulační, b) demodulační pro zesilovač s modulací a potlačeným ofsetem (reálně A -krát vyšší, podle míry zesílení A_1 a A_2)

Principiální schéma z obr. 4.3 je podrobněji rozpracováno na obr. 4.5 a) tak, aby zlepšilo základní citlivost a potlačilo některé parazitní projevy. Za střídavým zesilovačem je detektor amplitudy užitečného střídavého signálu. Zde je výhodné použít synchronně řízený přepínač (demodulátor) přímého a invertovaného signálu k dvojcestnému usměrnění (zisk 6 dB oproti jednocestnému usměrnění a menší nároky na následnou filtraci). Samozřejmě je, že výstup střídavého zesilovače musí mít minimální vlastní ofset. K tomu je vhodné zařadit do řetězce za střídavý zesilovač střídavě vázaný (HP_2) jednotkový neinvertující a invertující zesilovač s minimálním ofsetem, který spolu se zesíleným šumem určuje základní citlivost měření.



Obr. 4.5 a) Blokové schéma zdokonaleného spínaného zesilovače s potlačeným ofsetem, b) varianta s dvojfázovým spínáním (kontinuálním přenosem) vstupního signálu

Dále je nutné uvažovat, že synchronní demodulátor vyžaduje nulový fázový posuv spínače synchronního demodulátoru, protože fázový posuv způsobuje chybu, jak je zřejmé na obr. 4.6. Pro obvykle používané kmitočty je obvykle větší problém v rychlosti přeběhu zesilovačů budícího signálu než ve fázové chybě zesilovačů. V každém případě je potřebné zvážit tento vliv a v případě potřeby provést eliminaci chyby, způsobené časovým posuvem demodulace. V tom případě je vhodné použít pro řízení přepínače synchronního demodulátoru signál budícího generátoru, zpožděný nastavitelným monostabilním klopným obvodem MKO1 (viz obr. 4.4) a minimalizovat tak zmíněný efekt.



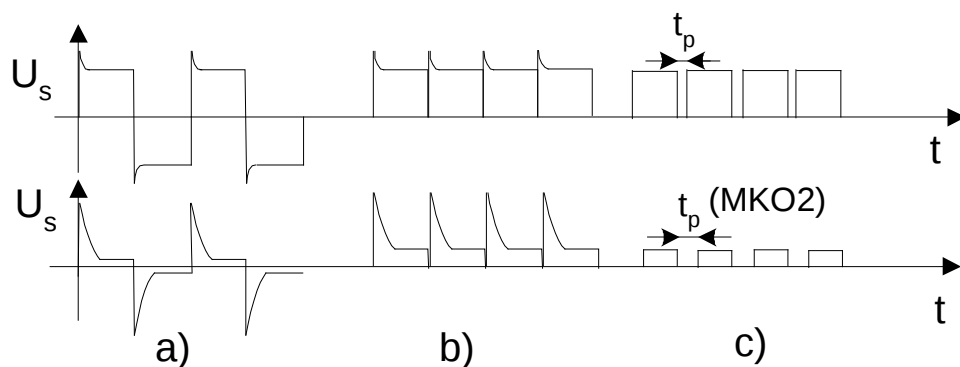
Obr. 4.6 Vliv fázového posuvu signálu na chybu při synchronní demodulaci obdélníkového signálu:

- a) nedemodulovaný signál U_s , b) signál U_s demodulovaný synchronně se signálem generátoru U_g ,
c) signál U_s demodulovaný synchronně se signálem adekvátně zpožděným o t_{zp} oproti signálu generátoru U_g .

Jako poslední stupeň je pak nutno použít filtr typu DP, kterým omezíme skutečnou šířku pásma měření a potlačíme všechen nesoufázový šum složek odlišných kmitočtů od dvojnásobné šířky měřicího pásma kolem nosných složek, což zvyšuje prakticky dosaženou citlivost. Zde se oproti běžnému stejnosměrnému zesilovači může s výhodou projevit výrazněji potlačení šumu snížením pásma na minimální možnou mez. U DC zesilovače tak pouze potlačujeme nižší šum $1/f$. I s tímto ohledem je výhodné použít raději DP 2. řádu s vhodně voleným Q (hodnota cca 0,6 zabezpečí odezvu bez překmitů) namísto často používané DP 1. řádu.

Dále je nutno diskutovat realizaci vstupního spínače S_1 . Zde jsou dvě možnosti. Použití elektromechanického relé je poměrně bezproblémové, ale má omezený kmitočet spínání f_c maximálně do 100 Hz, čímž se omezuje šířka měřeného

pásma cca do 10 Hz. Potřebujeme-li větší šířku přenosového pásma DC zesilovače, musíme použít elektronické přepínače. Ty jsou obvykle realizovány technologií CMOS, která přináší některé parazitní jevy. Kromě konečného odporu spínače a omezeného napájecího napětí (při vhodné volbě není problém) se projevuje i kapacita rozepnutého přepínače a zásadním problémem je parazitní přenos spínacího signálu do signálu užitečného (charge injection). Ten lze částečně minimalizovat výběrem spínače a volbou jeho napájecího napětí, ale i přes tyto kroky může způsobovat dominantní chybu měření, jak je to na obr. 4.7 b) naznačeno pro větší a menší měřený signál. Jak je zřejmé, projev parazitního vlivu je konstantní, a tudíž chyba vzrůstá pro malé signály. Pro eliminaci tohoto jevu jsou dvě možnosti. Prodlužování periody (snižování spínacího kmitočtu) snižuje míru ekvivalentní chyby. Pro dostatečnou eliminaci to ale může zásadním způsobem snižovat šířku měřeného pásma. Proto je vhodné použít aktivní eliminaci spínáním (S_3 na obr. 4.5 a), který vyklíčuje rušivý (i užitečný) signál na dobu tohoto efektu. Dostatečnou dobu t_p nastavíme druhým zpožďovacím členem (MKO2) a dostaneme tak signál podle obr. 4.7 c). Snižíme tak částečně efektivní hodnotu užitečného signálu, ale podstatně tak omezíme limitaci citlivosti tímto parazitním jevem.



Obr. 4.7 Projev parazitního průniku spínacího signálu pro malý a velký měřený signál
a) jeho eliminace vyklíčováním: a) nedemodulovaný signál U_s ,
b) synchronně demodulovaný signál U_s ,
c) synchronně demodulovaný signál U_s s vyklíčováním parazitního přenosu.

Další důležitou modifikací je dvojfázové vstupní spínání (obr. 4.5 b). Oproti jednoduchému spínání, kde se využívá jen polovina signálu (půlperiody při sepnutí) a druhá je eliminována, se zde využívá i druhá půlperiody. Tím se zvyšuje citlivost - jednak je dvojnásobná energie užitečného signálu, jednak se

průměruje šum obou předzesilovačů. Navíc na rozbor vlastností již není zapotřebí používat modulační princip, ale postačuje model časově rozděleného přenosu vstupního signálu, takže při jeho výstupním součtu teoreticky není zapotřebí filtr dolní propust a **zesilovač není kmitočtově omezen spínacím kmitočtem**. Nicméně vzhledem k tomu, že pro efekty doby spínání a přenos parazitních jevů platí obdobné poznatky jako u jednofázového spínání, dochází ke zvýšení spektrálního šumu v okolí spínacích kmitočtů. Je zjevné, že snižováním spínacího kmitočtu snižujeme celkovou parazitní energii signálu a více ji rozprostíráme ve spektru, čímž snižujeme velikost jejích spektrálních složek. Samozřejmě, že při použití filtru DP a omezení spektra získáme stejné pásmo jako v případě jednofázového spínání, ale dosáhneme vyšší citlivosti. Princip dvojfázového spínání bez použití filtrace DP je používán v případě integrovaných „zero-offset“ zesilovačů (např. obr. 4.20, kap. 4.3.2). Zde se také někdy využívá pseudonáhodného spínání pro dokonalejší rozprostření spínacího šumu. Nicméně základní šum těchto zesilovačů je vždy vyšší než šum klasických spínaných zesilovačů s využitím filtrace a omezením přenosového pásma.

Orientačně lze vyjádřit možnost zvýšení citlivosti DC zesilovačů použitím pomocné modulace. Pro základní modelování citlivosti klasického stejnosměrného zesilovače vyjděme z hodnoty jeho offsetu:

$$U_{\min} = U_o \quad (4.4)$$

Ten lze běžně odhadovat pro malý vnitřní odpor zdroje a pro použití dobrého OZ s bipolárním vstupem na hodnotu 0,01-0,1 mV. U spínaného zesilovače omezují citlivost dva základní faktory, a to šum U_n prvního stupně zesilovače a offset zesilovačů U_{of} u demodulátoru podle vztahu

$$U_{\min} = U_n + U_{of}/A, \quad (4.5)$$

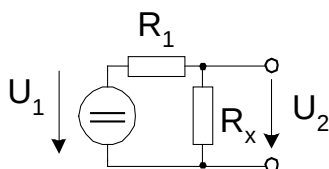
kde zesílení A je zesílení celého zesilovače až po demodulátor. Je zřejmé, že toto zesílení musí být dostatečně vysoké, aby offset následného stupně nesnižoval podstatně citlivost danou tepelným šumem střídavého zesilovače. Pokud splníme tuto podmínku a neprojeví-li se podstatně další parazitní jevy (přenos spínacího signálu) obzvláště pro malou šířku pásma, pak lze dosáhnout např. pro šířku pásma $B = 10$ Hz základní chyby cca 3 nV, což odpovídá

vysokému zvýšení citlivosti až o 70 dB. Samozřejmě při zvětšování šířky pásma se tento zisk snižuje (větší vliv šumu než u DC zesilovače a větší vliv parazitních vlivů, jako je přenos spínacího signálu).

4.3.3. DC a AC můstková zapojení senzorů

4.3.3.1 Měřicí dělič napětí

Mnoho čidel má charakter odporu (popř. kapacity či indukčnosti) s hodnotou závislou na snímané veličině (kap. 3.3.1). Nejjednodušším případem realizace měřícího obvodu je senzor, zapojený v jednoduchém děliči napětí napájeném stejnosměrným zdrojem. Jako veličinu závislou na hodnotě snímacího rezistorového čidla vyhodnocujeme výstupní napětí děliče, viz obr. 4.8.



Obr. 4.8 Zapojení odporového čidla do jednoduchého napěťového děliče s DC napájením

Je zřejmé, že výstupní napětí U_2 je dáno vztahem

$$U_2 = U_1 \frac{R_x}{R_1 + R_x}, \quad (4.6)$$

a pak ΔR_x vyvolává změnu U_2 . Pro malé změny ΔR_x (cca do 1%) lze tento projev chápat jako lineární, nicméně obecně je tato závislost (4.6) nelineární, což může klást nároky na vyhodnocovací zařízení v případě, kdy je potřebné tuto nelinearitu kompenzovat. Pro vyhodnocení U_2 a ΔU_2 lze využít různé typy V-metrů či AD převodník a vyhodnocení pomocí následného ČZS v různé podobě.

Hlavním kritériem pro hodnocení zapojení takového senzorového obvodu je citlivost (velikost minimální měřitelné hodnoty s maximální přípustnou chybou). Tento parametr ovlivňuje více dílčích faktorů. Prvním je základní rozlišitelnost (citlivost, popř. chyba) vyhodnocovacího (měřícího) zařízení pro hodnotu U_2 . Je zřejmé, že v případě použití jednoduchého V-metru s přesností 1% lze při napájení 10V zjistit $\Delta U_2 = 0,1$ V a tomu odpovídající odchylku ΔR_x . Při použití číslicových voltmetrů či AD převodu lze v závislosti na jejich kvalitě dosáhnout rozlišitelnosti (přesnosti) 0,1-0,001% (cca 10-bitový až 16-bitový AD převod).

Na přesnost výsledku má ale vliv i nestabilita dalších veličin ve vztahu (4.6), tj. nestabilita hodnoty U_1 a R_1 . Pomocný odpor R_1 lze realizovat obvykle s řádově vyšší stabilitou, než je změna odporového senzoru R_x . Podstatně problematičtější je hodnota napětí zdroje U_1 , kde navíc stojí za úvahu hodnotit krátkodobou a dlouhodobou nestabilitu této hodnoty. V případě bateriového napájení je evidentní problém dlouhodobé nestability, v případě elektronických napájecích zdrojů se může v nevhodných případech projevovat různé zvlnění či tepelná nestabilita a je zřejmé, že velká citlivost na nestabilitu napájecího napětí je jeden z hlavních problémů diskutovaného měření.

Nejprve si můžeme vyjádřit základní citlivost měření jako velikost změny výstupní veličiny U_2 vyvolané změnou hodnoty R_x . Lze definovat různé druhy citlivostí, absolutní, relativní a semirelativní. Obvykle se používá relativní, kterou lze vyjádřit jako

$$S_{\Delta R_x}^{\Delta U_2} = \frac{\frac{\Delta U_2}{U_2}}{\frac{\Delta R_x}{R_x}} = \frac{R_1 / R_x}{1 + R_1 / R_x} = \frac{\alpha}{1 + \alpha}, \quad (4.7)$$

což lze chápat jako procentuální změnu hodnoty U_2 vyvolanou jednaprocentní změnou R_x , kde $\alpha = R_1 / R_x$. V našem případě je ale vhodnější využití semirelativní citlivosti

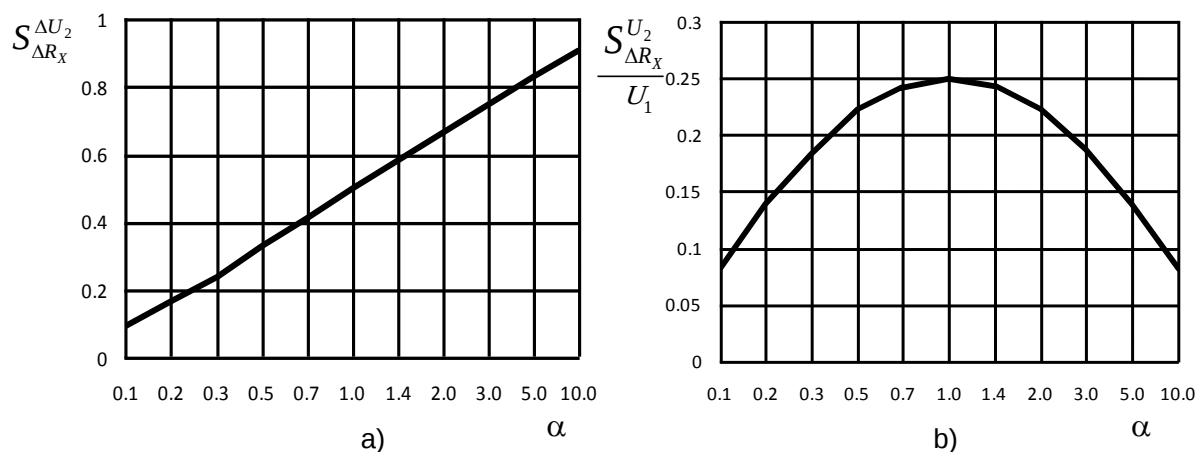
$$S_{\Delta R_x}^{U_2} = \frac{\Delta U_2}{\frac{\Delta R_x}{R_x}}, \quad (4.8)$$

protože nám jde o maximální absolutní velikost ΔU_2 vyvolanou relativní změnou $\Delta R_x / R_x$. Vzhledem k tomu, že hodnota ΔU_2 je také přímo úměrná napětí U_1 , je vhodné tuto závislost normovat dělením hodnotou U_1 . V tom případě dostaneme normovanou semirelativní citlivost

$$\frac{S_{\Delta R_x}^{U_2}}{U_1} = \frac{R_1 / R_x}{(1 + R_1 / R_x)^2} = \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2}, \quad (4.9)$$

Pro praktický návrh měřícího obvodu je potřebné diskutovat volbu hodnoty R_1 vzhledem k hodnotě R_x , tedy hodnoty $\alpha = R_1 / R_x$. Intuitivně lze soudit o optimálním poměru $R_1 / R_x = 1$, což potvrzuje i vztah (4.9) a odpovídající závislost

na obr. 4.9 b). Je také zřejmé, že malá odchylka od optimálního poměru jedna podstatně citlivost nesnižuje, ale výrazná změna (např. 0,1 či 10) tuto citlivost snižuje podstatně a není optimální pro praktické použití.



Obr. 4.9: Závislost a) relativní citlivosti $(\Delta U_2 / U_2) / (\Delta R_X / R_X)$, b) normovaná semirelativní citlivosti $\Delta U_2 / (\Delta R_X / R_X) / U_1$ na poměru $\alpha = R_1 / R_X$.

K volbě hodnot měřicího děliče je dobré mít představu o běžných hodnotách odporů typických čidel:

PTC – 100 Ω , 1000 Ω , termistory – 100 Ω – 10 M Ω , tlakové senzory 300 Ω – 3 k Ω , senzory vlhkosti 100 k Ω – 10 M Ω , tenzometry 50 Ω -1000 Ω .

U některých čidel jsou i dosti přesně stanovené teplotní koeficienty, např. u platinových termočlánků PTC je teplotní koeficient 0.385%/°C, což při hodnotě 100 Ω vede ke změně ΔR 0.385 Ω /°C. Tyto údaje umožňují poměrně přesný návrh můstku a celého měřicího řetězce.

4.3.3.2 Měřicí můstky se stejnosměrným buzením

Uvedené nevýhody, a to jak relativně vysoká citlivost na nestabilitu napájecího napětí, tak i malá rozlišitelnost běžných měřicích přístrojů, vedly k zdokonalení měřicího děliče napětí na měřicí můstky, viz tab. 4.2.

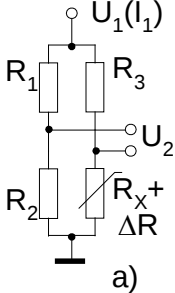
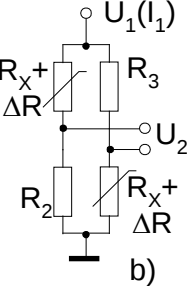
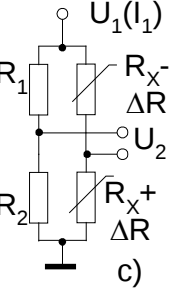
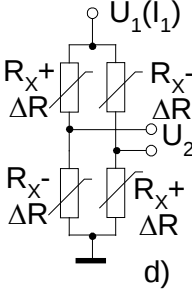
Oproti jednoduchému děliči napětí má můstek při použití běžných měřicích přístrojů výhodu ve větším rozlišení. Vyvážíme-li můstek, pak minimální rozdílové napětí může být snímáno např. citlivým ampérmetrem či voltmetrem, takže citlivost je pak určena jen citlivostí ampérmetru. Toto zvýšení citlivosti je dáno vytvořením referenčního napětí druhou větví můstku a stabilitou tohoto referenčního napětí. Kromě toho má můstek i některé další výhody, jako např.

možnost použití varianty s linearizací závislosti ΔU_2 na ΔR_x či uspořádání všech prvků můstku jako aktivní čidla (např. tenzometry).

Pro **volbu poměru hodnot odporů můstku** platí stejné závěry jako pro volbu poměru hodnot odporů v děliči, tzn. maximální citlivost je pro shodné odpory v obou děličích můstku. S ohledem na vlastnosti připojeného diferenčního zesilovače je obvykle výhodné, aby byly shodné odpory i v obou větvích děliče, jak je to použito v tab. 4.2 a následujícím rozboru.

V tab. 4.2 jsou uvedeny různé varianty můstkového zapojení, a to pro použití jednoho senzoru, dvou senzorů se shodnou (++) a opačnou (+-) závislostí senzorů a použití čtyř senzorů (+--+). Je zřejmé a logické, že s počtem senzorů adekvátně stoupá citlivost. Navíc použití komplementárních dvojic senzorů s opačnými závislostmi (+-), (+--+), umožňuje získání lineární závislosti výstupního napětí na změně budící veličiny, jak je to zřejmé z uvedených vztahů pro varianty c) a d).

Tab. 4.2: Základní varianty zapojení můstkového měření s jedním, dvěma a čtyřmi senzory při buzení zdrojem napětí či zdrojem proudu s odpovídajícími vztahy pro výstupní napětí pro případ $R_1 = R_2 = R_3 = R_x = R$.

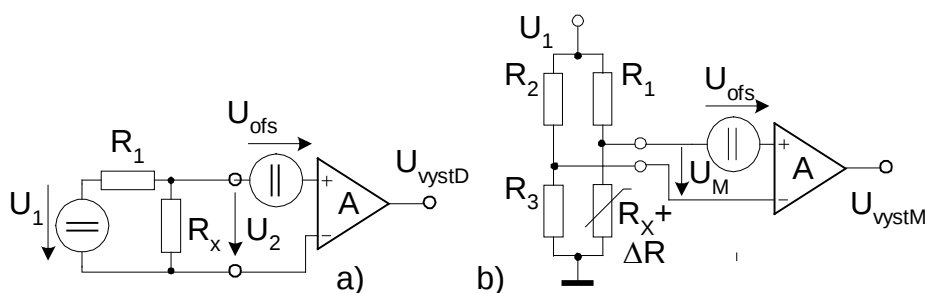
1 senzor	2 senzory ++	2 senzory +-	4 senzory +-
 a)	 b)	 c)	 d)
Buzení zdrojem napětí U_1			
nelin.	nelin.	lin.	lin.
$U_2 = \frac{U_1}{4} \left(\frac{\Delta R}{R + \Delta R/2} \right)$	$U_2 = \frac{U_1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R + \Delta R/2} \right)$	$U_2 = \frac{U_1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R} \right)$	$U_2 = U_1 \left(\frac{\Delta R}{R} \right)$
Buzení zdrojem proudu I_1			
nelin.	lin.	lin.	lin.
$U_2 = \frac{I_1}{4} \left(\frac{\Delta R}{1 + \Delta R/4R} \right)$	$U_2 = \frac{I_1}{2} \Delta R$	$U_2 = \frac{I_1}{2} \Delta R$	$U_2 = I_1 \Delta R$

Pro vyhodnocení výstupního napětí U_2 je výhodné použít zesilovač s diferenčním vstupem, což by v případě ideálního zesilovače umožnilo získat téměř nekonečnou citlivost. Ovšem základním problémem reálných vlastností zesilovačů pro toto použití jsou jejich ofset a drift, které způsobují základní chybu měření. Jak ukazuje obr. 4.10, z tohoto hlediska je základní chyba, způsobená ofsetem, a tomu odpovídající omezení citlivosti shodné pro oba případy děličového i můstkového zapojení:

$$U_{\text{vystD}} = A(U_2 - U_{\text{ofs}}) = A(U_{\text{Rx}} - U_{\text{ofs}}) \quad (4.10)$$

$$U_{\text{vystM}} = A(U_{\text{M}} - U_{\text{ofs}}) = A(U_{\text{Rx}} - U_{\text{R3}} - U_{\text{ofs}}) \quad (4.11)$$

Z tohoto hlediska je vlastně diferenční zesilovač pro můstkové zapojení adekvátní zesilovači pro děličové zapojení, kde invertující vstup zesilovače je zapojen nikoliv na zem, ale na referenční napětí vytvořené děličem R_2/R_3 . Měřená hodnota je pak podstatně menší (snížená o referenční napětí) a zesílení tak může být podstatně vyšší. Jak již bylo řečeno, základní chyba, způsobená napěťovým ofsetem, je shodná, nicméně diferenční zesilovač lze realizovat v přístrojovém zapojení s poněkud menším ofsetem, ale i s menšími dalšími parazitními vlivy (menší napěťový drift, minimalizace proudového ofsetu a driftu, minimalizace vlivu vstupního odporu a minimalizace vlivu úbytků na zemnicím vodiči).



Obr. 4.10: Rozbor vlivu napěťového ofsetu a driftu zesilovače pro děličové a pro můstkové zapojení.

Vliv nestability napájecího napětí U_1 :

Dále je zřejmé, že můstkové zapojení je podstatně méně citlivé na nestabilitu napájecího napětí. Lze to porovnat z následujícího příkladu, kdy uvažujeme shodné R děliče či můstku, $U_1=10$ V, $\Delta U_1=10$ %, $\Delta R_x/R_x=1\%$. V případě děliče

vyjádříme adekvátní změnu výstupního napětí U_2 na uvažovanou nestabilitu U_1 vztahem

$$\Delta U_2 \cong \frac{1}{2} \Delta U_1 \cong 0,5 V \quad . \quad (4.12)$$

V případě můstku (tab. 4.2 a) je tato změna dána vztahem

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta U_1}{4} \frac{\Delta R_x}{R_x + \Delta R_x / 2} \cong 2,5 mV , \quad (4.13)$$

takže je zřejmá přibližně 100x nižší citlivost můstku na nestabilitu napájení. Pro zcela vyvážený můstek je citlivost teoreticky nulová, ale s jeho rozvážením se $(\Delta R_x / R_x)$ adekvátně zvyšuje.

Typy diferenčních zesilovačů pro můstky:

Nejjednodušší řešení diferenčního zesilovače a jeho připojení k můstku je uvedeno na obr. 4.11. Zde je s výhodou spojeno zapojení můstku s klasickým jednoduchým diferenčním zesilovačem, a to tak, že obvyklé odpory vstupů diferenčního zesilovače jsou nahrazeny výstupními odpory obou děličů napětí a zesiluje se rozdíl napětí obou děličů (viz obr. 4.11 b). Je ovšem nutno podotknout, že kromě rozdílu napětí se na výstupním napětí projeví i změna vnitřního odporu děliče se senzorem, který zvýší výstupní napětí (vztah v tab. 4.2a). Jednoduché odvození by vedlo ke vztahu:

$$U_{\text{vystM}} = A \frac{U_1}{4} \left(\frac{\Delta R}{R + \Delta R_x / 2} \right) , \quad (4.14)$$

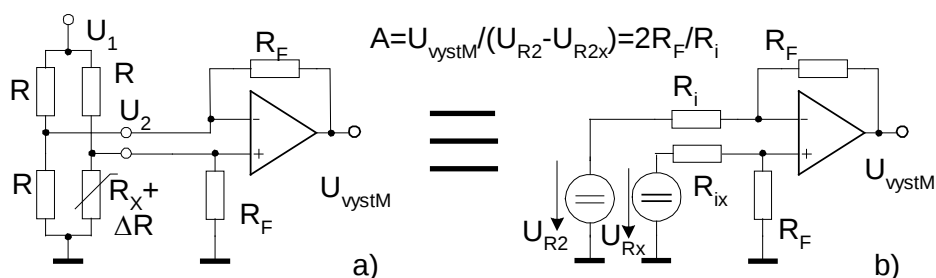
ale spolu s vlivem změny R_i vede zpětnovazebním proudem přes R_F k opětovnému „vyvážení“ můstku (výstupní napětí U_2 můstku bude 0 V – vstup OZ) a pro výstupní napětí platí skutečný vztah

$$U_{\text{vystM}} = U_1 \left(\frac{A \Delta R}{R(2 + 1/A) + \Delta R_x} \right) \cong A \frac{U_1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R + \Delta R_x / 2} \right) \quad (4.15)$$

a dosáhneme téměř dvojnásobný přenos. Zdánlivě zbytečné připojení druhého odporu R_F paralelně k senzoru (+ Vstup OZ) je potřebné, protože by došlo k rozvážení můstku obzvláště pro malé hodnoty A . Obdobně přibližně hodnotou

2A jsou násobené přenosy pro další typy zapojení můstku z tab. 4.2. Výsledné vztahy jsou v těchto případech již poměrně složité a nepřehledné. Při tom i varianta c) se stává mírně nelineární, varianta d) pak téměř lineární jako samotný můstek. Obecně platí, že odchylky od linearity se snižují s mírou zesílení.

K tomuto zapojení je zapotřebí upozornit na skutečnost, že OZ podle obr. 4.11a) musí být napájen symetrickým napájecím zdrojem, ačkoliv by se mohlo zdát, že postačuje použití jen nesymetrického napájení U_1 . Je to z toho důvodu, že v případě vyváženého můstku je na výstupu OZ nulové napětí vůči uvedené zemi, která je z hlediska OZ současně i záporným napájecím potenciálem. Pokud tomu nebrání jiné okolnosti, je pak vhodné nejen OZ, ale i celý můstek napájet symetricky, což by zvýšilo citlivost můstku 2x. V případě potřeby použití nesymetrického napájení OZ (stejného jako pro obvod můstku), můžeme použít dvě řešení. Jednodušším je takové rozvážení můstku v klidové poloze, aby výstupní napětí OZ mělo např. poloviční hodnotu napájecího napětí. To ale částečně zhoršuje vlastnosti můstku. Druhé řešení může být založeno na vytvoření umělé signálové země pro OZ s adekvátním výstupním napětím tohoto můstku proti této signálové zemi.

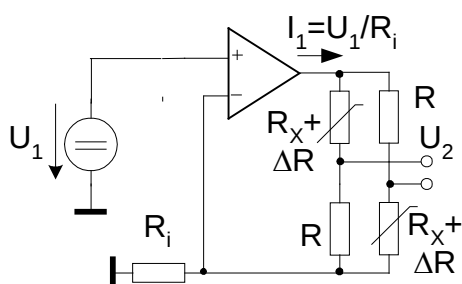


Obr. 4.11 Rozbor jednoduchého diferenčního zesilovače: a) zapojení, b) zjednodušený model.

Jak bylo v předchozím textu naznačeno, známé přístrojové zapojení diferenčního zesilovače (obr. 4.15 e) přináší snížení základní chyby měření rozdílového napětí můstku snížením vlivu různých parazitních vlivů. Zde na rozdíl od zjednodušeného diferenčního zesilovače na obr. 4.11 samozřejmě uvažujeme přímé zesílení hodnoty výstupního napětí můstku bez dalších vlivů, protože přístrojový diferenční zesilovač je ideálním zesilovačem napětí s vysokým (teoreticky nekonečným) vstupním odporem.

Možnosti linearizace závislosti $U_2 = f(\Delta R)$:

Tyto možnosti jsou zřejmé z tab. 4.2, kde pro buzení zdrojem napětí musíme použít senzory s opačnou závislostí změny odporu na vlivu měřené veličiny. To není vždy možné, proto se nabízí použití buzení zdrojem proudu a dvou shodných senzorů podle tab. 4.2 b), viz obr. 4.12.

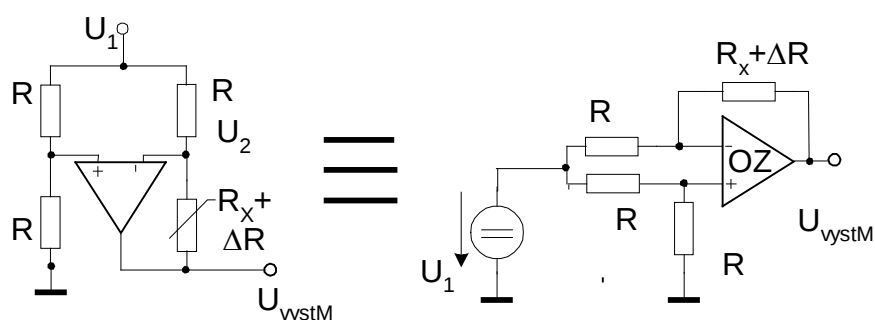


Obr. 4.12: Zapojení zdroje proudu pro buzení můstku.

V případě, že můžeme použít pouze jeden senzor, je možné pro linearizaci závislosti $U_2 = f(\Delta R)$ použít speciální zapojení, kdy je OZ součástí můstku podle obr. 4.13. Jak je vidět z překresleného modelu na obr. 4.13 b), jde vlastně o zapojení diferenčního zesilovače s jedním vstupním napětím a rozvažovaným poměrem odporů. Výstupní napětí je dáno vztahem

$$U_{\text{vystM}} = -U_1 \frac{\Delta R}{2R}$$

Nevýhodou je, že tímto obvodem nelze dosáhnout zesílení a na výstup je nutno připojit další zesilovač.



Obr. 4.13: Zapojení můstku s lineární závislostí pro jeden senzor.

4.3.3.3 Měřící můstky se střídavým buzením

Můstek s AC buzením (harmonickým či obdélníkovým) přebírá všechny základní vlastnosti a optimalizaci návrhu můstku se stejnosměrným buzením (poměr odporů, vliv napájecího napětí, linearizace výstupní závislosti a pod.), jak to

bylo řešeno v předešlé kapitole pro DC můstky. Použití střídavého buzení ale řeší dvě základní vlastnosti či nevýhody můstku s DC buzením. Především eliminuje ofset snímacího zesilovače jako obvykle hlavního faktoru limitujícího citlivost měření můstkem. Dále střídavé napájení umožňuje použít i neodporové senzory v můstkovém zapojení (např. kapacitní či induktivní). Nicméně tady je situace komplikovanější. Vzhledem k tomu, že jde o můstek s komplexními impedancemi, je jeho vyvážení obecně závislé na dvou parametrech.

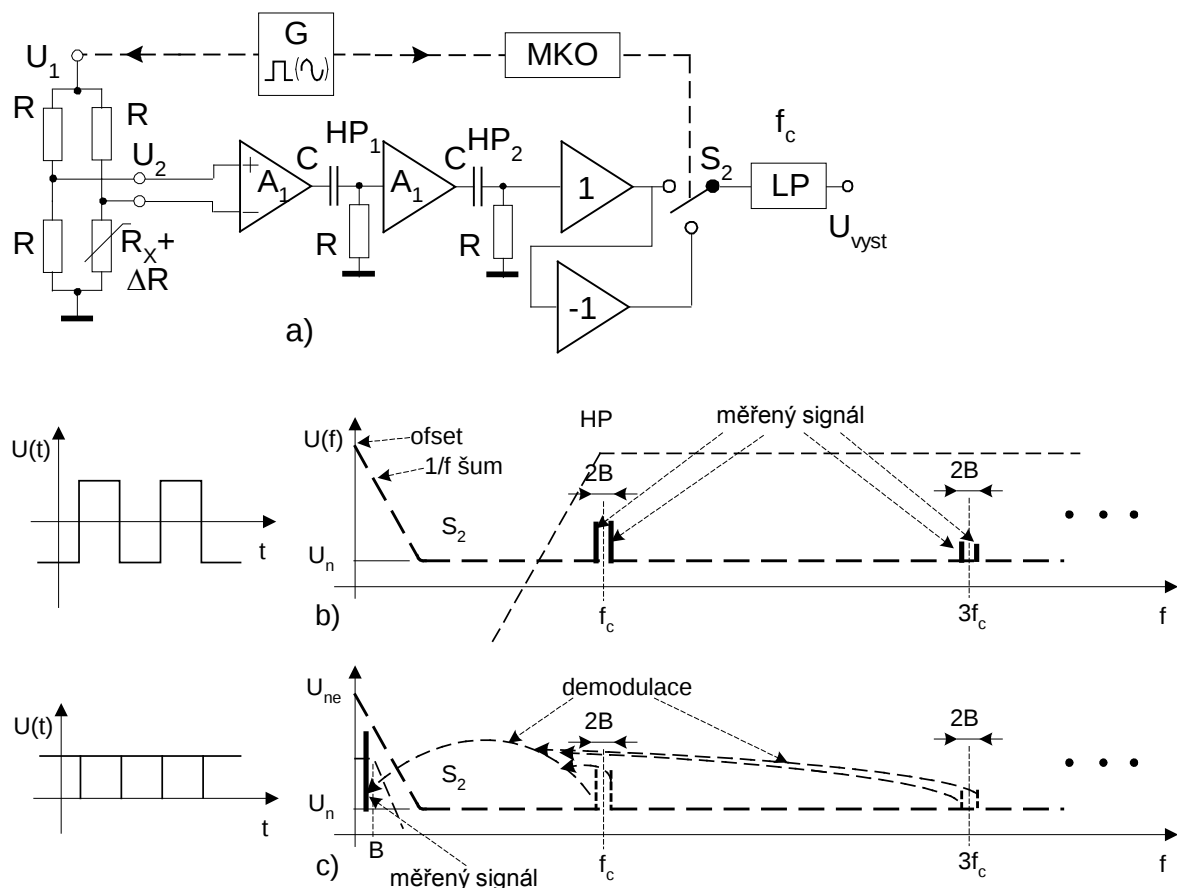
Základní princip zvýšení citlivosti můstku použitím střídavého napájení spočívá v kmitočtové závislosti NSD zesilovače (obr. 4.13), kde je zřejmé, že $1/f$ šum a jeho limitní případ – stejnosměrný šum (ofset) – je značně vyšší než základní tepelný šum zesilovače v kmitočtovém pásmu cca nad 100 Hz. Proto při uvažované stejné (obvykle minimální) šířce pásma přidává zesilovač podstatně méně chyby (šumu, ofsetu) pro budící kmitočet nad 100 Hz oproti stejnosměrnému buzení. Tento rozdíl může být až o několik dekád, což je podstatné zvýšení citlivosti. Jde v podstatě obdobný princip, jaký je využit u DC zesilovačů s pomocnou modulací (kap. 4.3.2).

Ze spektra snímaného signálu při obdélníkovém napájení můstku (obr. 4.14 b) je zřejmé, že rozvážení odporu v můstku se jeví jako parametrická výšková modulace s potlačenou nosnou a adekvátními postranními složkami kolem násobků budícího kmitočtu.

Tento způsob měření ovšem vyžaduje složitější zapojení, tak jak je nakresleno na obr. 4.14 a). Samozřejmostí je střídavý zdroj napětí (popř. proudu, viz text o můstcích s DC napájením), vyžadující obvykle nějaký generátor signálu a jeho vhodné připojení k můstku. Je možné uvažovat buzení signálem jak harmonickým, tak neharmonickým, nejčastěji obdélníkovým. Porovnáme-li oba typy buzení, není zjevná jednoznačná výhodnost některého z nich. Z obr. 4.14 b) je zřejmé, že v případě obdélníkového signálu synchronní demodulací sčítáme jak všechny harmonické obdélníkového signálu jako užitečný signál, tak i šum z těchto složek. Na jednu stranu velikost složek klesá (šum ne), což se jeví jako výhoda pro harmonický signál. Na druhou stranu šumové složky kolem jednotlivých složek nosného signálu nejsou synchronní, proto zde není prostý součet velikosti šumových složek, ale odmocnina součtu jejich kvadrátů. Dále

jejich projev klesá s počtem harmonických složek obdélníka, což je naopak výhodou pro modulaci obdélníkovým signálem.

Připojení prvního stupně, diferenčního zesilovače, je možné využít stejné jako u DC můstku, a to v té nejjednodušší variantě. Další stupeň musí být vázán střídavě (HP₁) pro potlačení ofsetu a driftu. Poté je možno realizovat velké zesílení, jehož potřebná velikost je dána především přesností základního vyvážení můstku a maximální hodnotou ΔR senzoru a adekvátní změny signálu.



Obr. 4.14 Princip měření střídavým můstkem: a) principiální schéma, b), c) kmitočtové schéma demodulace pro obdélníkový budící signál

Je zřejmé, že počínaje střídavým zesilovačem je celá navazující část prakticky totožná s řešením obvodu DC zesilovače s pomocnou modulací (obr. 4.5 a) vyjma obvodu pro vyklíčování parazitního přenosu spínacího signálu do vstupního spínače (Spínač S3 a MKO2), protože u AC můstku nemáme vstupní spínač. Jinak je diskuse vlivu fázového posuvu demodulovaného signálu a potřeba adekvátního posuvu spínání demodulace pomocí MKO zcela shodná jako u DC zesilovače s pomocnou modulací. Prakticky důležité je, že díky použití

synchronní demodulace zde polaritou rozlišíme i směr rozvážení můstku. Předchozí úvahy lze aplikovat i na případ, kdy by byl můstek napájen harmonickým budícím signálem. Obdobně lze převzít i úvahy pro návrh těchto obvodů.

Je evidentní, že střídavým buzením můstku lze zvýšit citlivost značným způsobem. Provedme si orientační výpočet a porovnání citlivosti stejnosměrného a střídavého můstku. Za zjednodušujících předpokladů lze považovat za základní chybu měření DC můstku ekvivalentní ofset vstupního diferenčního zesilovače a jemu odpovídající chybu $\Delta R/R$.

Na druhou stranu, při zvyšující se citlivosti rostou adekvátně nároky na základní vyvážení můstku. I z tohoto hlediska je samozřejmě snazší měřit střídavou složku změny odporu senzoru (můstek nemusí být absolutně vyvážen) než „stejnosměrnou“ hodnotu rozvážení můstku

Pro běžný stejnosměrný zesilovač lze uvažovat chybu 1 mV, čemuž odpovídá při napájení

10 V chyba ΔR podle vztahu

$$\frac{\Delta R}{R} \cong 4 \frac{U_2}{U_1} = 4 \times 10^{-4} = 0,04 \% . \quad (4.16)$$

U střídavě buzeného můstku obdobně zjednodušeně považujeme za základní chybu měření AC můstku ekvivalentní šum vstupního diferenčního zesilovače a jemu odpovídající chybu $\Delta R/R$.

Pro běžný střídavý zesilovač lze uvažovat napěťovou NSD např. 10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ čemuž pro šířku pásma 1 Hz ekvivalentní vstupní šum 10 nV a při napájení 10 V odpovídá chyba ΔR vztahu

$$\frac{\Delta R}{R} \cong 4 \frac{U_2}{U_1} = 4 \times 10^{-9} = 0,0000004 \% . \quad (4.17)$$

Ovšem, uvážíme-li, že se nám projevuje na vstupu jako chyba střídavého můstku i ofset jedničkových zesilovačů na výstupu adekvátně podělené střídavým ziskem, pak je výchozí chyba při střídavém zisku např. $A=10^4$

$$\Delta U = U_n + U_o / A = 10 \text{ nV} + 1 \text{ mV} / 10^4 = 10^{-8} + 10^{-7} = 1,1 \times 10^{-7}.$$

V uvedeném příkladu nám tedy klesne citlivost měření cca 10x. Je tedy zřejmé, že zvyšováním zesílení na jedné straně minimalizujeme chybu způsobenou následným ofsetem, ale na druhou stranu omezujeme maximální rozsah měření.

4.4. Střídavá (AC) vazba, minimalizace šumu

Mnoho snímaných signálů má charakter střídavých signálů, kde není potřebné přenášet jejich stejnosměrnou složku (mikrofon, ultrazvukový snímač...), takže lze využít střídavé zesilovače bez nutnosti řešení ofsetu. Lze tak použít podstatně vyšší zesílení než v případě DC zesilovačů. Toto střídavé zesílení je limitované v podstatě jen **tepelným šumem předzesilovače**, pokud nemají větší hodnotu externí rušící signály. Zvláštním případem jsou pak čidla, buzená stejnosměrně, kde musíme použít kapacitní vazbu, abychom oddělili velkou stejnosměrnou složku od snímaného střídavého signálu (obr. 4.1 b).

Při diskusi střídavé vazby musíme samozřejmě řešit kmitočtovou charakteristiku přenosového řetězce, která je ovlivněná jak kmitočtově závislou vnitřní impedancí zdroje a obvykle kapacitním charakterem vedení k předzesilovači, tak i charakterem vstupní impedance předzesilovače a impedancí vazebního kapacitoru, pokud je použit pro oddělení stejnosměrné složky, jak to bylo diskutováno u obr. 4.1 a) a b). Je-li spektrum užitečného signálu relativně úzkopásmové, rozsah přenášeného pásma zde záměrně snižujeme a vstupní obvod je vhodné použít také pro výhodnou předfiltraci.

Rozbor zásadního vlivu velikosti vnitřní impedance Z_i zdroje signálu na šum předzesilovače:

Je zřejmé, že v těch případech, kdy externí rušící signál je relativně slabý, je hlavním činitelem, omezujícím citlivost systému, vlastní šum předzesilovače. Proto je důležité v návaznosti na rozbor šumových vlastností OZ (kap. 4.2.5, obr. 4.12) provést optimalizaci návrhu předzesilovače s ohledem na vlastnosti zdroje signálu a způsobu jejich vazby. Dominujícím faktorem je zde především **charakter a velikost vnitřní impedance zdroje** signálu a popř. velikost pomocných odporů pro nastavení zesílení (obvykle R_1 a R_2 u neinvertujícího zesilovače – viz obr. 4.15 a). Tyto odpory pro nastavení zesílení je výhodné volit tak, aby R_1 byl podstatně menší než vnitřní odpor zdroje, pak jejich šum

můžeme zanedbat oproti šumu odporu zdroje. Ze vztahů (4.8), (4.10) a (4.12) vyplývá pro závislost napěťové NSD vnitřní komplexní impedance zdroje Z_i (vlastní tepelný šum reálné složky + šum vybuzeň vnějším proudovým šumem OZ na modulu impedance)

$$E_{ne} \approx \sqrt{(E_{In} Z_i)^2 + 4kTR_i} , \quad (4.18)$$

kdy ekvivalentní šum na vstupu OZ závisí u proudového šumu přímo na hodnotě modulu impedance, kdežto tepelný šum roste jen s odmocninou hodnoty činného odporu, protože imaginární složky impedance Z_i tepelný šum negenerují:

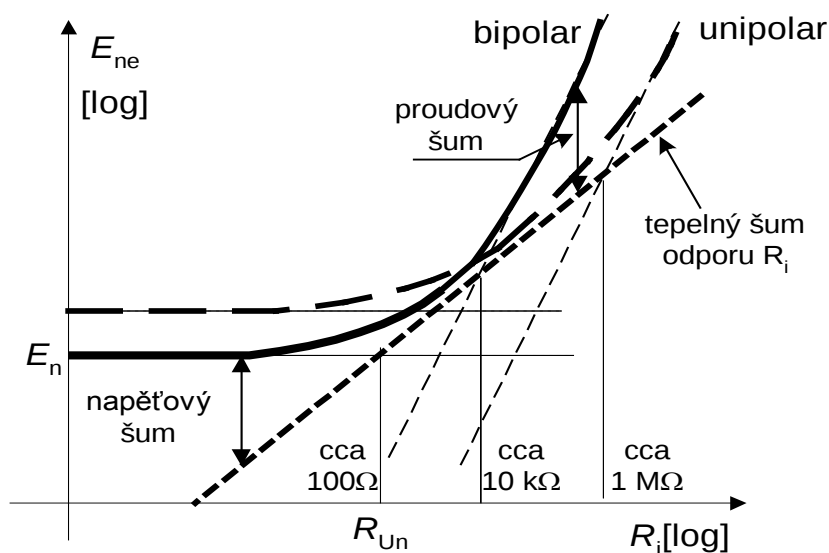
$$\text{tepelný šum} - E_{ne} \approx \sqrt{R} \quad \text{proudový šum} - E_{U-In} \approx |Z| \quad (4.19)$$

Vezmeme-li dále v potaz, že efekt proudového šumu na imaginárních složkách komplexní vnitřní impedance Z_i je různým způsobem kmitočtově závislý, je evidentní, že při analýze šumových vlastností předzesilovačů a jejich návrhu je nutno rozlišovat případy, kdy je vnitřní impedance zdroje signálu čistě rezistivní, a kdy má kapacitní či induktivní charakter.

4.4.1. *Zdroje signálu s rezistivním charakterem vnitřní impedance*

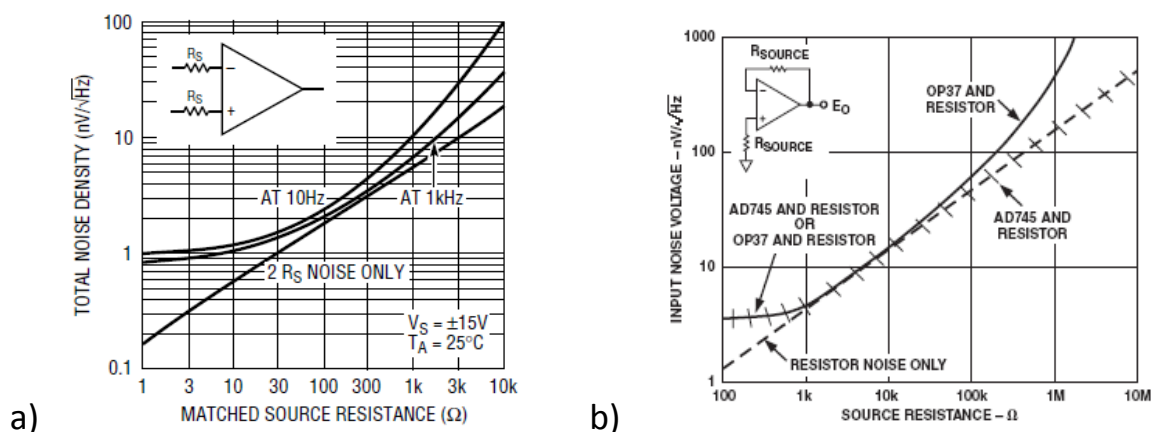
Pro tento nejjednodušší případ ($Z_i = R_i$) jsou všechny zdroje ekvivalentního vstupního šumu zesilovače s OZ znázorněny na obr. 4.15 jako funkce hodnoty R_i . Jako výchozí je zde čárkovaně vynesena závislost napěťové NSD tepelného šumu samotného odporu R_i podle (4.8) a dále pak závislosti NSD součtu ekvivalentního napěťového a proudového šumu jednak pro unipolární a také bipolární vstup OZ. Z nich je zřejmé, že pro nízké hodnoty R_i přidává OZ k tepelnému šumu zdroje převážně napěťový šum (nezávislý na R_i), kdežto pro vysoké hodnoty odporu zdroje (více jak 10 kΩ) převažuje lineární nárůst vlivu proudového šumu v souladu se vztahem (4.19). Z toho vyplývá, že pro nízké hodnoty R_i je výhodné použití OZ s bipolárním vstupem, kdežto pro vysoké hodnoty odporu přidává podstatně méně šumu OZ s unipolárním vstupem. V oblasti středních hodnot R (cca 3 kΩ) je přidaný šum OZ minimální pro oba typy OZ. Míru přidaného šumu k vlastnímu šumu odporu zdroje R_i vyjadřuje tzv. **šumové číslo F** zesilovače jako poměr celkového ekvivalentního šumu k tepelnému šumu zdroje signálu. Je ale zřejmé, že jeho hodnota je proměnná

v závislosti na více faktorech, jako jsou odpor zdroje, kmitočet apod. Šumové číslo se využívá především v radiotechnice, kde se obvykle předpokládá vnitřní odpor zdroje signálu $R_i = 75 \Omega$.



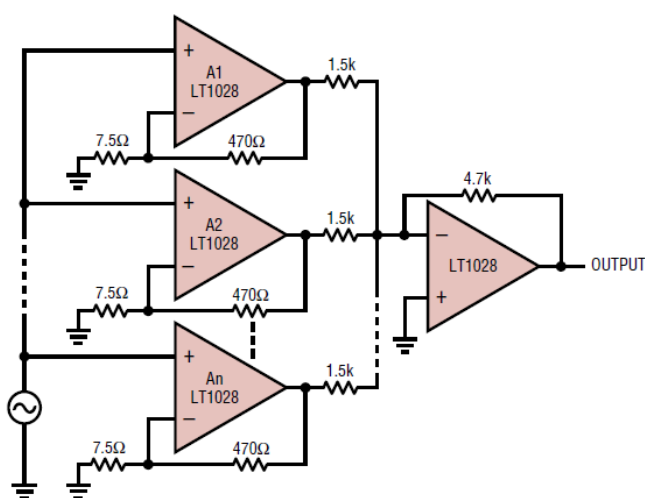
Obr. 4.15 Závislost ekvivalentní napěťové NSD šumu zesilovače na hodnotě odporu zdroje signálu.

Na obr. 4.16 jsou uvedeny příklady charakteristik typických nízkošumových bipolárních a unipolárních OZ – AD797 a AD745. Na nich jsou vidět základní závislosti napěťového a proudového šumu na vnitřním odporu zdroje. Na obr. 4.16 b) výrobce přímo porovnává unipolární AD745 s bipolárním OP37 a ukazuje, že vzhledem k extrémně malému šumovému proudu (cca 10 fA) je nárůst šumu pro vysoké hodnoty odporu prakticky zanedbatelný.



Obr. 4.16 Závislosti ekvivalentního šumu na odporu pro bipolární OZ LT1028 (a) a unipolární OZ AD745 (b) [20].

Pro návrh zesilovače s OZ s ohledem na minimalizaci šumu lze vyjít z podobných zásad jako při minimalizaci ofsetu. Jako výchozí parametr je nutné vzít vnitřní odpor zdroje signálu. V souladu s diskusí k obr. 4.15 a vlivu R_i volíme podle hodnoty R_i nízkošumový OZ s unipolárním či bipolárním vstupem. Volba dalších odporů (např. R_1 a R_2 na obr. 3.3) vede na pokud možno nižší hodnotu R_1 než R_i pro minimalizaci jejich tepelného šumu a případného proudového šumu. Evidentní je, že nelze provést kompenzaci proudového šumu jako u proudového ofsetu vzhledem k náhodnému charakteru šumových signálů.



1. ASSUME VOLTAGE NOISE OF LT1028 AND 7.5Ω SOURCE RESISTOR = $0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.
2. GAIN WITH n LT1028s IN PARALLEL = $n \times 200$.
3. OUTPUT NOISE = $\sqrt{n} \times 200 \times 0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.
4. INPUT REFERRED NOISE = $\frac{\text{OUTPUT NOISE}}{n \times 200} = \frac{0.9}{\sqrt{n}}\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.
5. NOISE CURRENT AT INPUT INCREASES $\sqrt{n}$ TIMES.
6. IF $n = 5$, GAIN = 1000, BANDWIDTH = 1MHz, RMS NOISE, DC TO 1MHz = $\frac{2\mu\text{V}}{\sqrt{5}} = 0.9\mu\text{V}$.

Obr. 4. 17 Doporučené zapojení předzesilovače s nízkým napěťovým šumem s využitím paralelního spojení OZ [17].

klesá s odmocninou počtu k paralelních cest ($0,9/k^2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$). Na druhou stranu za poznámku stojí, že lineárně roste ofsetový proud a vstupní kapacita celého předzesilovače, což může být na závadu, chceme-li předzesilovač používat jako univerzální i pro zdroje signálu s větším vnitřním odporem nebo např. jako zesilovač s kapacitní vazbou (kap. 4.4.3).

Vzhledem k tomu, že minimalizace šumu předzesilovače je poměrně komplikovaný problém, ukažme si postup na praktickém příkladu:

Výsledný šum pak lze orientačně spočítat následovně. Ze součtu ekvivalentních šumových zdrojů na vstupu (a to obvykle ve formě NSD) vyjádříme ekvivalentní NSD na vstupu a tu vynásobíme zesílením A a odmocninou šířky propustného pásma B (4.14).

Pokud potřebujeme snížit napěťový šum předzesilovače pod hodnotu $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (má smysl pro zdroje signálu s $R_i < 60 \Omega$), je jednou z cest paralelní spojování OZ (viz kap 2.4-d a např. doporučené zapojení z obr. 4.17). Napěťový šum tak

Navrhnete neinvertující zesilovač se zesílením 40 dB a šířkou pásma 100 kHz s minimálním šumem pro zdroj signálu v jedné variantě s $R_i = 10 \Omega$ a v druhé s $R_i = 1 \text{ M}\Omega$. Vypočtete citlivost pro SNR= 20 dB a výsledný dynamický rozsah těchto zesilovačů.

Řešení: Pro $R_i = 10 \Omega$ zvolíme zapojení neinvertujícího zesilovače podle obr. 4.15 a) s nízkošumovým bipolárním OZ AD797, který vyhovuje i z hlediska zesílení a šířky pásma. Pro zesílení 40 dB zvolíme $R_1 = 10 \Omega$ a $R_2 = 1000 \Omega$. Podle (4.9) až (4.14) vypočteme ekvivalentní výstupní napětovou NSD jako součet efektivních hodnot napětového šumu, ekvivalentních hodnot proudového šumu na obou vstupech OZ a tepelné šumu všech tří odporů:

$$\begin{aligned} E_{nOUT} &= 100E_{ne} = A \sqrt{E_n^2 + (E_{In-} R_1)^2 + (E_{In+} R_i)^2 + E_{nR1}^2 + E_{nR2}^2 / A^2 + E_{nRi}^2} = \\ &= 100 \sqrt{(0,8 \cdot 10^{-9})^2 + 2(10^{-12} \cdot 10)^2 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^3 / 10^4 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10} = \\ &= 100 \sqrt{6,4 \cdot 10^{-19} + 2 \cdot 10^{-22} + 3,2 \cdot 10^{-19}} = 100 \times 0,96 \times 10^{-9} = 96 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

Vidíme dominantní vliv podílu napětového šumu OZ, malý příspěvek odporu zdroje a odporu R_1 a zanedbatelný příspěvek proudových šumů OZ (zde není na závadu, že tepelný šum R_1 přidává stejný šum, jako odpor zdroje R_i , v případě jejich dominance by bylo vhodné hodnotu R_1 snížit). Výsledné šumové napětí bude pro $B = 100 \text{ kHz}$ (ekvivalentní šumová šířka je 150 kHz)

$$U_{nOUT} = 9,6 \times 10^{-8} \times \sqrt{1,5 \times 10^5} = 37,1 \mu\text{V}.$$

Citlivost pak vypočítáme ze vztahu

$$U_{MIN} = U_{nOUT} \text{ SNR} / A = 37,1 \mu\text{V} \times 10 / 100 = 3,71 \mu\text{V}.$$

Při uvažované maximální výstupní efektivní hodnotě 8 V pak dostaneme dynamický rozsah $8\text{V} / 37,1 \mu\text{V}$, což je 215×10^3 (**106,6 dB**). Dále je zřejmé, že při použití unipolárního OZ by ještě klesl zanedbatelný proudový šum, ale stoupl by dominantní napětový (a tedy v podstatě výsledný) šum podle typu OZ asi 5x na cca 0,5 mV. Dynamický rozsah a citlivost by tak klesly až o 14 dB.

V případě $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ zvolíme nízkošumový unipolární zesilovač AD745. Pro zesílení 40 dB můžeme zvolit bez problémů i vyšší hodnoty rezistorů ($R_1 = 100 \Omega$ a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$). Podle (4.9) až (4.14) vypočteme ekvivalentní výstupní napětovou

NSD jako součet efektivních hodnot napěťového šumu, ekvivalentních hodnot proudového šumu na obou vstupech OZ a tepelné šumu všech tří odporů:

$$\begin{aligned}
 E_{nOUT} &= 100E_{ne} = A\sqrt{E_n^2 + (E_{In-}R_1)^2 + (E_{In+}R_i)^2 + E_{nR1}^2 + E_{nR2}^2 / A^2 + E_{nRi}^2} = \\
 &= 100\sqrt{(2,1 \cdot 10^{-9})^2 + (10^{-14} \cdot 10^2)^2 + (10^{-14} \cdot 10^6)^2 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^2 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^4 / 10^4 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^6} = \\
 &= 100\sqrt{4,4 \cdot 10^{-18} + 10^{-24} + 10^{-16} + 1,6 \cdot 10^{-18} + 1,6 \cdot 10^{-20} + 1,6 \cdot 10^{-14}} = 100 \times 1,27 \times 10^{-7} \cong 13 \mu V / \sqrt{Hz} .
 \end{aligned}$$

Zde je dominantní vliv tepelného šumu vnitřního odporu zdroje, velmi malý příspěvek proudového šumu OZ na odporu zdroje a zanedbatelný příspěvek napěťového šumu OZ. Výsledné šumové napětí bude pro šumovou šířku pásma 150 kHz

$$U_{nOUT} = 13 \times 10^{-6} \times \sqrt{1,5 \times 10^5} \cong 5 \text{ mV}$$

Citlivost vypočítáme ze vztahu

$$U_{MIN} = U_{MIN} SNR / A = 5 \text{ mV} \times 10 / 100 = 0,5 \text{ mV} .$$

Při uvažované maximální výstupní efektivní hodnotě 8 V pak dostaneme dynamický rozsah 8V/5mV, což je 1600 (**64 dB**). Při použití bipolárního OZ by ještě klesl zanedbatelný napěťový šum, ale stoupl by a stal se dominantním (a tedy v podstatě výsledným) proudový šum. Pro AD797 by pak celková výstupní spektrální hustota byla

$$\begin{aligned}
 E_{nOUT} &= 100E_{ne} = A\sqrt{E_n^2 + (E_{In-}R_1)^2 + (E_{In+}R_i)^2 + E_{nR1}^2 + E_{nR2}^2 / A^2 + E_{nRi}^2} = \\
 &= 100\sqrt{(0,8 \cdot 10^{-9})^2 + (10^{-12} \cdot 10^2)^2 + (10^{-12} \cdot 10^6)^2 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^2 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^4 / 10^4 + 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^6} = \\
 &= 100\sqrt{6,4 \cdot 10^{-19} + 10^{-20} + 10^{-12} + 1,6 \cdot 10^{-18} + 1,6 \cdot 10^{-20} + 1,6 \cdot 10^{-14}} = 100 \times 10^{-6} = 100 \mu V / \sqrt{Hz} .
 \end{aligned}$$

Celkové šumové napětí pro uvažovanou šířku pásma B je pak 38 mV, což odpovídá dynamickému rozsahu asi **46 dB**. Toto podstatné zhoršení dynamického rozsahu způsobil radikální vzrůst proudového šumu na odporu zdroje.

Výsledky lze shrnout do tabulky 4.3

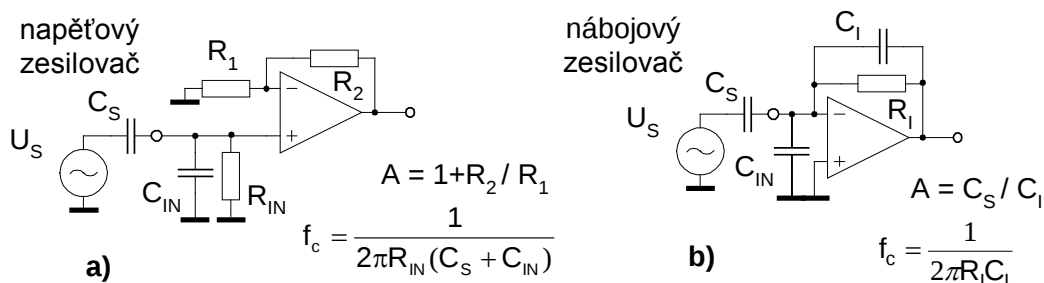
Tab. 4.3 Porovnání šumu nízkošumových zesilovačů s unipolárním a bipolárním vstupem pro $R_i=10 \Omega$ a $1 M\Omega$

R_i zdroje	$E_{nOUT} [\mu V/\sqrt{Hz}]$		$U_{nOUT} [mV] (B=100 \text{ kHz})$		$DR [dB] (8V/U_n)$	
	unipolární	bipolární	unipolární	bipolární	unipolární	bipolární
10Ω	0,5	0,096	0,15	0,037	92	106
$1 M\Omega$	13	100	5	38	64	46

4.4.2. Zdroje signálu s kapacitní vnitřní impedancí

Vliv kapacitní impedance zdroje na šumové poměry v předzesilovači

Tento případ je typický především pro široce využívané piezosnímače, ale existují i další senzory s kapacitním charakterem (mikrofony atd.). Zde se kromě již diskutovaného napěťového zesilovače ukazuje jako vhodný i další typ předzesilovače, tzv. nábojový zesilovač. Důležitá je diskuse porovnání a možnosti optimalizace těchto dvou přístupů [9]. Obě varianty předzesilovačů s odpovídajícími přenosovými vztahy jsou uvedeny na obr. 4.18.



Obr. 4.18 Předzesilovače pro zdroje s kapacitním charakterem vnitřní impedance: a) základní model napěťového zesilovače, b) základní model nábojového zesilovače.

Jak je zřejmé, obě zapojení se chovají odlišně. Zisk napěťového zesilovače je dán poměrem nezávislých odporů a nezávisí na kapacitě C_s senzoru. Toto zapojení je ale více citlivé na parazitní kapacitu C_k v případě dlouhého přívodu k senzoru (zvyšuje podstatně hodnotu C_{IN} na obr. 4.18 a). Zesílení nábojového zesilovače je dáno poměrem vnitřní kapacity senzoru C_s a zpětnovazební integrační kapacity C_f . Je méně závislé na parazitní kapacitě C_k přívodního kabelu (efekt virtuální země). Ovšem zpětnovazební kapacita musí být A-krát nižší než vnitřní kapacita zdroje, což může být technologický problém pro hodnoty $C_s < 30 \text{ pF}$. Další rozdíl mezi nábojovým a napěťovým zesilovačem

spočívá v režimu práce snímače. Např. pro piezosnímače (sérioparalelní rezonanční obvod) pracuje v případě napěťového zesilovače v paralelním módu, kdežto u nábojového zesilovače v sériovém módu. To se může projevit v pásmu kmitočtů blízkých rezonanci.

Dalším možností je diskuse volby bipolárního či unipolárního OZ. Obecně se upřednostňuje OZ s unipolárním vstupem vzhledem k projevu proudového a tepelného šumu na nízkých kmitočtech, jak bude diskutováno dále, nicméně pro použití v pásmu vysokých kmitočtů (cca nad 100 kHz) již začíná dominovat napěťový šum a tudíž se jeví jako výhodnější bipolární OZ. Zde ovšem musíme opět rozlišit projevy pro rezonanční kmitočty, kdy je kapacitní charakter měněn rezonančními projevy a opět může být pro vyšší impedance zdroje výhodnější unipolární OZ.

Podstatné je, že oba zesilovače musí použít rezistor pro eliminaci vlivu svodového (ofsetového) proudu. U napěťového zesilovače je to R_{IN} a u nábojového je to R_I . Odpor těchto svodových rezistorů musí být nižší než určitá maximální hodnota tak, aby nedošlo k stejnosměrnému zasaturování zesilovače. Menší hodnota ofsetu vzhledem k navazující střídavé vazbě nevadí. Vzhledem k minimálním svodovému proudu uvažovaných CMOS vstupů OZ (kolem 10 pA) může být maximální hodnota svodového odporu R_{MAX} cca $100M\Omega$ až $1G\Omega$. Takto vzniklý ofset (kolem 10 mV) potlačíme střídavou vazbou v dalším stupni, kde již není takový problém s šumovými poměry a velikostí vazební kapacity. Rezistory R_{IN} , resp. R_I spolu s kapacitou senzoru C_s , resp. zpětnovazební kapacitou C_I , vytvářejí filtr horní propust, který omezuje přenos signálů s nízkými kmitočty (obr. 4.19 a). Vztahy pro tyto mezní kmitočty f_c jsou také uvedeny na obr. 4.18. Zde můžeme uvažovat dva případy, a to:

$$R_I = A R_{IN} , \quad (4.20)$$

kdy obě zapojení mají shodný spodní mezní kmitočet f_c a

$$R_I = R_{IN} = R_{Max} , \quad (4.21)$$

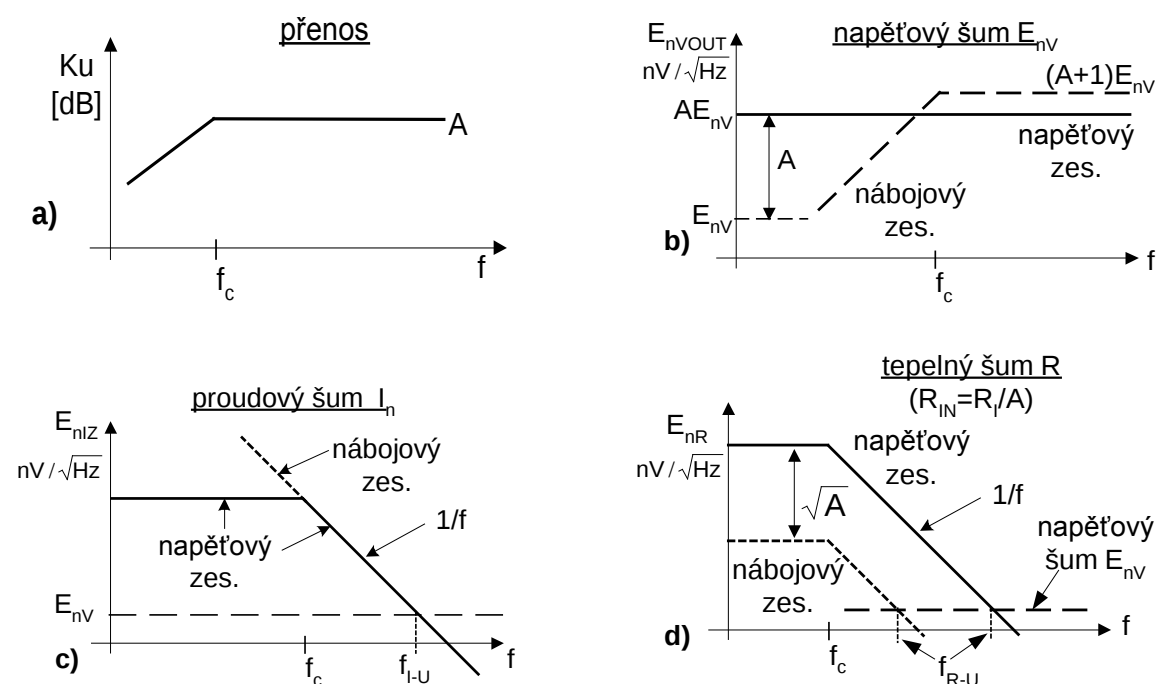
kdy obě zapojení použijí stejný maximální odpor, což se jeví jako nejvýhodnější. Pak napěťový zesilovač bude mít mezní kmitočet f_c A-krát nižší než nábojový zesilovač.

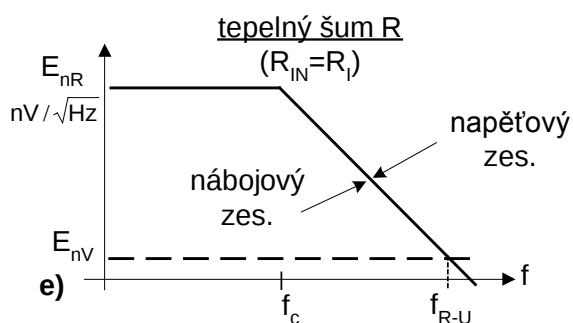
Porovnání šumových vlastností napěťového a nábojového předzesilovače

Nejprve diskutujeme výstupní NSD E_{nV} způsobenou napěťovým šumem operačního zesilovače (viz obr. 4.19 b). U napěťového zesilovače je to AE_{nV} , u nábojového pak $(A+1)E_{nV}$. Ten pak klesá pod mezním kmitočtem f_c , což nehraje praktickou roli. Podělíme-li tyto hodnoty zesílením A , můžeme tedy uvažovat ekvivalentní vstupní napěťovou NSD napěťového předzesilovače jako E_{nV} resp. $E_{nV}(1+1/A)$ pro nábojový předzesilovač. Rozdíl se tedy zmenšuje s růstem zesílení a pro $A=10$ je zanedbatelný.

Nyní diskutujeme vliv proudového šumu OZ. Ekvivalentní vstupní napěťovou NSD můžeme pro napěťový zesilovač vyjádřit vztahem

$$E_{nIZ} = E_{nI} / \sqrt{1/R_{IN}^2 + \omega^2 C_S^2}. \quad (4.22)$$





Obr. 4.19 Vlastnosti napěťového a nábojového zesilovače z obr. 4.18:
a) základní přenos; výstupní napěťová NSD
b) pro napěťový šum c) pro proudový šum,
d) pro tepelný šum pro podmínku $R_I = A R_{IN}$,
e) pro tepelný šum pro podmínku $R_I = R_{IN}$,

Pro nábojový zesilovač za podmínky $A \gg 1$ je dominantní impedancí připojenou ke vstupu OZ kapacitní impedance zdroje, takže

$$E_{nIZ} = E_{nI} / \omega C_S. \quad (4.23)$$

Ze vztahů (4.22) a (4.23) plyne, že proudový šum vyvolává pro oba typy zesilovačů prakticky stejnou závislost ekvivalentní vstupní napěťové NSD (obr. 4.19 c), mající směrnici $1/f$ (není totožný s běžným blikavým šumem $1/f$ u OZ). Zde je to způsobené vlivem kmitočtové závislosti impedance kapacity C_S . Konstantní závislost ekvivalentního vstupního napěťového šumu OZ protíná závislost proudového šumu pro kmitočet f_{I-U} (obr. 4.19 c). Ten lze vyjádřit za určitých zjednodušení vztahem

$$f_{I-U} = \frac{E_{nI}}{E_{nV} 2\pi C_S}, \quad (4.24)$$

takže vidíme, že kromě hodnoty proudového a napěťového šumu zde hraje dominantní roli vnitřní kapacita zdroje signálu. Můžeme říci, že čím je vyšší C_S , tím je vliv proudového šumu nižší a projevuje se dominantně pro nižší kmitočty.

Posledním významným zdrojem šumu je tepelný šum odporů R_{IN} , resp. R_I . Zde můžeme diskutovat obě podmínky (4.20) - obr. 4.19 d) a (4.21) - obr. 4.19 e).

Nejprve použijme podmínku (4.20). Pro napěťový zesilovač lze odvodit pro závislost ekvivalentní vstupní napěťové NSD vztah

$$E_{nR} = \sqrt{\frac{4kTR_{IN}}{1 + (\omega R_{IN} C_S)^2}}. \quad (4.25)$$

Pro nábojový zesilovač pak platí

$$E_{nR} = \sqrt{\frac{4kTR_I}{1 + (\omega R_I C_I)^2}} = \sqrt{\frac{1}{A} \cdot \frac{4kTR_{IN}}{1 + (\omega R_{IN} C_S)^2}}. \quad (4.26)$$

Za této podmínky je tedy nábojový zesilovač z hlediska tepelného šumu odporu lepší úměrně odmocnině ze zesílení A , jak je zřejmé i z obr. 4.19 d). Stejně jako u proudového šumu je dominantní závislost šumu $1/f$, ale na rozdíl od projevu proudového šumu je to zde způsobeno filtrací tepelného šumu odporu kapacitou C_S resp. C_I se směrnici 20 dB/dek. Též je zřejmé, že ekvivalentní napěťová NSD odporu E_{nR} klesá s jeho hodnotou, ačkoliv samotný šum odporu stoupá, protože snižování mezního kmitočtu filtrace a potlačení kapacitou je úměrné lineárně, kdežto vzestup šumu jen s odmocninou.

Předchozí závěry odpovídají i hodnotě kmitočtu f_{R-U} průsečíku závislosti tepelného šumu s konstantní závislostí napěťového šumu, který má adekvátně vyšší hodnotu pro napěťový zesilovač než pro nábojový zesilovač (obr. 4.19 d). Lze je vyjádřit ve zjednodušených vztazích. Pro napěťový zesilovač je to

$$f_{R-U} = \frac{1}{2\pi C_S E_{nV}} \sqrt{\frac{4kT}{R_{IN}}} \quad (4.27)$$

a pro průsečík u nábojového zesilovače pak přibližně platí

$$f_{R-U} = \frac{1}{2\pi C_S E_{nV}} \sqrt{\frac{4kT}{R_I}} = \frac{1}{2\pi C_S E_{nV}} \sqrt{\frac{4kT}{AR_{IN}}}. \quad (4.28)$$

Je tedy zřejmé, že kmitočet f_{R-U} průsečíku pro tepelný šum odporu je v případě nábojového zesilovače $\sqrt{A}$ -krát nižší než u napěťového. I zde je zřejmý pokles hodnoty průsečíků f_{R-U} a adekvátní pokles tepelného šumu s růstem hodnot R_{IN} a R_I .

Nyní porovnejme tepelný šum odporů R_{IN} resp. R_I pro podmínku (4.21) - obr. 4.19 d). Zde se nemění šumové poměry pro napěťový zesilovač, rozdílný vztah dostaneme pouze pro tepelný šum odporu pro nábojový zesilovač (hodnota R_I se sníží na R_{IN})

$$E_{nR} = \sqrt{\frac{4kTR_I}{1 + (\omega R_I C_I)^2}} = \sqrt{\frac{4kTR_{IN}}{1 + (\omega R_{IN} C_S)^2}} \cong \frac{1}{\omega C_S} \sqrt{\frac{4kT}{R_{IN}}}. \quad (4.29)$$

a je tedy shodný jako pro napěťový zesilovač, jak to ukazuje obr. 4.19 e). Kmitočet f_{R-U} průsečíku s napěťovým šumem je totožný se vztahem (4.27).

Z uvedených závěrů je zřejmé, že pro praktičtější podmínku (4.21), kdy u obou variant volíme co nejvyšší hodnotu svodového odporu (R_{IN} resp. R_I), jsou šumové vlastnosti obou typů zesilovačů shodné.

Celková ekvivalentní napěťová NSD je dána součtem všech zdrojů šumu podle vztahu

$$E_{n\Sigma} = \sqrt{E_{nR}^2 + E_{nIZ}^2 + E_{nV}^2}, \quad (4.30)$$

přičemž je zřejmé, že výsledná závislost se skládá ze dvou částí, kdy pro vyšší kmitočty dominuje napěťový šum OZ a pro nízké kmitočty pod dělicím kmitočtem f_{R-U} nebo f_{I-U} dominuje jeden ze zdrojů šumu a to proudový nebo tepelný. Proudový závisí jen na hodnotě proudového šumu E_{nI} a kapacitě zdroje C_S podle vztahu (4.23). Proto volíme, pokud to požadovaný kmitočtový rozsah dovoluje, senzor s co nejvyšší kapacitou. V případě tepelného šumu svodového odporu volíme hodnotu odporu co nejvyšší, ale jen do míry, kdy poklesne hodnota tepelného šumu pod hodnotu proudového šumu, protože pak už další zvyšování tohoto odporu snižuje šum zanedbatelně. Lze odvodit, že proudový šum bude dominovat nad tepelným pro hodnotu

$$R_{IN} > \frac{4kT}{E_{nI}^2} \quad \text{resp.} \quad R_I > \frac{4kT}{E_{nI}^2}. \quad (4.31)$$

Např. pro minimální hodnotu proudového šumu OZ s unipolárním vstupem $E_{nI}=1\text{fA}\sqrt{\text{Hz}}$ musí být svodový odpor $R_{IN} > 16 \text{ G}\Omega$. Ovšem pro častou hodnotu cca $E_{nI}=10\text{fA}\sqrt{\text{Hz}}$ již vychází $R_{IN} > 160 \text{ M}\Omega$, což už může být problém splnit. Tak se může podstatně uplatnit tepelný šum s odpovídajícím bodem zlomu f_{R-U} .

Praktická hlediska návrhu:

Protože oba typy zesilovačů jsou z hlediska šumu téměř totožné (pouze nábojový zesilovač má na výstupu $(1+1/A)$ násobně vyšší napěťový šum než napěťový zesilovač), volíme při praktickém návrhu mezi napěťovým a nábojovým zesilovačem s ohledem na další parametry. Napěťový zesilovač má např. nižší mezní kmitočet f_c , nábojový je zase méně citlivý na vstupní kapacitu OZ a kapacitu připojovacího kabelu senzoru. Protože piezosenzory mají

náhradní schéma se sérioparalelním obvodem, projevuje se u napěťových zesilovačů paralelní rezonance, kdežto u nábojových sériová rezonance. To je nutno uvažovat v případě snímání signálu v těchto kmitočtových pásmech.

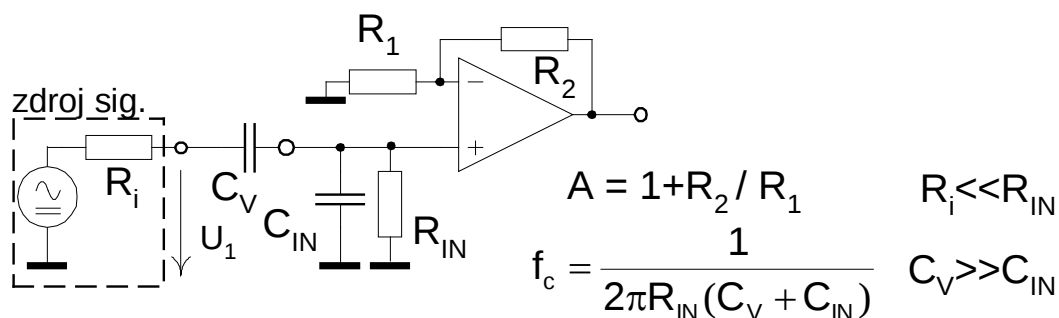
Obvyklou vhodnou volbou OZ jsou typy s unipolárním vstupem a malým napěťovým šumem (např. AD745). V některých aplikacích se OZ předřazují unipolární tranzistory s malým napěťovým šumem, ale velkou vstupní kapacitou, což v případě nábojového zesilovače příliš nevede. Pro kmitočty nad 100 kHz lze vzhledem k minimalizaci vlivu proudového i tepelného šumu využít i bipolární OZ s menším napěťovým šumem. Pro pásmo rezonance může být zase výhodnější volba unipolárního OZ.

Z hlediska minimalizace tepelného šumu je vhodné volit senzor s co největší hodnotou C (pokles šumu úměrný přímo C – 4.23, 4.29) a s co největší hodnotou R (úměrný odmocnině – 4.29) až na hodnotu danou podmínkou (4.31). Z toho vyplývající případné snížení hodnoty mezního kmitočtu f_c pod požadovanou mez lze eliminovat v dalším stupni. Při extrémních hodnotách R a C může vadit dlouhá doba ustálení na skokovou změnu.

Ofset vznikající volbou vysoké hodnoty odporu lze pro nábojový zesilovač minimalizovat použitím kompenzačního rezistoru (obr. 4.2 c), který je pro minimalizaci šumu vhodný blokovat kapacitorem.

4.4.3. *Předzesilovače s kapacitní vazbou na zdroj signálu*

Tuto variantu předzesilovače používáme, když máme zdroj signálu spolu se stejnosměrným předpětím (např. stejnosměrně buzené senzory), jak to již bylo zmíněno v kap. 4.1. Zde využíváme převážně neinvertující zesilovač (obr. 4.20). Vnitřní odpor zdroje signálu obvykle můžeme zanedbat, jeho hodnota bývá podstatně nižší než R_{IN} . Obdobně je to se vstupní kapacitou C_{IN} , ta zas bývá podstatně menší než hodnota vazební kapacity. Nicméně je potřebné ji uvažovat, pokud nás limituje horní mezní kmitočet předzesilovače.



Obr. 4.20 Předzesilovač s kapacitní vazbou na zdroj signálu.

Pro analýzu vlastností této varianty zapojení lze vyjít z předchozí kapitoly, kdy vlastně namísto vnitřní kapacity zdroje uvažujeme vazební kapacitu C_V . Základní přenosová charakteristika je shodná s charakteristikou v předchozí kapitole, také zde se obvod chová jako filtr typu HP s mezním kmitočtem f_c (obr. 4.19a).

Obdobné úvahy a vztahy platí i pro šumovou analýzu. Proto zde platí obecné závěry o minimalizaci proudového a tepelného šumu volbou maximální hodnoty C_V a R_{IN} . Nicméně, není výhodné zvyšovat hodnotu C_V nad mez, kdy kmitočet f_{I-U} průsečíku proudového šumu s napěťovým šumem klesne pod požadovanou hodnotu f_c , takže optimální hodnota C_V je dána proudovým a napěťovým šumem OZ (4.24).

Minimální hodnotu R_{IN} pak stanovíme z podmínky (4.29) tak, aby tepelný šum také nezasahoval do propustného pásma. Zde se mohou projevit dva nevhodné efekty. Jednak mohou C_V a R_{IN} vytvářet nižší hodnotu f_c než je požadováno. V tom případě můžeme tuto hodnotu posunout na potřebnou mez střídavou vazbou v dalším stupni. Toto řešení ale nepotlačuje případnou dlouhou časovou konstantu ustálení prvního stupně. V případě extrémních hodnot C_V a R_{IN} může jít o desítky až o stovky sekund. To lze částečně potlačit paralelním připojením aniparalelního spojení diod k R_{IN} , pokud to neomezí amplitudu užitečného signálu.

Dalším problémem může být příliš velká hodnota R_{IN} z hlediska ofsetového proudu OZ, která by mohla vést až k saturaci na výstupu prvního stupně. Jinak by samozřejmě ofset nevadil vzhledem k tomu, že jde o střídavý zesilovač. Zde můžeme řešit hledání kompromisu mezi použitím OZ s unipolárním a s bipolárním vstupem. V prvním případě můžeme zvyšovat maximální hodnotu R_{IN} bez omezení a potlačujeme tak jeho tepelný šum na jedné straně a máme

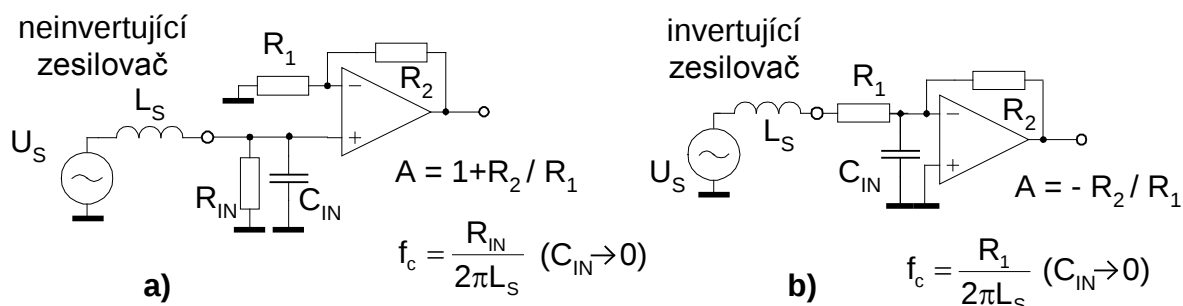
vyšší napěťový šum OZ na druhé straně. V případě použití OZ s bipolárním vstupem získáme nízký napěťový šum na jedné straně, ale omezíme hodnotu R_{IN} vzhledem k většímu proudovému offsetu a nebezpečí saturace a tím i zvýšíme jeho tepelný šum na druhé straně.

Dalším možným řešením je volba maximální hodnoty R_{IN} z hlediska přijatelného offsetu bipolárního OZ a zvýšení hodnoty C_V tak, aby byl potlačen tepelný šum R_{IN} v propustném pásmu (4.29), pokud toto zvýšení hodnoty kapacity nepřekročí technologicky únosnou mez (velikost, svodový proud a pod).

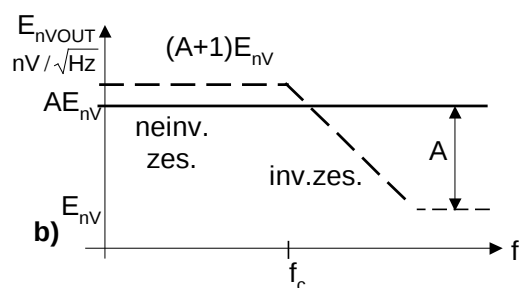
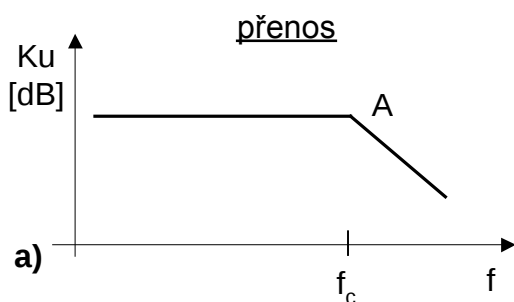
4.4.4. Zdroje signálu s induktivní vnitřní impedancí

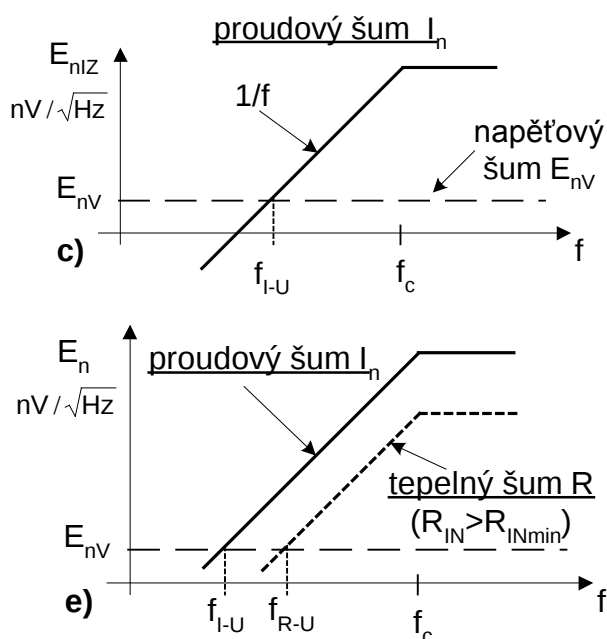
Vliv induktivní impedance zdroje na šumové poměry v předzesilovači

Takovýto typ zdrojů signálu máme jak v případě použití indukčnostních snímačů, tak i v případě induktivních snímačů, zapojených např. v můstku a napájených harmonickým signálem. Pro tyto účely je možné použít klasický neinvertující nebo invertující zesilovač, jak jsou uvedeny na obr. 4.21.



Obr. 4.21 Předzesilovače pro zdroje s induktivním charakterem vnitřní impedance:
 a) základní model neinvertujícího zesilovače, b) základní model invertujícího zesilovače.





Obr. 4.22 Vlastnosti neinvertujícího a invertujícího zesilovače z obr. 4.21:
a) základní přenos; výstupní napěťová NSD: b) pro napěťový šum, c) pro proudový šum, d) pro tepelný šum, e) porovnání NSD pro tepelný a proudový šum pro $R_{IN} > R_{INmin}$.

Neinvertující zesilovač nemusí použít vstupní odpor R_{IN} , protože offsetový proud je zkratován obvodem indukčnosti. Na druhou stranu hodnota R_{IN} spolu s hodnotou L určuje mezní kmitočet f_c filtru typu DP, viz modulová charakteristika na obr. 4.22. Nicméně, pro relativně malé hodnoty L se může projevit i vstupní kapacita (včetně kapacity kabelu) a obvod se tak stává filtrem DP 2. řádu, kdy se pro malou hodnotu L a velkou hodnotu R_{IN} může projevit překmit na mezním kmitočtu pro $Q > 0.7$.

Invertující zesilovač zde má v sériovém spojení s cívkou odpor R_1 , který určuje kromě míry zesílení i mezní kmitočet přenosu vzhledem k tomu, že tento obvod tvoří také filtr dolní propust, obdobně jako je to u neinvertujícího zesilovače. Invertující zesilovač se zde jeví jako méně výhodný vzhledem k neklesající hodnotě šumu, způsobeného proudovým šumem OZ na odporu R_1 , prakticky pro celé propustné přenosové pásmo. Zde pak závisí na hodnotě proudového šumu, jaká hodnota R_1 vyvolá šumové napětí vyšší než napěťový šum zesilovače. Pro běžnou hodnotu $I_n = 1 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$ musí být R_1 menší než $1 \text{ k}\Omega$, což nám může omezovat maximální mezní kmitočet přenosu. Pokud nízký mezní kmitočet není omezující, pak lze R_1 zcela vynechat a uvažovat jen sériový odpor cívky.

Rozbor šumových vlastností neinvertujícího zesilovače

Je vhodné analyzovat šumové projevy všech tří základních zdrojů šumu, napěťové NSD E_{nV} , proudové NSD E_{nI} a napěťové tepelné NSD odporů E_{nR} .

Napěťová NSD E_{nV} operačního zesilovače se u obou zapojení z obr. 4.21 projevuje analogicky ke kapacitnímu zdroji. U neinvertujícího zesilovače je to $A E_{nV}$, u invertujícího pak $(A+1)E_{nV}$. Ten pak klesá nad mezním kmitočtem f_c , což nehraje praktickou roli. Podělíme-li tyto hodnoty zesílením A , můžeme tedy uvažovat ekvivalentní vstupní napěťovou NSD neinvertujícího předzesilovače jako E_{nV} resp. $E_{nV}(1+1/A)$ pro invertující předzesilovač. Rozdíl se tedy zmenšuje s růstem zesílení a pro $A=10$ je zanedbatelný.

Vliv proudového šumu OZ (obr. 4.22 c) vyjádříme jeho vynásobením impedancí, která vznikne paralelním spojením vstupního odporu R_{IN} a induktivní impedance zdroje signálu. Zde můžeme zanedbat vnitřní odpor vinutí, protože jeho hodnota bývá jen dosti výjimečně vyšší než stovky ohmů, a tak se jeho účinek při běžných hodnotách šumového proudu neprojeví. Ekvivalentní vstupní napěťovou NSD tak můžeme pro napěťový zesilovač vyjádřit vztahem

$$E_{nIZ} = E_{nI} \omega L R_{IN} / \sqrt{R_{IN}^2 + \omega^2 L^2} . \quad (4.32)$$

Pro nízké kmitočty za podmínky $f \ll f_c$ je dominantní impedancí připojenou ke vstupu OZ indukčnost zdroje, a pro kmitočty $f \gg f_c$ zase R_{IN} , takže

$$E_{nIZ} = E_{nI} \omega L \quad \text{resp.} \quad E_{nIZ} = E_{nI} R_{IN} \quad (4.33)$$

Tento fakt je zřejmý i z obr. 4.22 b). Konstantní závislost ekvivalentního vstupního napěťového šumu OZ protíná závislost proudového šumu pro kmitočty f_{I-U} (obr. 4.22 b). Ten lze vyjádřit za podmínky $f \ll f_c$ vztahem

$$f_{I-U} = \frac{E_{nV}}{E_{nI} 2\pi L} , \quad (4.34)$$

takže vidíme, že zde hraje dominantní roli kromě hodnoty proudového a napěťového šumu i vnitřní indukčnost zdroje signálu L . Můžeme říci, že čím je L nižší, tím je vliv proudového šumu nižší a projevuje se dominantně jen pro vyšší kmitočty.

Třetím významným zdrojem šumu je tepelný šum odporu R_{IN} . Pro napěťový zesilovač lze odvodit pro závislost ekvivalentní vstupní napěťové NSD vztah

$$E_{nR} = \sqrt{\frac{4kTR_{IN}}{(R_{IN}/\omega L)^2 + 1}} . \quad (4.35)$$

Pro nízké kmitočty za podmínky $f \ll f_c$ (čemuž odpovídá $R_{IN}/\omega L \gg 1$) se projevuje pokles NSD vlivem dominantního poklesu impedance cívky, kdežto pro kmitočty $f \gg f_c$ zůstává NSD konstantní, jak je to zřejmé i z obr. 4.22 d). Tato závislost má tedy stejný tvar průběhu a stejný mezní kmitočet f_c jako kmitočtová závislost vlivu proudového šumu. Pro podmínku $f \ll f_c$ a funkční podmínky, že tepelný šum odporu je vyšší než napěťový šum OZ, lze vztah pro E_{nR} zjednodušit :

$$E_{nR} = \omega L \sqrt{\frac{4kT}{R_{IN}}} , \quad (4.36)$$

takže je evidentně zřejmé, že jeho hodnota celkově klesá při vzrůstu hodnoty R_{IN} . Konstantní závislost ekvivalentní vstupní napěťové NSD OZ protíná závislost tepelného NSD odporu pro kmitočet f_{R-U} (obr. 4.22 d). Ten lze vyjádřit za podmínky $f \ll f_c$ a funkční podmínky, že tepelný šum odporu je vyšší než napěťový šum OZ vztahem

$$f_{R-U} = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{R_{IN} E_{nU}^2}{4kT}} . \quad (4.37)$$

Celková ekvivalentní napěťová NSD je dána součtem všech zdrojů šumu podle vztahu

$$E_{n\Sigma} = \sqrt{E_{nR}^2 + E_{nIZ}^2 + E_{nV}^2} , \quad (4.38)$$

přičemž je zřejmé, že výsledná závislost se skládá ze dvou částí, v nichž pro nízké kmitočty vždy dominuje napěťová NSD šumu OZ a pro vysoké kmitočty buď NSD R_{IN} nebo proudová NSD s dělícím kmitočtem f_{R-U} nebo f_{I-U} .

Protože hodnota proudové NSD a mezní kmitočet f_{I-R} prakticky nezávisí na R_{IN} , kdežto hodnota odporové NSD ano, je výhodné volit hodnotu R_{IN} dostatečně vysokou tak, aby jeho šum byl vždy nižší než šum proudový a nebude tak

zvyšovat šum předzesilovače. Obecně se tím zvyšuje i šířka přenosového pásma. Na základě těchto úvah lze odvodit minimální hodnotu odporu R_{INmin}

$$R_{INmin} = \frac{4kT}{E_{nl}^2} \quad , \quad (4.39)$$

pro běžnou hodnotu proudové NSD bipolárního OZ $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ je R_{INmin} cca $16 \text{ k}\Omega$.

Závěrem lze shrnout, že při návrhu předzesilovače pro senzor s induktivním charakterem vnitřní impedance je vyjma případů snímání signálů pro velmi nízké kmitočty vhodnější použití neinvertujícího zesilovače (obr. 4.21 a). Pokud lze volit hodnotu indukčnosti senzoru bez podstatného vlivu na jeho citlivost, je výhodnější volit co nejnížší hodnotu L . V případě, že hodnoty L s citlivostí senzoru souvisí, je nutno volit optimální kompromis mezi vzrůstem citlivosti a zvyšováním vlivu proudového i tepelného šumu předzesilovače podle vztahů (4.31) či (4.36) a s ohledem na kmitočtové pásmo užitečného signálu. Dále je vhodné zvolit R_{IN} dostatečně velký tak, aby splňoval jak požadovaný mezní kmitočet, tak i podmínku (4.37). Pro předzesilovač je vhodné použít OZ s bipolárním vstupem s co nejnižším napěťovým šumem (např. AD787) a zvolit hodnotu zesílení prvního stupně nejméně 10. Hodnotu odporu R_1 je potřebné volit dostatečně nízkou ($< 60 \text{ }\Omega$) tak, aby jeho šum byl nižší, než napěťový šum OZ.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BIOLEK, D. Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze. BEN-technická literatura, 2004.
- [2] ĎAĎO, S. Senzory a měřicí obvody. ČVUT, 1999, ISBN 80-81-02057-6.
- [3] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. BEN-technická literatura, 2002.
- [4] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. The New TICFU Transitional Approximation. In: Proc. of ECCTD'95, Istanbul, 1995, Vol. 2, pp. 913-916.
- [5] HÁJEK, K. Reduction of the Noise by Combination of Parallel Signal Processing and Thresholding in Frequency Area. In: Proceedings of the IMAPS CS International Conference Electronic Devices and Systems, EDS'06. VUT Brno, 2006, pp. 14 - 18, ISBN 80-214-3246-2.
- [6] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, Jiří, SVIEZENY, Bohumir. Minimization of Offset of the Tunable LP Filters. In: Proc. of ECCTD'05, Cork, 2005, pp. 107-110. ISBN 0-7803-9066-0
- [7] HÁJEK, K. Reduction of The Voltage Noise of Preamplifiers by Chopping Synchronized with DSP. In: Proceedings of the Radioelektronika 2007, VUT Brno, 2007, pp. 44 - 47, ISBN 1-4244-0822-9.
- [8] HÁJEK K., ŠIKULA, Josef. The New High Sensitive Variant of Nonlinear Ultrasound Spectroscopy for Nondestructive Testing. AIMT - Advances in Military Technology, Vol. 4, No. 1, 2009, pp. 15-22. ISSN 1802-2308
- [9] HÁJEK, K., BAJER, Josef. Nízkošumové napěťové a nábojové předzesilovače pro piezosnímače. In: Proc. of 40th International Conference Defektoskopie-NDT of Safety. Praha, BETIS, 2010, s. 9-16
- [10] HÁJEK, K., MICHAL, Vratislav, SEDLÁČEK, Jiří. The Analog Filter Design and Interactive Analog Signal Processing by PC Control. Proc. of WSEAS Int. Conference AEE'05, Praha 2005, pp. 119-122
- [11] HÁJEK K., ŠIKULA, Josef.
- [12] KREIDL, M., ŠMÍD, R. Technická diagnostika. BEN, Praha, 2006, ISBN 80-7300-158-6.
- [13] NEUMANN, P., UHLÍŘ, J. Elektronické obvody a funkční bloky 1. Vydavatelství ČVUT, Praha 1999.
- [14] NEUMANN, P., UHLÍŘ, J. Elektronické obvody a funkční bloky 2. Vydavatelství ČVUT, Praha 2001.

- [15] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektronice (páté vydání). BEN, Praha 2002.
- [16] SCHAUUMANN, R., GHAUSI, M.S., LAKER, K.R. Design of Analog Filters. Prentice Hall, New Jersey, 1990, ISBN 0-13-200288-4.
- [17] Internetové stránky firmy Linear Technology Corp., www.linear.com
- [18] Internetové stránky firmy Maxim Integrated Products, Inc., www.maxim-ic.com
- [19] Internetové stránky firmy National Semiconductor, www.national.com
- [20] Internetové stránky firmy Analog Devices, www.analog.com

Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií
CZ.1.07/2.3.00/09.0031

Ústav automatizace a měřicí techniky
VUT v Brně
Kolejní 2906/4
612 00 Brno
Česká Republika

<http://www.crr.vutbr.cz>

info@crr.vutbr.cz