

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Zvyšování citlivosti systémů s analogovým předzpracováním signálů

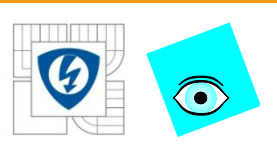
Prof. Ing. Karel Hájek, CSc.

Fakulta vojenských technologií

Univerzita obrany Brno

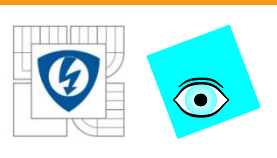
17. února 2012

Tato prezentace je spolufinancována Evropským sociálním fondem a státním rozpočtem České republiky.

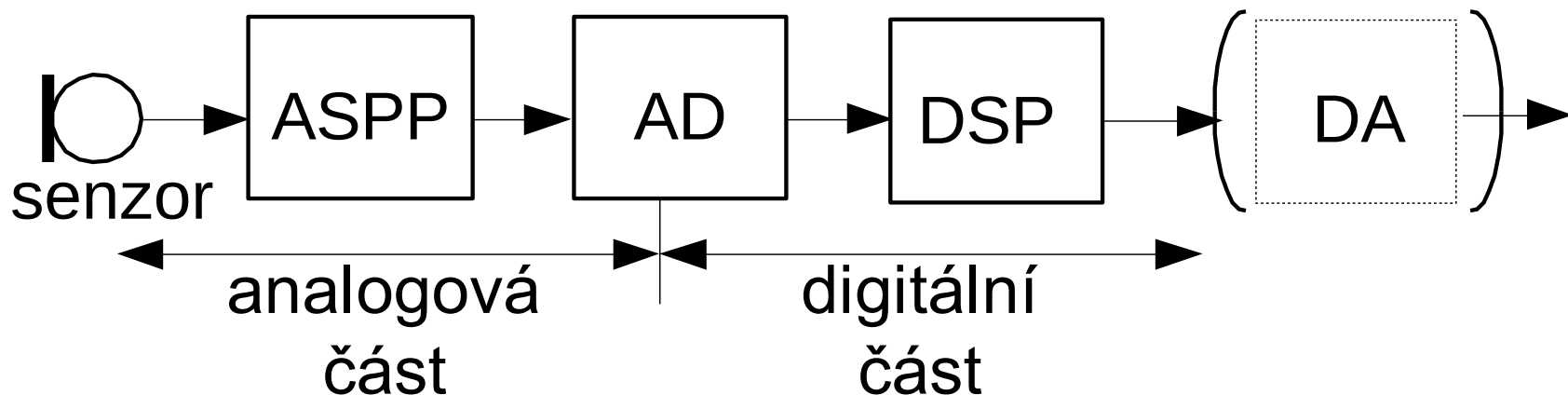


Obsah

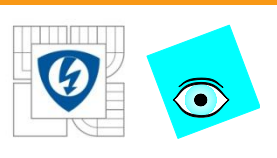
- 1. Základní řetězec** analogového předzpracování signálů, jeho vlastnosti a parametry
- 2. Vlastnosti senzorů** - zdrojů snímaného signálu
- 3. Typy a vlastnosti předzesilovačů**
(vstupní impedance, šum, offset)
- 4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu**
(zvyšování citlivosti systému a minimalizace šumu)
 - varianty vazeb,
 - odporová, kapacitní a induktivní vnitřní impedance senzoru



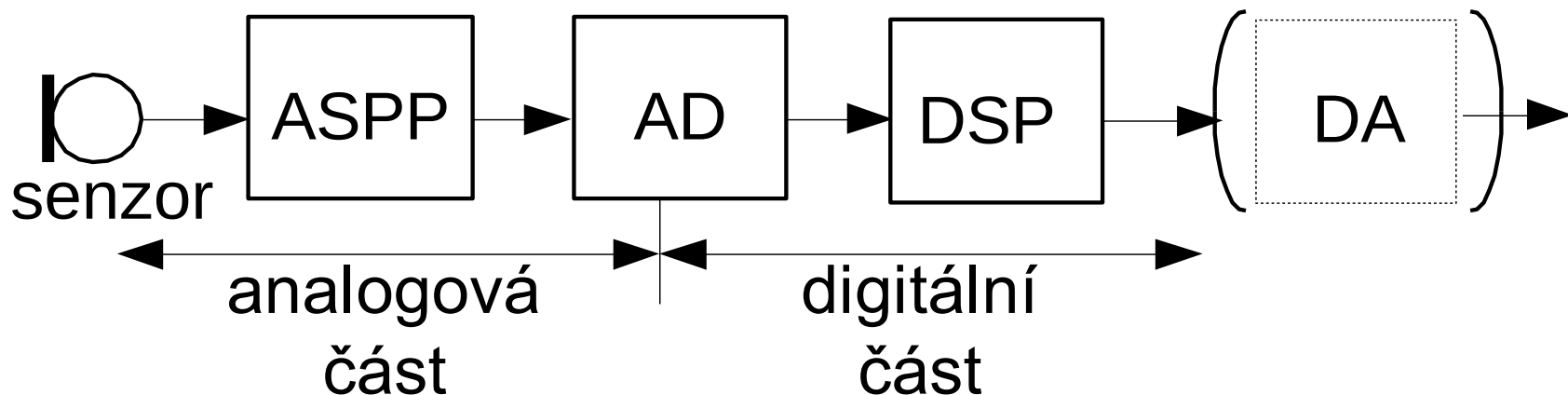
1. Základní řetězec ASPP



- **Cíl použití celého řetězce** - získání *maximální užitečné informace* ze snímaného signálu a její následné použití
- Kromě bloku DSP - *adekvátní analogové předzpracování* s blokem ASPP
- **Blok ASPP** - rozhodujícím způsobem ovlivňuje citlivost systému

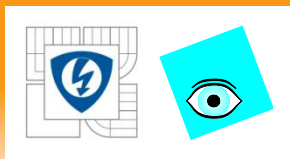


1. Základní řetězec ASPP

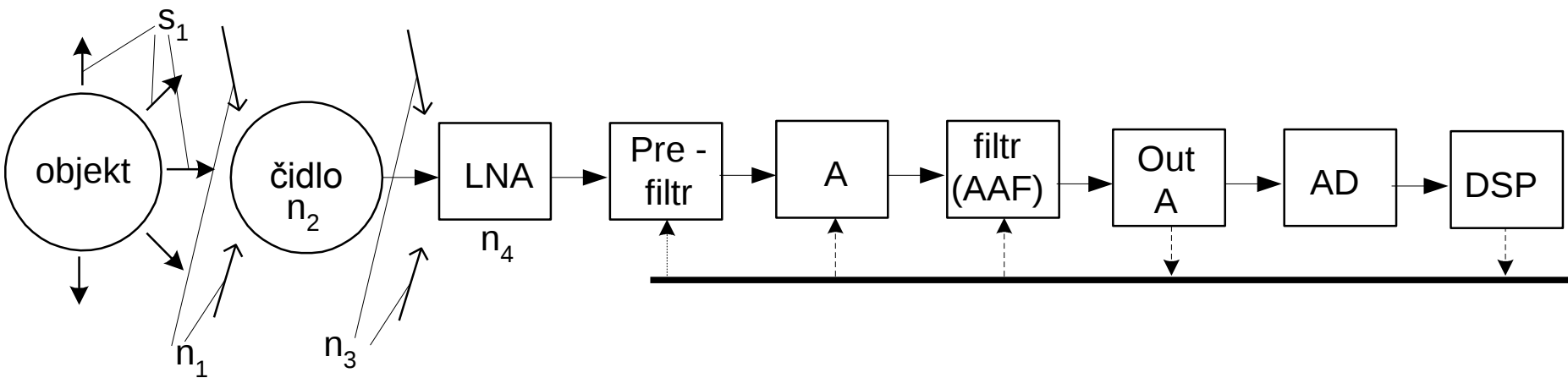


Základní cíle řetězce ASPP:

- optimální úroveň užitečného signálu pro převod AD
- maximální poměr $s/\bar{s}$
- případné další úpravy s ohledem na následné DSP
(potlačení rušivých signálů kmitočtovou filtrací,
antialiasingová filtrace apod.)

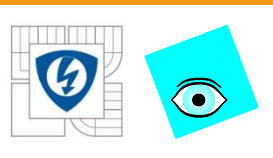


1.1 Blokové schéma typického řetězce ASPP



Základní části řetězce ASPP:

- vstupní obvody (senzor, předzesilovač)
- „střední“ část (zesilovače, filtry)
- výstupní část (AAF, výstupní zesilovač a vazba na AD převodník)
- vliv na citlivost

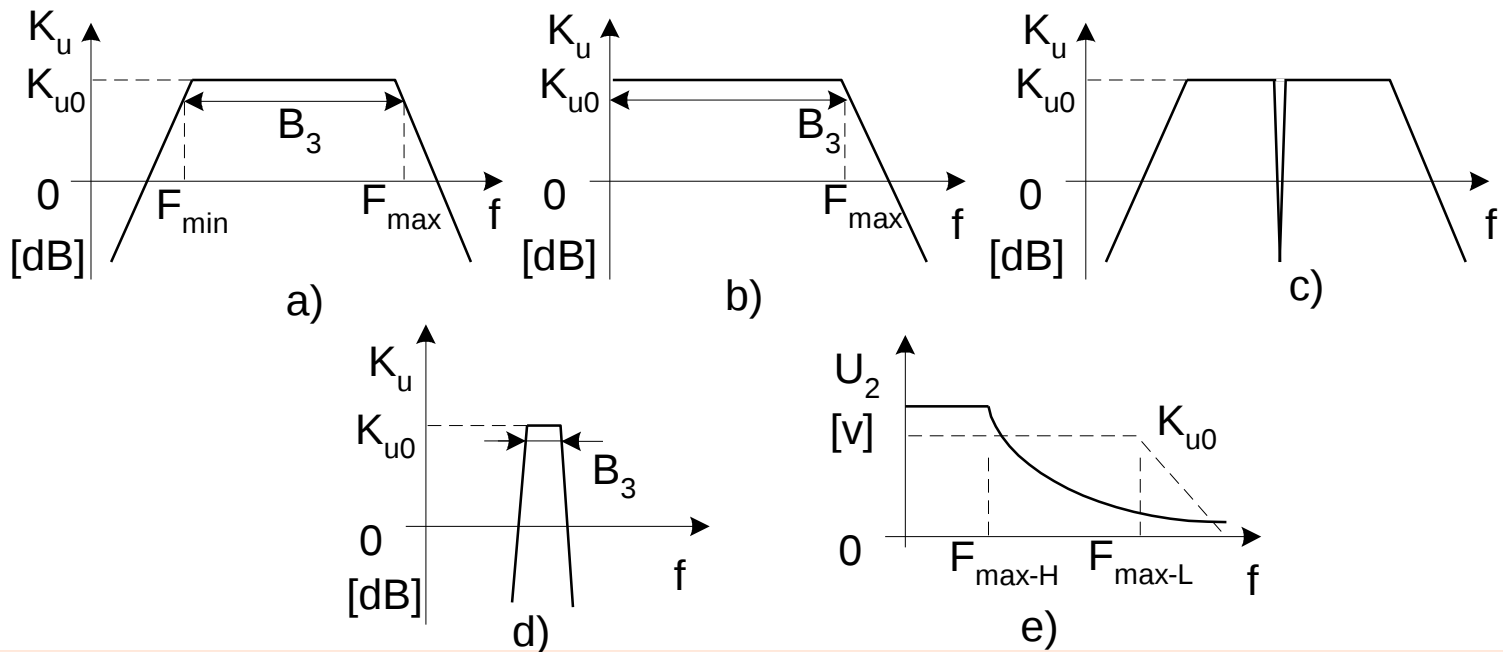


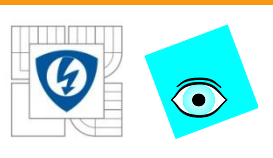
1.2 Základní parametry řetězce ASPP

1.2.1 Kmitočtový rozsah přenášeného pásma

přenosová funkce $K(j\omega)$ - $K(\omega)$, $j(\omega)$, $t_g(\omega)$

- Obvykle vliv více bloků



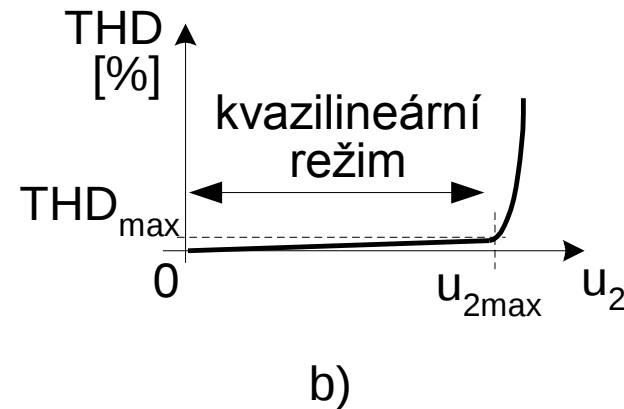
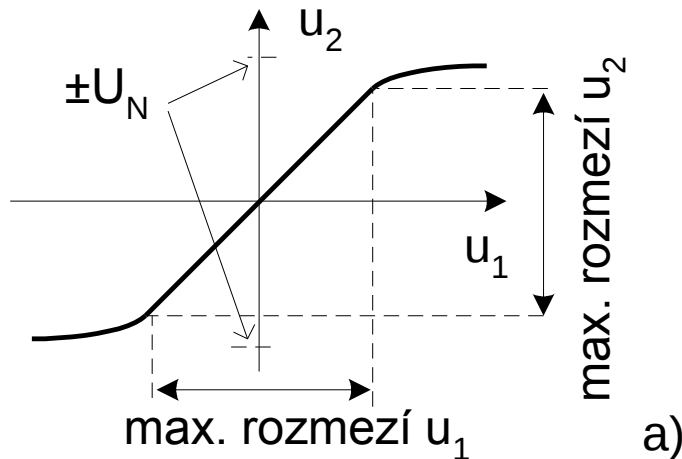


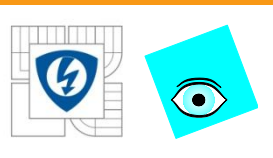
1.2 Základní parametry řetězce ASPP

1.2.2 Dynamický rozsah (zkreslení, šum a citlivost)

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

U_{MAX} - limitace zkreslením (statická, dynamická, THD, interm.)

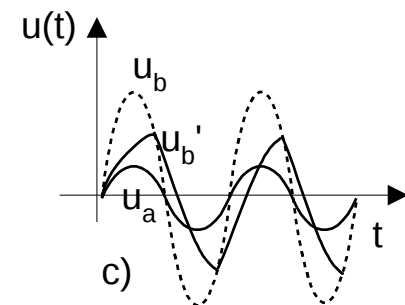
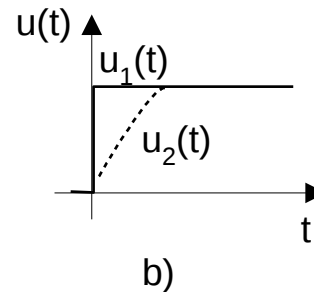
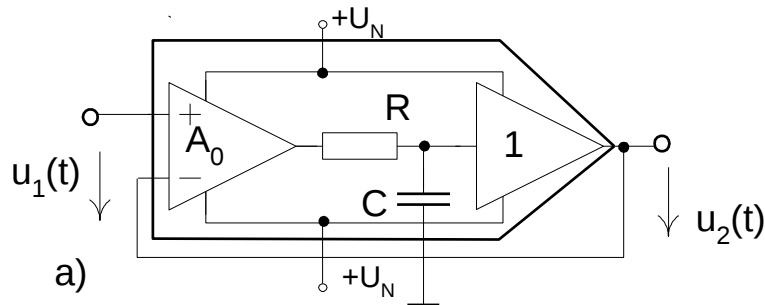




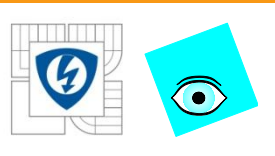
1.2 Základní parametry řetězce ASPP

Zkreslení:

- **Statická** - THD, intermodulační
- **Dynamická** - (pro velké signály a vysoké kmitočty (omezená rychlost přeběhu zesilovačů)



- **Skrytá** (následnou filtrací) – nebezpečí vícecestupňových řetězců ASPP,
⇒ nutnost spektrální úrovněové kontroly



1.2 Základní parametry řetězce ASPP

Šum (rušivý signál), DR a citlivost:

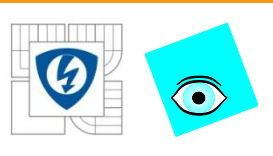
Spodní mez použitelné úrovně signálu U_{MIN} je dána hlavně **šumem**, přičítajícím se k užitečnému analogovému signálu v přenosové cestě.

Zdroje šumu (rušivého signálu):

- senzorická část
- vstupní zesilovač
- zkreslení ve všech vstupních

Typy šumu:

- širokopásmový (bílý, tepelný)
- úzkopásmový – obvykle vnější rušení, může být velký, možnost potlačení kmitočtovými filtry



1.2 Základní parametry řetězce ASPP

Míra znehodnocení signálu - poměr **signál/šum (SNR)** – $U_s/U_{\text{š}}$

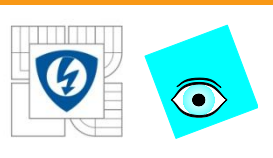
$$SNR = 10 \log (P_s / P_n) = 10 \log (U_s^2 / U_n^2) = 20 \log (U_s / U_n) \text{ [dB]}$$

Pro spektrální vyhodnocování může být nedostačující

Šum a šířka pásma:

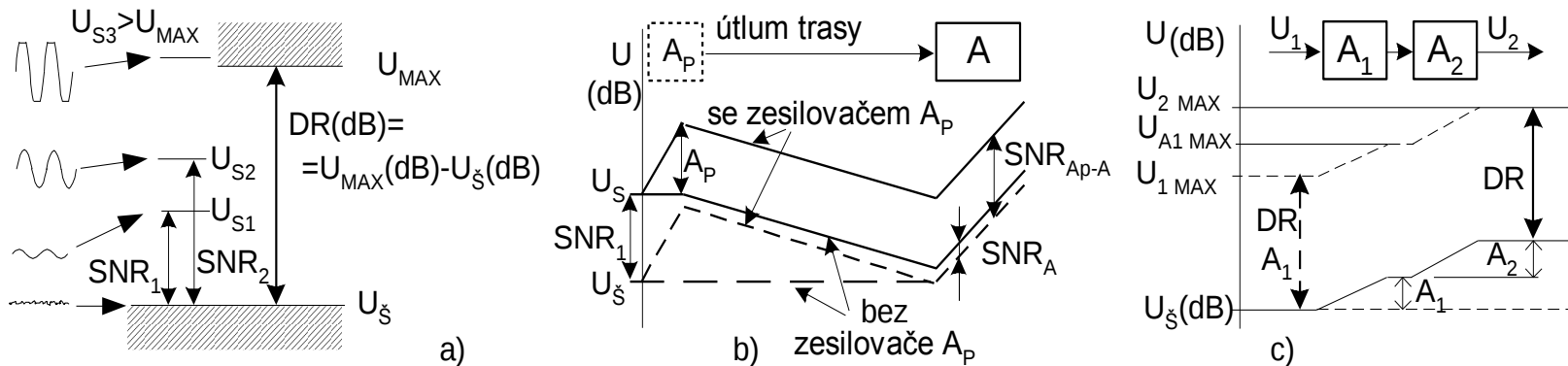
$$U_n = \sqrt{4kTBR} = 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{RB} = E \sqrt{B}$$

Obecná zásada - *není vhodné používat větší šířku pásma než je B užitečného signálu, protože každé její další zbytečné rozšíření zhoršuje SNR.*



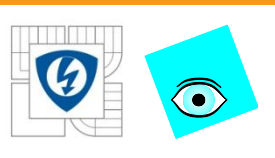
1.2 Základní parametry řetězce ASPP

Vztah mezi dynamickým rozsahem (DR) a SNR:



*Vždy se snažíme o **maximální využití DR**. Do přenosové cesty přivádíme signál co nejvyšší úrovní (+ rezerva).*

*Tím zabezpečíme na výstupu cesty nejkvalitnější signál s co **nejvyšší hodnotou SNR** bez vzniku zkreslení.*



1.2 Základní parametry řetězce ASPP

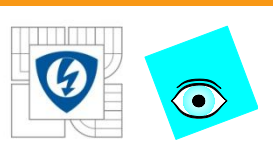
Šum (rušivý signál), DR a citlivost:

Citlivost - úroveň nejslabšího vstupního signálu, potřebná pro dosažení požadovaného poměru *SNR* na výstupu.

Pro výkon - v *dB*, *dBm*, *dBμ* (v decibelech na watt, mW, μW ap.).

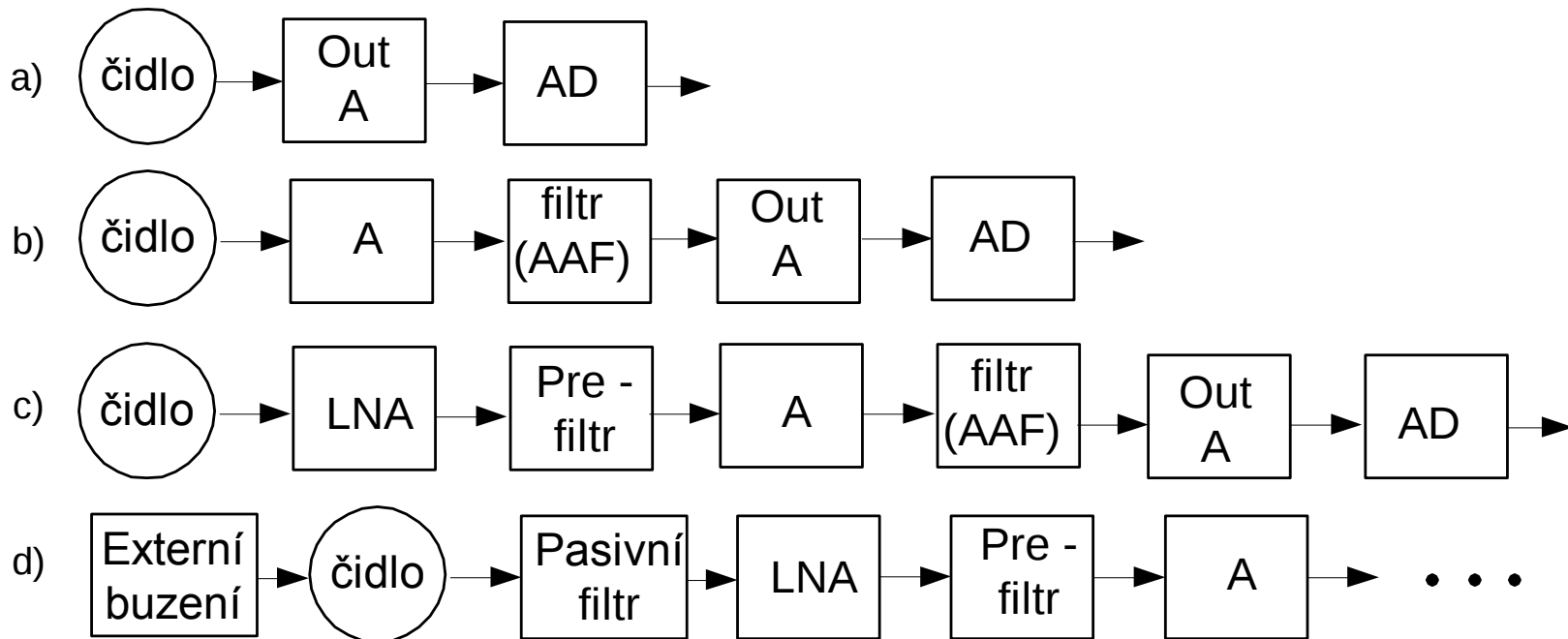
Snadněji se měří *U* než *P*, proto citlivost napěťová (*dBV*) - musí se vztáhnout na odpor zdroje signálu (např. 75 Ω, u vf obvodů typicky 50 Ω).

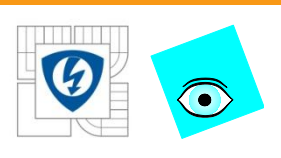
*Citlivost je určena **ekvivalentní úrovní šumu** (rušení) na vstupu řetězce.*



1.3 Možnosti řazení bloků řetězce ASPP

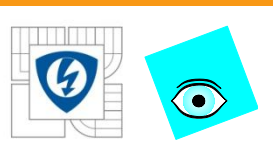
Různé varianty - závisí na úrovních a spektrech užitečného a rušivých signálů a na dalších různých okolnostech:





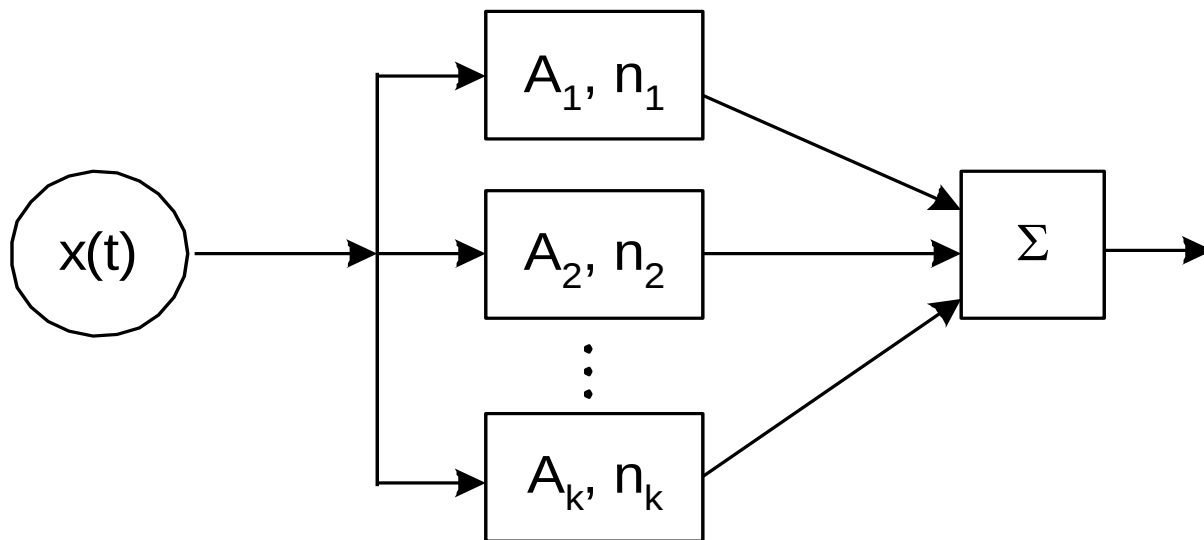
1.4 Speciální varianty řetězce ASPP

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



1.4 Speciální varianty řetězce ASPP

d) použití více paralelních cest

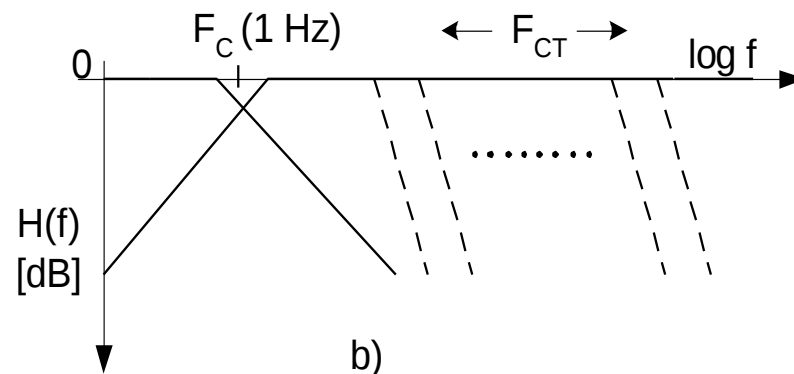
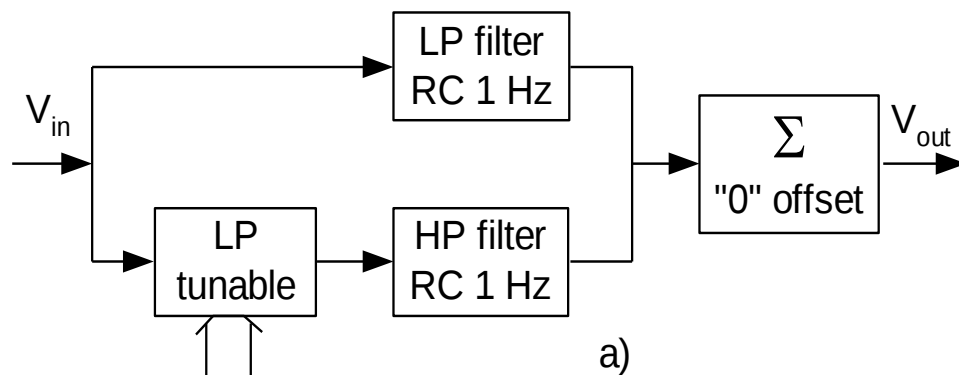
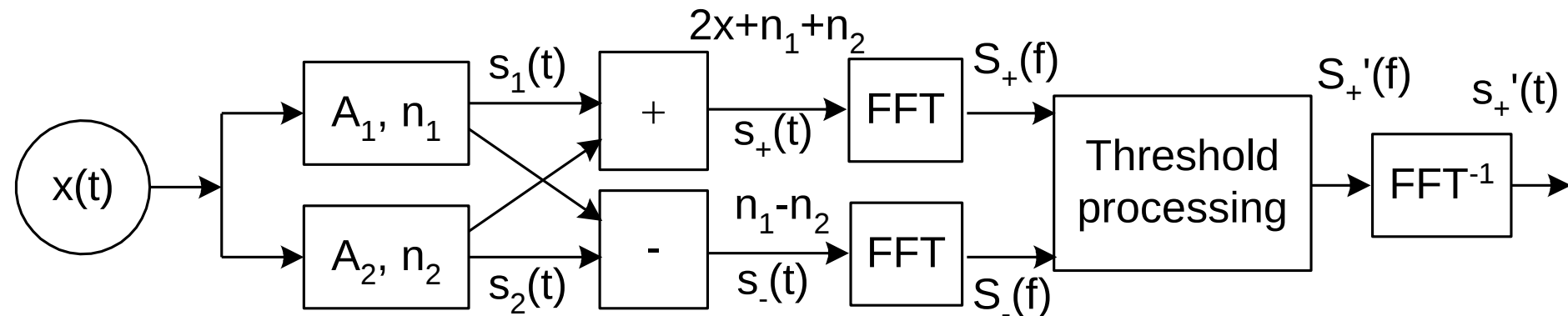


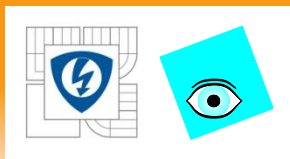
$$\frac{SNR_k}{SNR_1} = \frac{SNR_1 \frac{k}{\sqrt{k}}}{SNR_1} = \sqrt{k}$$



1.4 Speciální varianty řetězce ASPP

d) použití více paralelních cest



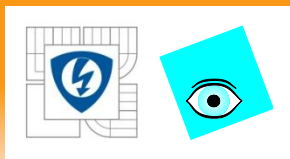


2. Zdroje snímaného signálu (senzory)

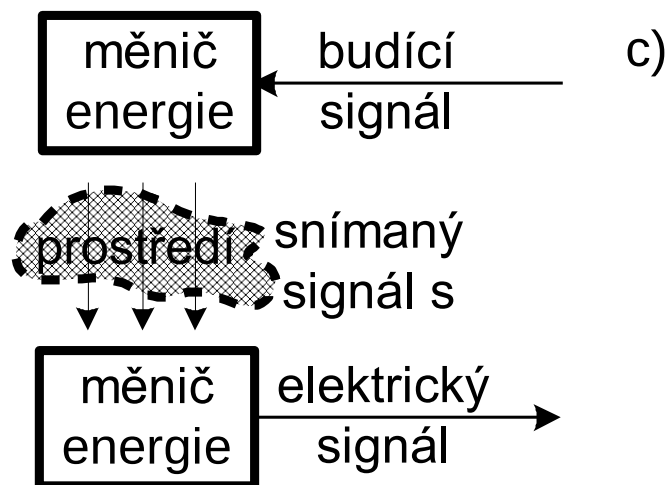
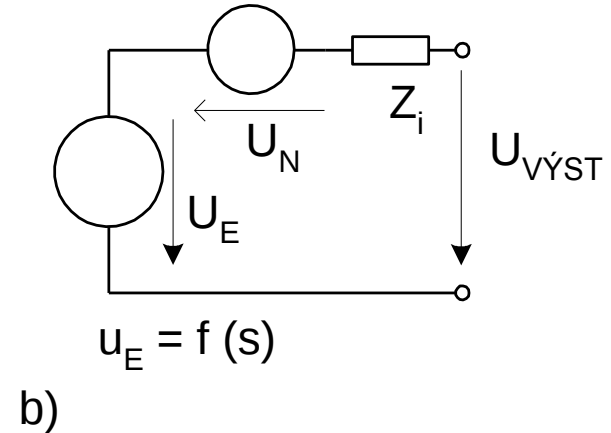
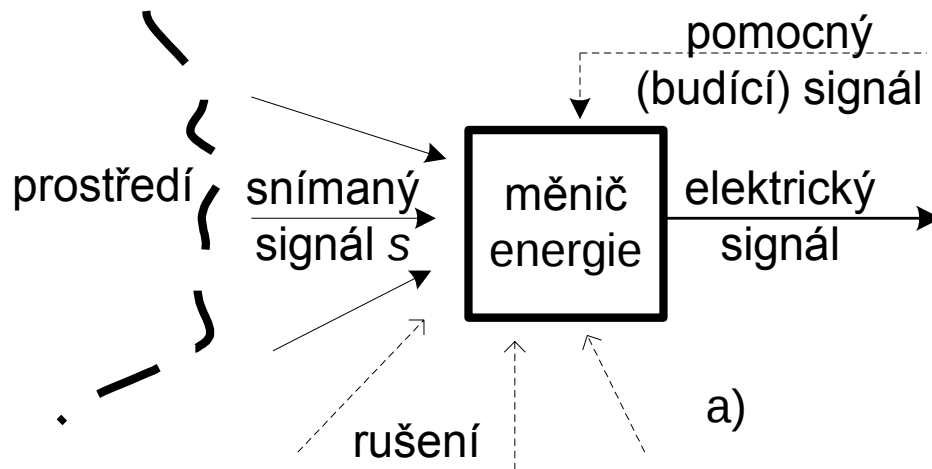
Zdroje signálu - převodníky sledované (snímané, měřené) jiné veličiny na veličinu elektrickou

Senzory lze hodnotit např. podle těchto základních hledisek:

- a) Přesnost převodu sledovaného signálu na měřený elektrický signál (dostatečný *DR* a *B*)
- 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.

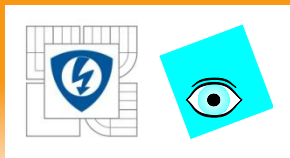


2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu



- Aktivní senzory

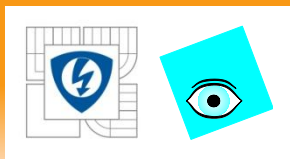
- Buzené pasívní senzory



2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

Základními parametry senzoru :

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

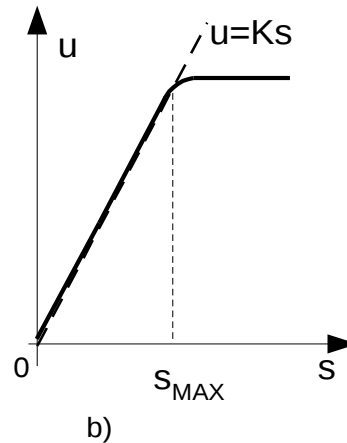
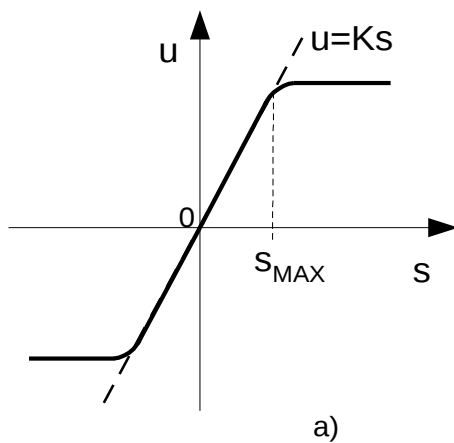


2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

Přenos senzoru

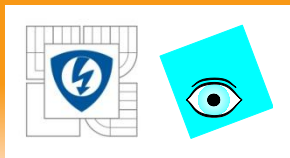
Statické převodní vlastnosti

vstupní fyzikální veličina $s(t) \rightarrow$ výstupní napětí $u(t)$



$$K = \Delta u / \Delta s$$

$$s_{\text{MAX}} \rightarrow u_{\text{MAX}}$$



2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

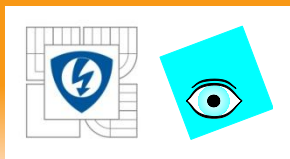
Kmitočtové vlastnosti přenosu senzoru

$K(\omega) = U_E(\omega)/S(\omega)$ = kmitočtový filtr

- šířka přenosového pásma **B**
- časové charakteristiky
- přechodná charakteristika (doba odezvy, překmity, ustálený stav a pod.)

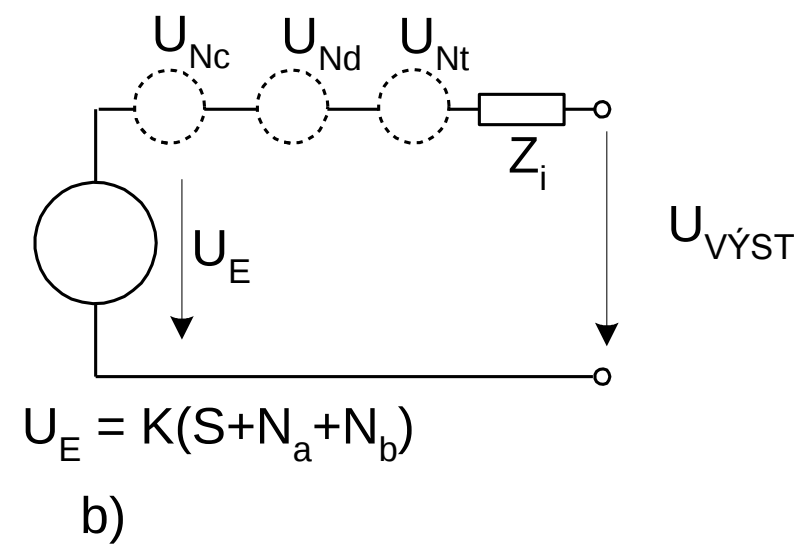
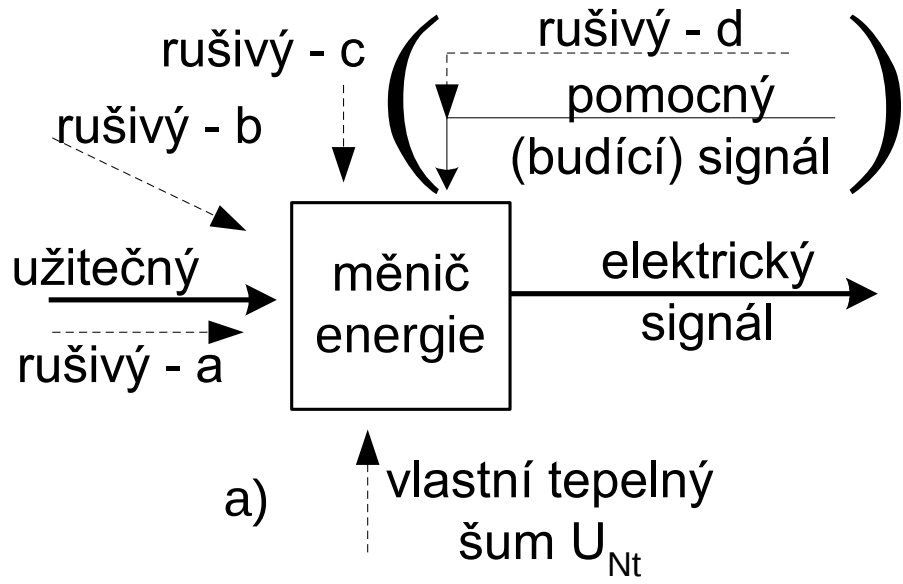
Vnitřní impedance senzoru

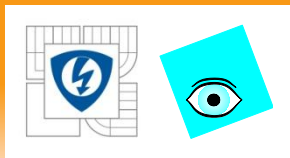
vnitřní impedance Z_i (R, L, C - i složitější)



2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

Dynamický rozsah, SNR a citlivost senzorů





2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

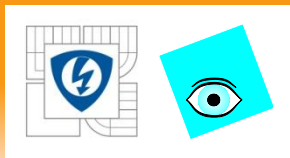
Dynamický rozsah, SNR a citlivost senzorů

teoretická citlivost - neuvažujeme vnější rušení

$$SNR = U_E / U_{\check{S}} \quad U_E = KS \quad SNR_{MIN}$$

$$U_{EMIN} \geq U_{\check{S}} SNR_{MIN} \Rightarrow S_{MIN} \geq \frac{U_{\check{S}} SNR_{MIN}}{K}$$

$$S_{MIN} = \frac{\sqrt{4kTR_i B}}{K} SNR_{MIN}$$

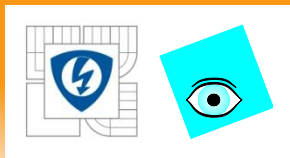


2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

Dynamický rozsah, SNR a citlivost senzorů

Praktická citlivost - všechna vnější rušení

- značně odlišná a nižší, než je teoretická citlivost
- potřeba dobré analýzy a minimalizace vnějších zdrojů rušení - mohou být rozhodujícím faktorem pro dosaženou citlivost senzoru v praxi
- nutno vzít v potaz i různé spektrální složení rušivých signálů a jejich různý přenos pro různé principy senzorů



2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

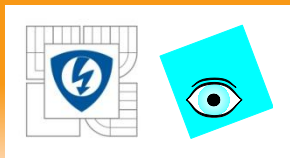
Eliminace rušivých vlivů a kompenzace neideálních přenosových vlastností senzorů

Místa jejich eliminace v řetězci zpracování signálů:

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

Korekce negativních projevů:

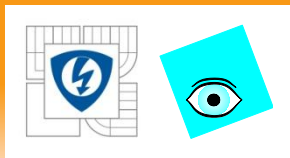
- snižování rušení, šumu a offsetu,
- korekce linearity,
- korekce kmitočtových vlastností.



2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

Příklady snižování některých druhů rušení:

- výběr typu senzoru a jeho instalace v prostředí,
- směrové charakteristiky čidla,
- vytvářením soustav (polí) čidel,
- různá stínění rušících signálů (rozdílné impedance pro šíření daného druhu energie),
- snižování tepelného šumu senzoru,
- preemfáze senzoru x šumu předzesilovače,
- optimalizace vazby senzoru na předzesilovač,
- následná analogová předfiltrace.



2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

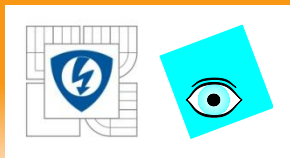
Další příklady:

Stejnoseměrný ofset (stejnoseměrný šum)

- můstková zapojení,
- spínané (čopované) předzesilovače či střídavé buzení,
- různé způsoby kompenzace či „autokalibrace nuly“.

Eliminace nelineárních závislostí převodu snímaného signálu

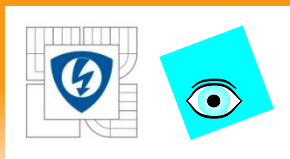
- vytváření různých kompenzací těchto efektů (např. použití dvou senzorů opačné závislosti v můstku
- následná korekce při ASPP či DSP



2.1 Základní model a parametry senzoru jako zdroje elektrického signálu

Korekce nevhodných kmitočtových závislostí přenosu senzorů

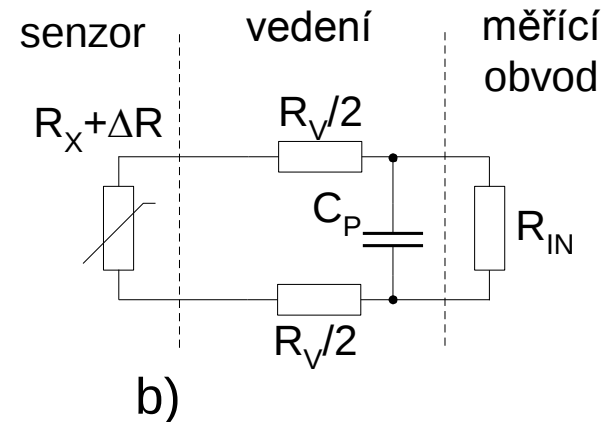
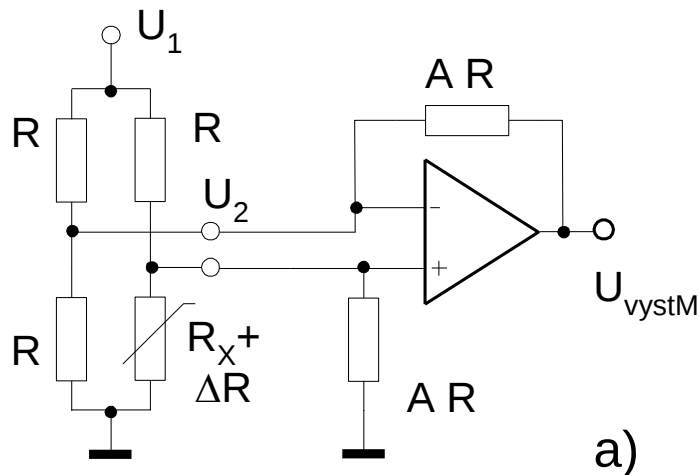
- čím dříve korekci provedeme, tím méně omezíme dynamický rozsah přenosové cesty speciálně pro pásmo s nejnižším přenosem
- vhodné pro velké rozdíly přenosu
- malé rozdíly přenosu (cca do 3 až 10 dB) nemají na výsledný dynamický rozsah podstatný vliv, lze korigovat až v pozdější části řetězce, kde je to obvykle snazší

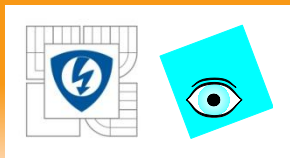


2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

2.2.1 Senzory pasívní

odporové senzory - nejčastěji jako vyvážený nebo nevyvážený můstek či v jednoduchém odporovém děliči.

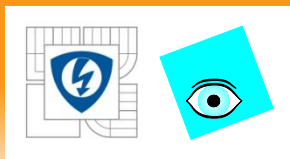




2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

Výhoda R senzorů:

- jednoduchost a kmitočtová nezávislost
- pro složitější případy je nutno uvažovat i reálné vlastnosti jejich zapojení do měřicího obvodu :
 - malá hodnota R - odpor přívodního vedení a jeho nestabilita (kontakty),
 - velké hodnoty R - vstupní odpor měřicího obvodu, svodový odpor vedení
 - pro signály s vyššími kmitočty - C_p (parazitní kapacita vedení a vstupu měřicího obvodu)



2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

Kapacitní senzory

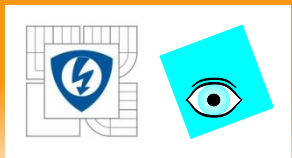
$$C = \epsilon S / d$$

Výhody

- jednoduchost konstrukce, malá hmotnost elektrod,
- různé i bezkontaktně snímané veličiny (kde nelze použít odporové senzory)

Nevýhody

- nel. závislosti kapacity snímače na jeho rozměrech,
- vliv parazitní kapacity i indukčnosti a svodu kabelu,
- vliv ztrát



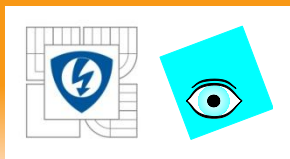
2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

Zapojení:

- v jednoduchém či v můstkovém děliči napětí,
- obvykle střídavé napájení,
- rezonanční obvod oscilátoru (diferenční vyhodnocení).

Možnost potlačit účinně rušivé složky s odlišným kmitočtem.

Typické příklady - snímače polohy, tlaku, vlhkosti, zrychlení, výhodné jsou i jako snímače hladiny vody (vysoká permeabilita) atd.



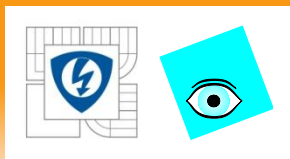
2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

Indukčnostní senzory $L = n^2 G_M$

- analogie s kapacitními senzory, ale i další možnosti,
- vliv na hodnotu magnetické vodivosti G_M ,
(geometrické uspořádání, materiálu jádra, citlivost na změnu vzduchové mezery)
- vliv i na ztráty cívky,
- možnost měření M či vliv sekundární cívky přes M .

Speciálním případem - vířivé proudy.

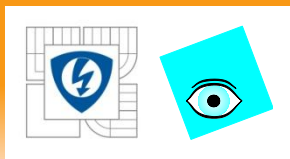
Typickým příkladem - různé snímače polohy.



2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

2.2.2 Senzory aktivní (generátorové)

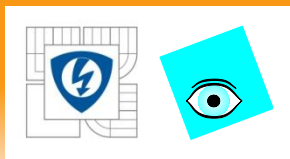
- měniče sledované veličiny na veličinu elektrickou (v případě slabých lokálních jevů - významné ovlivňování senzorem)
- různé fyzikální jevy:
 - termočlánky,
 - piezoelektrické senzory,
 - indukční senzory,
 - elektromagnetické a elektrodynamické senzory,
 - fotodiody, infračervené senzory.



2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

2.2.2 Senzory aktivní (generátorové)

- možný přenos vnějších rušících signálů (např. indukční senzory - citlivé na vnější rušivé elektromagnetické pole).
- piezoelektrické senzory - nejcitlivější senzory mechanického kmitání v pásmu zvuku a ultrazvuku, proto mají samozřejmě i velkou citlivost na rušivé signály tohoto typu.



2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

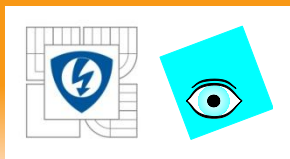
2.2.3 Senzory typu budič - snímač

- zvláštní případ pasívních senzorů
(budící signál působí přímo v testovaném prostředí)
- signál - dvojstavový (průchodnost prostředí),
 - analogový

Typické příklady:

Optické senzory (LED diody, IR, lasery)

- široké spektrum aplikací (optické brány - triangulační laser - interferometrie).



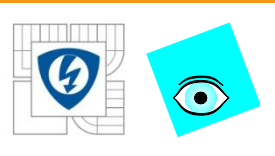
2.2 Příklady některých typických a často používaných senzorů

Ultrazvukové senzory

- měřena - doba šíření, útlum (nelinearita prostředí),
- piezoelektrický princip, budiče i magnetostrikční, mechanické, elektromagnetické,
- tvary a kmitočty signálu budících signálů,
- problémy : vazba měničů, nehomogenita prostředí.

Senzory s elektromagnetickým polem

- nejčastěji jako klasické radary (i georadary),
- omezení - délka vlny, blízké pole antény, vliv prostředí (kmitočty nad 1 GHz),
- možnost dominantně jedna složka (magnetické pole).

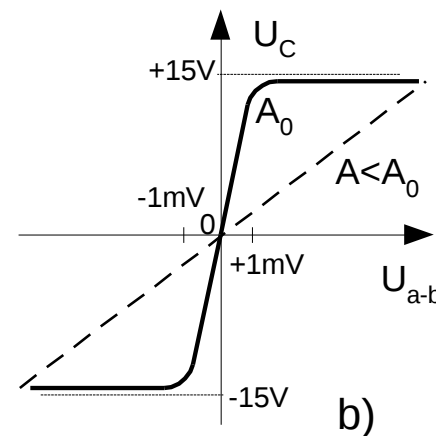
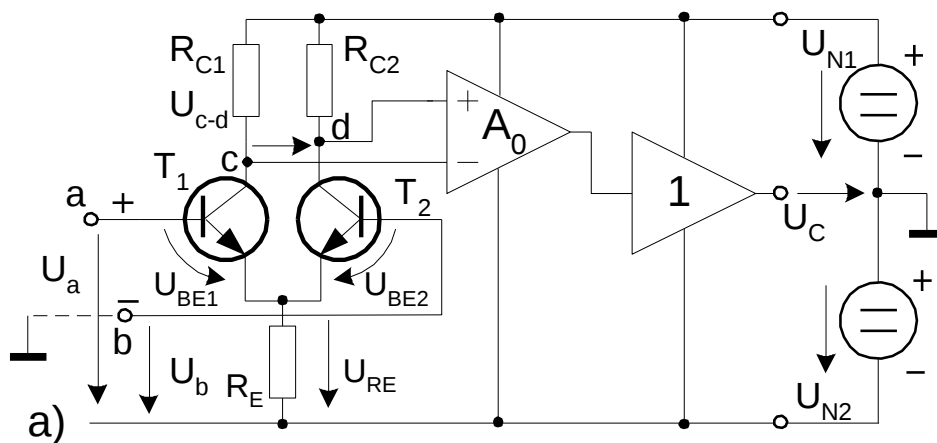


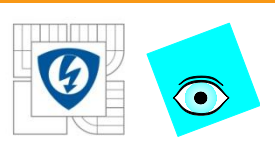
3. Předzesilovače

Vstupní blok zesilovače

- rozhodující blok pro šum a ofset celého zesilovače
- obvykle limituje citlivost celého systému
- nejčastějším stavebním prvkem – OZ

3.1 Stejnosměrné vlastnosti OZ, ofset, drift





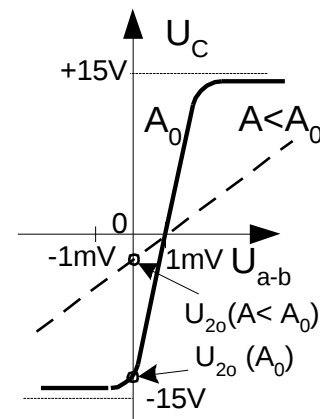
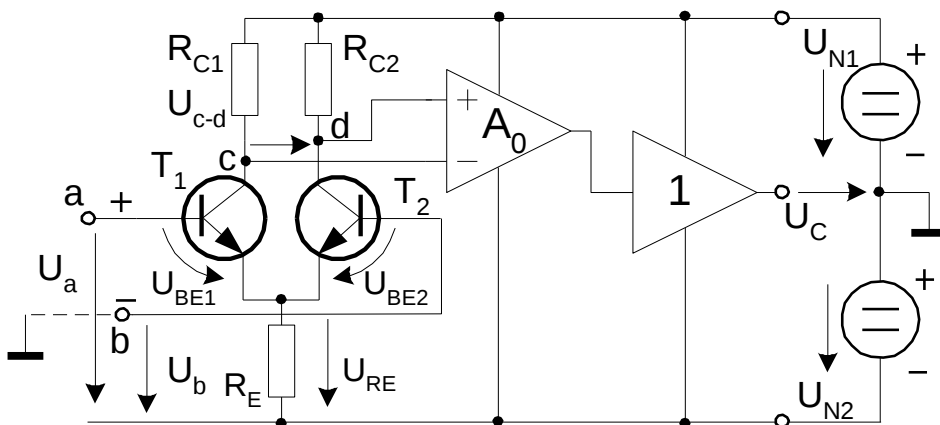
3. Předzesilovače

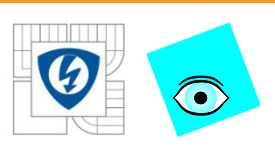
DC zesilovač - vzájemná kompenzace obou napětí U_{BE1} a U_{BE2} .

- Důležitým předpokladem - shodnost diod BE_1 a BE_2
(neshodnost diod = napěťová a proudová nesymetrie vstupů)

$U_{BE1} - U_{BE2}$ - chybové vstupní napětí (**napěťový offset**) $U_o \xrightarrow{A} U_{2o}$

U_o - cca 1 mV $\Rightarrow$ Problém OZ jako DC zesilovač s $A > 100$,





3. Předzesilovače

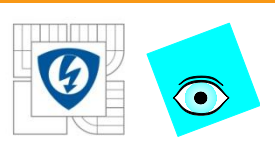
Řešení napěťového offsetu:

- speciální OZ s malým vstupním offsetem (cca 10 mV),
- speciální zapojení OZ se spínači, které tento offset dokáže eliminovat.

U_{20} způsobeno i **klidovými proudy bází**

- vyvolávají na připojených rezistorech neshodná stejnosměrná napětí
- neúplná kompenzace - rozdílem hodnot odporů a rozdílem I_{B1} a I_{B2} (**proudový offset a drift**)
- eliminace – minimální I_{B1} a I_{B2} , shodnost R

$U_{20} = \Sigma$ obou efektů



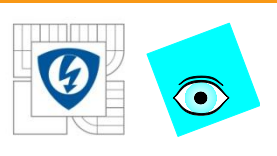
3. Předzesilovače

3.2 Šumové vlastnosti OZ

- Vyšší střídavé zesílení - šum OZ - limitující faktorem citlivosti (analogicky jako ofset pro stejnosměrný režim OZ)
- Vysvětlení - poměrně složitý problém - vstupuje hodně faktorů
 - více způsoby

$$U_n = \sqrt{4kTBR} = 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{RB} = E_n \sqrt{B}$$

- **E_n - napěťová spektrální hustota (NSD)** [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
= šum ekvivalentního šumového odporu



3. Předzesilovače

Poznámka: - nutno rozlišovat

-běžná přenosová šířka pásma B (-3 dB)

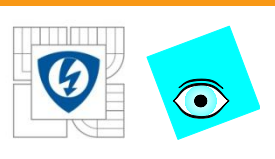
-ekvivalentní **šumová šířka** pásma B_{ξ}

= šířka ideální DP, která přenesou stejnou energii šumu.

$$B_{\xi} = k B$$

pro filtr 1. řádu $k \approx 1,5$

pro 2. řád asi 1,1 pro 3. řád 1,05x



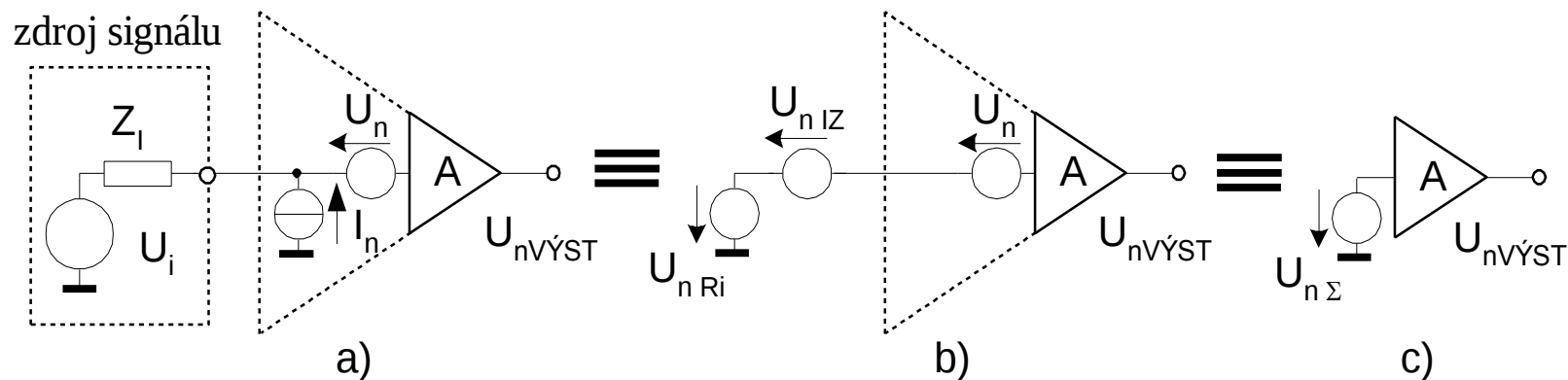
3. Předzesilovače

Vyjádření šumových vlastností zesilovače:

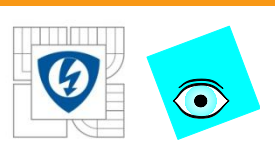
obvykle přepočítány na

- ekvivalentní vstupní napěťový šum U_n

- ekvivalentní vstupní proudový šum I_n $U_{nIZ} = I_n Z_I$

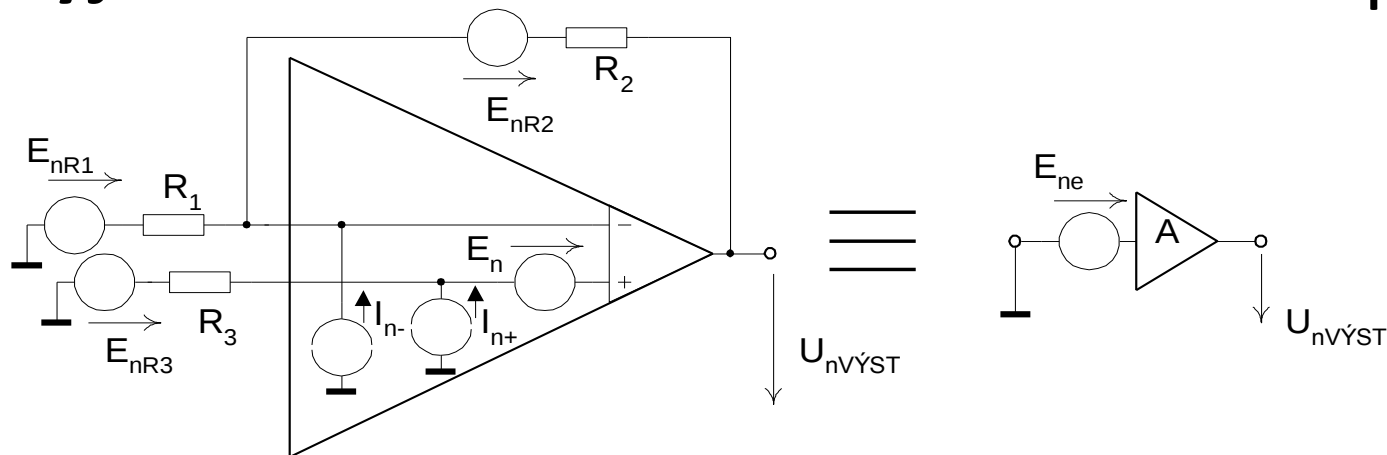


$$U_{nVYST} = AU_{n\Sigma} = A\sqrt{U_n^2 + U_{nIZ}^2 + U_{nRi}^2}$$



3. Předzesilovače

Vyjádření šumu zesilovač s OZ cestou E_n :

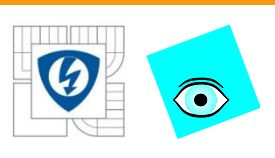


$$E_{nUI-} = E_{nI-}(R_1 // R_2)$$

$$E_{nUI+} = E_{nI+}R_3$$

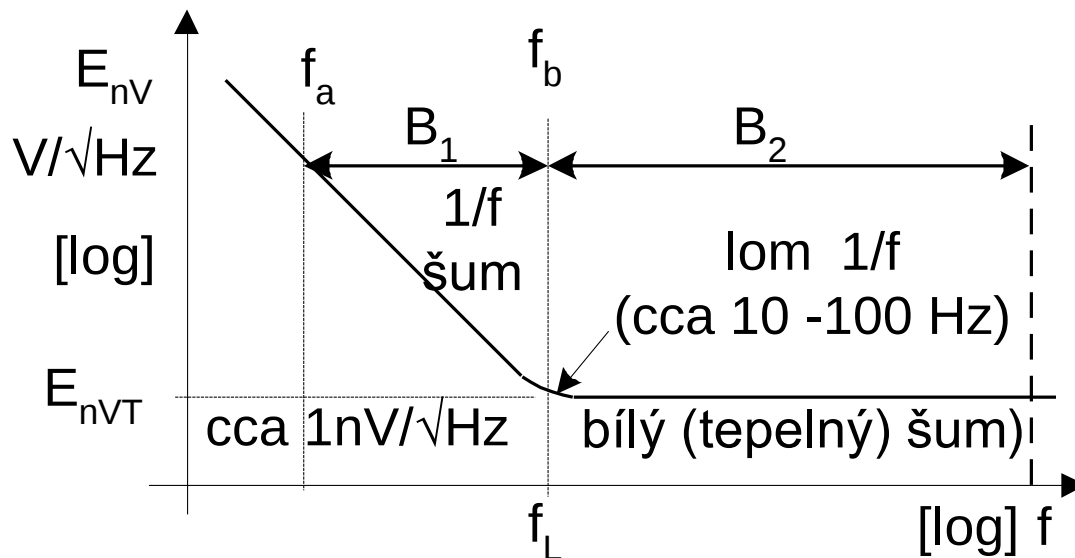
$$E_{nR1} = \sqrt{4kTR_1} \quad E_{nR3} = \sqrt{4kTR_3} \quad E_{nR2} = \sqrt{4kTR_1} / A$$

$$U_{nVÝST} = A\sqrt{BE_{ne}} = A\sqrt{B\sqrt{E_n^2 + E_{nUI+}^2 + E_{nUI-}^2 + E_{nR1}^2 + E_{nR2}^2 / A^2 + E_{nR3}^2}}$$



3. Předzesilovače

Kmitočtová závislost E_n



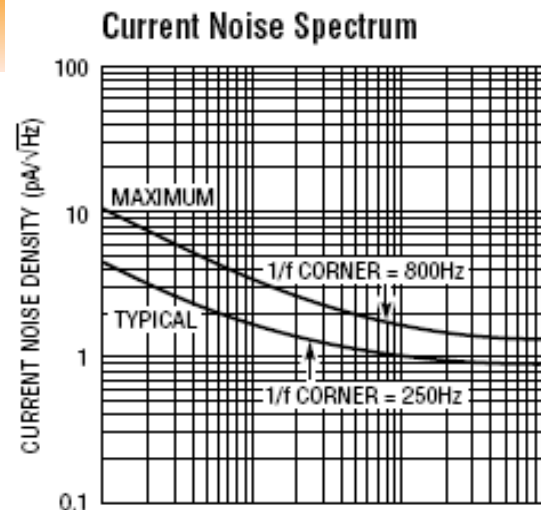
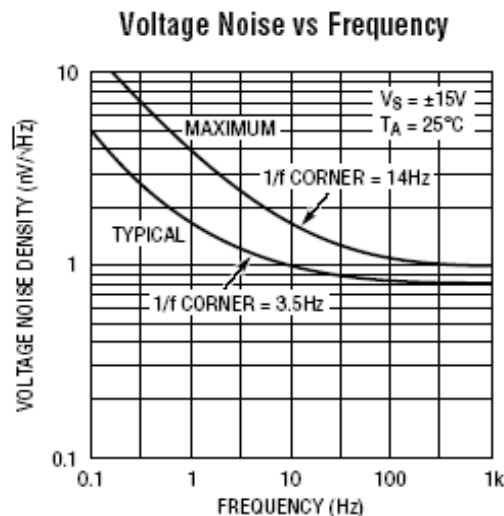
$$U_{nV} = E_{nV1Hz} \sqrt{\ln \frac{f_b}{f_a}} = E_{nVT} f_L \sqrt{\ln \frac{f_b}{f_a}} \quad E_{nV1Hz} = E_{nVT} f_L.$$



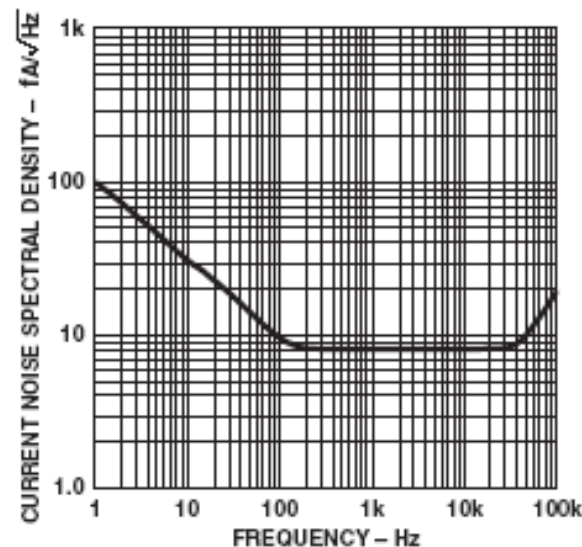
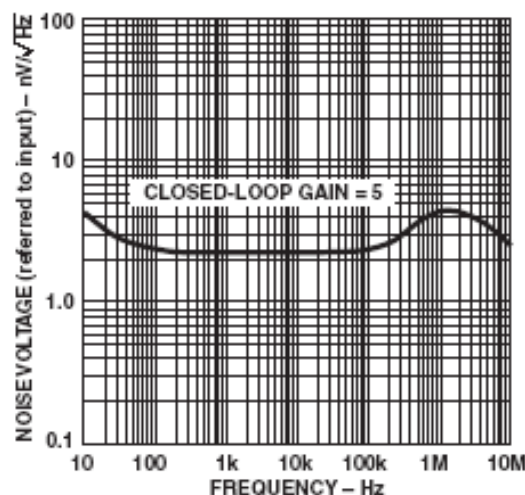
3. Předzesilovače

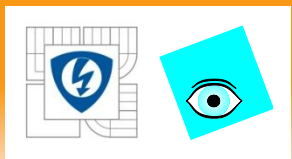
$E_{nU}(f)$ a $E_{nI}(f)$
typických OZ

NSD pro bipolární OZ
LT1028



NSD pro unipolární OZ
AD745

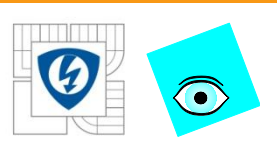




4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

4.1 Základní varianty vazby předzesilovače na zdroj signálu a jejich vlastnosti

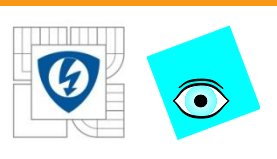
- **Cílem optimálního ASPP** - pokud možno nezkreslený přenos užitečného signálu ze senzoru → do AD (adekvátní zesílení, potlačení rušivých signálů).
- Zkreslení či jiné znehodnocení signálu mohou způsobit tři základní příčiny:
 - lineární zkreslení kmitočtově závislým přenosem,
 - nelineární zkreslení nelinearitami přenosového řetězce,
 - přidání šumu přenosové cesty a vnějších rušivých signálů.



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Projevy zkreslení či jiné znehodnocení signálu

- také ve vazbě mezi zdrojem signálu a předzesilovačem
- když dominantní $\Rightarrow$ optimalizace velmi důležitá.
- Lineární zkreslení $K(w)$ když $Z_i(w)$ – včetně vedení a $Z_{IN}(w)$
- Nelineární zkreslení - zde jen výjimečně (velké úrovně budících či rušících signálů)



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

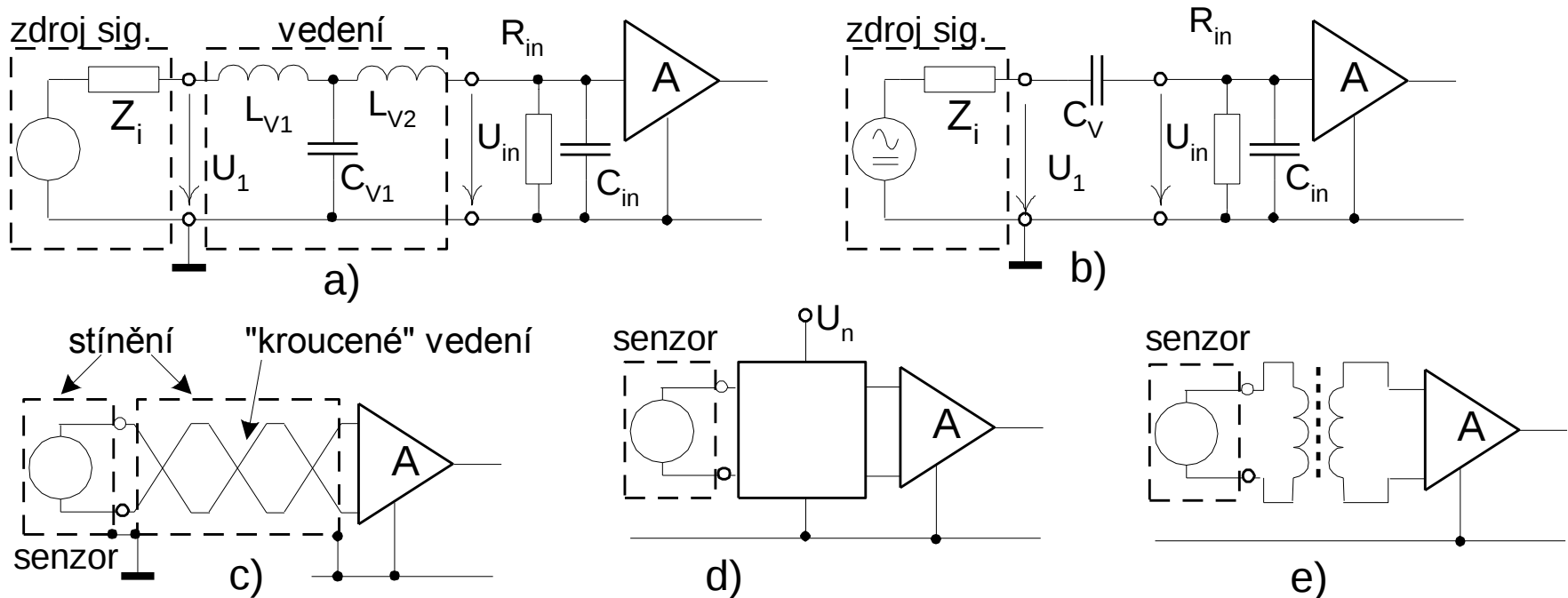
Hlavní problémem této části řetězce:

(je-li signál malý a musí být značně zesílen)

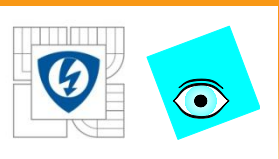
- znehodnocení signálu **šumem** přenosové cesty (předzesilovače!) a vnějšími **rušícími signály**..
- vnější signály × vlastní šum předzesilovače (DC signál - omezení ofsetem a driftem)
- vliv typu senzoru a jeho spojení s předzesilovačem.
- množství způsobů vazby (problematika šumu a u DC vazby i ofsetu je obecně společná všem typům)

4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Varianty vazby předzesilovače na zdroj signálu :



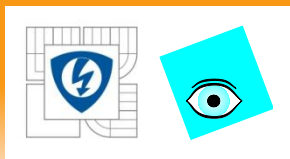
a) klasické připojení, b) střídavý senzor s DC složkou, c) neuzemněný senzor, d) senzor s pomocným buzením obvodu, e) transformátorová vazba



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

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

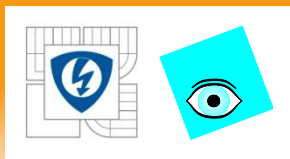
- vazební obvody - velmi citlivé na externí rušení,
- nejnižší úrovní užitečných signálů,
- daná impedanční úroveň (impedance senzoru),
(nejčastěji vysoká $Z_i \Rightarrow$ citlivost na vnější elektrické pole i při minimální parazitní kapacitě)
- vzdálenost mezi senzorem a předzesilovačem
(citlivost i na vnější střídavé magnetické pole – plocha indukční smyčky)



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

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

- rozdílné galvanické potenciály, úbytky cizích rušivých napětí na delším zemním spoji mezi senzorem a předzesilovačem
 - další vlivy (např. citlivost koaxiálních kabelů piezosnímačů na ohyb a mechanické chvění)
- ⇒ nutno provést podrobnou analýzu

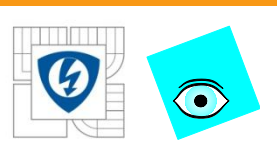


4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

4.3 Stejnosměrná (DC) vazba, minimalizace offsetu a driftu

4.3.1 Minimalizace offsetu OZ

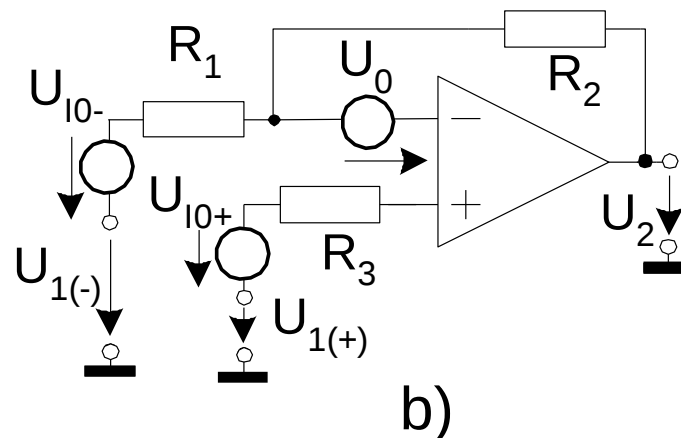
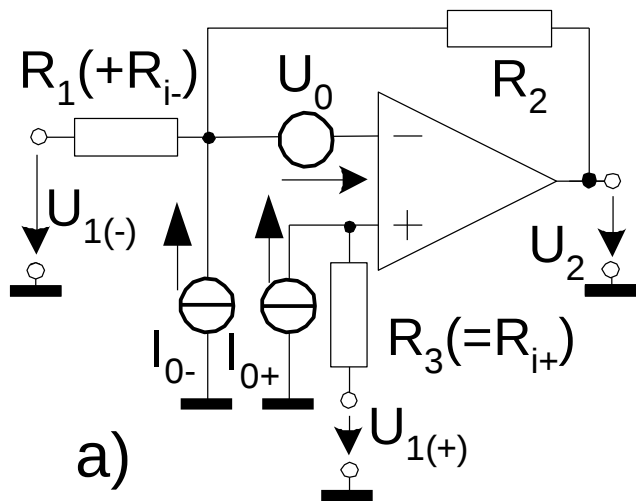
- pro větší zesílení - offset zásadní problém
- běžně $1 \text{ mV} \times 1000 = 1 \text{ V}$
- pro signál 10 mV = chyba 10%
- různé formy eliminace
 - od jednoduchých opatření v základním zapojení
 - až po různě složitá zapojení využívající modulačních technik a pod.



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

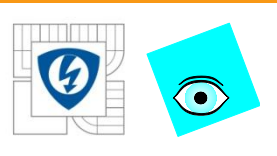
Minimalizace offsetu OZ

- Model OZ s náhradními zdroji napěťového (U_o) a proudových offsetů (I_{o+} a I_{o-})



$$U_{Io+} = I_{o+} R_3 \quad U_{Io-} = I_{o-} (R_1 \parallel R_2)$$

$$\Delta U_2 = (U_o + U_{Io+}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{Io-} \frac{R_2}{R_1} = U_o \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{o+} R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_{o-} \frac{R_2^2}{R_1 + R_2}$$



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Možnosti minimalizace výsledného chybového napětí DU_2 :

Kompenzace ofsetových proudů I_{0+} a I_{0-}

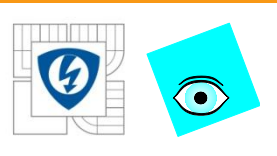
- možnost kompenzovat ($R_3 = R_1 // R_2$)

Pro invertující zesilovač $A \gg 1$ (R_1 malý)

$\Rightarrow I_{0-} \ll U_{0-}$ (není obvykle nutno kompenzovat) - Výjimky např. nábojové zesilovače R_i cca $1 \text{ G } \Omega$)

Pro neinvertující zesilovač

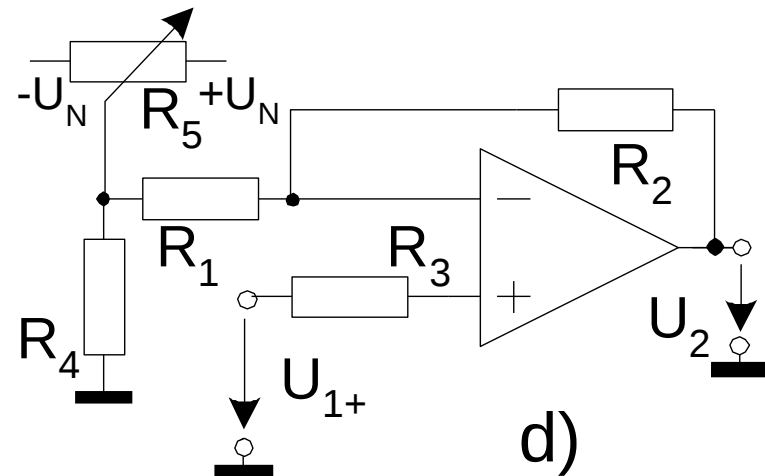
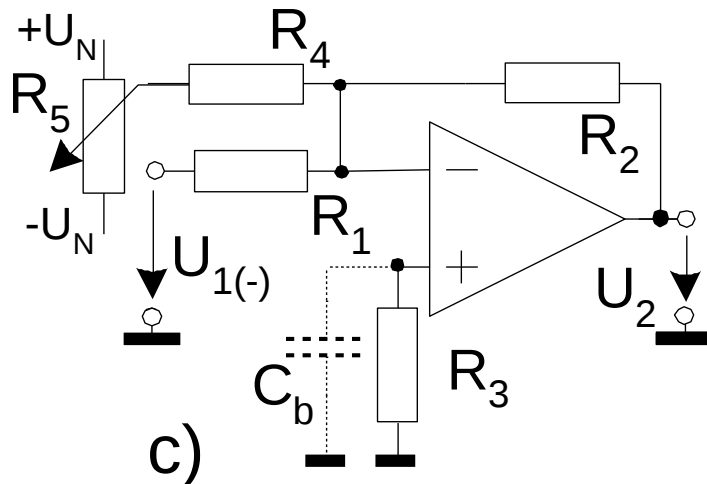
- používaná kompenzace I_{0+} , (velký R_3),
- problém proměnné hodnoty R_i
- efekt při střídavé vazbě (malý $\times$ velký odpor R_{in})



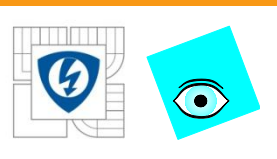
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Eliminace napěťového offsetu U_0

- externí kompenzační zdroj



- neinvertující – vliv na změnu zesílení
- problém driftu
- interní kompenzace OZ

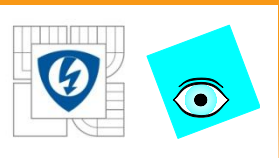


4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Volba typu OZ

- unipolární × bipolární

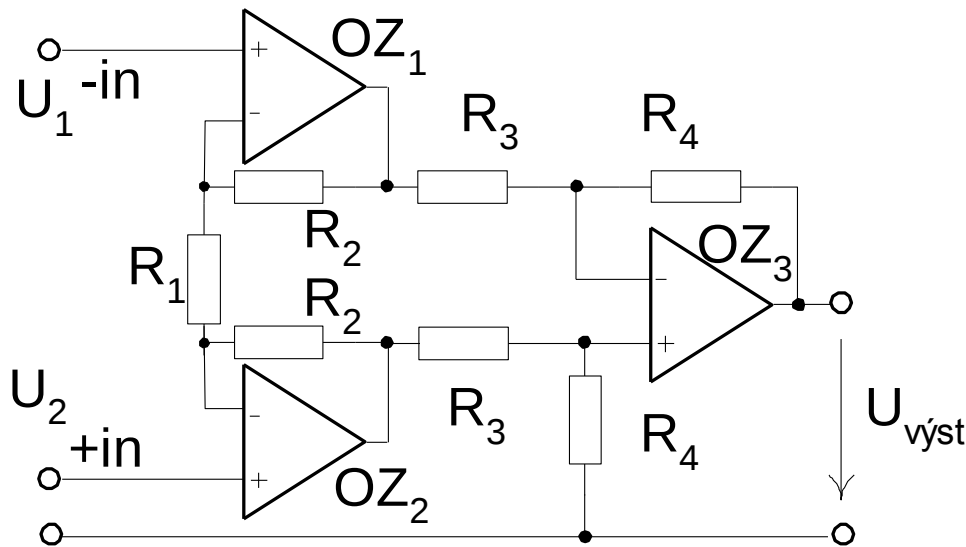
	Unipolární vstup	Bipolární vstup
Napět'ový offset U_0	0,3-3mV	0,05 mV-0,5 mV
Proudový offset I_0	10 fA	10-100 nA
$U_{IO}=100\Omega\times I_0$	1 nV	1-10 μ V
$U_{IO}=100k\Omega\times I_0$	1 μ V	1-10 mV
$U_{IO}=10M\Omega\times I_0$	100 μ V	0.1-1 V



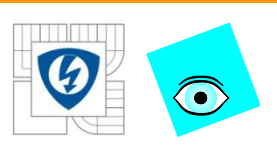
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Další možnosti:

- použití tzv. přístrojového zesilovače

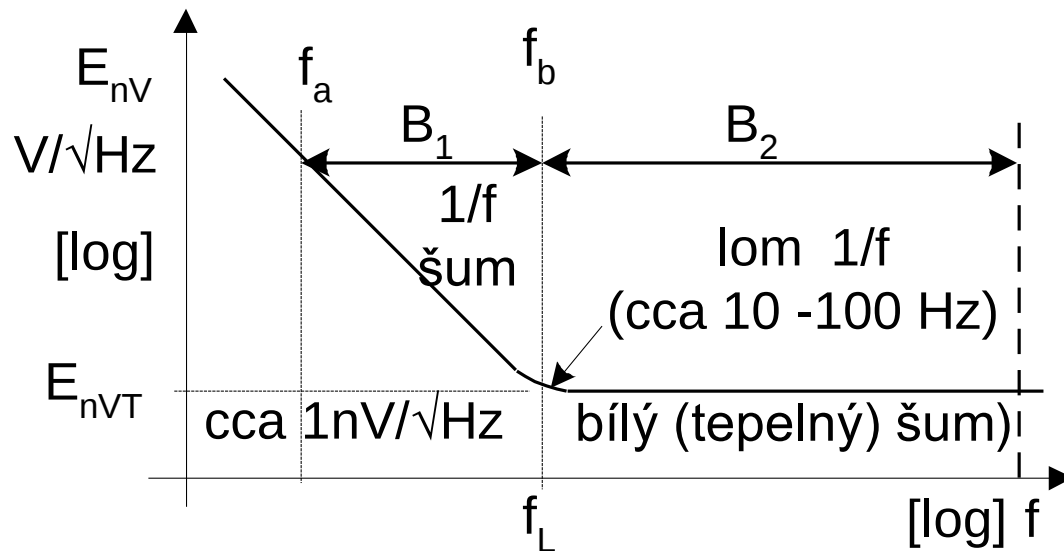


- shodnost driftu, proudového (napěťový offset) obou neinvertujících zesilovačů (OZ₁, OZ₂)



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

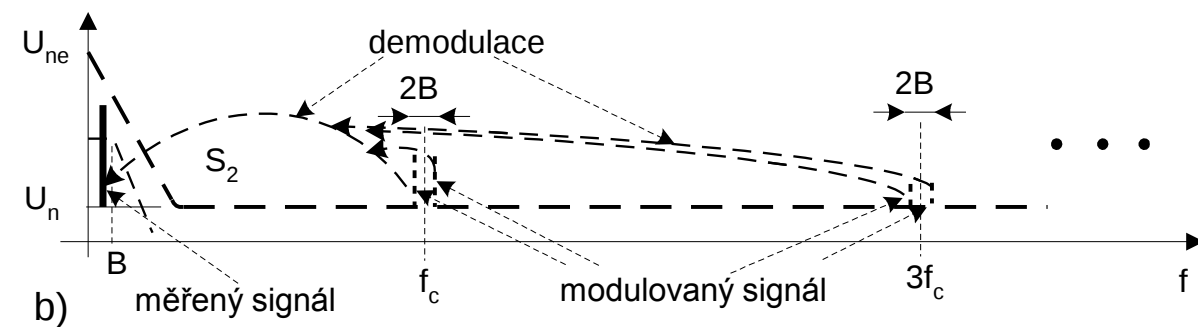
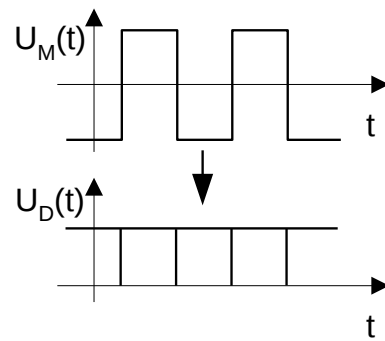
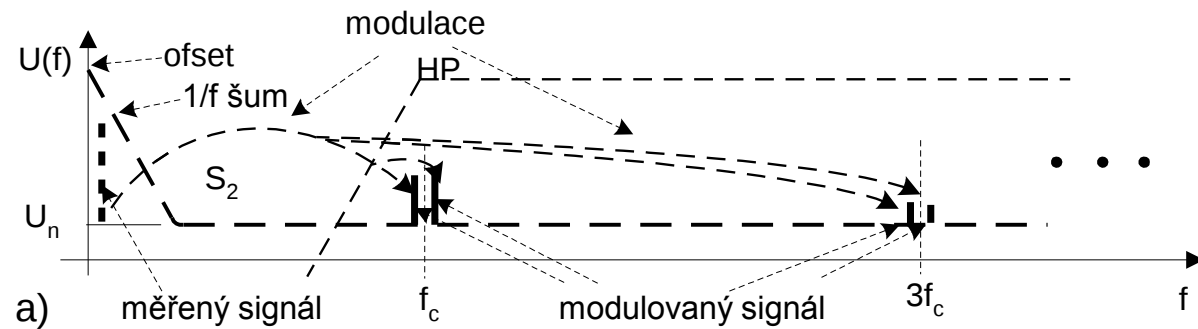
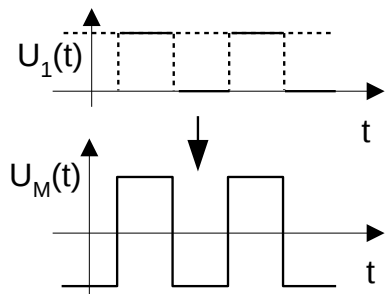
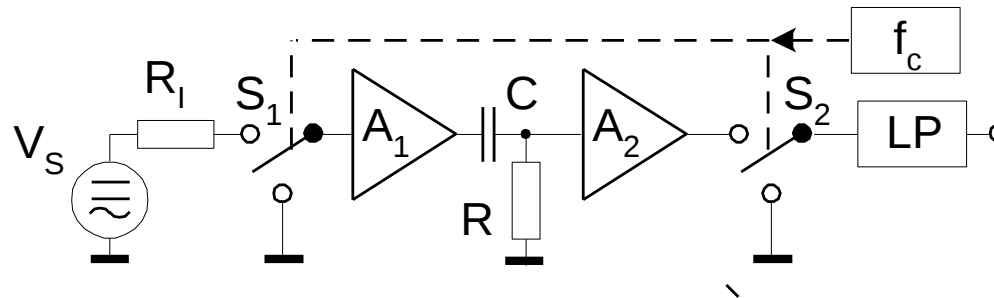
4.3.2 DC zesilovače s modulačním potlačením offsetu (chopper)



- 1 mV
- $1nV/\sqrt{Hz}$

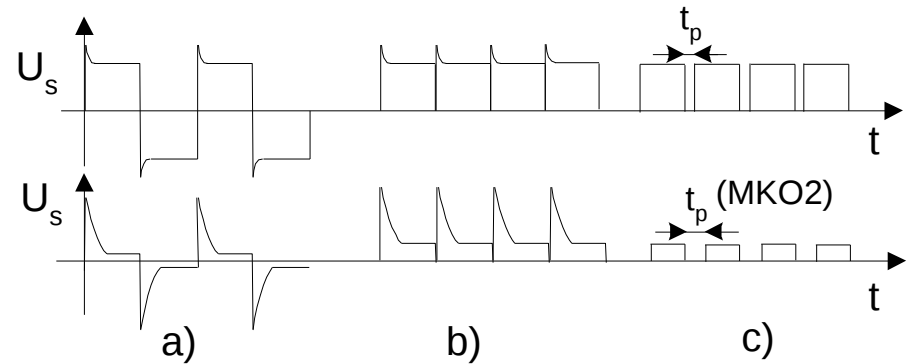
- princip – modulace DC na AC signál

4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

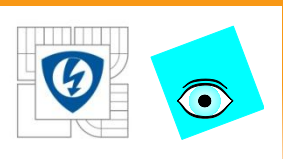




The schematic diagram illustrates a two-stage active filter with a feedback loop. The input signal V_s is connected to a resistor R_i and a switch S_1 . When S_1 is closed, the signal enters the first stage, which consists of an inverting amplifier A_1 followed by a parallel combination of a capacitor C and a resistor R . The output of this stage is connected to a second inverting amplifier A , which is also followed by a parallel combination of a capacitor C and a resistor R . The output of the second stage is connected to a summing junction (represented by a triangle with '1' and '-1' inputs). The output of the summing junction is connected to a switch S_2 . When S_2 is closed, the signal enters a third inverting amplifier (represented by a triangle with '-1' input) and then a switch S_3 . When S_3 is closed, the signal enters a differential amplifier DP , which produces the output voltage U_{vyst} . The feedback loop is formed by a block G (containing a square wave symbol and $\Gamma(\omega)$) and a block $MKO1$ (containing a square wave symbol and ω). The output of $MKO1$ is connected to the input of A_1 through a switch S_1 . The output of DP is connected to the input of $MKO2$ (containing a square wave symbol and ω). The output of $MKO2$ is connected to the input of G through a switch S_3 .



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu



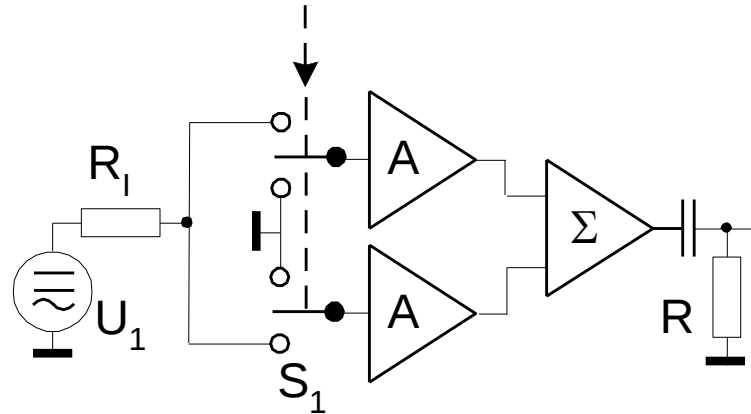
Dvojfázové spínání

Zvyšuje citlivost

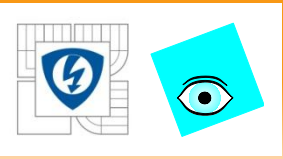
- 2× užitečný signál
- průměrování šumu obou předzesilovačů
- není zapotřebí používat modulační princip (model časově rozděleného přenosu signálu)
- není zapotřebí filtr dolní propust a **zesilovač není kmitočtově omezen spínacím kmitočtem**
- integrované zesilovače, ale reálné vlastnosti

$$U_{\min} = U_o$$

$$U_{\min} = U_n + U_o / A$$

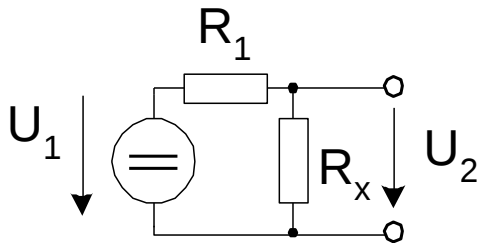


4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu



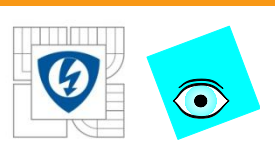
4.3.3 DC a AC můstková zapojení senzorů

Měřicí dělič napětí



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

- citlivost:
- základní rozlišitelnost (chyba) měření U_2
- nestabilita hodnoty U_1 a R_1



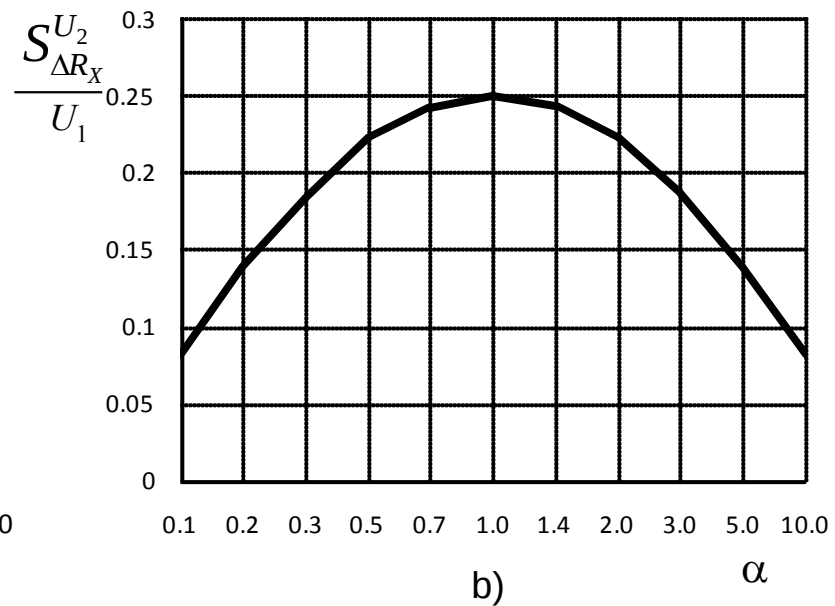
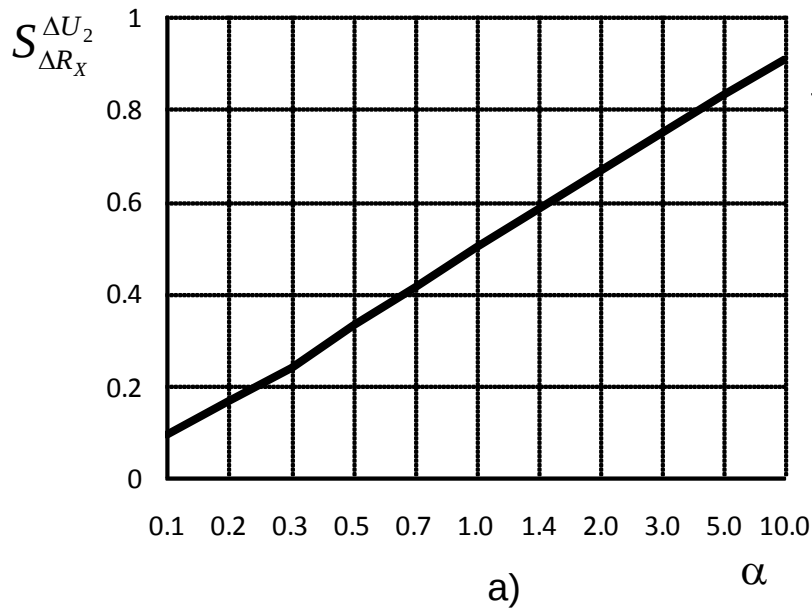
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

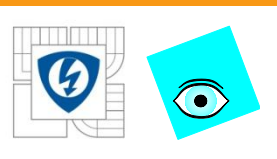
- **Citlivost** - relativní a semirelativní

$$S_{\Delta R_X}^{\Delta U_2} = \frac{\frac{\Delta U_2}{U_2}}{\frac{\Delta R_X}{R_X}} = \frac{R_1 / R_X}{1 + R_1 / R_X} = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

$$S_{\Delta R_X}^{U_2} = \frac{\frac{\Delta U_2}{\Delta R_X}}{\frac{U_2}{R_X}}$$

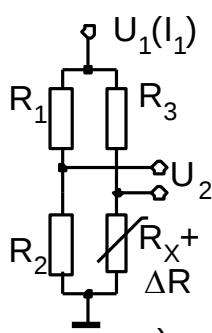
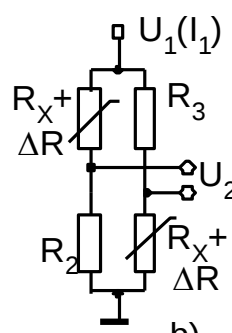
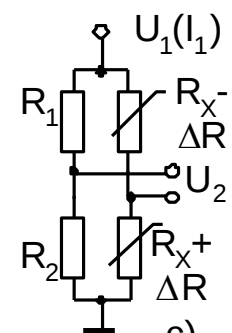
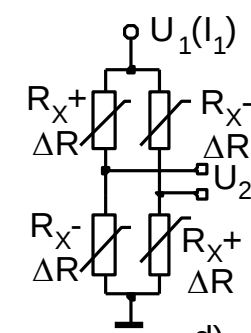
$$\frac{S_{\Delta R_X}^{U_2}}{U_1} = \frac{R_1 / R_X}{(1 + R_1 / R_X)^2} = \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2}$$





4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

a) Měřicí můstky se stejnosměrným buzením

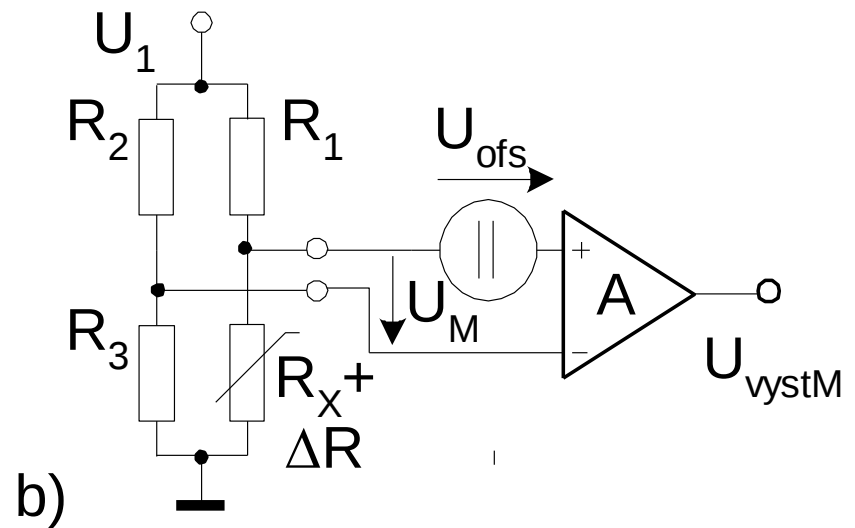
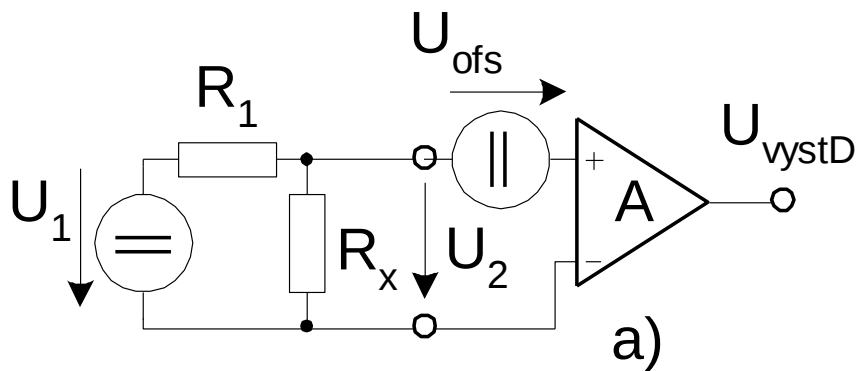
1 senzor	2 senzory ++	2 senzory +-	4 senzory +-
 a)	 b)	 c)	 d)
Buzení zdrojem napětí U_1			
nelin.	nelin.	lin.	lin.
$U_2 = \frac{U_1}{4} \left(\frac{\Delta R}{R + \Delta R / 2} \right)$	$U_2 = \frac{U_1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R + \Delta R / 2} \right)$	$U_2 = \frac{U_1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R}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

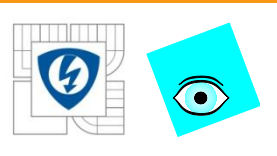
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

- snímání U_2 - **diferenční zesilovač**
- základní problém - ofset a drift $\Rightarrow$ chyba měření
- shodné pro děličové i můstkové zapojení:

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

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





4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

⇒ Citlivost na offset:

Můstek s diferenčním zesilovačem

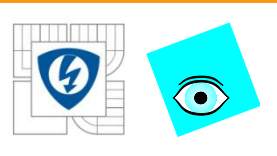
– stejný jako dělič se zesilovačem a referencí

Ale diferenční přístrojový zesilovač:

- menší vlastní offset

- menší další parazitní vlivy

(napěťový drift, proudový offset a driftu, vlivu vstupního odporu, vlivu úbytků na zemnicím vodiči).



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Vliv nestability napájecího napětí U_1 :

- můstek - méně citlivý na nestabilitu

Příklad:

- shodné R děliče či můstku,

- $U_1 = 10 \text{ V}$, $\Delta U_1 = 10 \%$, $\Delta R_x / R_x = 1\%$.

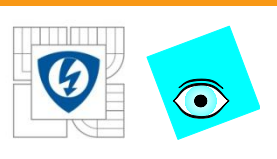
Dělič:

$$\Delta U_2 \cong \frac{1}{2} \Delta U_1 \cong 0,5 \text{ V}$$

Můstek:

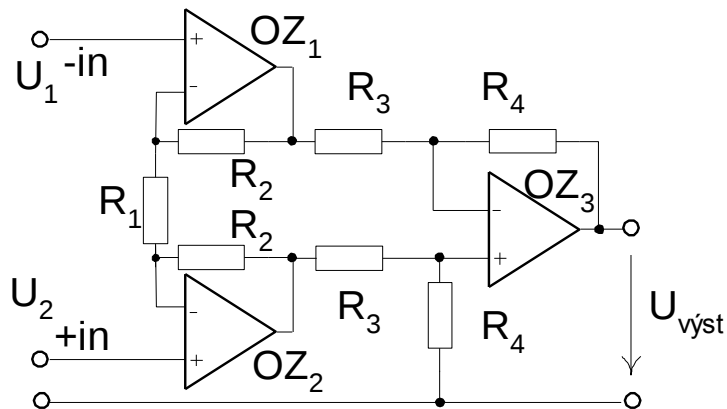
$$\Delta U_2 = \frac{\Delta U_1}{4} \frac{\Delta R_x}{R_x + \Delta R_x / 2} \cong 2,5 \text{ mV}$$

(pro zcela vyvážený můstek - citlivost teoreticky 0)



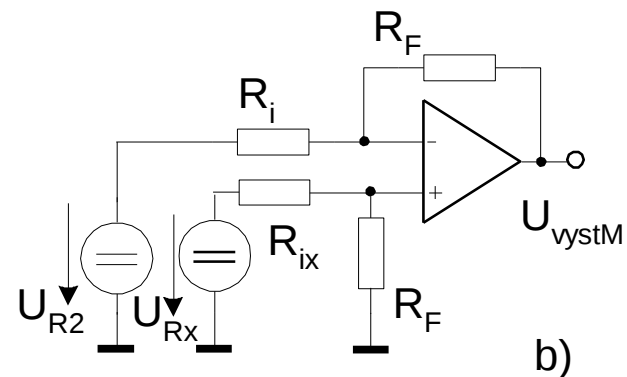
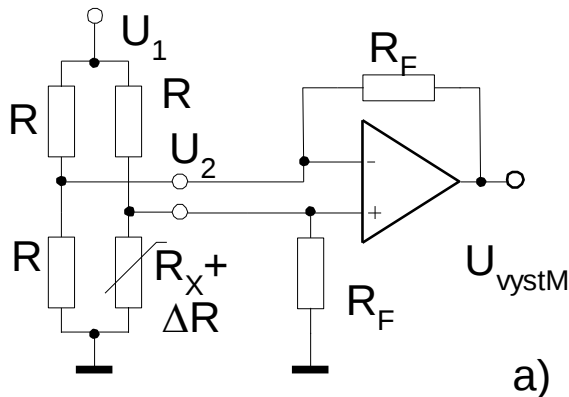
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

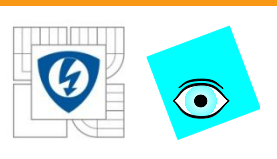
Typy dif. zesilovačů pro můstky:



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

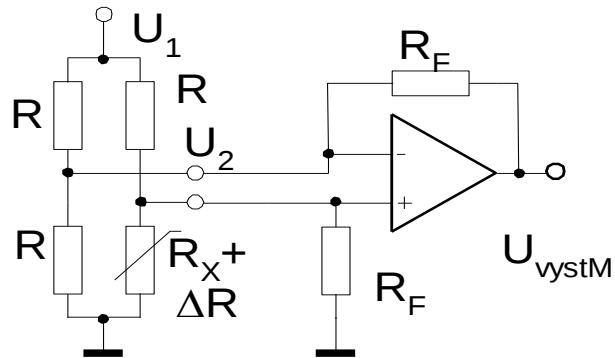
$$U_{vystM} = U_1 \left(\frac{A \Delta R}{R(2 + 1/A) + \Delta R_x} \right) \cong A \frac{U_1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R + \Delta R_x / 2} \right)$$





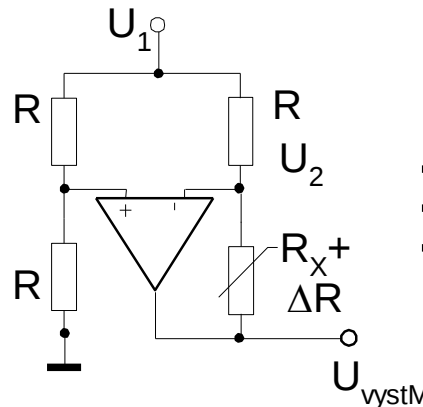
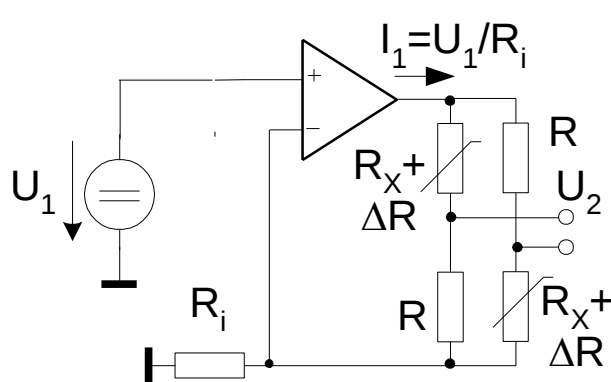
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Problém nesymetrického napájení:

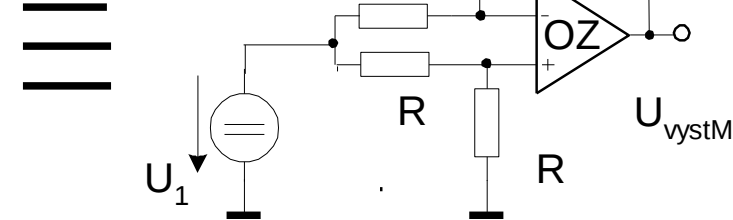


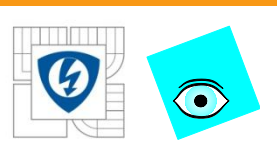
- rozvážit můstek
- symetrické napájení

Možnosti linearizace závislosti $U_2 = f(DR)$:



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





4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

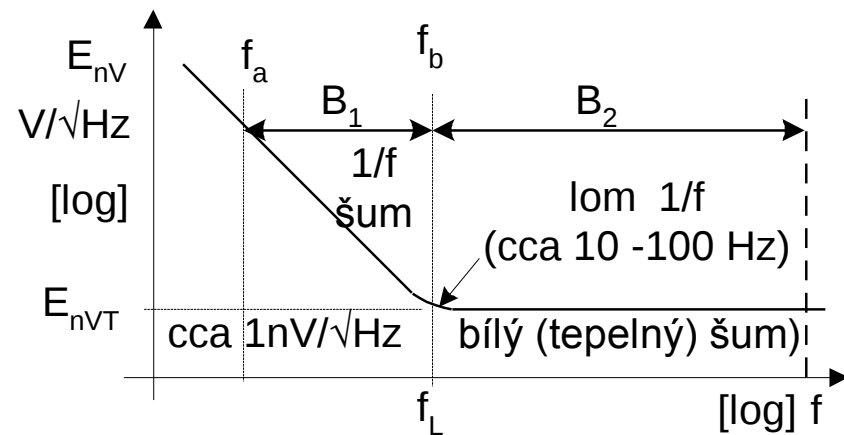
b) Měřicí můstky se střídavým buzením

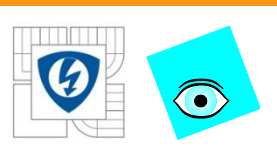
- základní vlastnosti jako s DC buzením

AC buzení - dvě základní výhody:

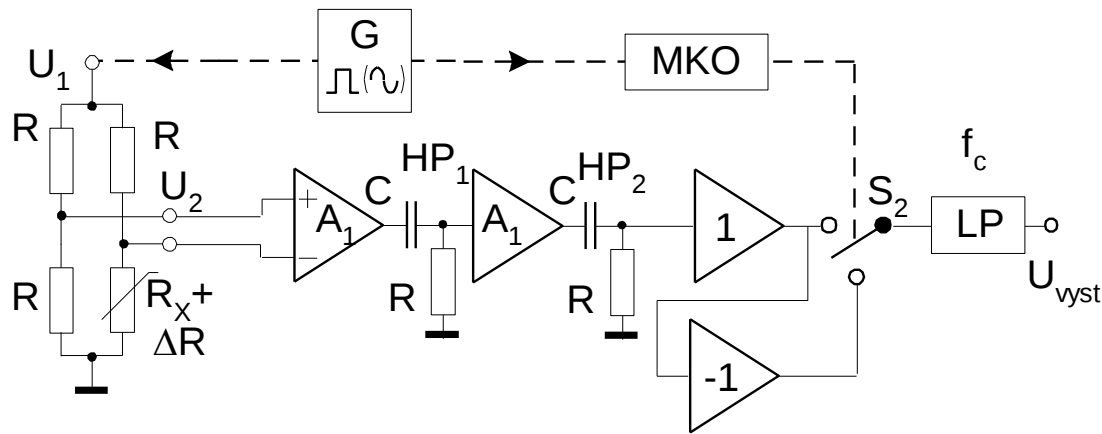
- eliminuje ofset zesilovače $\Rightarrow$ vyšší citlivost
- umožňuje použít i kapacitní či induktivní senzory (komplikace - vyvážení obecně závislé na dvou parametrech)

- vyšší citlivost
offset $\times$ šum

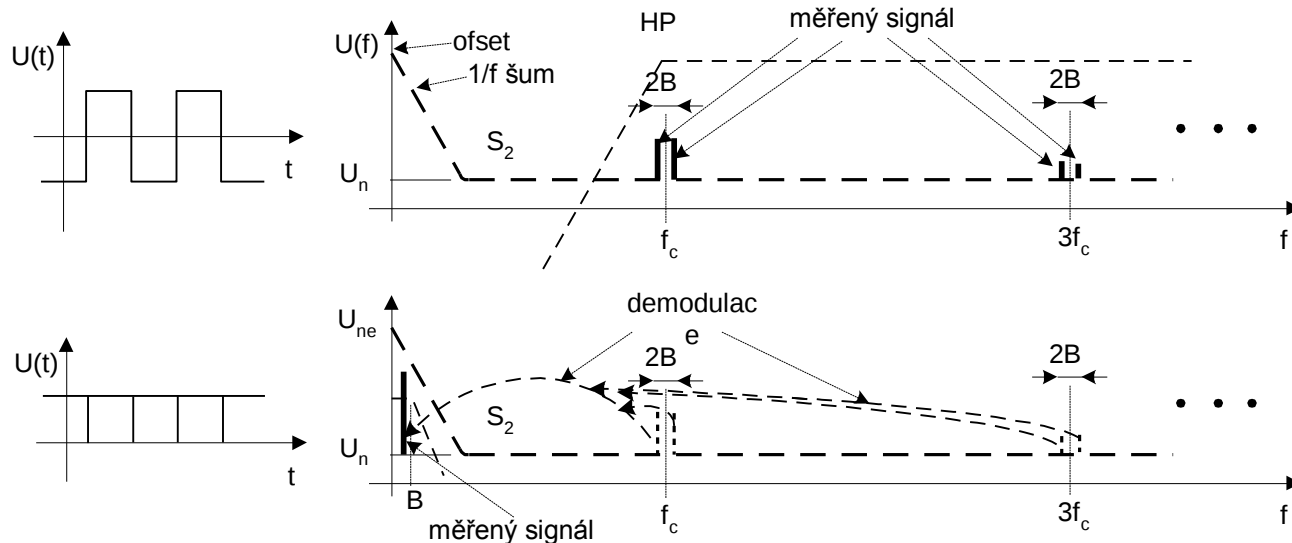


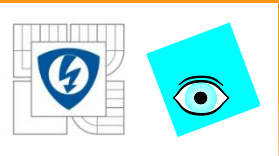


4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu



- analogie s „čoprem“
- není 1. spínač
- rozlišení polarity
- i harmonický signál





4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

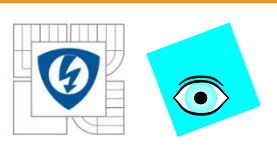
Citlivost AC mostu × DC mostu lze značně zvýšit:

- DC most – $U_0 = 1 \text{ mV}$, pro $U_1 = 10 \text{ V}$:

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

- AC most – $E_{nV} = 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ pro $B=1 \text{ Hz}$, $U_1 = 10 \text{ V}$:

$$\frac{\Delta R}{R} \cong 4 \frac{U_2}{U_1} = 4 \times 10^{-9} = 0,00000004\%$$



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Ale nutno dále uvažovat:

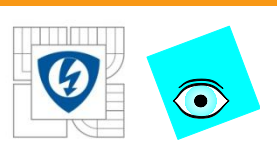
- chyba AC mostu – i *offset* zesilovačů na výstupu
- na vstupu adekvátně podělené A (např. $A=10^4$)

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

$\Rightarrow$ problém volby A – citlivost $\times DR$

Další problém s citlivostí

- rostou adekvátně nároky na základní vyvážení můstku (méně při měření jen střídavé složky)



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

4.4 Střídavá vazba, minimalizace šumu

Vliv vnitřní impedance Z_i zdroje signálu na šum předzesilovače:

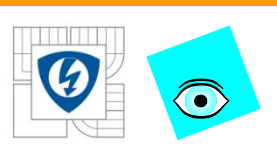
$$E_{ne} \approx \sqrt{(E_{nI} Z_i)^2 + 4kTR_i}$$

tepelný šum - $E_{ne} \approx \sqrt{R}$

proudový šum - $E_{nI-U} \approx |Z|$

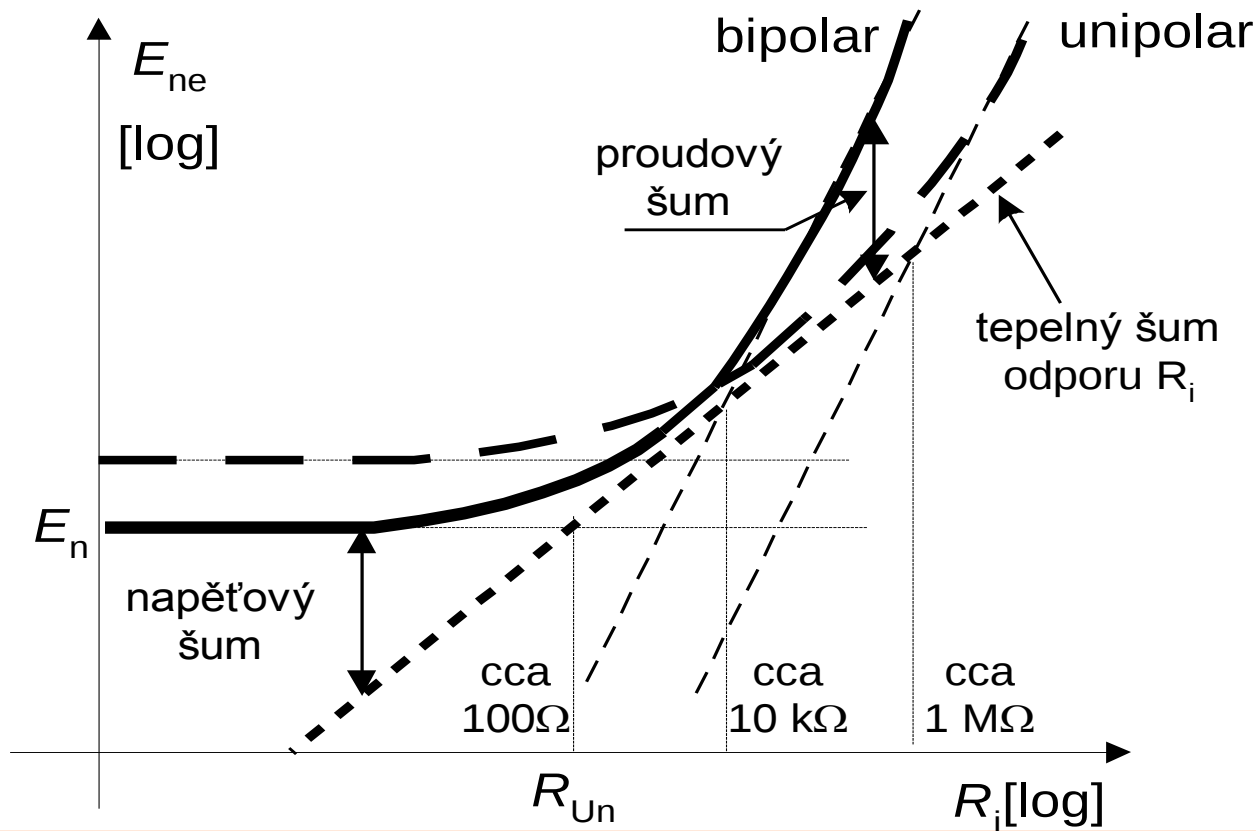
Charakter Z_i :

- odporový
- kapacitní
- induktivní



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Zdroj signálu s rezistivním charakterem vnitřní impedance Z_i



Výsledný šum = Σ

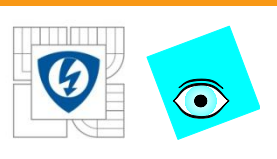
– R_i zdroje

– napěťový šum

– proudový šum

Šumové číslo

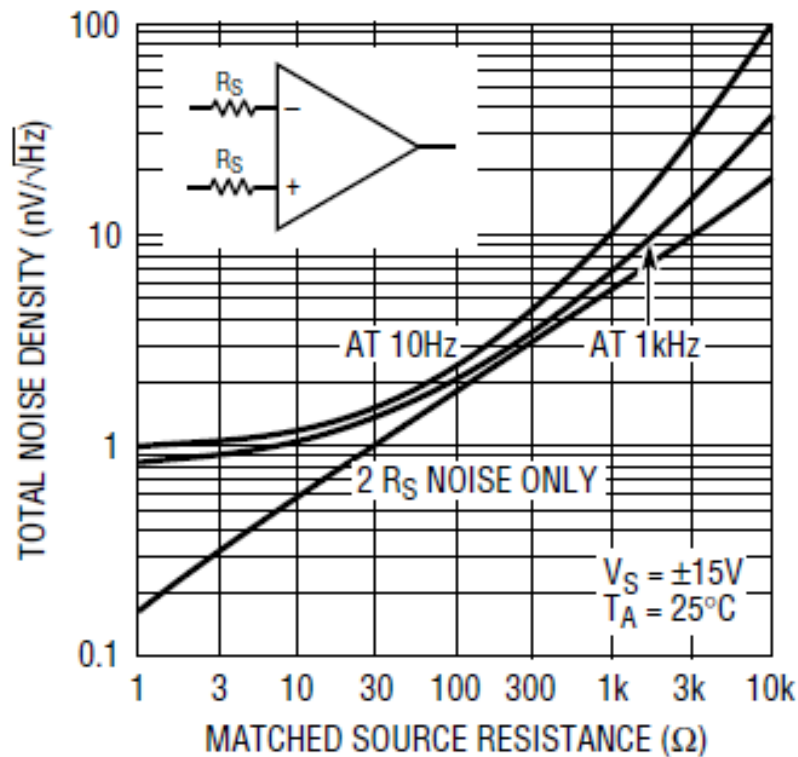
Typy OZ



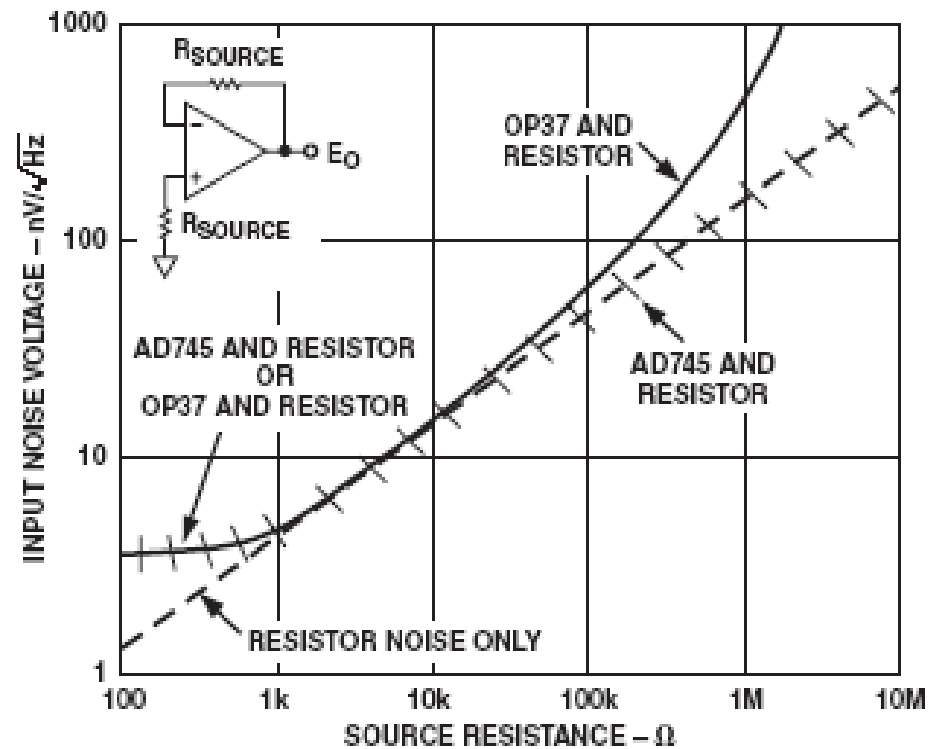
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

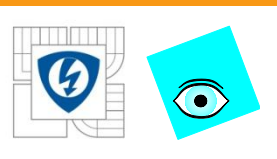
Příklady pro bipolární a unipolární OZ

- bipolární LT 1028



- unipolární AD 745





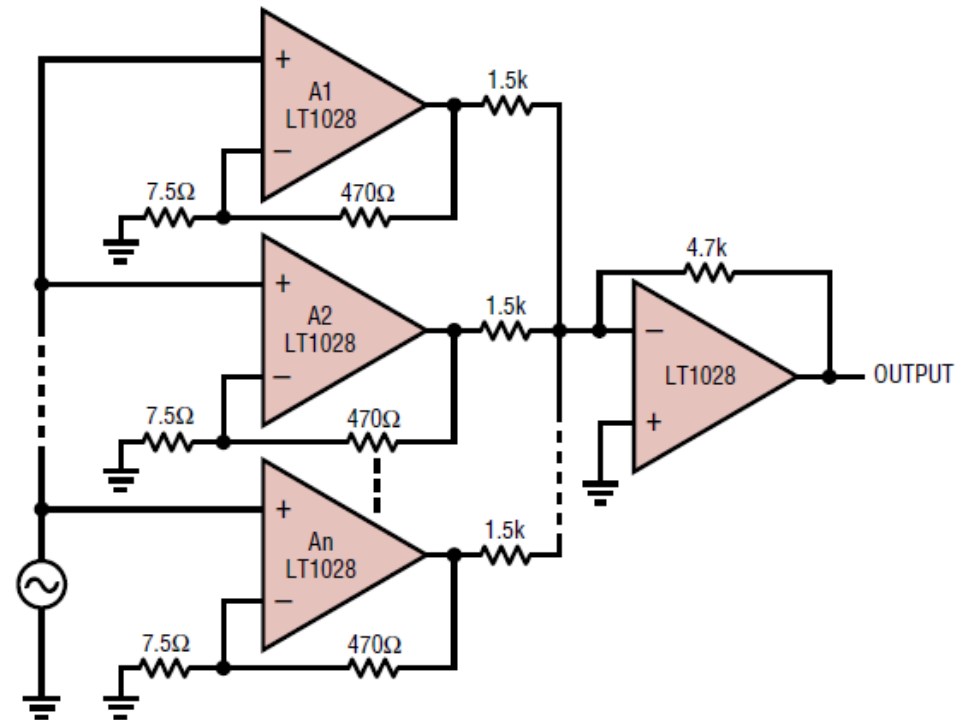
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Možnost snížení E_{nU}

- má smysl pro $R_i < 100 \Omega$
- paralelní spojení OZ
- signál se sčítá přímo
- šum „pod odmocninou“

$$\frac{SNR_k}{SNR_1} = \frac{SNR_1 \frac{k}{\sqrt{k}}}{SNR_1} = \sqrt{k}$$

- zvyšování E_{nI}
 - snižování R_{in}
 - zvyšování C_{in}
- Univerzální,
kapacitní
vazba !



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 = $n \times 200$.

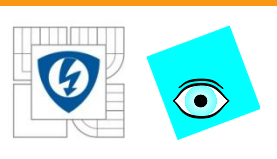
3. OUTPUT NOISE = $\sqrt{n} \times 200 \times 0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

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 = $\frac{2\mu\text{V}}{\sqrt{5}} = 0.9\mu\text{V}$.

1028/1128 TA03

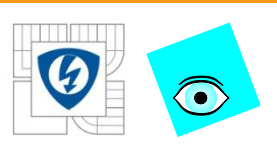


4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Příklad optimalizovaného návrhu:

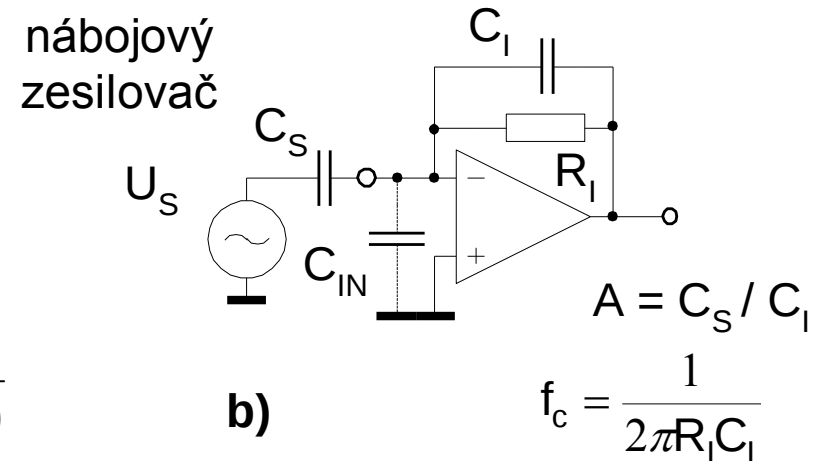
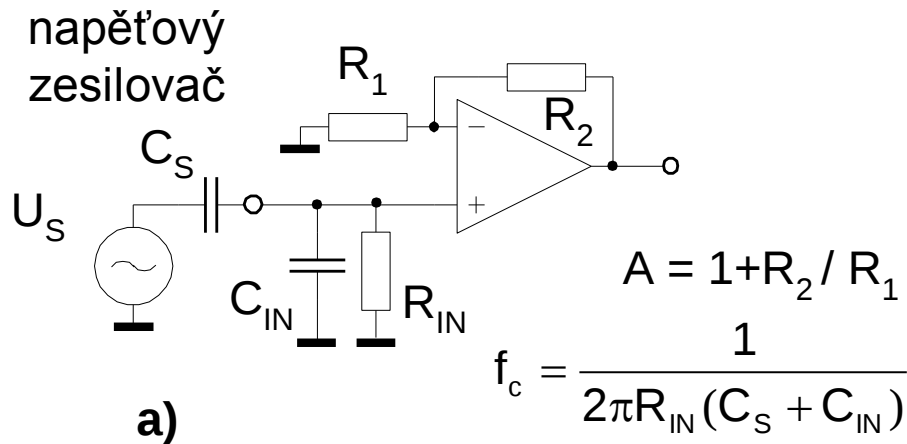
Navrhnout neinvertující zesilovač se zesílením 40 dB a šířkou pásma 100 kHz s minimálním šumem pro zdroj signálu v jedné variantě s $R_i = 10 \Omega$ a v druhé s $R_i = 1 \text{ M}\Omega$. Vypočítat citlivost pro SNR= 20 dB a výsledný dynamický rozsah těchto zesilovačů.

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



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Zdroje signálu s kapacitní vnitřní impedancí Z_i



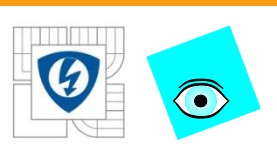
Napěťový zesilovač – $A=f(R_1, R_2)$ ne C_S - více citlivý na kapacitu kabelu

Nábojový zesilovač – $A=f(C_i, C_s)$ - méně citlivý na kapacitu kabelu

Nutnost eliminace ofsetového proudu (R_{IN} , R_I)

Rozdílný mód práce piezosnímače – sériová a paralelní rezonance

Unipolární × bipolární OZ



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Eliminace ofsetového proudu:

- Nebezpečí stejnosměrné saturace zesilovače
- Minimálním I_O CMOS vstupů OZ (cca 10 pA)
 $R_{IN}, R_I \leq 100M\Omega$ až $1G\Omega$.
- Malý ofset - potlačí střídavá vazba v dalším stupni
- R_{IN} s C_S či R_I spolu s C_I - filtr HP

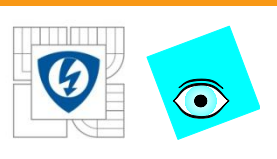
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{IN} (C_S + C_{IN})}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_I C_I}$$

- Zde můžeme uvažovat dva případy:

$$R_I = A R_{IN} \text{ (stejný } f_m) \text{ a } R_I = R_{IN} = R_{\max}$$

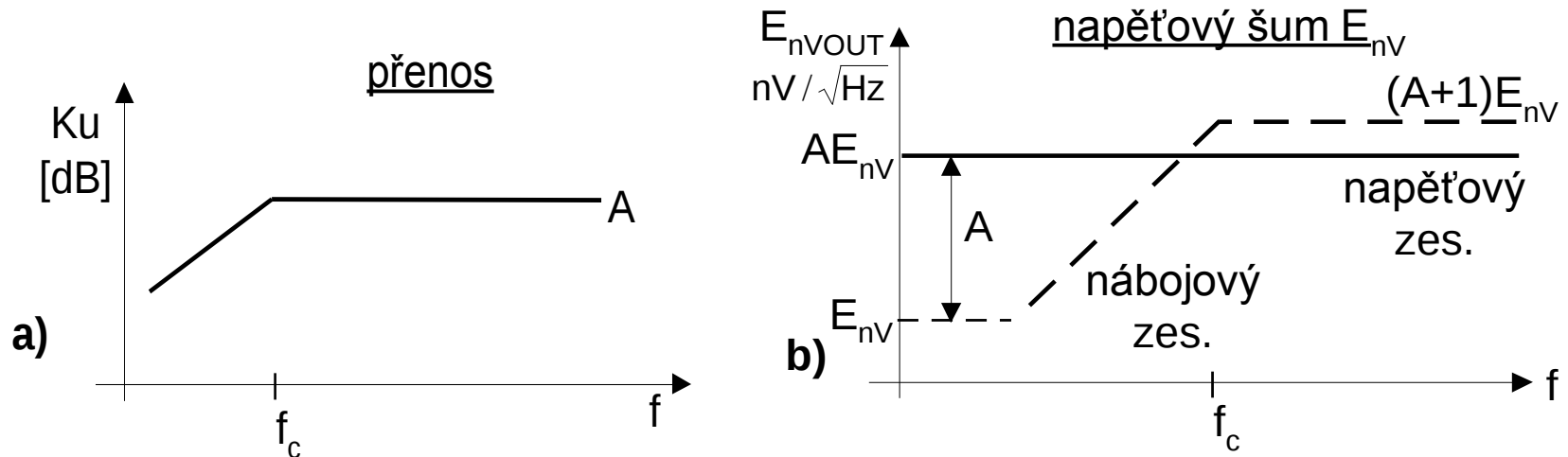
(napěťový zesilovač - f_c A-krát nižší než nábojový!)



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Porovnání šumových vlastností napěťového a nábojového předzesilovače

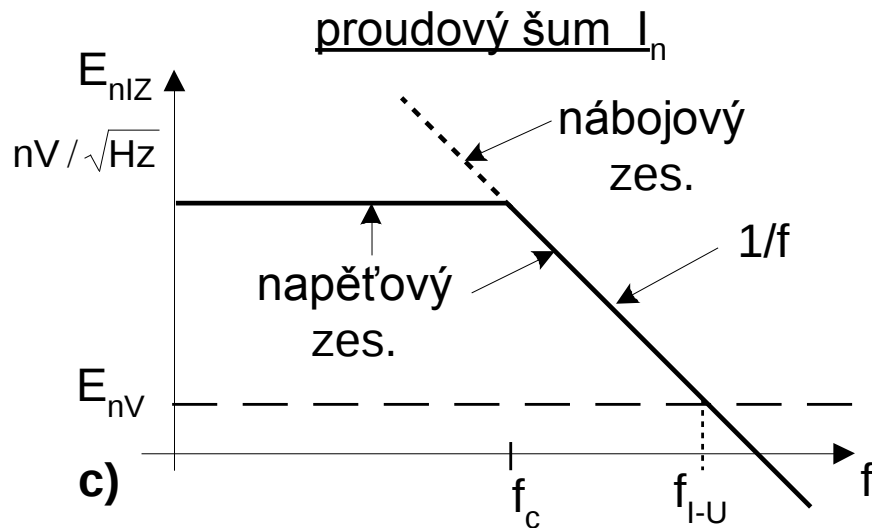
- NSD E_{nV} způsobená napěťovým šumem OZ:



- napěťový zesilovač $A E_{nV}$
- nábojový zesilovač $(A+1)E_{nV}$

4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Vliv proudového šumu OZ:



Napěťový zesilovač:

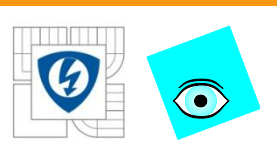
$$E_{nIZ} = E_{nI} / \sqrt{1/R_{IN}^2 + \omega^2 C_S^2}$$

Nábojový zesilovač:

$$E_{nIZ} = E_{nI} / \omega C_S$$

Průsečík s ekvivalentním vstupním napěťovým šumem OZ:

$$f_{I-U} = \frac{E_{nI}}{E_{nV} 2\pi C_S}$$



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Projev tepelného šumu R_{IN} resp. R_I : a) $R_I = A R_{IN}$

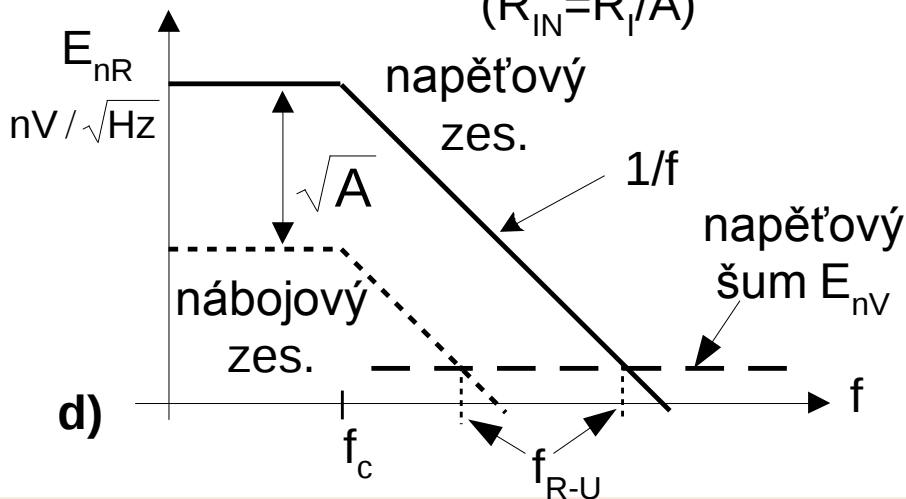
Napěťový zesilovač:

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

Nábojový zesilovač:

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

tepelný šum R
($R_{IN} = R_I / A$)

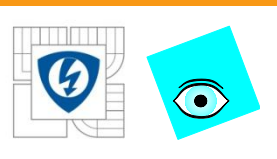


- napěťový:

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

- nábojový:

$$f_{R-U} = \frac{1}{2\pi C_S E_{nV}} \sqrt{\frac{4kT}{R_I}} = \frac{1}{2\pi C_S E_{nV}} \sqrt{\frac{4kT}{A R_{IN}}}$$

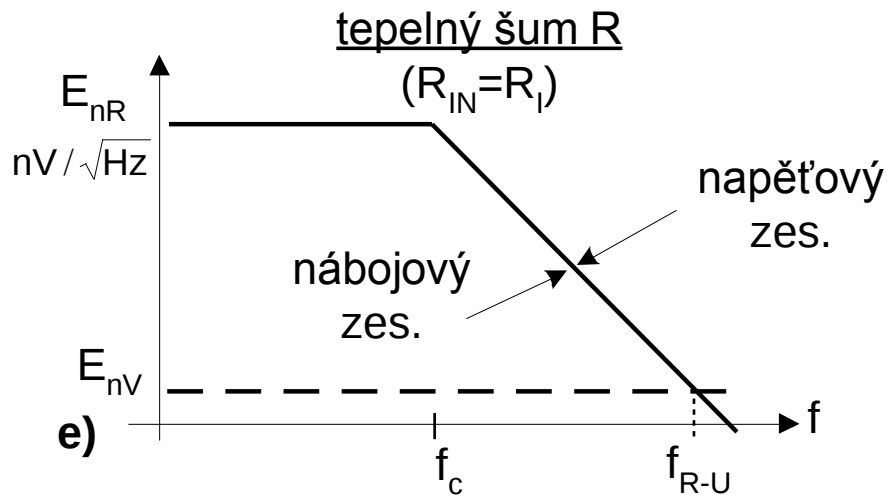


4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Projev tepelného šumu R_{IN} resp. R_I : b) $R_I = R_{IN} = R_{Max}$

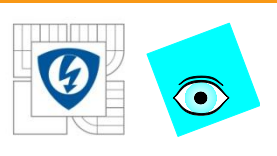
Napěťový i nábojový zesilovač:

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



napěťový i nábojový:

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



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Celková ekvivalentní NSD:

$$E_{n\Sigma} = \sqrt{E_{nR}^2 + E_{nIZ}^2 + E_{nV}^2}$$

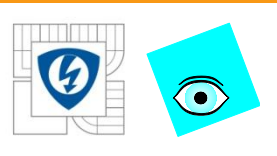
Dvě části - (dělicí kmitočet f_{R-U} nebo f_{I-U})

- pro vyšší kmitočty E_{nV} OZ
- pro nízké kmitočty E_{nR} nebo E_{nIZ}
- proudový šum bude dominovat nad tepelným pro hodnotu

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

Maximálně $E_{nI} = 1 \text{ fA} \sqrt{\text{Hz}}$ - $R_{IN} > 16 \text{ G}\Omega$

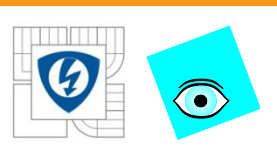
Ovšem běžně $E_{nI} = 10 \text{ fA} \sqrt{\text{Hz}}$ - $R_{IN} > 160 \text{ M}\Omega$



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

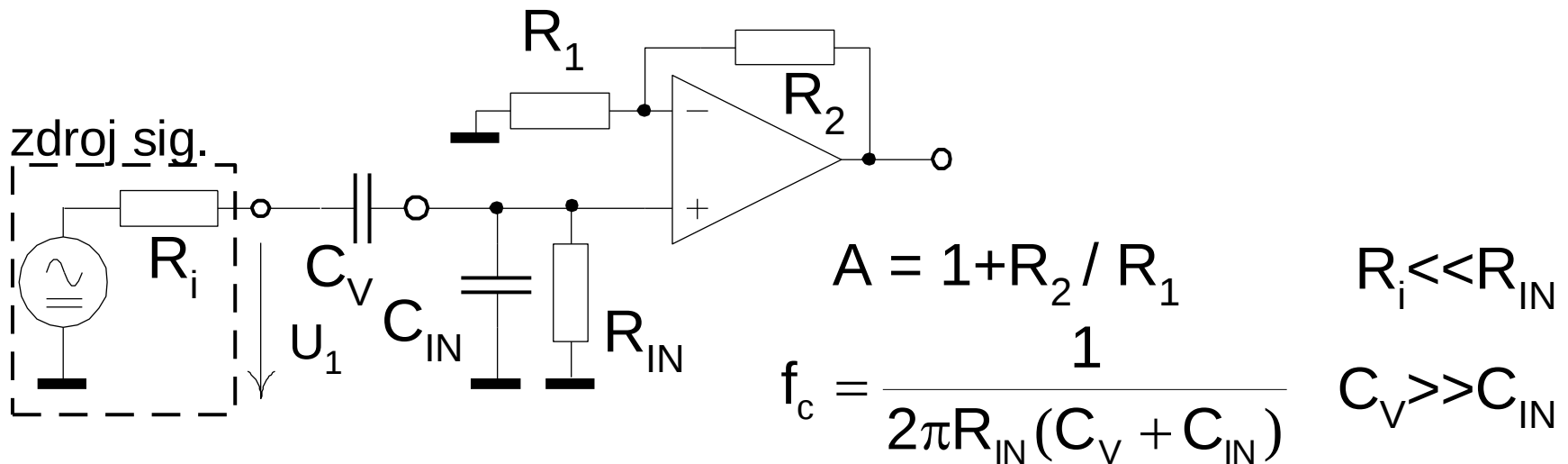
Praktická hlediska návrhu:

- z hlediska šumu oba typy zesilovačů téměř totožné
- napěťový zesilovač - nižší mezní kmitočet f_c ,
- nábojový - méně citlivý na vstupní kapacitu OZ a kapacitu kabelu
- volba OZ - unipolární a malým E_n (např. AD745).
- unip. tranzistory s malým E_n - ale velkou vstupní kapacitou (pro nábojový zesilovač)
- > 100 kHz bipolární OZ
- senzor - velká hodnota C
- extrémní hodnoty R a C - dlouhá doba ustálení
- kompenzace offsetu - minimalizace použitím kompenzačního rezistoru (blokovat kapacitorem)



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Předzesilovače s kapacitní vazbou na zdroj signálu



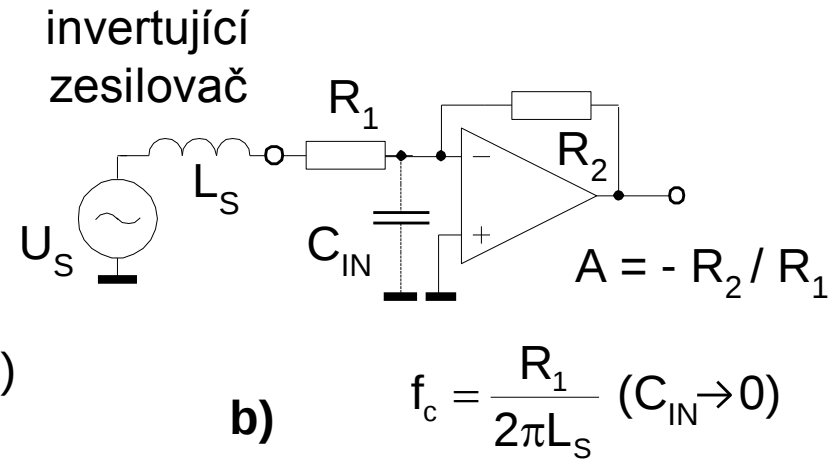
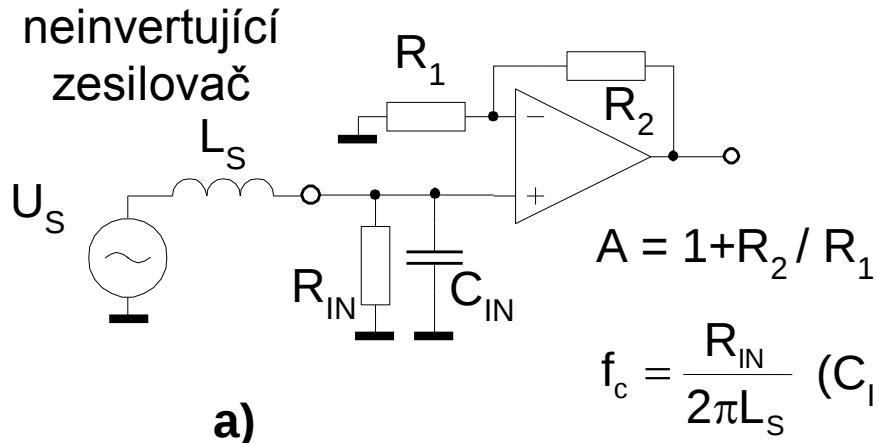
Minimalizace vlivu E_{nR} a E_{nIz}

- volbou maximální hodnoty C_V a R_{IN}

Maximální C_V pro $f_{l-U} = f_c$ (optimální hodnota C_V je dána proudovým a napěťovým šumem OZ)

4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

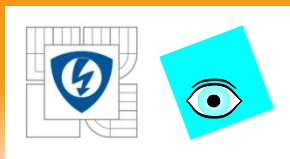
Zdroje signálu s induktivní vnitřní impedancí



Není problém offsetu

Neinvertující – $R_{IN} \rightarrow \infty$, pro malé L_S (+ C_{IN}) 2ř. s velkým Q a R_{IN} musí omezit překmit

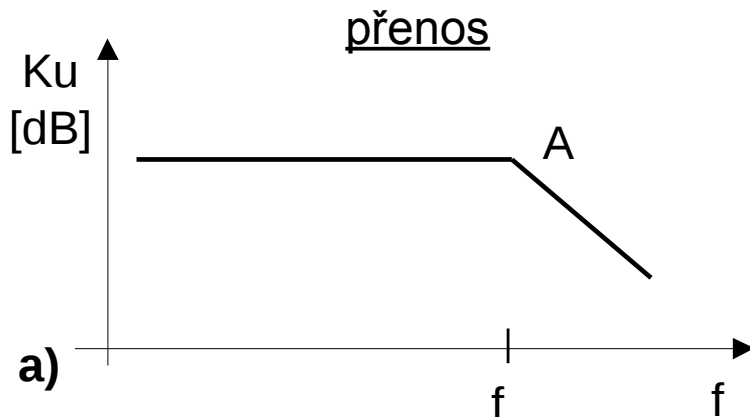
Invertující – R_1 nutný, omezuje f_c , C_{IN} eliminováno



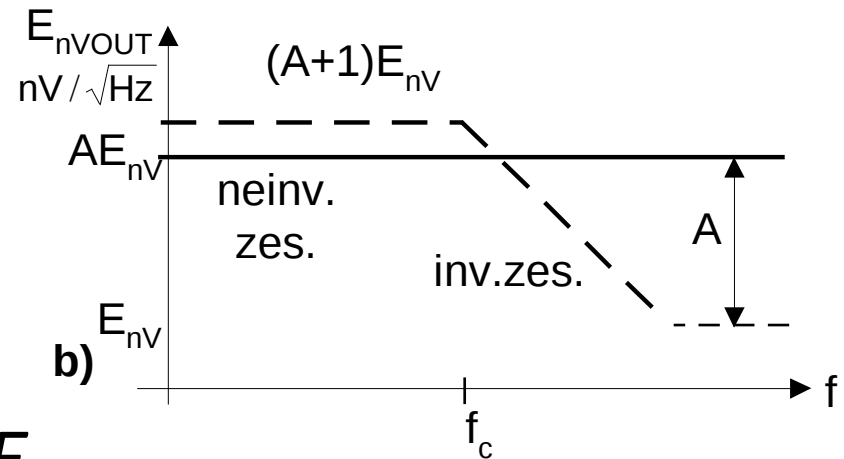
4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Porovnání šumových vlastností neinvertujícího a invertujícího předzesilovače

NSD E_{nV} způsobená napětovým šumem OZ:

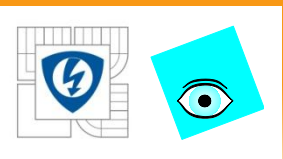


neinvertující zesilovač
invertující zesilovač

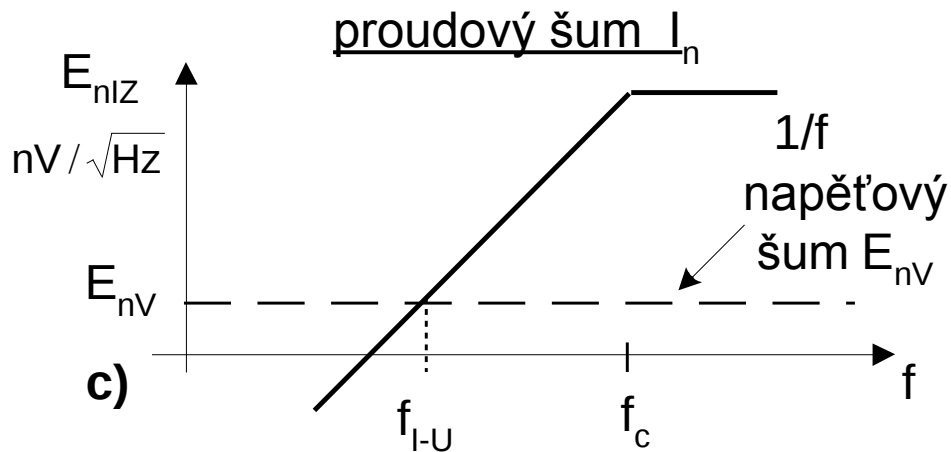


AE_{nV}
 $(A+1)E_{nV}$

4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu



Vliv proudového šumu OZ:



Nenivertující i
invertující zesilovač:

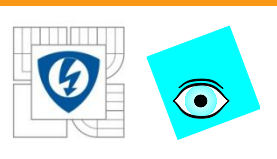
$$E_{nIZ} = E_{nI} \omega L R_{IN} / \sqrt{R_{IN}^2 + \omega^2 L^2}$$

Pro $f < f_c$ resp. $f > f_c$

$$E_{nIZ} = E_{nI} \omega L \quad E_{nIZ} = E_{nI} R_{IN}$$

Průsečík s ekvivalentním vstupním napěťovým šumem OZ:

$$f_{I-U} = \frac{E_{nV}}{E_{nI} 2\pi L}$$

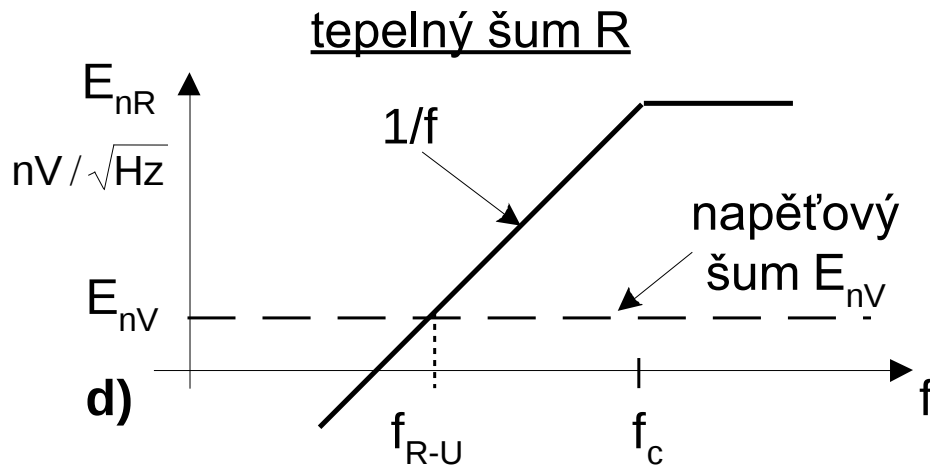


4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Projev tepelného šumu R_{IN} resp. R_1 : $R_1 = R_{IN}$

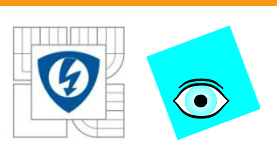
Neinvertující i invertující zesilovač:

$$E_{nR} = \sqrt{\frac{4kTR_{IN}}{(R_{IN} / \omega L)^2 + 1}} \cong \omega L \sqrt{\frac{4kT}{R_{IN}}} \quad \text{pro } f \ll f_c$$



napěťový i nábojový:

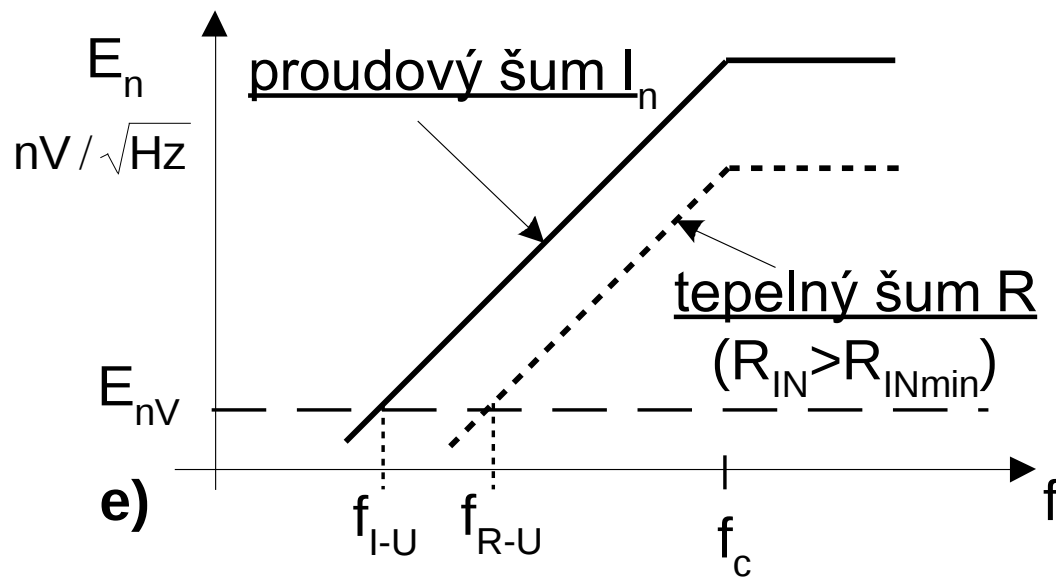
$$f_{R-U} = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{R_{IN} E_{nU}^2}{4kT}}$$



4. Optimalizace vazby předzesilovače na zdroj signálu

Celková ekvivalentní NSD:

$$E_{n\Sigma} = \sqrt{E_{nR}^2 + E_{nIZ}^2 + E_{nV}^2}$$



$$R_{INmin} = \frac{4kT}{E_{nI}^2}$$

Typicky - bipolární OZ $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ - R_{INmin} cca $16 \text{ k}\Omega$.