

# **B2B31ZEO – Operační zesilovač**

ČVUT FEL

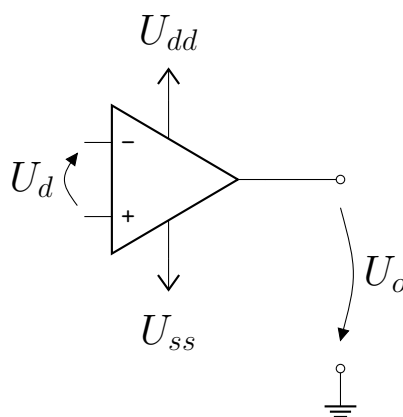
**Pavel Máša**

May 1, 2022

# 1 Operační zesilovače

## 1.1 Ideální operační zesilovač

Operační zesilovač je elektronické zařízení se dvěma vstupními svorkami, jednou výstupní svorkou, a napájecími svorkami. Vstupní svorky jsou označeny  $+$  (neinvertující vstup) a  $-$  (invertující vstup). Pokud mezi vstupní svorky zapojíme zdroj napětí  $U_d$ , na výstupní svorce bude výstupní napětí  $A$  krát větší,  $V_o = AU_d$ . Napětí  $U_d$  nazýváme *diferenční*, protože se jedná o rozdíl potenciálů mezi neinvertující a invertující vstupní svorkou.  $A$  je zesílení zesilovače. Napájení může být symetrické ( $+U$  a  $-U$ ), nebo s jedním zdrojem ( $+U$  a nulové napětí – zem).



Obrázek 1: Symbol operačního zesilovače

Reálný operační zesilovač má vstupní odpor, výstupní odpor, nenulové vstupní proudy i při nulovém vstupním napětí, atd. Nicméně, pokud je vstupní odpor zesilovače podstatně větší, nežli odpory rezistorů, zapojených k OZ, můžeme výpočty podstatně zjednodušit zavedením ideálního operačního zesilovače, čímž se dopustíme pouze velmi malé chyby. V tomto předmětu se budeme zabývat pouze základními zapojeními s ideálním OZ. Tyto zapojení vždy obsahují zápornou zpětnou vazbu. Nicméně, pro analýzu těchto obvodů není znalost teorie zpětné vazby potřeba a v tomto předmětu se jí nebudeme zabývat. Zájemci si mohou přečíst základní informace o zpětné vazbě ve druhé kapitole tohoto materiálu.

*Ideální operační zesilovač* má následující parametry:

- $R_{in} \rightarrow \infty$

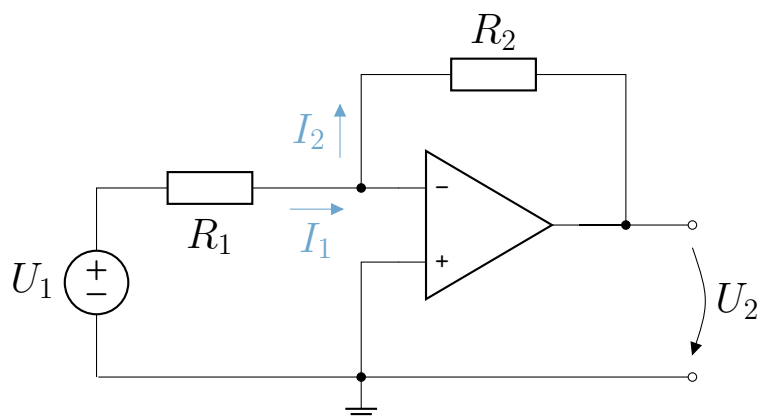
- $R_{out} = 0$
- $A \rightarrow \infty$
- $I_- = 0$
- $I_+ = 0$

Jelikož  $A \rightarrow \infty$ ,  $U_d \rightarrow 0$ , i když výstupní napětí není nulové. Neinvertující (+) a invertující (-) vstup má tak vždy stejné napětí, což je základní úvaha pro analýzu jednotlivých obvodů. Hovoříme též o *virtuálním zkratu* mezi oběma vstupy.

U ideálního operačního zesilovače rovněž ignorujeme napájecí svorky  $U_{dd}$  a  $U_{ss}$ , jelikož ideální operační zesilovač může mít jakkoli velké výstupní napětí, dokonce i nekonečné.

## 1.2 Základní zapojení zesilovačů s ideálním OZ

### 1.2.1 Invertující zesilovač



Obrázek 2: Invertující zesilovač

Protože u ideálního operačního zesilovače je  $U_d = 0$  a neinvertující vstup (+) je připojen k zemi, je i napětí  $U_- = 0$ . Toto nulové napětí nazýváme *virtuální zem*. Ze zdroje napětí  $U_1$  teče proud

$$I_1 = \frac{U_1 - 0}{R_1} \quad (1)$$

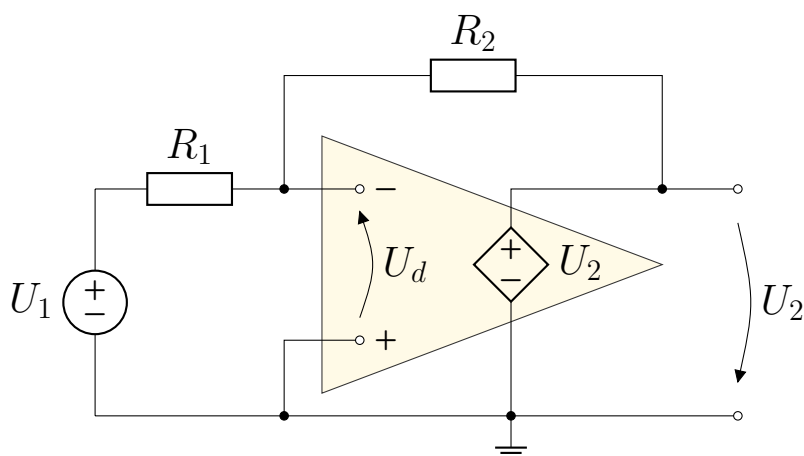
Jelikož je vstupní odpor ideálního operačního zesilovače nekonečně velký, je proud do vstupní svorky zesilovače  $I_- = 0$ , a proud  $I_1$  musí vtékat do rezistoru  $R_2$ , takže:

$$I_2 = \frac{0 - U_2}{R_2} = I_1 \quad (2)$$

Sloučením obou rovnic dostaneme vztah pro výstupní napětí ideálního invertujícího operačního zesilovače:

$$U_2 = -U_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Jiným způsobem, jak odvodit tento vztah je superpozice, s použitím ekvivalentního modelu ideálního OZ, který obsahuje ideální zdroj napětí řízený napětím dle Obrázku 3.



Obrázek 3: Invertující zesilovač – ekvivalentní model ideálního OZ

$$U_- = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

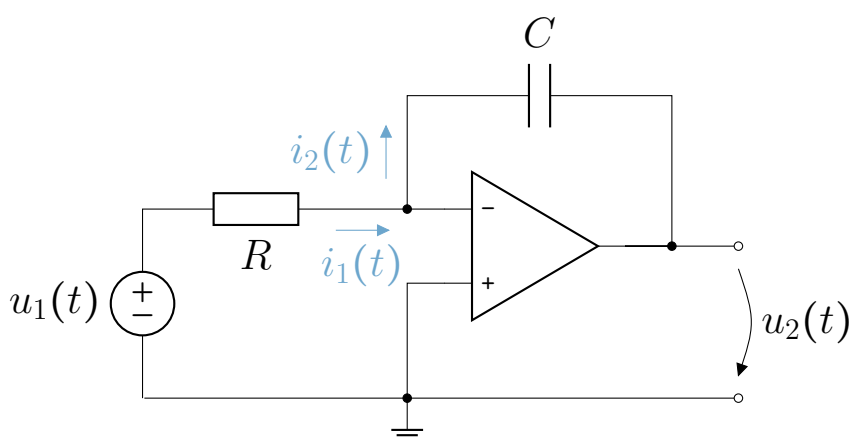
Úpravou rovnice 4 po dosazení podmínky  $U_- = 0$  dostaneme opět rovnici 3.

Vstupní odpor zesilovače je definován podle Ohmova zákona jako  $R_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}}$ . Z rovnice 1 dostaneme:

$$R_{in} = \frac{U_1}{I_1} = R_1 \quad (5)$$

## 1.2.2 Invertující integrátor s OZ

### 1.2.2.1 Ideální invertující integrátor s OZ



Obrázek 4: Ideální invertující integrátor s OZ

Integrátor s OZ je používán např. v integračním AD převodníku. Ve frekvenční oblasti je tento integrátor dolní propustí prvního řádu.

Neinvertující vztup (+) OZ je opět uzemněn, a je tedy  $V_d = 0$ ,  $V_- = 0$ . Pro ideální OZ je  $i_- = 0$ .

- V časové oblasti platí pro proud následující vztahy:

$$i_1(t) = i_2(t) \quad (6a)$$

$$i_1(t) = \frac{u_1(t) - 0}{R} \quad (6b)$$

$$-u_2(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_2(\tau) d\tau \quad (6c)$$

K řešení můžeme použít i metodu uzlových napětí. Máme jednu rovnici pro uzel  $U_-$ , a jelikož  $U_- = 0$ , má rovnice tvar:

$$\frac{0 - u_1(t)}{R} + C \frac{d(0 - u_2(t))}{dt} = 0 \quad (7)$$

Integrací rovnice 7, nebo úpravou rovnic 6b a 6c dostaneme výsledný tvar pro výstupní napětí v časové oblasti:

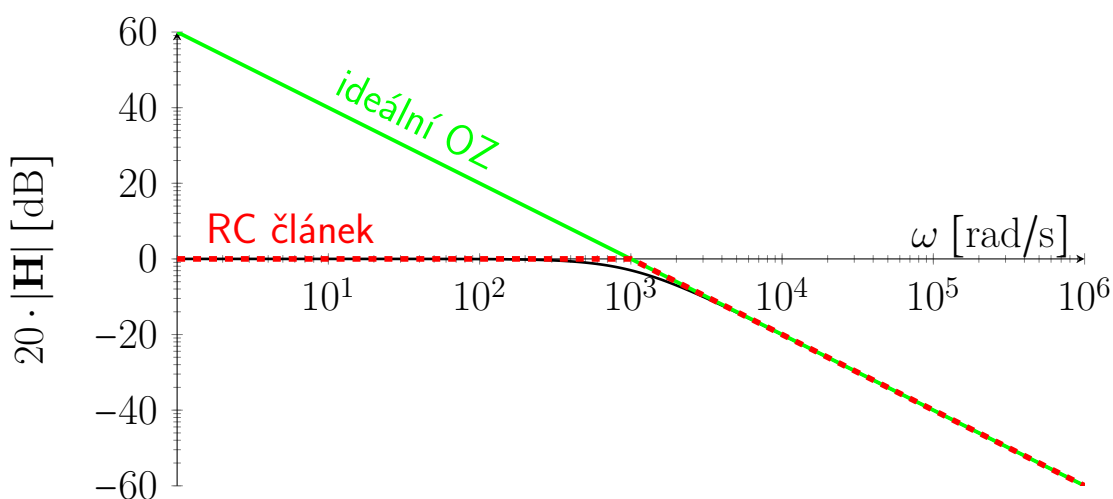
$$u_2(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t u_1(\tau) d\tau \quad (8)$$

- Ve frekvenční oblasti můžeme s využitím metody uzlových napětí psát:

$$\frac{0 - \mathbf{U}_1}{R} + \frac{0 - \mathbf{U}_2}{\frac{1}{j\omega C}} = 0 \quad (9)$$

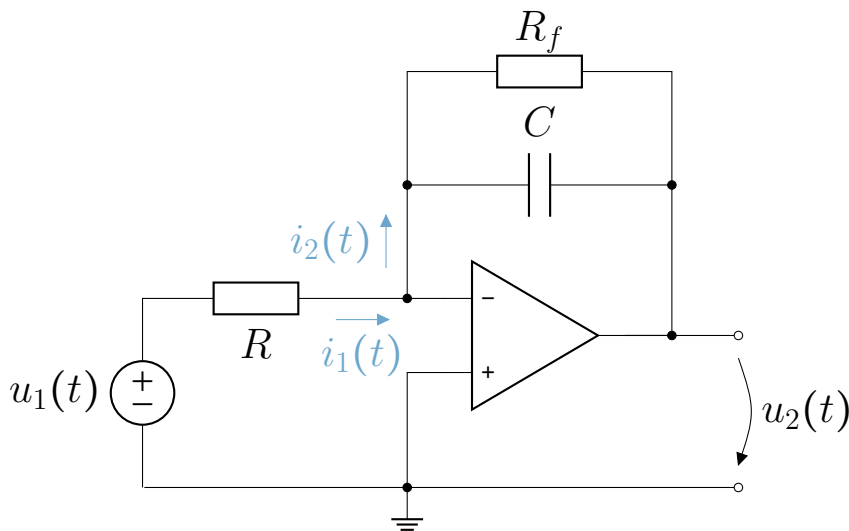
$$\mathbf{U}_2 = \frac{-\mathbf{U}_1}{j\omega RC} \quad (10)$$

Pozornému čtenáři jistě neušlo, že ideální integrátor s OZ je modifikací invertujícího zesilovače 1.2.1 a vztah 10 bychom mohli dostat přímo ze vztahu 3 substitucí  $\frac{1}{j\omega C} \rightarrow R_2$ . Podobně v operátorové frekvenční oblasti bychom dostali  $U_2(s) = \frac{-U_1(s)}{sRC}$ .



Obrázek 5: Porovnání amplitudové Bodeho frekvenční charakteristiky ideálního integrátoru s OZ (zelený) a RC integrátoru (červený)

### 1.2.2.2 Ztrátový invertující integrátor s OZ



Obrázek 6: Ztrátový invertující integrátor s OZ

Namísto ideálního integrátoru 1.2.2.1 je často používán ztrátový invertující integrátor na obrázku 6. Zde proto udělám výjimku a zmíním i tento obvod, navržený s ohledem na reálné vlastnosti OZ. U reálného OZ bývá obvykle  $I_- \neq 0$  a mezi neinvertujícím a invertujícím vstupem bývá nenulové offsetové napětí. Pokud je ale např.  $I_- \neq 0$ , pak do kapacitoru teče malý stejnosměrný proud i v případě, kdy na vstup zesilovače nepřipojíme žádný zdroj napětí  $u_1$ . Kapacitor by tento proud integroval, a napětí  $u_2$  by lineárně narůstalo. U jinak ideálního OZ teoreticky do nekonečna, v reálném obvodu do tzv. *saturace*, tedy napětí o něco menší, jak napájecí napětí zesilovače. Rezistor  $R_f$  vytváří cestu, kterou může tento stejnosměrný proud protékat, takže na výstupu se objeví pouze malé chybové napětí  $R_f I_-$ .

V časové oblasti<sup>1</sup> již samozřejmě není stejnosměrné napětí integrováno lineárně po přímce, jako u ideálního integrátoru. Jedná se o přechodný děj prvního řádu s časovou konstantou  $\tau = R_f C$  a časovým průběhem

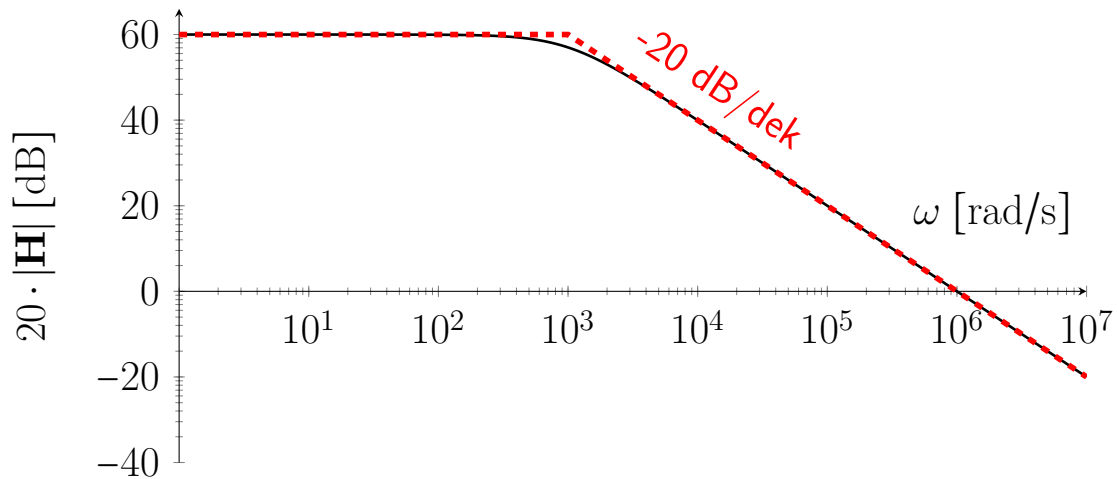
$$u_2(t) = U_1 \cdot \frac{-R_f}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (11)$$

Ve frekvenční oblasti je přenos ztrátového integrátoru

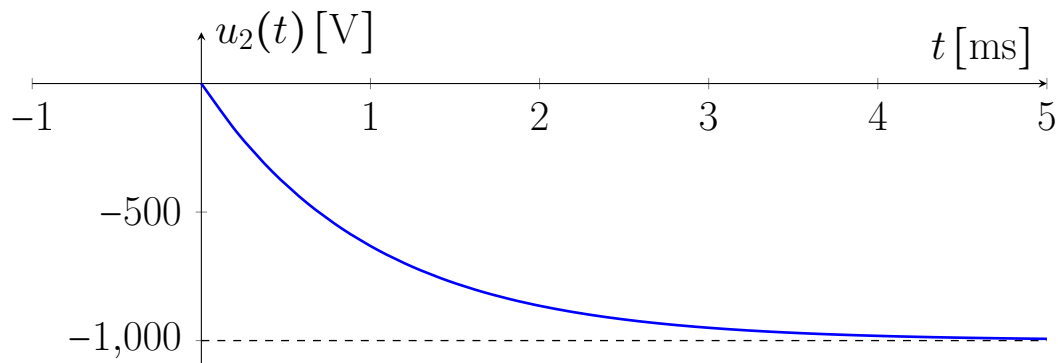
<sup>1</sup>V matematice jste bohužel dosud neprobírali Laplaceovu transformaci. Pro obecný časový průběh vstupního napětí je nejvhodnějším popisem operátorový přenos  $H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1+sR_fC}$

$$\mathbf{H} = -\frac{R_f}{R} \frac{1}{1 + j\omega R_f C} \quad (12)$$

Na obrázku 7 je modulová charakteristika ztrátového integrátoru s OZ s hodnotami součástek  $R = 1\text{ k}\Omega$ ,  $C = 1\text{ nF}$  a  $R_f = 1\text{ M}\Omega$  a na obrázku 8 je výstupní napětí ztrátového integrátoru s OZ po připojení stejnosměrného napětí  $U_1 = 1\text{ V}$  v čase  $t = 0$ .



Obrázek 7: Modulová charakteristika ztrátového integrátoru s OZ

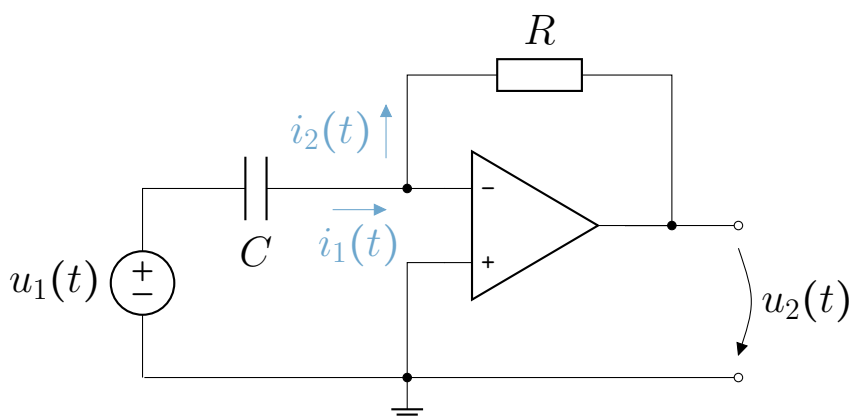


Obrázek 8: Časový průběh výstupního napětí ztrátového integrátoru s OZ po připojení stejnosměrného napětí  $U_1 = 1\text{ V}$  v čase  $t = 0$

Ztrátový integrátor se chová jako integrátor pouze pro  $\omega \gg \frac{1}{\tau}$ , resp. pro periodické průběhy, pokud  $T \ll \tau$



## 1.2.3 Invertující derivátor s OZ



Obrázek 9: Invertující derivátor s OZ

Okamžitá hodnota amplitudy výstupního napětí derivátoru je úměrná rychlosti změny vstupního napětí. Má mnohem menší výstupní impedanci, nežli derivační RC článek a ideální derivátor nemá zlomový kmitočet frekvenční charakteristiky (a teoreticky pracuje v neomezeném rozsahu frekvencí). Nicméně, reálný obvod frekvenční omezení má. Na rozdíl od integrátoru, pro stejnosměrné vstupní napětí je výstupní napětí nulové. Může být použit např. pro detekci hran obdélníkových průběhů.

V časové oblasti<sup>2</sup>,

$$i_1(t) = i_2(t) \quad (13a)$$

$$i_1(t) = C \frac{du_1(t)}{dt} \quad (13b)$$

$$i_2(t) = \frac{0 - u_2(t)}{R} \quad (13c)$$

$$u_2(t) = -RC \frac{du_1(t)}{dt} \quad (14)$$

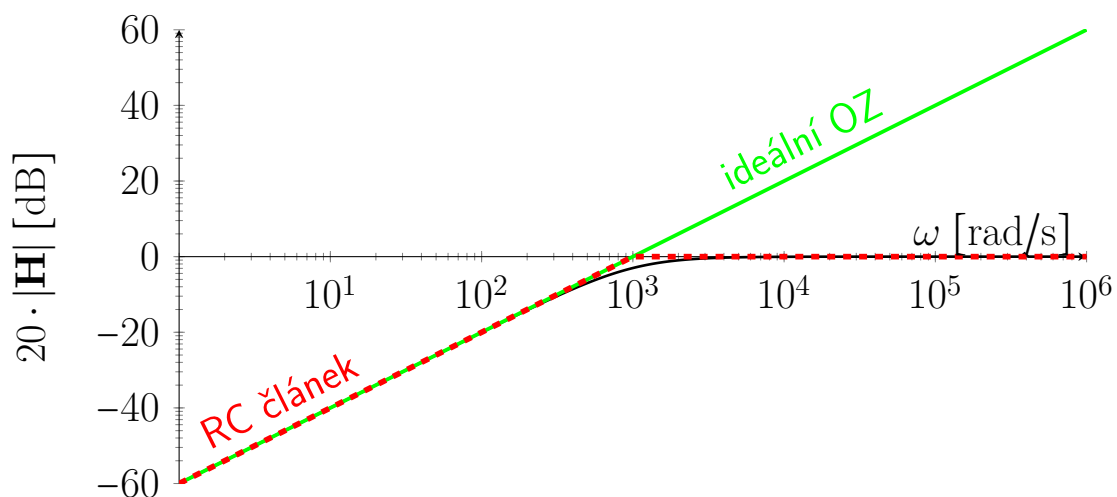
Ve frekvenční oblasti,

$$\frac{0 - \mathbf{U}_1}{\frac{1}{j\omega C}} + \frac{0 - \mathbf{U}_2}{R} = 0 \quad (15)$$

<sup>2</sup>Pro obecný časový průběh můžeme najít napětí  $u_2$  s využitím operátorového přenosu  $H(s) = -sRC$

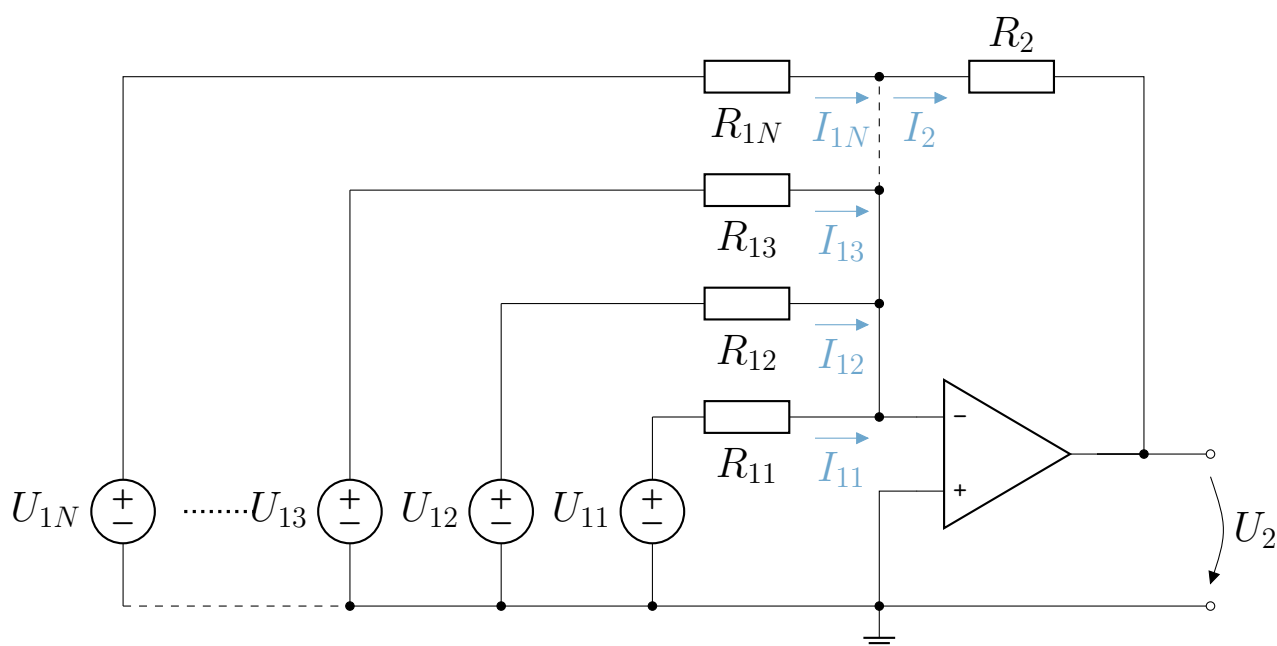
$$U_2 = -U_1 j\omega RC \quad (16)$$

Ve frekvenční oblasti můžeme samozřejmě nejrychleji vztah 18 odvodit substitucí  $\frac{1}{j\omega C} \rightarrow R_1$  do vztahu 3.



Obrázek 10: Srovnání Bodeho amplitudové frekvenční charakteristiky ideálního derivátoru (zelená) a RC článu (červená)

## 1.2.4 Sumátor signálů s OZ



Obrázek 11: Sumátor

Výstupním napětím sumátoru je váhovaný součet vstupních napětí  $U_1 \dots U_N$ . Příkladem použití je D/A převodník, který převádí binární čísla na napětí.

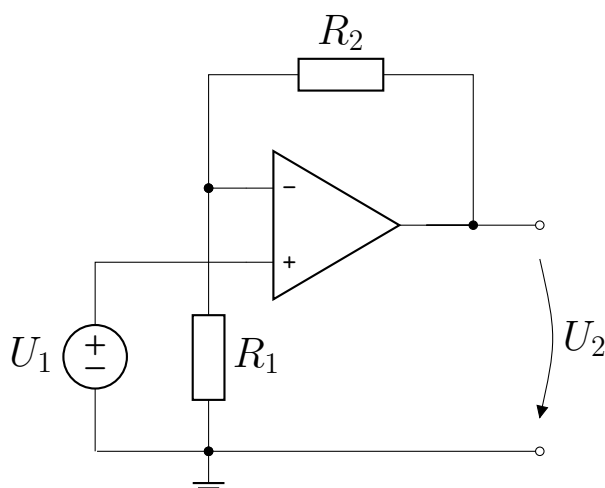
Sumátor je zobecněním invertujícího zesilovače 1.2.1, jedná se o superpozici několika zdrojů signálu. Opět  $U_- = 0$  (virtuální zem, virtuální zkrat), takže proudy z jednotlivých zdrojů jsou  $I_{11} = \frac{U_{11}}{R_{11}}$ ,  $I_{12} = \frac{U_{12}}{R_{12}}$ ,  $\dots$   $I_{1N} = \frac{U_{1N}}{R_{1N}}$ .  $I_2 = \frac{-U_2}{R_2}$ . Pro invertující vstup platí 1. Kirchhoffův zákon:

$$-I_{11} - I_{12} - \dots - I_{1N} + I_2 = 0 \quad (17)$$

Z této rovnice úpravou dostaneme:

$$U_2 = -R_2 \left( \frac{U_{11}}{R_{11}} + \frac{U_{12}}{R_{12}} + \dots + \frac{U_{1N}}{R_{1N}} \right) \quad (18)$$

## 1.2.5 Neinvertující zesilovač s OZ



Obrázek 12: Neinvertující zesilovač

Vstupní odpor ideálního neinvertujícího zesilovače s OZ  $R_{in} \rightarrow \infty$ , takže tento zesilovač může zesilovat signály velmi měkkých zdrojů (zdrojů s velmi velkým vnitřním odporem), včetně biologických signálů (EKG, ...).

Napětí na invertujícím vstupu je

$$U_- = U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (19)$$

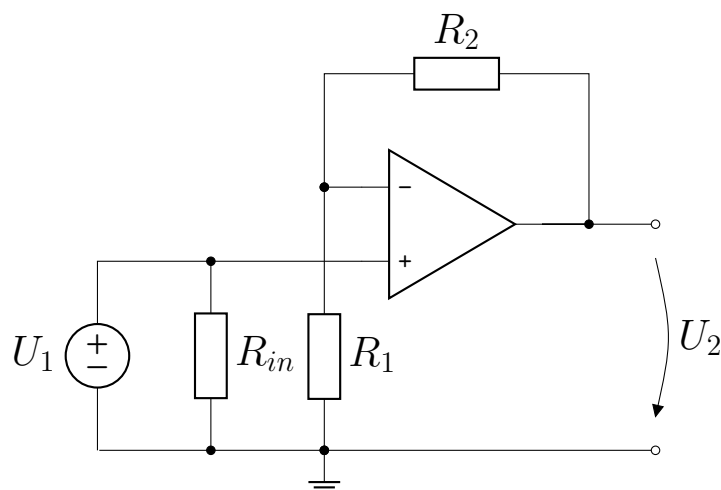
Jelikož  $U_d = 0$ ,  $U_- = U_+ = U_1$  (virtuální zkrat). Úpravou rovnice 19 dostaneme

$$U_2 = U_1 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (20)$$

Výstupní napětí je pro konečné hodnoty odporů vždy větší, nežli vstupní napětí. Rezistory  $R_1$  a  $R_2$  mohou mít teoreticky jakoukoli velikost s ohledem na požadované zesílení. Např., pokud je požadované zesílení 10, tak podle rovnice 21 můžeme zvolit  $R_2 = 9 \Omega$  a vypočítat  $R_1 = 1 \Omega$ . Matematicky je taková volba naprosto vpořádku. Nicméně, u reálných obvodů musíme vzít při návrhu do úvahy i jiné faktory. Uvažujme např. výstupní napětí  $U_2 = 10 \text{ V}$ . V takovém případě by rezistory  $R_1$  a  $R_2$  tekl proud  $I = 1 \text{ A}$  a na rezistorech by by

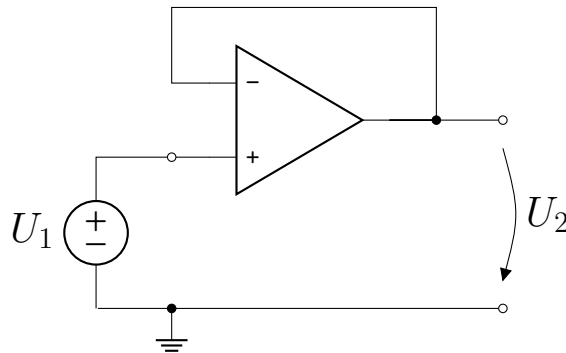
byl ztrátový výkon celkem  $P = 10 \text{ W}$ . To je spousta zbytečně rozptýleného tepla. To vyžaduje velké rezistory a účinné chlazení. Takže taková volba rozhodně není dobrý nápad. Pro omezení ztrátového výkonu by měla být velikost odporů o několik řádů větší, alespoň  $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$  a  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  nebo lépe  $R_2 = 90 \text{ k}\Omega$  a  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ . Zhora je velikost odporů omezena především reálnými vlastnostmi zesilovače (vstupní odpor) a samotného PCB.

Nekonečný vstupní odpor ale není vždy výhodou. Pokud ke vstupu nepřipojíme žádný zdroj napětí, pak bude vstup *plavat*. Nebude žádnou vodivou cestou spojen s definovaným napětím. Nicméně, vodiče v reálném světě mají nenulovou kapacitu, která se může přes kapacitní vazbu nabít na libovolné napětí. Na výstupu se tak může zdánlivě náhodně objevit jakékoli napětí. Z toho důvodu často přidáváme mezi neinvertující vstup OZ a zem rezistor  $R_{in}$ , který současně definuje konečný vstupní odpor zesilovače. Tento rezistor tedy definuje nulový potenciál při nezapojeném zdroji vstupního signálu.



Obrázek 13: Neinvertující zesilovač s OZ – vstupní odpor

## 1.2.6 Napěťový sledovač



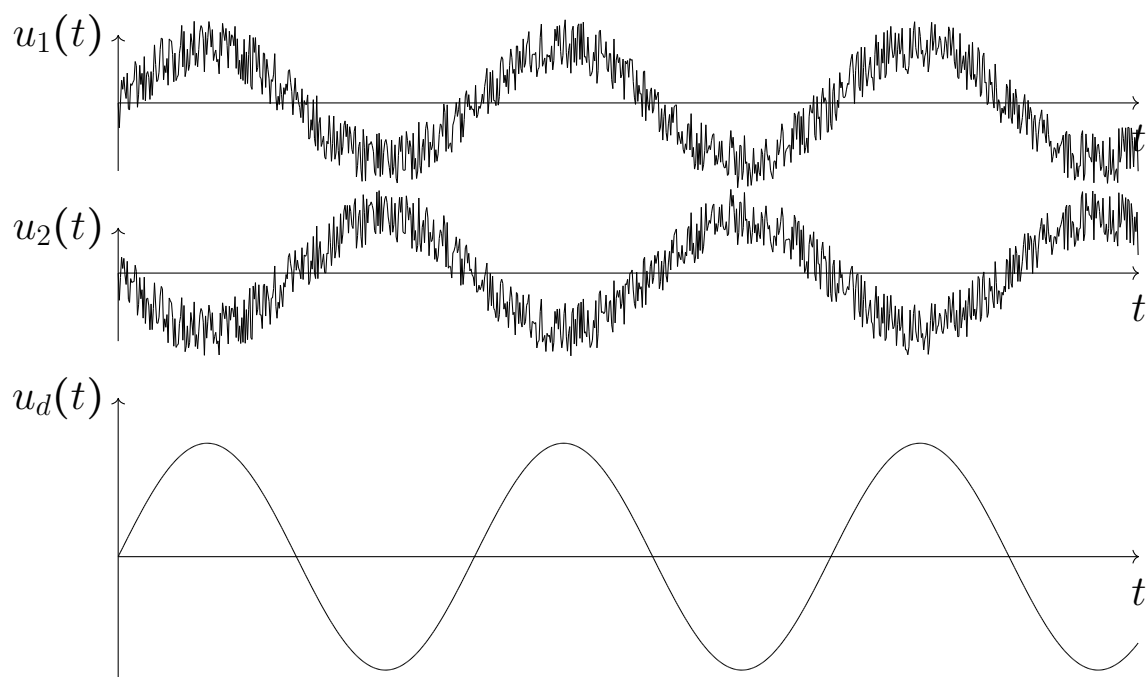
Obrázek 14: Ideální napěťový sledovač s OZ

Napěťový sledovač je neinvertující zesilovač s jednotkovým zesílením. Má velký vstupní odpor (ideální  $R_{in} \rightarrow \infty$ ) a nízký (ideální nulový) výstupní odpor. V případě, kdy nepotřebujeme zvýšit velikost napětí ho můžeme zapojit mezi zdroj signálu s velkým vnitřním odporem a zátěž s malým odporem, aniž by došlo k poklesu napětí. Z obvodu 12 a rovnice 21 můžeme odvodit:

$$U_2 = \lim_{R_1 \rightarrow \infty} U_1 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = U_1 \quad (21)$$

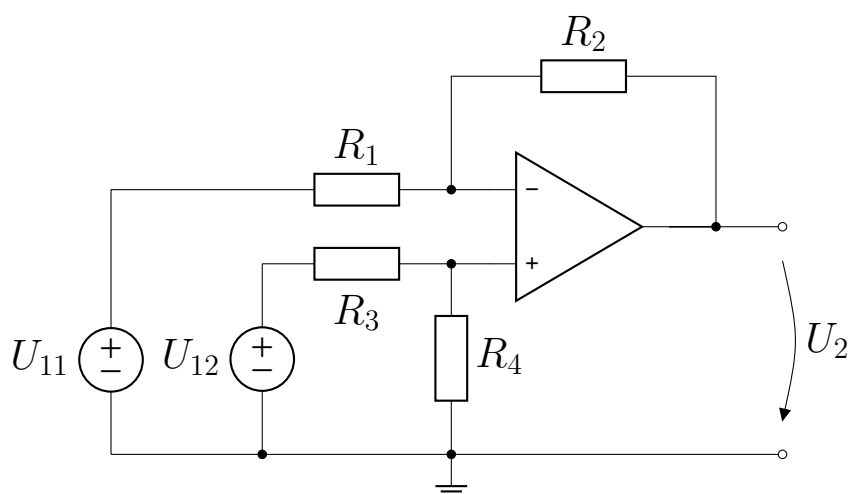
## 1.2.7 Rozdílový (diferenční) zesilovač

Všechny dosud probírané zesilovače zpracovávaly signál jako napětí vůči společné (zemní) svorce. V reálných podmínkách je ale do signálového vodiče indukováno rušivé napětí  $u_n(t)$ , a toto rušivé napětí je zesíleno společně s užitečným signálem. Proto se často používá symetrické vedení signálu (profesionální audio, počítačové sběrnice...). Užitečný signál je veden dvěma vodiči s opačnou polaritou. Do obou signálů je opět indukováno rušivé napětí, ale toto napětí je stejné, takže po zesílení jejich rozdílu  $u_d(t) = u_1(t) - u_2(t)$  se rušivé napětí v obou signálech vzájemně odečte.



Obrázek 15: Zarušený symetrický signál a výsledný diferenční signál

Velmi důležitý je diferenční zesilovač pro zesílení biomedicínských signálů, jako je EKG, např. u Wilsonových svodů. Zde jsou pro jednotlivé vektory napětí zesilovány rozdíly signálů mezi svorkami na pažích a levé noze a dále pro výstupní signály z Wilsonovy sítě.



Obrázek 16: Ideální diferenční zesilovač

Na obrázku 16 je ideální diferenční zesilovač. Tento zesilovač má dvě vstupní svorky. Nejdříve budeme studovat případ, kdy ke vstupním svorkám připojíme zdroje napětí  $U_{11}$  a  $U_{12}$ .

Napětí na neinvertující svorce vypočítáme pomocí děliče napětí:

$$U_+ = U_{12} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (22)$$

Jelikož diferenční napětí mezi vstupními svorkami OZ  $U_d = 0$ ,  $U_- = U_+$  a pak pro napětí na invertující svorce OZ platí rovnice

$$\frac{U_+ - U_{11}}{R_1} + \frac{U_+ - U_2}{R_2} = 0 \quad (23)$$

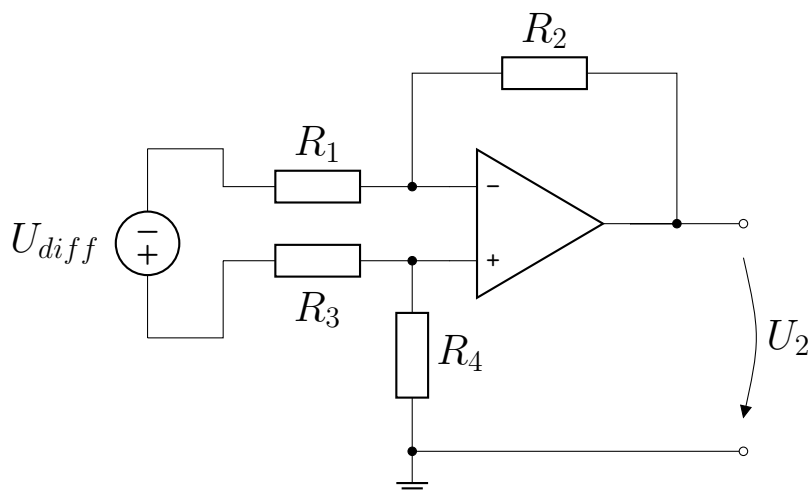
Po dosazení rovnice 22 do rovnice 23 dostaneme po úpravě:

$$U_2 = U_{12} \frac{R_4(R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)R_1} - U_{11} \frac{R_2}{R_1} \quad (24)$$

Pokud položíme  $R_1 = R_3$  a  $R_2 = R_4$ , zjednoduší se rovnice do tvaru

$$U_2 = (U_{12} - U_{11}) \frac{R_2}{R_1} \quad (25)$$

Na obrázku 16 je zesilovač buzen ze dvou zdrojů napětí, zapojených proti zemi. Nicméně, rozdíl potenciálů mezi rezistory  $R_1$  a  $R_2$  je podle 2. Kirchhoffova zákona  $U_{diff} = U_{12} - U_{11}$ , takže můžeme obrázek 16 překreslit do tvaru:



Obrázek 17: Ideální diferenční zesilovač – buzení diferenčním napětím



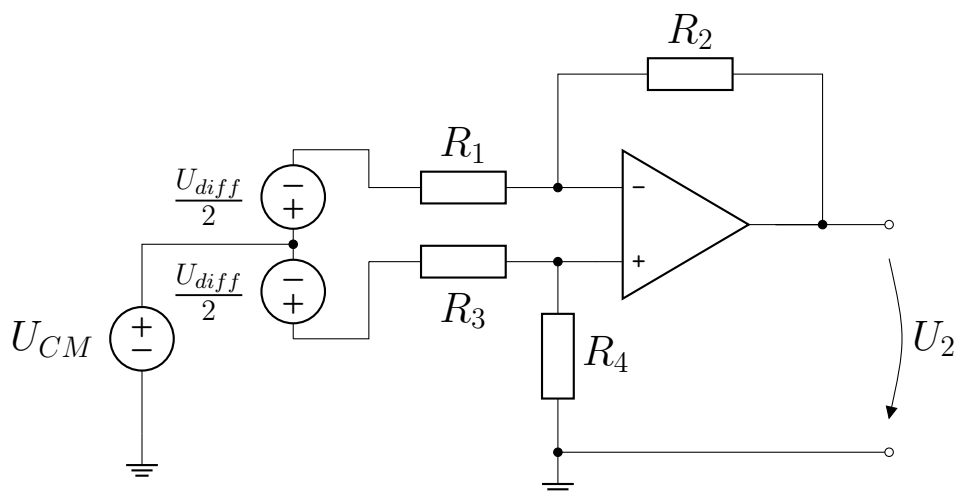
S využitím superpozice dostaneme

$$U_d = U_{diff} \frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} - U_2 \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 0 \quad (26)$$

Pro ideální OZ samozřejmě stále platí  $U_d = 0$  a pokud  $R_1 = R_3$  a  $R_2 = R_4$ , dostaneme:

$$U_2 = U_{diff} \frac{R_2}{R_1} \quad (27)$$

Diferenční zesilovač tedy potlačuje *souhlasný signál*, což je typicky rušení, a zesiluje pouze rozdílové napětí mezi oběma vstupy – *diferenční signál*. Pokud je  $U_{diff} = 0$ , pak je u ideálního OZ i  $U_2 = 0$  bez ohledu na velikost stejnosměrné složky – *souhlasného signálu*.



Obrázek 18: Ideální rozdílový zesilovač – diferenciální vstupní napětí se souhlasnou složkou

Reálný OZ má při nenulovém souhlasném napětí  $U_{CM}$  nenulové výstupní napětí, a tedy i nenulové zesílení souhlasné složky  $A_{CM} = \frac{U_2}{U_{CM}}$ , nicméně, toto zesílení je řádově menší, nežli zesílení diferenčního signálu  $A_d$ . U zesilovačů se proto uvádí parametr Common Mode Rejection Ratio (činitel potlačení souhlasné složky)  $CMRR = \frac{A_d}{A_{CM}}$ , jednotkou je decibel. Často dosahuje CMRR hodnoty kolem 100 dB.

Výpočet vstupního odporu může být na první pohled komplikované. Nicméně, výpočet se výrazně zjednoduší, pokud zde využijeme *virtuální zkrat* mezi oběma vstupními svorkami. Jelikož  $V_d = 0$ , mají obě vstupní svorky stejný

potenciál, a obvod se tak chová, jako kdyby byly obě svorky spojené. Pro obvod na obrázku 17 tak můžeme napsat smyčkovou rovnici

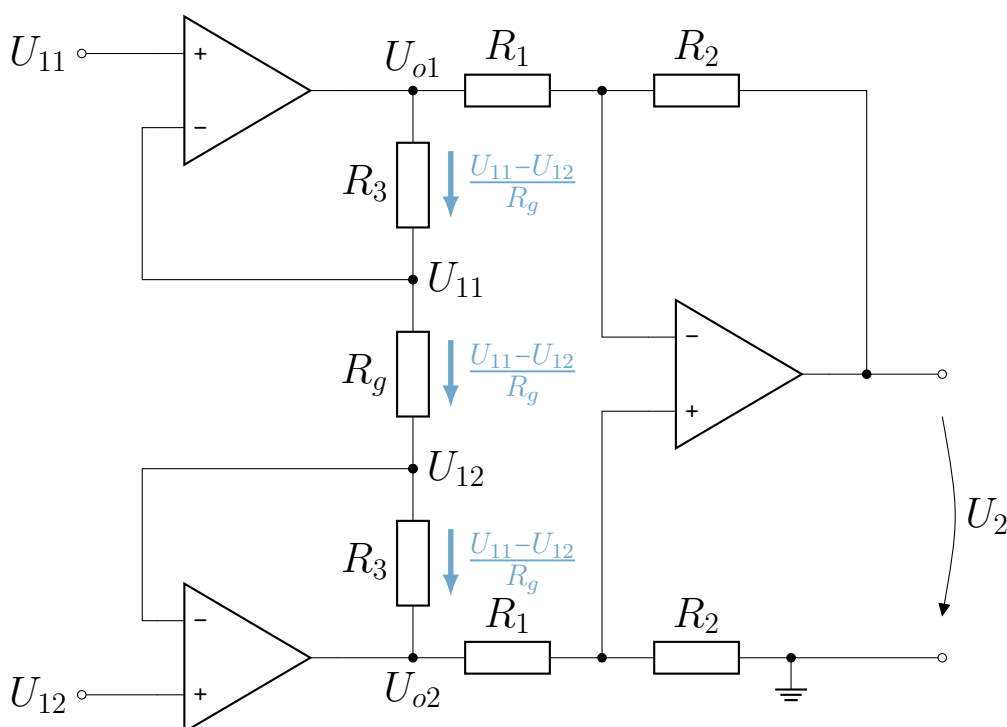
$$R_3 I + R_1 I - U_{diff} = 0 \quad (28)$$

Z této rovnice vyplývá  $I = \frac{U_{diff}}{R_1 + R_3}$  a vstupní odpor tedy je

$$R_{in} = \frac{U_{diff}}{I} = R_1 + R_3 = |_{R_1=R_3} = 2R_1 \quad (29)$$

To je potenciální nevýhoda tohoto obvodu. Pokud potřebujeme velké zesílení,  $R_1$  musí být poměrně malé, a malý bude i vstupní odpor. Pro zpracování EKG ale musí být např. vstupní odpor minimálně  $R_{in} \geq 2.5 \text{ M}\Omega$ .

## 1.2.8 Přístrojový zesilovač



Obrázek 19: Přístrojový zesilovač

Účel přístrojového zesilovače je stejný, jako diferenčního zesilovače. Tedy zesílit diferenční signál, a potlačit souhlasný signál. Nicméně má jednu velkou výhodu – ideální zesilovač má nekonečný vstupní odpor.

Přístrojový zesilovač má na vstupech dva neinvertující zesilovače, a za nimi je zapojený diferenční zesilovač. Jelikož  $U_d = U_+ - U_- = 0$ , invertující vstupy obou vstupních zesilovačů mají stejný potenciál, jako příslušné neinvertující vstupy. Pak je napětí na rezistoru  $R_g$  rovno  $U_{11} - U_{12}$  a rezistorem protéká proud  $I = \frac{U_{11}-U_{12}}{R_g}$ . Jelikož do invertujících vstupů obou zesilovačů je nulový, stejný proud protéká i oběma rezistory  $R_3$  (mají stejnou hodnotu, proto stejný index). Úbytek napětí na obou rezistorech je  $R_3 I$ , takže rozdílové napětí na vstupech diferenčního zesilovače

$$U_{o1} - U_{o2} = 2R_3 I + (U_{11} - U_{12}) = \left( \frac{2R_3}{R_g} + 1 \right) (U_{11} - U_{12}) \quad (30)$$

Zesílení diferenčního zesilovače je  $\frac{R_2}{R_1}$ , takže výstupní napětí je

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} (U_{o1} - U_{o2}) \quad (31)$$

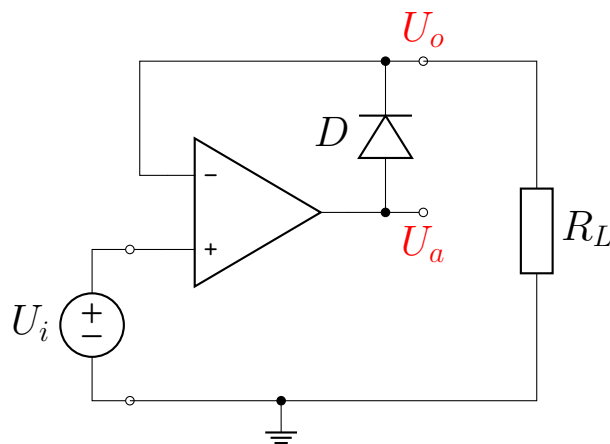
A po sloučení obou rovnic

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{2R_3}{R_g} \right) (U_{12} - U_{11}) \quad (32)$$

Změnu zesílení je možné provést pouze změnou odporu  $R_g$ . V současnosti již nicméně sami přístrojové zesilovače z diskretních prvků nesestavujeme. Na současném trhu je velká nabídka přístrojových zesilovačů od mnoha výrobců. Jedná se o integrovaný obvod, který má dvě vstupní svorky, výstupní svorku, napájecí svorky a další dva vývody pro připojení rezistoru  $R_g$  pro nastavení zesílení. Z mnoha desítek obvodů zmíním pouze několik příkladů – [AD623](#) (Analog Devices), INA122 (Burr Brown / Texas Instruments), MAX4208 (Maxim Integrated)...

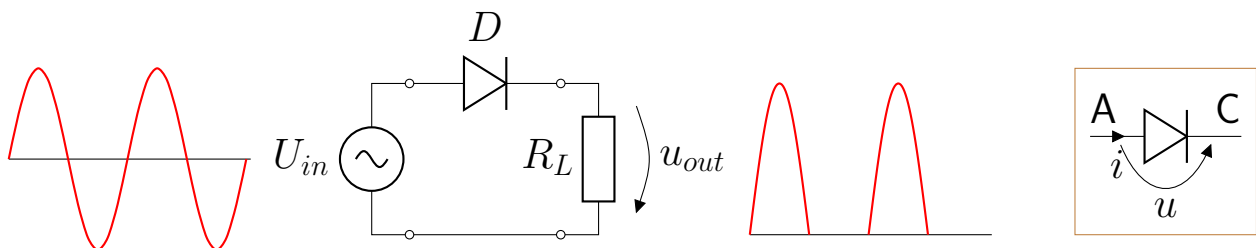
## 1.2.9 Usměrňovač s OZ

### 1.2.9.1 Základní zapojení s jednou diodou



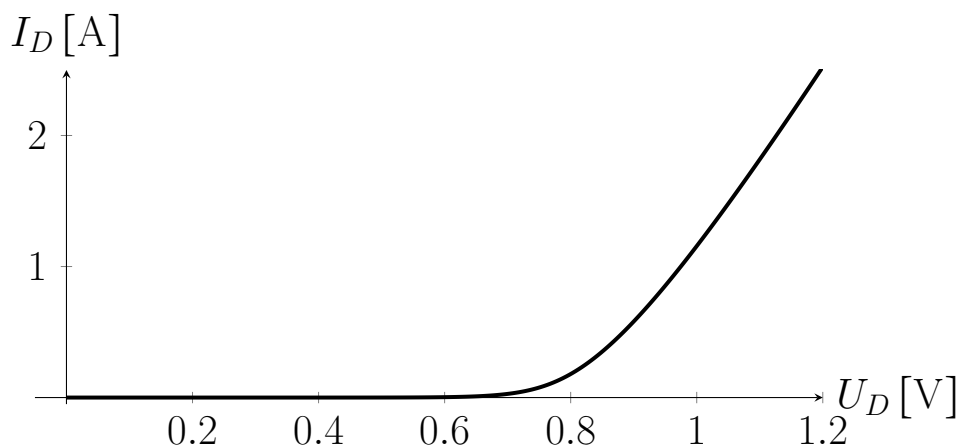
Obrázek 20: Neinvertující zesilovač s OZ ("superdioda")

Pokud potřebujeme usměrnit elektrické napětí, tedy propustit elektrický proud, generovaný napětím, pouze v jednom směru (typicky konverze střídavého napětí na stejnosměrné), můžeme použít diodu. Nicméně, polovodičová dioda má dvě nevýhody – v propustném směru se otevře pouze v případě, kdy je přiložené napětí větší, jak tzv. difuzní napětí, a voltampérová charakteristika není lineární – viz obrázek 22. Z toho důvodu není možné použít samotnou diodu pro usměrňování malých signálů.



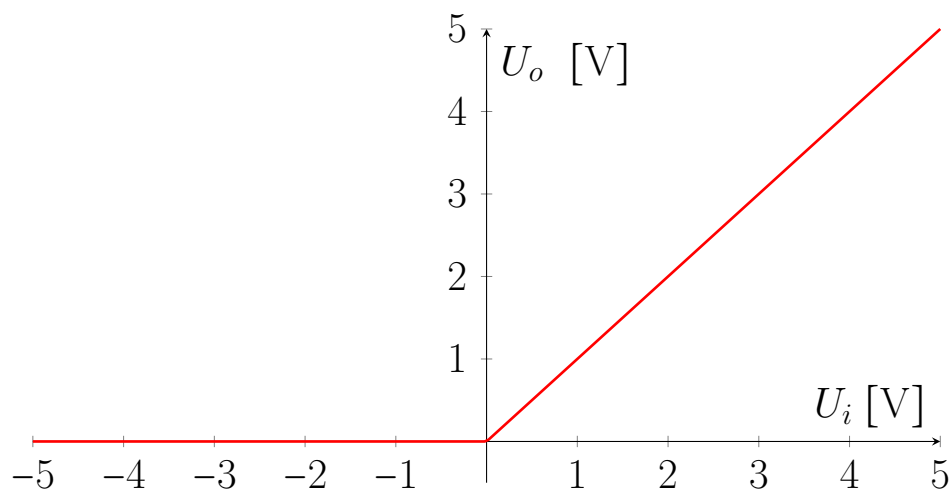
Obrázek 21: Jednocestný usměrňovač s polovodičovou diodou

Na obrázku 21 je jednocestný usměrňovač s polovodičovou diodou, a na obrázku 22 je příklad voltampérové charakteristiky diody v propustném směru, tedy v případě, kdy na anodu (A) přiložíme kladné a na katodu (C) záporné napětí. Při opačné polaritě napětí (závěrný směr) dioda elektrický proud téměř nevede. K otevření křemíkové diody dojde při napětí cca 0.6 V až 0.7 V, takže není možné usměrnit pouhou diodou menší hodnoty napětí. Pokud je napětí zdroje kladné, je na výstupu napětí zdroje, snižené o úbytek na diodě. Pokud je napětí zdroje záporné, je výstupní napětí nulové.



Obrázek 22: Příklad voltampérové charakteristiky polovodičové diody

Funkci obvodu na obrázku 20 je možné popsat následovně: Předpokládejme nejprve, že napětí  $U_I$  na neinvertujícím vstupu zesilovače je kladné. Dioda je polarizovaná propustně, takže vede elektrický proud. Zkrat mezi katodou diody a invertujícím vstupem zesilovače představuje zápornou zpětnou vazbu, stejnou, jako u napěťového sledovače. Mezi neinvertujícím a invertujícím vstupem je díky záporné zpětné vazbě opět  $U_d = 0$  – virtuální zkrat. Výstupní napětí  $U_o$  má tedy stejnou velikost, jako vstupní napětí  $U_i$ . Napětí  $U_a$  je oproti výstupnímu napětí  $U_o$  větší o úbytek napětí na diodě a výstup OZ není v tomto případě výstupem usměrňovače. Nyní uvažujme záporné vstupní napětí  $U_i$ . První nevýhodou tohoto obvodu je, že pokud nepřipojíme žádnou zátěž  $R_L$ , obvod se stále chová jako napěťový sledovač. Nicméně, pokud připojíme zátěž  $R_L$ , dioda bude s ohledem na zem, připojenou k  $R_L$  polarizovaná závěrně, a nepovede elektrický proud. Výstupní napětí je nulové. Vstupní diferenční napětí  $U_d = U_+ - U_- = U_i$  tedy nyní není nulové, ale rovné vstupnímu napětí. Toto napětí je zesíleno zesilovačem, takže v případě hypotetického ideálního OZ by  $V_a \rightarrow -\infty$ . Reálný OZ samozřejmě nemá nekonečné výstupní napětí, to je omezeno velikostí napájecího napětí. Převodní charakteristika je na obrázku 23.



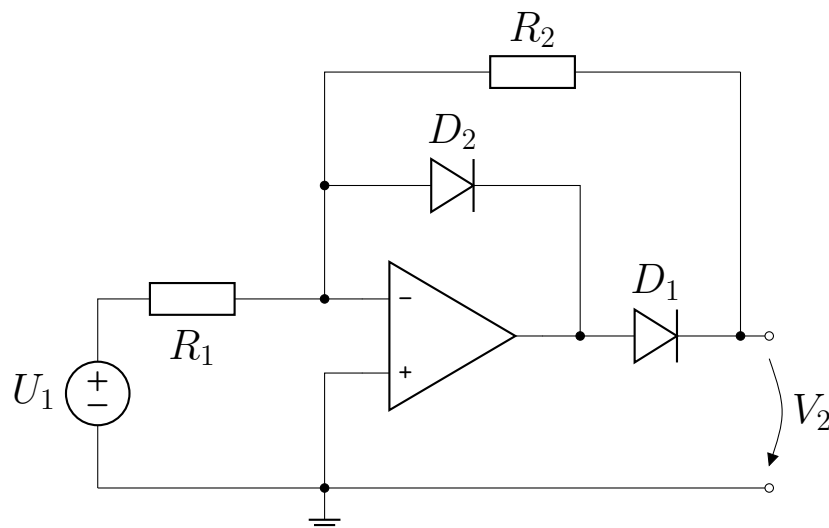
Obrázek 23: Převodní charakteristika neinvertujícího usměrňovače

Takto zapojený usměrňovač s OZ má následující nevýhody:

1. Pokud je vstupní napětí záporné, je diferenciální napětí rovno vstupnímu napětí, což mohou být jednotky i desítky voltů. Řada reálných OZ snese velikosti  $U_d$  blízké velikosti napájecího napětí, ale některé mají mezi oběma vstupy zapojené ochranné diody, které limitují velikost diferenčního napětí na přibližně 0.5 V. V takovém případě by do vstupu zesilovače tekla elektrický proud, omezený pouze rezistorem  $R_L$ . To může vést až ke zničení OZ.
2. Pokud je vstupní napětí záporné,  $U_a$  má velikost přibližně rovnu záporné větvi napájecího napětí a OZ může být satureován. Neznamená to poškození zesilovače, nicméně to prodlouží dobu, za kterou výstup přejde ze záporného do kladného napětí. To snižuje maximální pracovní frekvenci usměrňovače.

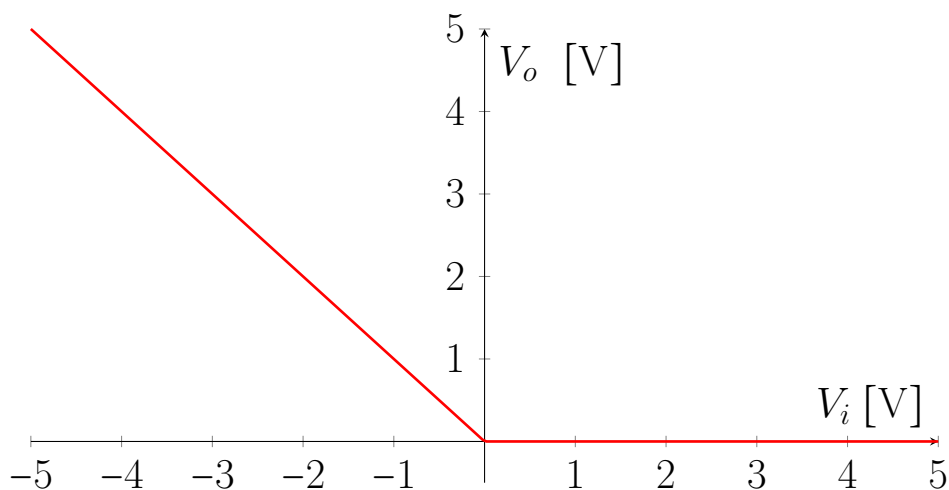
### 1.2.9.2 Invertující usměrňovač s OZ

Z uvedených důvodů se zapojení dle obrázku 21 nepoužívá, ale používá se modifikované zapojení se dvěma diodami. Na následujícím obrázku je invertující varianta:



Obrázek 24: Invertující usměrňovač s OZ

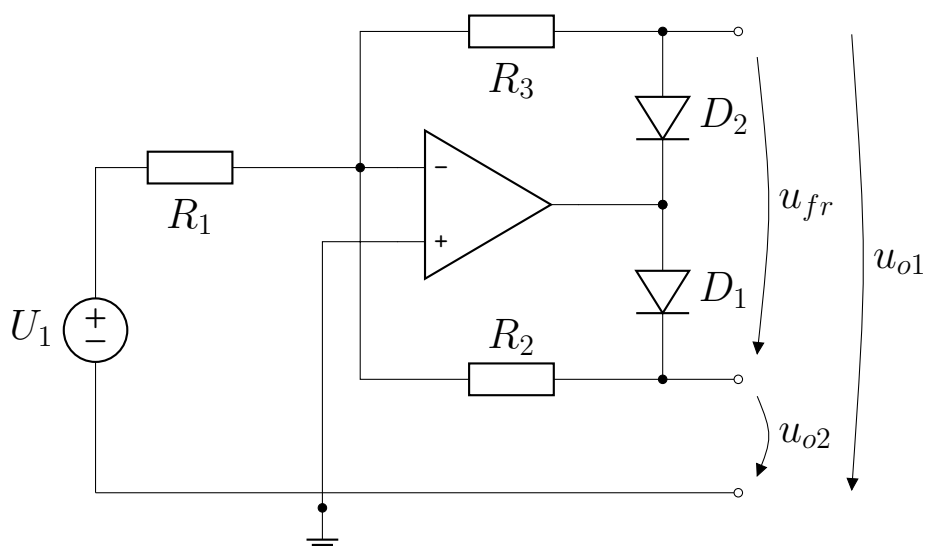
Při popisu můžeme vyjít z funkce invertujícího zesilovače [1.2.1](#). Pokud je vstupní napětí  $U_1$  kladné, OZ ho invertuje, takže napětí na výstupu OZ je záporné. Dioda  $D_2$  je orientovaná v propustném směru a vede, takže propojuje výstup s invertujícím vstupem a vytváří tak zápornou zpětnou vazbu. Vzhledem k tomu, že  $U_+ = 0$ , je i  $U_- = 0$  (virtuální zem / virtuální zkrat), a na výstupu OZ je záporný úbytek napětí na  $D_2$ . Dioda  $D_1$  je polarizovaná závěrně a nevede. Přes rezistor  $R_2$  je na výstupu nulové napětí. Pokud je vstupní napětí  $U_1$  záporné, na výstupu OZ je kladné napětí. Díky virtuálnímu zkratu mezi oběma vstupními svorkami OZ je  $U_- = 0$ ,  $D_2$  je polarizovaná závěrně a nevede.  $D_1$  je naopak polarizovaná v propustném směru, a rezistorem  $R_2$  teče stejný proud, jako rezistorem  $R_1$ . Pokud  $R_1 = R_2$ , pak napětí  $U_2 = -U_1$ . Jinou volbou rezistorů může být usměrněné napětí zesíleno (a nebo zeslabeno). Převodní charakteristika je na obrázku [25](#).



Obrázek 25: Převodní charakteristika invertujícího usměrňovače s OZ

### 1.2.9.3 Invertující usměrňovač s OZ – 2 výstupy

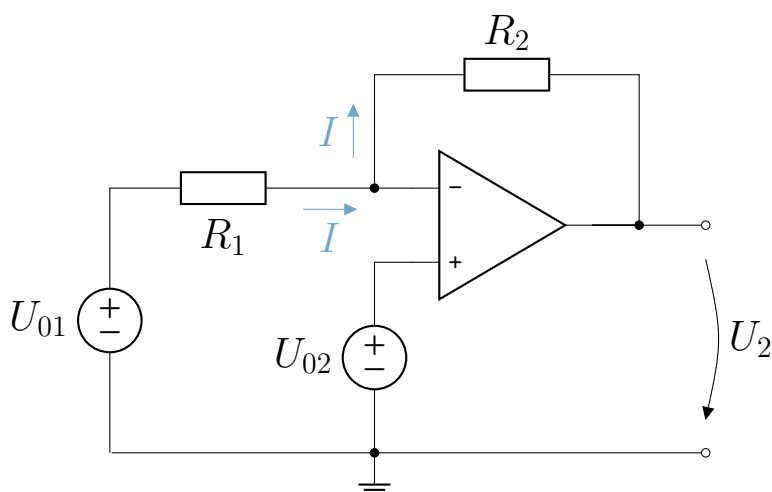
Modifikované zapojení má v sérii s diodou  $D_2$  zapojen ještě jeden rezistor  $R_3$ . Zde máme k dispozici dva výstupy, kdy na katodě  $D_2$  je první půlperida vstupního napětí, a na anodě  $D_1$  je druhá polovina periody vstupního napětí.  $u_{o1} - u_{o2}$  je pak dvojcestně usměrněný průběh. Odpory  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$  musí mít relativně malou hodnotu, aby se rychle nabily parazitní kapacity obou diod, jinak se projeví přechodný děj při jejich nabíjení.



Obrázek 26: Invertující usměrňovač s OZ – dvojitý výstup



## 1.2.10 Superpozice dvou signálů s OZ



Obrázek 27: Superpozice dvou zdrojů s ideálním OZ

Toto zapojení se obvykle používá pro DC posuv výstupního napětí, resp. pro odstranění stejnosměrné složky ze signálu.

Vzhledem k tomu, že  $U_+ = U_-$ , je  $U_- = U_{02}$  a pro řešení můžeme použít metodu uzlových napětí:

$$\frac{U_{02} - U_{01}}{R_1} + \frac{U_{02} - U_2}{R_2} = 0 \quad (33)$$

Po úpravě dostaneme

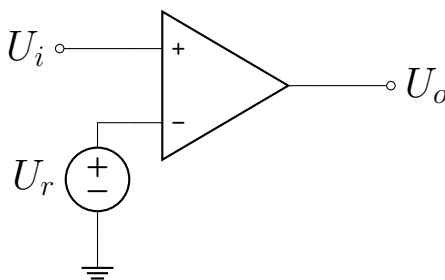
$$U_2 = -U_{01} \frac{R_2}{R_1} + U_{02} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (34)$$

Pozorný čtenář si jistě všiml, že řešení je superpozicí invertujícího zesilovače pro zdroj  $U_{01}$  (když v superpozici zdroj  $U_{02}$  nahradíme zkratem) a neinvertujícího zesilovače pro zdroj  $U_{02}$  (když v superpozici nahradíme zkratem zdroj  $U_{01}$ ).

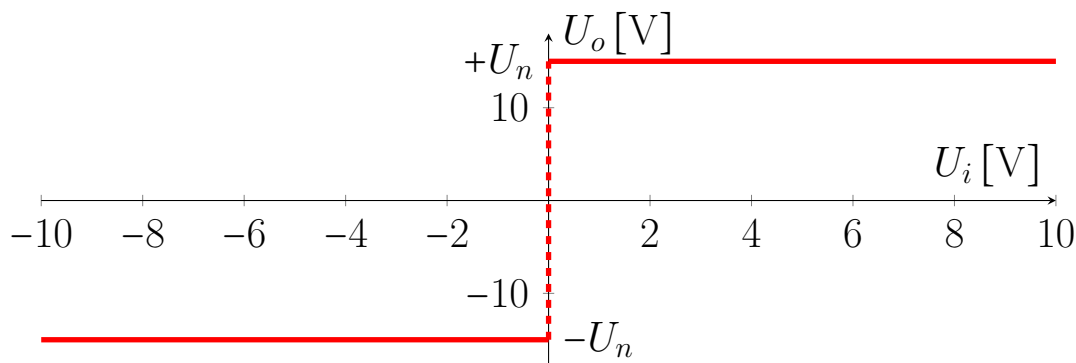
## 1.3 Komparátory

Komparátor porovnává velikost vstupního napětí  $U_i$  s referenčním napětím  $U_r$ . Má pouze dvě hodnoty výstupního napětí, které indikují, zda  $U_i < U_r$ , nebo  $U_i > U_r$ . Velikost výstupního napětí je blízká napájecímu napětí, tedy buď  $\pm U_n$ , nebo  $U_n$  a 0. Komparátor používáme např. v elektronických pojistkách, kde je napětí, sejmuté na snímacím rezistoru  $U_s = R_s I$  porovnáváno s referenčním napětím  $U_r$ . Pokud  $U_s > U_r$ , proud přesáhl bezpečnou hodnotu a elektronický obvod odpojí zátěž. Dalším příkladem použití jsou A/D převodníky.

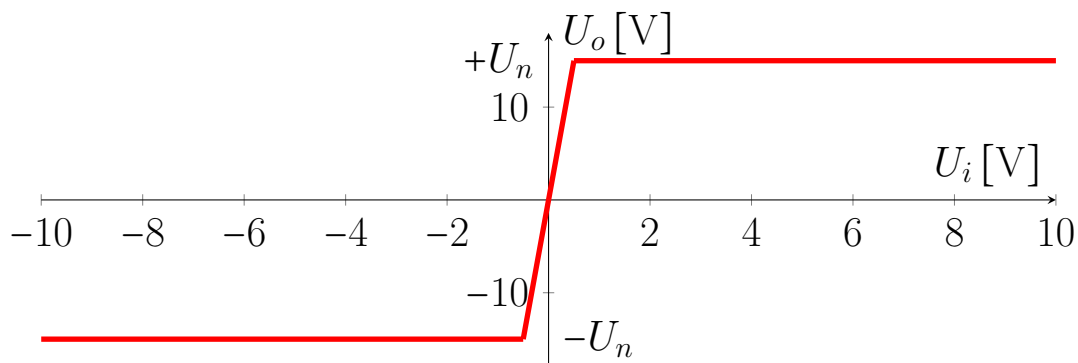
Komparátorem je samotný OZ. Pokud na invertující vstup připojíme referenční napětí  $U_r$ , a na neinvertující vstup vstupní napětí  $U_i$ , zesilovač jejich rozdíl  $U_d = U_i - U_r$  zesílí a výstupní napětí je (teoreticky)  $U_o = AU_d$ . Reálný OZ má výstupní napětí limitované napájecím napětím. Na obrázku 29 je převodní charakteristika komparátoru s konečným napájecím napětím a nekonečným zesílením, na obrázku 30 je převodní charakteristika komparátoru s konečným napájecím napětím a konečným zesílením.



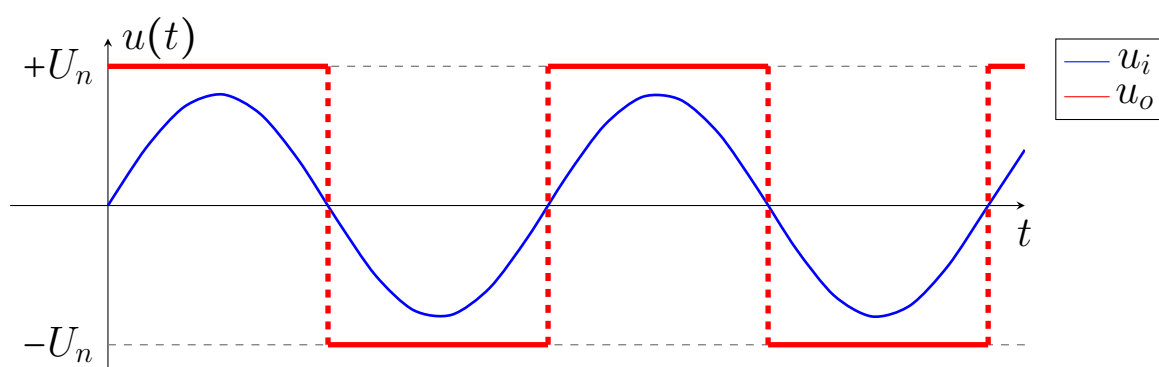
Obrázek 28: Komparátor



Obrázek 29: Převodní charakteristika komparátoru s konečným napájecím napětím a nekonečným zesílením

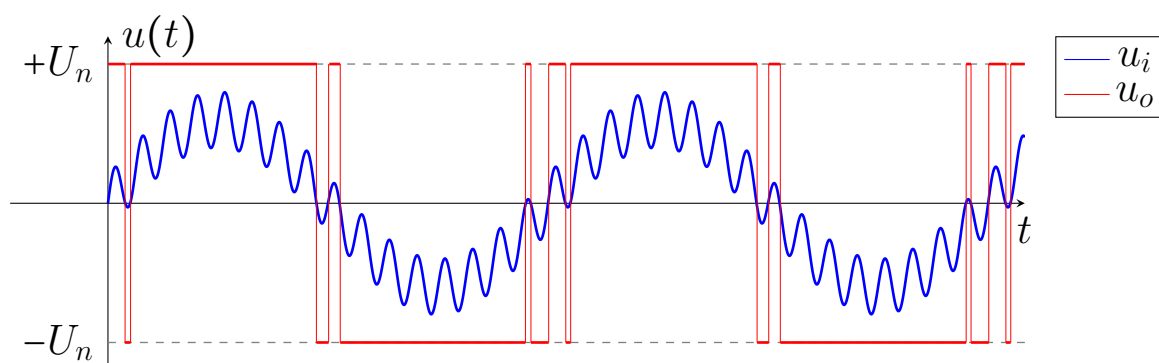


Obrázek 30: Převodní charakteristika komparátoru s konečným napájecím napětím a konečným zesílením



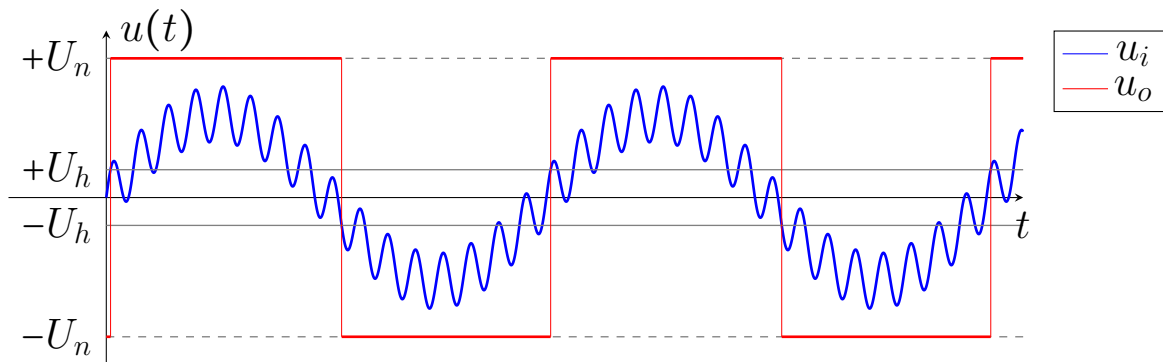
Obrázek 31: Příklad vstupního a výstupního napětí komparátoru s  $U_r = 0$

V mnoha případech ale vstupní signál obsahuje šum. Příkladem jsou např. mechanická tlačítka v procesorovém systému. Při stisku / rozepnutí tlačítka jsou generovány zákmity, které mohou být detekovány jako několik sepnutí tlačítka, namísto jednoho.



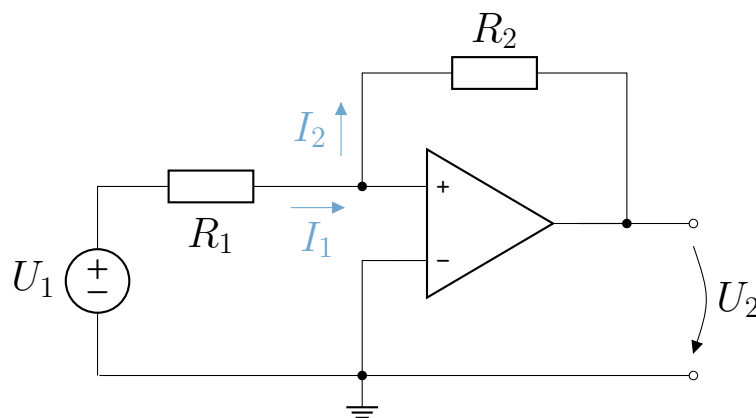
Obrázek 32: Příklad vstupního a výstupního napětí komparátoru s  $U_r = 0$  – superponovaný “šum”

Z toho důvodu se používají komparátory s *hysterezí*. Namísto jedné komparační úrovně má komparátor s hysterezí komparační úrovně dvě. Pro neinvertující komparátor platí, že pokud je na výstupu záporné napětí,  $U_o = -U_n$ , pro překlopení komparátoru na  $U_o = +U_n$  musí vstupní napětí dosáhnout komparační úrovně  $+U_h$ . Pro překlopení zpět na  $U_o = -U_n$  dojde, pokud vstupní napětí dosáhne komparační úrovně  $-U_h$ , viz obr. 33.



Obrázek 33: Příklad vstupního a výstupního napětí komparátoru s hysterezí – superponovaný “šum”

### 1.3.1 Neinvertující komparátor s hysterezí



Obrázek 34: Neinvertující komparátor s hysterezí

Na první pohled připomíná toto zapojení invertující zesilovač s OZ, viz obr. 2. Je zde ale zásadní rozdíl – u invertujícího zesilovače jsou rezistory  $R_1$  a  $R_2$  zapojeny na invertující vstup OZ, u neinvertujícího komparátoru jsou

zapojeny na neinvertující vstup (kladná zpětná vazba). Díky tomu zde platí  $U_d \neq 0$ !

Uvažujme nejprve, že  $U_2 = +U_n$ . Napětí na neinvertujícím vstupu můžeme vypočítat s pomocí metody uzlových napětí

$$\frac{U_+ - U_1}{R_1} + \frac{U_+ - U_2}{R_2} = 0 \quad (35)$$

Odtud

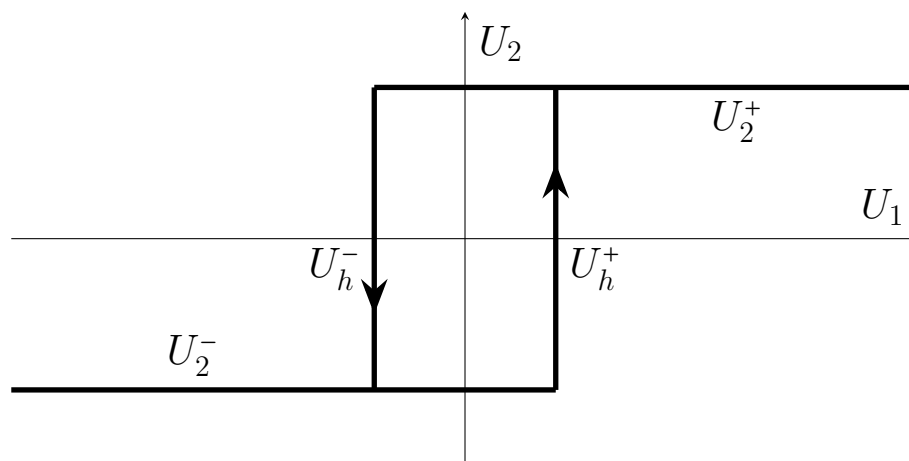
$$U_+ = U_d = \frac{\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (36)$$

Pokud je napětí  $U_d$  kladné, OZ ho  $A$  krát zesílí, a u reálného zesilovače, pokud je  $AU_d > +U_n$ , výstupní napětí bude omezeno přibližně na  $U_2 = +U_n$ . Teprve v okamžiku, kdy bude  $U_d < 0$  se výstup OZ překloupí na  $U_2 = -U_n$ , protože toto byt malé záporné napětí  $U_d$  je  $A$  krát zesíleno. K překloupení tedy dojde za podmínky  $U_+ = 0$  a tedy

$$U_h^- = -U_2^+ \frac{R_1}{R_2} \quad (37)$$

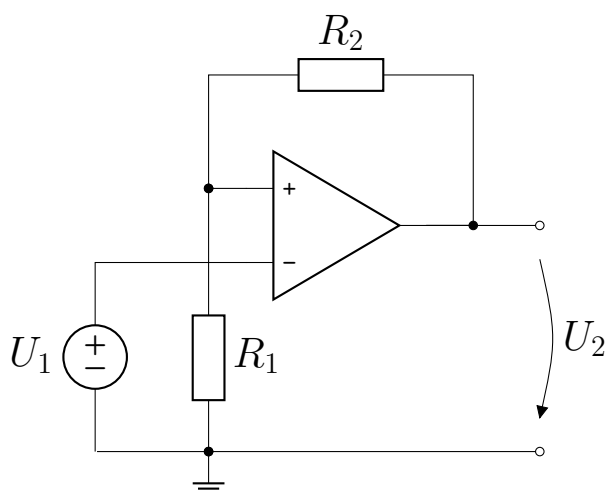
kde  $U_2^+$  je kladné výstupní napětí blízke kladnému napájecímu napětí  $+U_n$ . Pro komparační úroveň překloupení ze záporného výstupního napětí do kladného dostaneme opět z rovnice 35:

$$U_h^+ = -U_2^- \frac{R_1}{R_2} \quad (38)$$



Obrázek 35: Neinvertující komparátor s hysterezí – převodní charakteristika

### 1.3.2 Invertující komparátor s hysterezí



Obrázek 36: Invertující komparátor s hysterezí

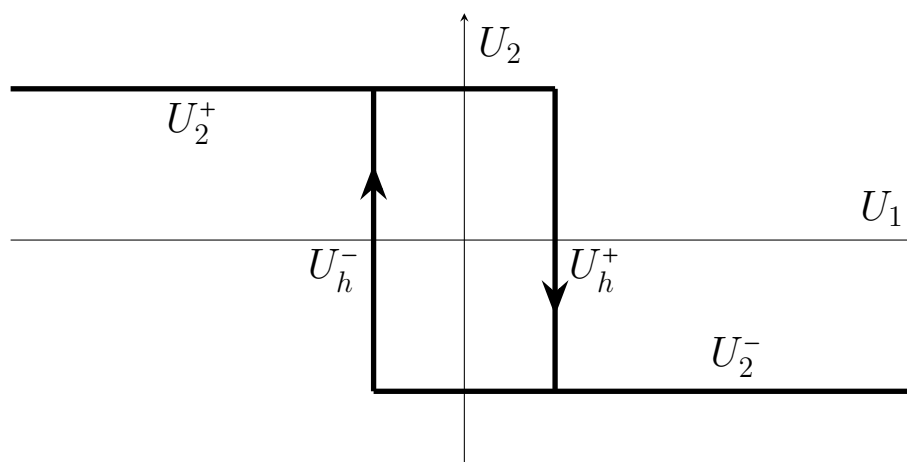
Na první pohled připomíná toto zapojení neinvertující zesilovač s OZ, viz obr. 12. Je zde ale zásadní rozdíl – u neinvertujícího zesilovače jsou rezistory  $R_1$  a  $R_2$  zapojeny na invertující vstup OZ, u invertujícího komparátoru jsou zapojeny na neinvertující vstup (kladná zpětná vazba). Díky tomu zde platí  $U_d \neq 0$ !

Uvažujme nejprve, že  $U_2 = +U_n$ . Napětí na neinvertujícím vstupu můžeme vypočítat jako dělič napětí

$$U_+ = U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (39)$$

Vzhledem k tomu, že vstupní napětí je připojeno na invertující svorku, je napětí  $U_2$  kladné, pokud  $U_1 < U_+$ . K překlopení dojde v okamžiku, kdy  $U_1 = U_+$ . Pokud je  $U_2$  záporné, pak  $U_1 > U_+$ , a k překlopení opět dochází při  $U_1 = U_+$ . Úrovně pro překlopení tedy jsou:

$$U_h^\pm = U_2^\pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (40)$$



Obrázek 37: Invertující komparátor s hysterezí – převodní charakteristika

## 2 Zpětná vazba

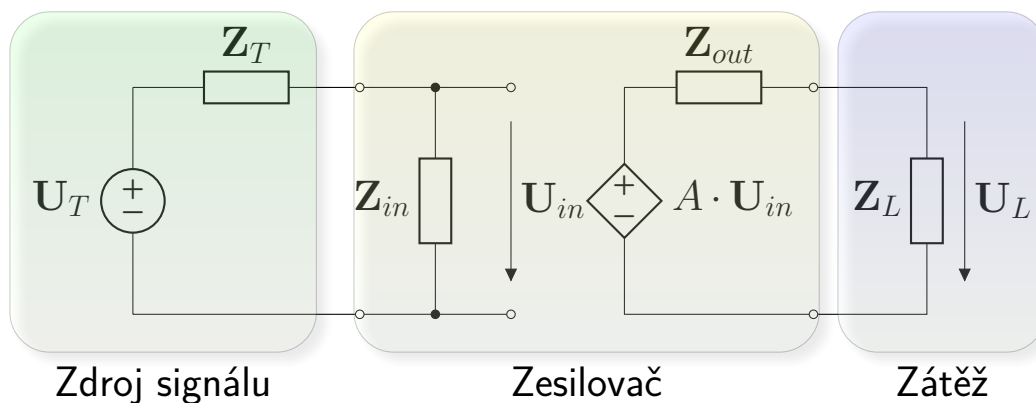
Tato kapitola je pouze doplňková. Je určena pro ty studenty, kteří se chtějí dozvědět bližší informace o tom, co to je záporná a kladná zpětná vazba. Toto téma není součástí osnov předmětu ZEO, a není proto nutné ho znát ke zkoušce.

### 2.1 Zesilovač

Představme si např. audiosystém. Pro snímání zvuku používáme mikrofon. Na výstupu mikrofону je elektrické napětí, jehož amplituda reprezentuje okamžitý akustický tlak zvukové vlny. Nicméně, tato amplituda je příliš malá na to, abychom mohli zvuk přehrát reproduktorem. Musíme proto zvětšit amplitudu napětí – musíme ho zesílit. Stejně tak v biomedicínském inženýrství používáme elektrody pro měření EKG a EEG signálů, kde se amplituda napětí pohybuje v rozmezí od 0.5 mV do 5.0 mV (EKG), resp. od 5  $\mu$ V do 300  $\mu$ V. Pro zpracování těchto signálů na výsledný elektrokardiogram, resp. elektroencefalogram musíme tato napětí zesílit na úroveň jednotek voltů.

Bez ohledu na charakter signálu zůstává základní zapojení systému vždy stejné – viz obrázek 38. Předpokládejme, že zdroj signálu (mikrofon, elektroda...) je alespoň v rozsahu provozních napětí lineární. Pak můžeme zdroj signálu reprezentovat Théveninovým ekvivalentním obvodem – sériovým zapojením zdroje napětí  $U_T$  a impedance  $Z_T$ . Zesilovač má mezi vstupními svorkami vstupní impedanci  $Z_{in}$ , zesilovač, modelovaný zdrojem napětí, řízený napětím se zesílením  $A$ , a výstupní impedanci  $Z_{out}$ . Výstup zesilovače je zatížen impedancí  $Z_L$ , reprezentující zátěž (reproduktor, EKG zapisovač...).





Obrázek 38: Obecný systém se zesilovačem

Zdroj signálu společně se vstupní impedancí zesilovače tvoří dělič napětí, takže napětí na vstupních svorkách zesilovače je  $U_{in} = U_T \frac{Z_{in}}{Z_T + Z_{in}}$ . Je zřejmé, že pokud velikost tohoto vstupního napětí má být blízká velikosti napětí zdroje,  $Z_{in} \gg Z_T$ . Pro biomedicínské signály musí být vstupní impedance řádově megaohmy ( $\geq 2.5 \text{ M}\Omega$ ). Zesilovač, modelovaný zdrojem napětí, řízeným napětím,  $A$  krát zesílí vstupní napětí  $U_{in}$ . Impedance zátěže tvoří spolu s výstupní impedancí zesilovače další dělič napětí. Pro dosažení co největšího napětí na zátěži musí platit, že  $Z_{out} \ll U_L$ . Pro velikost napětí na zátěži dostaneme výsledný vztah:

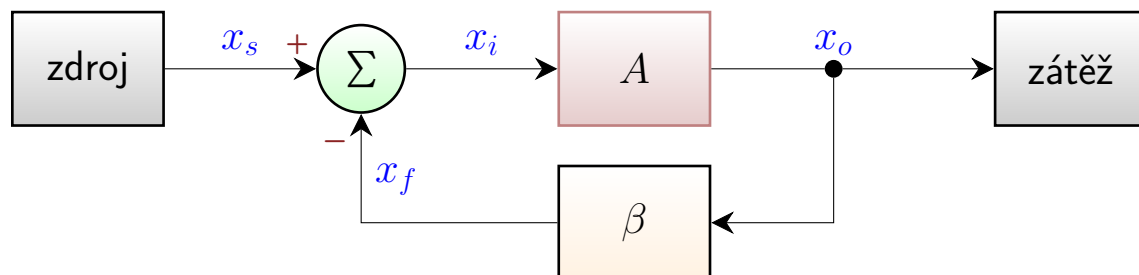
$$U_L = U_T \frac{Z_{in}}{Z_T + Z_{in}} \cdot A \cdot \frac{Z_L}{Z_{out} + Z_L} \quad (41)$$

Podstatnou nevýhodou této topologie je její citlivost na změny zesílení  $A$ . Z technologických důvodů nemají všechny kusy daného zesilovače přesně stejné zesílení. Nemůžeme ani efektivně kontrolovat velikost vstupní impedance, takže dosáhnout požadovaného výstupního napětí v této topologii je velmi obtížné. Z tohoto důvodu obecnou topologii zesilovače podle obrázku 38 nepoužíváme, ale do obvodu zavádíme *zpětnou vazbu*. Další důležité vlastnosti zpětné vazby, kvůli kterým se používá, budou popsány v dalších kapitolách.

## 2.2 Zpětná vazba

Principem zpětné vazby je sloučení vstupní veličiny s výstupní veličinou. Zpětnou vazbu si můžete představit na živém telefonátu do rádia. Váš hlas snímá

mikrofon telefonu, je přenesen do rádia, a poté zpět, a reprodukován reproduktorem. Mikrofon tedy snímá jak to, co právě říkáte (zdroj signálu), tak to, co jste řekli, a přes telefon se přeneslo do studia rozhlasové stanice a přes rádio a reproduktor zpět k Vám domů (zpětná vazba) – a oba signály slučuje. Na obrázku 39 je diagram toku signálů v obecném zpětnovazebním systému.



Obrázek 39: Diagram toku signálů v obecném zpětnovazebním systému

Obecné veličiny  $x$  v elektrickém obvodu reprezentují napětí, nebo proud (ale u příkladu s rádiem je to akustický tlak, atd.). Zesilovač má zesílení *otevřené smyčky* rovno  $A$ , takže výstupní veličina  $x_o$  má ke vstupní veličině  $x_i$  vztah

$$x_o = Ax_i \quad (42)$$

Výstupní veličina  $x_o$  je přivedena do zpětnovazebního členu se **zpětnovazebním přenosem**  $\beta$  (zesílení zpětnovazebního obvodu), takže na výstupu zpětnovazebního členu je veličina o velikosti:

$$x_f = \beta x_o \quad (43)$$

Zpětnovazební signál  $x_f$  je odečten (podle některých autorů přičten – viz dále) od zdroje signálu  $x_s$ , čímž dostaneme vstupní veličinu zesilovače  $x_i$

$$x_i = x_s - x_f \quad (44)$$

Sloučením a úpravou rovnic 42, 43 a 44 dostaneme **zesílení zpětnovazební soustavy** (s uzavřenou zpětnovazební smyčkou) – Blackův vztah:

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (45)$$

Odečtení zpětnovazebního signálu  $x_f$  představuje *zápornou zpětnou vazbu*, přičtení zpětnovazebního signálu pak *kladnou zpětnou vazbu*:

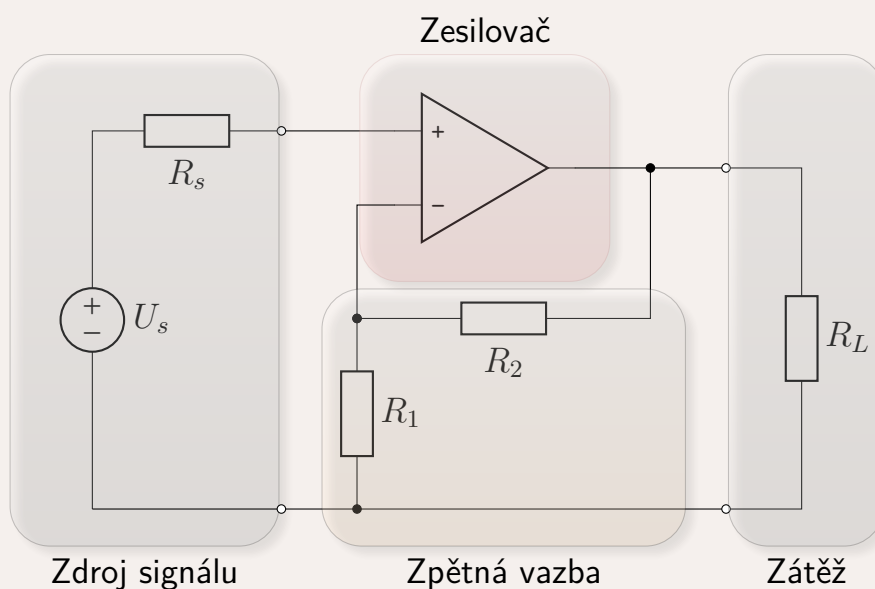
$$A_{fp} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (46)$$

Pokud je v diagramu 39 použit obecný sumátor, pak je typ zpětné vazby rozlišen znaménkem zesílení zpětnovazebního obvodu  $\beta$ .

Limita rovnice 45 pro  $A \rightarrow \infty$  je rovna  $A_f = \frac{1}{\beta}$ , resp. limita rovnice eq:FeedbackGainPositive je rovna  $A_{fp} = \frac{-1}{\beta}$ . V tomto případě tedy zesílení zpětnovazební soustavy není dáno zesílením otevřené smyčky zesilovače  $A$ , ale pouze zpětnovazebním přenosem  $\beta$ . I v případě, kdy je  $A$  konečné, ale  $A\beta \gg 1$ , je zesílení zpětnovazební soustavy blízké hodnotě  $A_f = \frac{1}{\beta}$ .

### Příklad 1

Na obrázku je neinvertující zesilovač s OZ. Pro výpočet výstupního napětí řešte tento obvod s pomocí teorie zpětné vazby.  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 900 \text{ k}\Omega$ ,  $U_s = 1 \text{ V}$ ,  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 10 \Omega$ . Předpokládejme téměř ideální OZ s  $R_{in} \rightarrow \infty$  a  $R_{out} \rightarrow 0$ . Standardní zesílení OZ je  $A = 1 \cdot 10^6 [-]$ , minimální zesílení OZ je  $A = 1 \cdot 10^5 [-]$ .



**Řešení:** Veličinami v diagramu toku signálů ve zpětnovazebním systému dle obrázku 39 je v tomto příkladu 1 napětí. Jelikož  $R_{in} \rightarrow \infty$ , vnitřní odpor zdroje nemá vliv na vstupní napětí zesilovače tak, jako na obrázku 38, a jelikož  $R_{out} \rightarrow 0$ , odpor zátěže neovlivňuje výstupní napětí. Dle obrázku 39

jsou jednotlivé veličiny:

$$x_s = U_s \quad (47a)$$

$$x_i = x_s - x_f = U_i = U_s - U_f \quad (47b)$$

$$x_o = U_L = AU_i \quad (47c)$$

$$x_f = U_f = U_L \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (47d)$$

$$\beta = \frac{U_f}{U_L} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (47e)$$

Po dosazení zadaných hodnot součástek dostaneme zpětnovazební přenos  $\beta = \frac{100000}{100000+900000} = \frac{1}{10}$  a po dosazení do rovnice 45 je zesílení zpětnovazební soustavy pro standardní zesílení daného OZ  $A = 1 \cdot 10^6$  rovno  $A_f = \frac{10^6}{1+10^6 \cdot \frac{1}{10}} \approx 9.9999 [-]$ . Toto zesílení je tedy velmi blízké převrácené hodnotě přenosu odporové sítě, která představuje zpětnou vazbu. Pokud máme kus OZ s minimálním zesílením  $A = 1 \cdot 10^5$  pro tento typ OZ, změní se zesílení zpětnovazební soustavy na  $A_f = \frac{10^5}{1+10^5 \cdot \frac{1}{10}} \approx 9.999 [-]$ .

## 2.2.1 Vlastnosti zpětné vazby

Z hlediska velikosti vratného rozdílu  $F = 1 + \beta A$  rozdělujeme zpětnou vazbu následovně:

- Záporná zpětná vazba,  $F = 1 + \beta A > 1$ ,  $A_f < A$ , typicky  $A_f \approx \frac{1}{\beta}$ .
- Obvod bez zpětné vazby,  $\beta A = 0$ ,  $F = 1$ ,  $A_f = A$ .
- Stabilní kladná zpětná vazba,  $0 > \beta A > -1$ ,  $1 > F > 0$ ,  $A_f > A$ .
- Nestabilní kladná vazba,  $\beta A = -1$ ,  $F = 1 + \beta A = 0$ .  $A_f \rightarrow \infty$ . Obvod je nestabilní – **kmitá**. Při návrhu zesilovače musíme zkontrolovat, zda je obvod stabilní. Využívá se v oscilátorech (základní podmínka oscilace).
- Kladná zpětná vazba,  $\beta A < -1$ ,  $F = 1 + \beta A < 0$ .  $A_f$  obrací fázi, obvod může mít nelineární odezvu.

Dále se budeme zabývat zápornou zpětnou vazbou (ZZV).

### 2.2.1.1 Vliv ZZV na změnu zesílení $A$

V příkladu 1 jsme již viděli, že když zesílení otevřené smyčky  $A$  kleslo desetkrát, zesílení zpětnovazební soustavy  $A_f$  se změnilo pouze nepatrně. Pro přesné matematické vyjádření závislosti změny zesílení zpětnovazební soustavy  $A_f$  na změně zesílení otevřené smyčky  $A$  zderivujeme rovnici 45.

$$dA_{f_p} = \frac{dA}{(1 + A\beta)^2} \quad (48)$$

Nicméně, více nás zajímá relativní závislost, která nám udává změnu v procentech. Proto vydělíme rovnici 48 rovnicí 45:

$$\frac{dA_{f_p}}{A_f} = \frac{1}{1 + A\beta} \cdot \frac{dA}{A} \quad (49)$$

Procentuální změna  $A_f$  je tedy menší, nežli procentuální změna  $A$  přesně  $1 + \beta A$  krát. V anglické literatuře se proto používá rovněž symbol  $D$ , který se nazývá **desensitivity factor**. V příkladu 1 je poměrná změna zesílení  $\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{\frac{\Delta A}{A}}{D} = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{1}{1 + A\beta} = \frac{10^6 - 10^5}{10^6} \cdot \frac{1}{1 + 10^6 \cdot \frac{1}{10}} = 8.9999 \cdot 10^{-6}$ .

Rovnice 49 má význam zejména pro určení maximálního možného zesílení zpětnovazební soustavy  $A_f$ , pokud máme OZ s relativní změnou zesílení  $\frac{dA}{A}$  a požadujeme maximální relativní změnu zesílení zpětnovazební soustavy  $\frac{dA_f}{A_f}$ . Máme např. OZ se zesílením  $A = 10^5$ , kde ale nejhorší kus může mít zesílení pouze  $A = 50000$ . Je tedy  $\frac{dA}{A} = \frac{50000}{100000} = 0.5$ , resp. 50 %. Požadujeme, aby relativní změna zesílení zpětnovazební soustavy nebyla větší, jak 0.1 %. Pak  $F = \frac{\frac{dA}{A}}{\frac{dA_f}{A_f}} = \frac{50}{0.1} = 500$ , a  $A_f = \frac{A}{F} = \frac{10^5}{500} = 200$ . Až do zesílení  $A_f = 200$  tedy chyba zesílení zpětnovazební soustavy nebude větší, jak 0.1 %.

### 2.2.1.2 Vliv ZZV na šířku pásma

Reálný OZ nedokáže zesílit se stejným zesílením signál o libovolné frekvenci, ale je frekvenčně závislý. Uvažujme zesilovač, jehož frekvenční odezva má jeden pól, takže zesílení otevřené smyčky můžeme popsat rovnicí

$$A(s) = \frac{A}{1 + \frac{s}{s_p}} \quad (50)$$

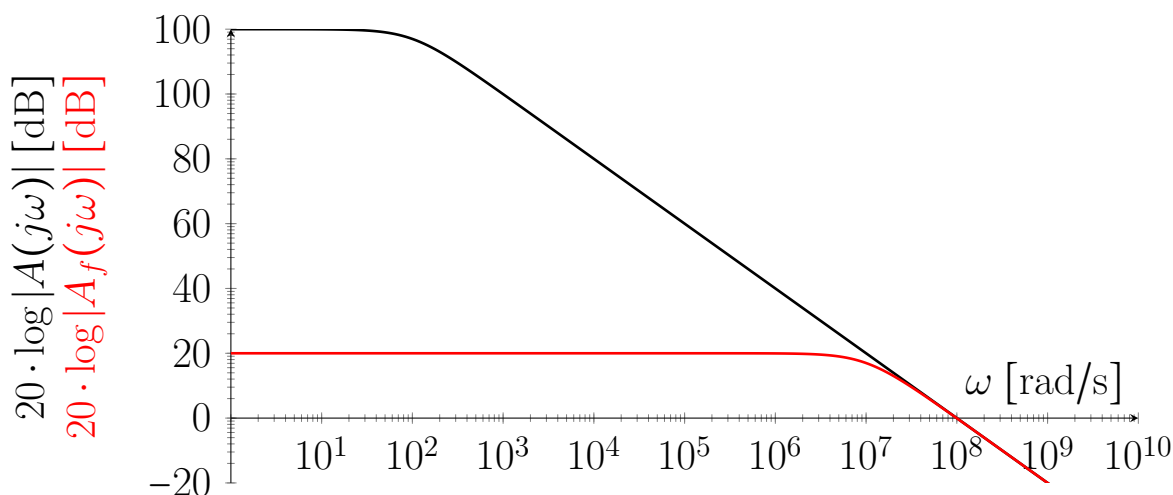
Zesílení zpětnovazební soustavy tak bude rovněž frekvenčně závislé

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta} = \frac{\frac{A}{1 + \frac{s}{s_p}}}{1 + \frac{A}{1 + \frac{s}{s_p}}\beta} = \frac{\frac{A}{1 + A\beta}}{1 + \frac{s}{s_p(1 + A\beta)}} \quad (51)$$

Z rovnice 52 je zřejmé, že zlomový kmitočet zpětnovazební soustavy je  $F = 1 + A\beta$  krát větší, nežli zlomový kmitočet zesilovače v otevřené smyčce. Uvažujme zesilovač z příkladu 1 a zesilovač s pólem  $s_p = 100 \text{ rad s}^{-1}$ . Zesílení zpětnovazební soustavy pro  $A = 10^6$  je

$$A_f(s) = \frac{\frac{10^6}{1 + 10^6 \cdot \frac{1}{100}}}{1 + \frac{s}{100(1 + 10^6 \cdot \frac{1}{100})}} = \frac{9.9999}{1 + \frac{s}{10000100}} \quad (52)$$

Porovnání zesílení zesilovače v otevřené smyčce a zesílení zpětnovazební soustavy je na obrázku 40.



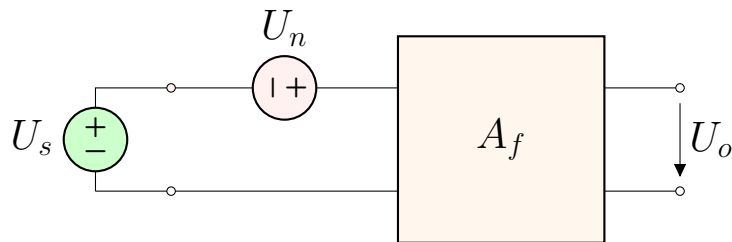
Obrázek 40: Modulové charakteristiky zesílení zesilovače v otevřené smyčce a zesílení zpětnovazební soustavy

### 2.2.1.3 Omezení šumu

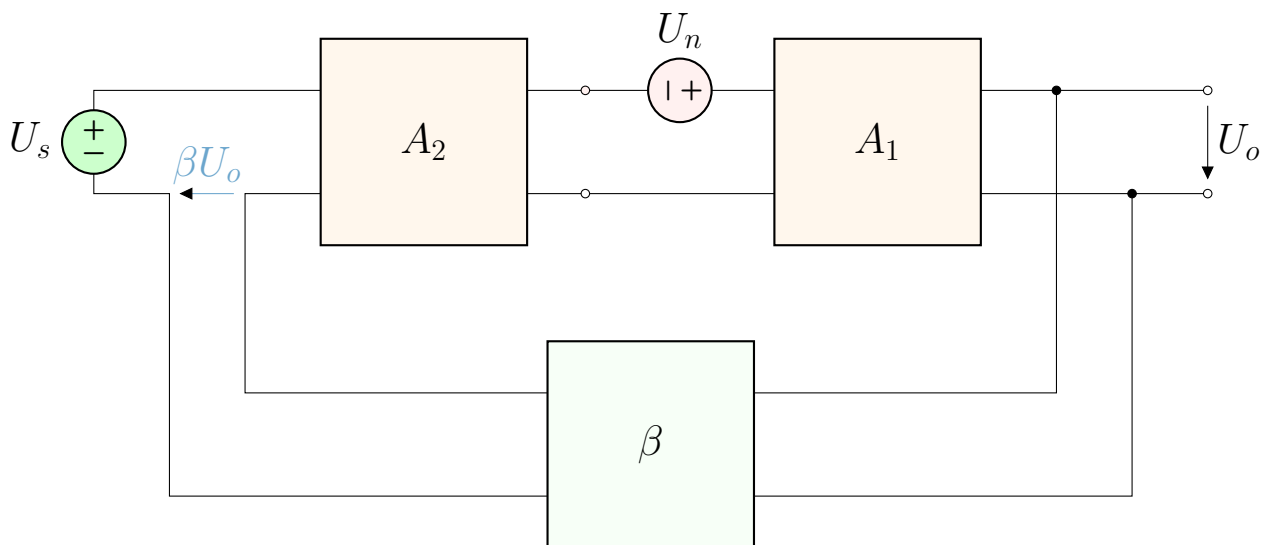
Záporná zpětná vazba může rovněž zvýšit odstup signálu k šumu (SNR). Nicméně, to je možné pouze za určitých podmínek. Není možné zvýšit SNR, pokud je již užitečný signál smíchan s šumem na vstupních svorkách zesilovače – viz obrázek 41. Zvýšení SNR je možné pouze v případě, kdy je zdroj šumu nezávislý na zdroji signálu, a mezi zdroj signálu a šumu můžeme umístit

předzesilovač – viz obrázek 42. Příkladem takového systému je audio zesilovač. Výkonová část zesilovače může být ovlivněna šumem ze zdroje napětí (třídy A, B, C), a pak může rozdělení zesilovače na předzesilovač / výkonový zesilovač tento problém omezit.

SNR je definováno jako poměr výkonu užitečného signálu k výkonu šumu. Můžeme ho definovat jako prostý poměr  $SNR = \frac{V_s^2}{V_n^2}$ , ale obvyklá je hodnota v decibelech, tedy  $SNR = 10 \log \frac{V_s^2}{V_n^2} = 20 \frac{\log V_s}{\log V_n} [\text{dB}]$ .



Obrázek 41: Systém s jedním zesilovačem a zdroji signálu  $U_s$  a šumu  $U_n$



Obrázek 42: Systém se zdroji signálu  $U_s$  a šumu  $U_n$ , oddělené předzesilovačem

Na vstupu předzesilovače se zesílením  $A_2$  je napětí  $U_i = U_s - \beta U_o$ . Na vstupu zesilovače se zesílením  $A_1$  je napětí  $U_{i1} = A_2 U_i + U_n = A_2 (U_s - \beta U_o) + U_n$ . Výstupní napětí je  $U_o = A_1 [A_2 (U_s - \beta U_o) + U_n]$ . Po úpravě dostaneme:

$$U_o = U_s \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta} + U_n \frac{A_1}{1 + A_1 A_2 \beta} \quad (53)$$

$$SNR = \frac{(U_s A_2)^2}{U_n^2} \quad (54)$$

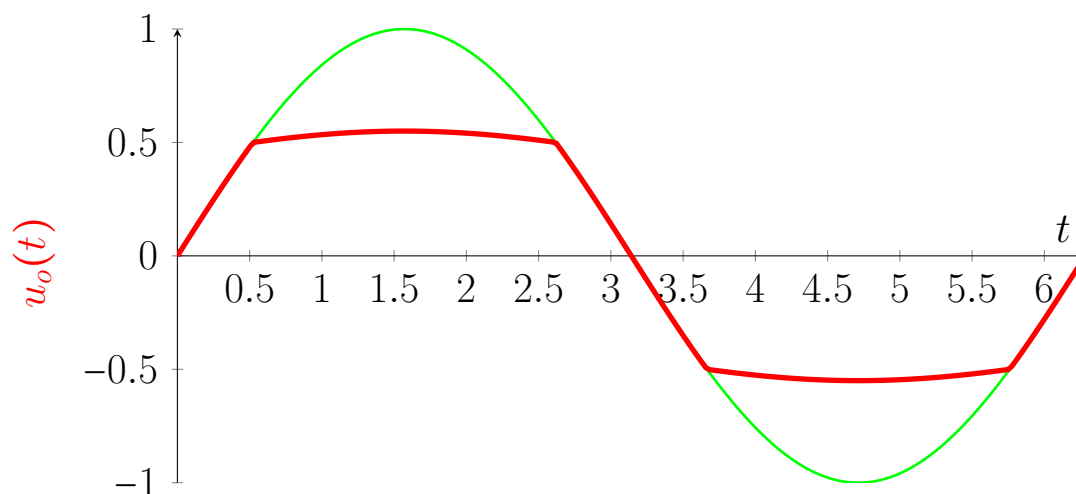
#### 2.2.1.4 Omezení nelineárního zkreslení

*Linearita* je důležitá vlastnost zesilovače. U zesilovače požadujeme, aby na výstupu byl tvarově přesně stejný signál, jako na vstupu, jen s větší amplitudou. Je-li vstup sinusovka, i výstup má být sinusový. Změna tvaru časového průběhu se nazývá **zkreslení**. U lineárního zesilovače je zesílení  $A$  konstantní,  $U_o = AU_i$ . U nelineárního zesilovače je  $U_o = f(U_i)$ , kde  $f$  je libovolná nelineární funkce, například exponenciála. Jelikož je možné neharmonické periodické průběhy popsat Fourierovou řadou, můžeme definovat činitel neharmonického zkreslení THD. THD je definováno jako poměr efektivní hodnoty vyšších harmonických Fourierovy řady ku efektivní hodnotě první harmonické (s frekvencí vstupního signálu):

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_1} \quad (55)$$

Jednoduchým příkladem může být nelineární systém, jehož převodní charakteristika je po úsecích lineární – viz obrázek 44, červená charakteristika. Na obrázku 43 je výstupní napětí – červený průběh takového systému. Lineární zesilovač by měl zelený harmonický průběh. U tohoto nelineárního zesilovače, pokud vstupní napětí přesáhne maximum první lineární oblasti převodní charakteristiky, bude výstupní napětí zkreslené – červený průběh.

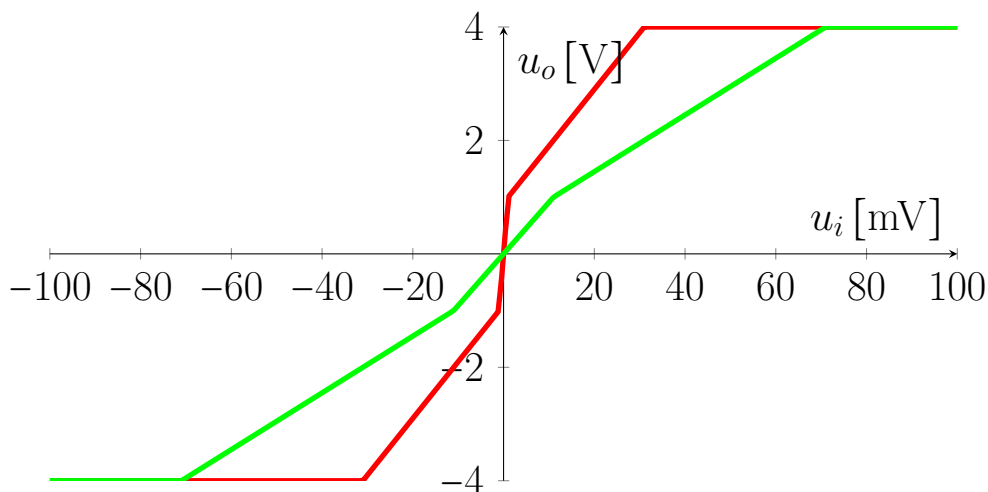




Obrázek 43: Sinusový průběh (lineární systém – zeleně) po průchodu nelineárním systémem – červeně

Uvažujme zesilovač podle obrázku 44 kde se převodní charakteristika (červeně) skládá ze třech úseků se zesílením 1000, 100 a 0 (saturace). Z kapitoly 2.2.1.1 na straně 37 víme, že v ideálním případě, kdy  $A \rightarrow \infty$  nezávisí zesílení zpětnovazební soustavy  $A_f$  na zesílení otevřené smyčky  $A$ , ale pouze na zpětnovazebním přenosu  $\beta$ . V případě, kdy je zesílení otevřené smyčky  $A$  konečné, bude ovlivňovat velikost zesílení zpětnovazební soustavy  $A_f$ , ale tento vliv je dle rovnice 49 podstatně menší.

Pokud by byl např. zpětnovazební přenos  $\beta = 0.01$ , zesílení zpětnovazební soustavy by bylo v prvním úseku  $A_{f1} = \frac{1000}{1+1000 \cdot 0.01} = 90.9$ , ve druhém úseku  $A_{f2} = \frac{100}{1+100 \cdot 0.01} = 50$ . Na obrázku 44 to je zelená převodní charakteristika. Pokud  $\beta = 0.1$ , pak  $A_f = 9.9$  a  $A_f = 9.09$ , pro jednotlivé úseky.

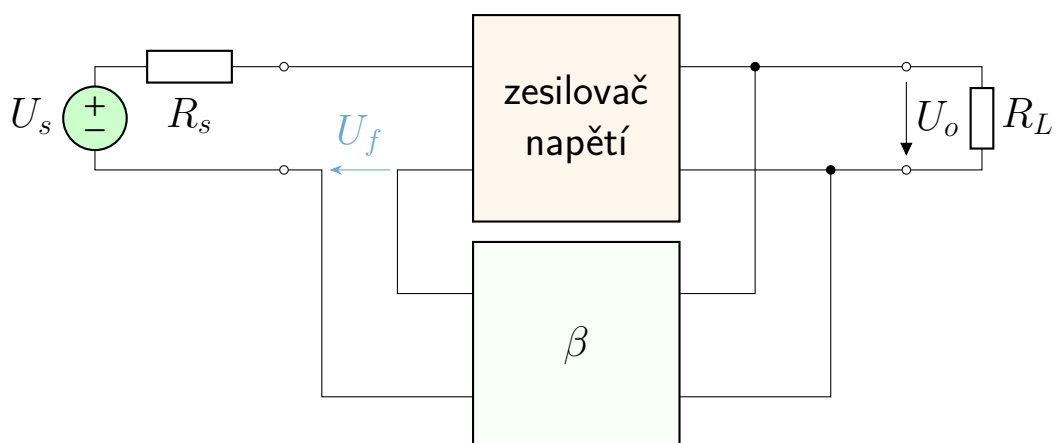


Obrázek 44: Převodní charakteristika nelineárního zesilovače – červeně otevřená smyčka, zeleně obvod se zpětnou vazbou

## 2.2.2 Čtyři základní topologie zpětné vazby

Veličinou na vstupu a na výstupu zesilovače může být napětí, nebo proud. To nám dává čtyři různé topologie zpětné vazby.

### 2.2.2.1 Zesilovač napětí



Obrázek 45: Sériová napěťová ZV

Sériová napěťová ZV – anglicky “voltage-sampling series-mixing topology”, nebo “series-shunt topology”. Vstupní i výstupní veličinou ZV je napětí. Je-

likoť je vstupní veličinou napětí, pro další analýzu použijeme Théveninovu reprezentaci zdroje signálu. Na vstupu zesilovače je napětí

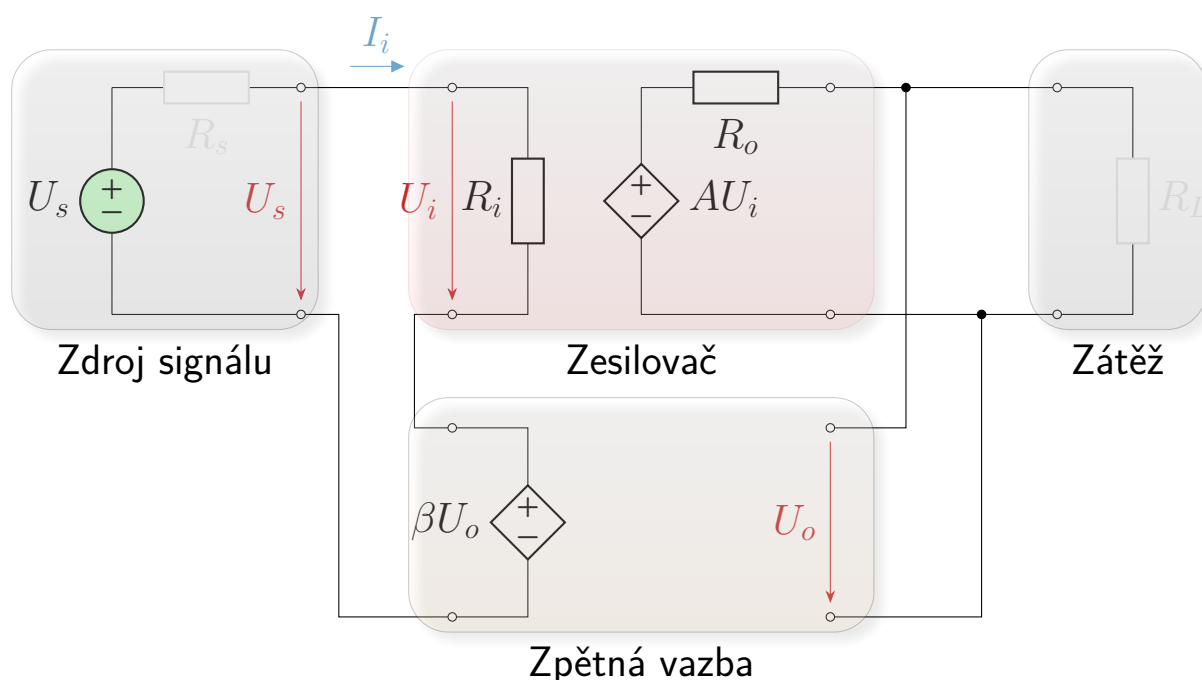
$$U_i = U_s - U_f \quad (56)$$

jedná se tedy o zápornou ZV.

Z hlediska terminologie, první slovo v českém názvu se týká vstupu, sériová ZV znamená, že na vstupu se sčítají / odečítají napětí (vzpomeňte na sériově zapojené rezistory – stejný proud, různá napětí – která sčítáme podle KVL (2. KZ), zatímco paralelně zapojené rezistory mají stejné napětí a různé proudy, které sčítáme podle KCL (1. KZ)). Druhé slovo se týká výstupu zesilovače, kde výstup zesilovače a vstup zpětné vazby mají stejné napětí. V angličtině tomuto odpovídá termín “series-shunt topology”. Druhý používaný termín “voltage-sampling series-mixing topology” používá obrácené pořadí. “Voltage-sampling” nejprve říká, jaká veličina je na vstupu zpětné vazby, a “series-mixing” říká, jak je výstup zpětné vazby sčítán / odečítán se zdrojem signálu.

Příkladem této topologie je neinvertující zesilovač v příkladu 1 (strana 35).

Studujme nyní vlastnosti sériové napěťové ZV. Studujme nejprve ideální blok zpětné vazby, kde  $U_f = \beta U_o$ . Takový blok obsahuje jediný obvodový prvek – zdroj napětí řízený napětím se zesílením  $\beta$ .

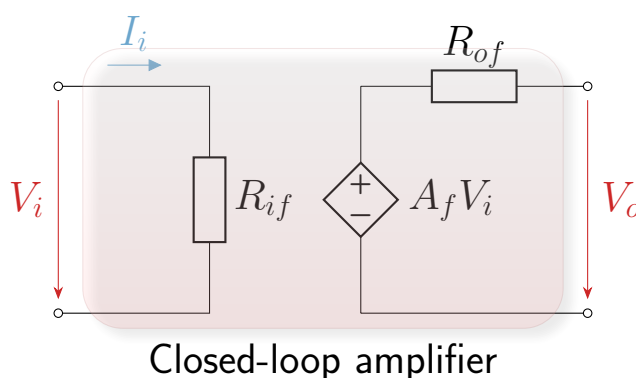


Obrázek 46: Obecné zapojení ideální sériové napěťové ZV

### 2.2.2.1.1 Vlastnosti ideální napěťové ZV

V ideálním případě navíc předpokládáme, že vnitřní odpor zdroje signálu  $R_s \rightarrow 0$ , takže na něm není žádný úbytek napětí. Dále předpokládáme obvod naprázdno, tedy  $R_L \rightarrow \infty$ . Obvod zpětné vazby v tomto případě nezatěžuje zesilovač, takže na  $R_o$  není žádný úbytek napětí, a zesílení zpětnovazební soustavy je tak stejné, jako u obecné struktury ZV z obrázku 39 na straně 34, podle rovnice 45.

Libovolný lineární obvod se dvěma svorkami můžeme nahradit Théveninovým, nebo Nortonovým ekvivalentním obvodem. Podobně, libovolný lineární obvod se dvěma páry svorek (dvojbran) můžeme nahradit vhodnými parametry dvojbranu. Pro sériovou napěťovou ZV je vhodné zapojení podle obrázku 47.



Obrázek 47: Model bloku zesilovače

Vstupní odpor (měřený mezi vstupními svorkami) je obecně definován jako

$$R_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} \quad (57)$$

Pro obvod z obrázku 46

$$R_{in} = R_{if} = \frac{U_s}{I_i} = \frac{U_s}{\frac{U_i}{R_i}} = R_i \frac{U_s}{U_i} = R_i \frac{U_i + \beta U_o}{U_i} = R_i \frac{U_i + \beta A U_i}{U_i} = R_i (1 + \beta A) \quad (58)$$

**Sériová napěťová ZV zvyšuje vstupní odpor faktorem  $1 + \beta A$ .**

Rovněž výstupní odpor je definován Ohmovým zákonem jako  $R_{out} = \frac{U_o}{I_L}$ . Pro jeho změření, resp. výpočet připojíme na výstup zdroj napětí  $U_o$  a zdroj vstupního signálu nahradíme zkratem. Proud, tekoucí ze zdroje  $U_o$  je  $I = \frac{U_o - AU_i}{R_o}$ , na vstupu zesilovače je napětí  $U_i = -\beta U_o$ , takže  $I = \frac{U_o + \beta AU_o}{R_o}$ . Výstupní odpor obvodu se sériovou napěťovou ZV je tedy  $R_{of} = \frac{U_o}{I} = \frac{R_o}{1 + A\beta}$ . K nalezení výstupního odporu můžeme ale použít i jiný přístup. Podle zatěžovací přímky, definované Théveninovým, nebo Nortonovým ekvivalentním obvodem je náhradní odpor definován jako poměr napětí naprázdno a proudu nakrátko. Napětí naprázdno je  $U_o = U_s \frac{A}{1 + A\beta}$ . Proud nakrátko teče z řízeného zdroje, když  $R_L \rightarrow 0$ . V takovém případě je  $U_o = 0$ , takže  $U_i = U_s$  a proud nakrátko  $I_L|_{R_L=0} = \frac{AU_i}{R_o} = \frac{AU_s}{R_o}$ . Je tedy

$$R_{of} = \frac{U_o|_{R_L \rightarrow \infty}}{I_L|_{R_L=0}} = \frac{U_s \frac{A}{1 + A\beta}}{\frac{AU_s}{R_o}} = \frac{R_o}{1 + A\beta} \quad (59)$$

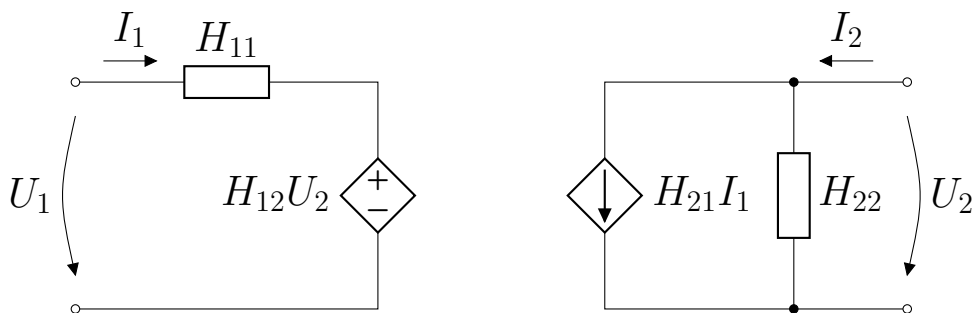
**Sériová napěťová ZV snižuje výstupní odpor zesilovače faktorem  $1 + \beta A$ .**

#### 2.2.2.1.2 Vlastnosti sériové napěťové ZV s neideálním blokem ZV

V příkladu 1 jsme viděli, že zpětná vazba bývá odporová. Odporová síť ale nemá nekonečně velký vstupní odpor a zatěžuje výstup zesilovače. Namísto jednoduchého zdroje napětí řízeného napětím  $\beta U_o$  potřebujeme ekvivalentní obvod, který má rovněž vstupní a výstupní odpor. Vhodným modelem je dvojbran, popsáný H-parametry:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (60)$$

Ekvivalentní obvod, reprezentující tento dvojbran je na obrázku 48:



Obrázek 48: Ekvivalentní obvod dvojbranu, popsaného H-parametry

kde jednotlivé parametry mohou být vypočteny ze vztahů:

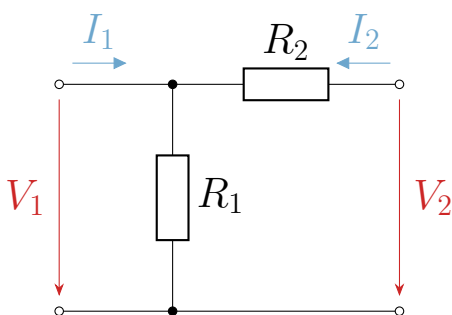
$$H_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad (61)$$

$$H_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} \quad (62)$$

$$H_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad (63)$$

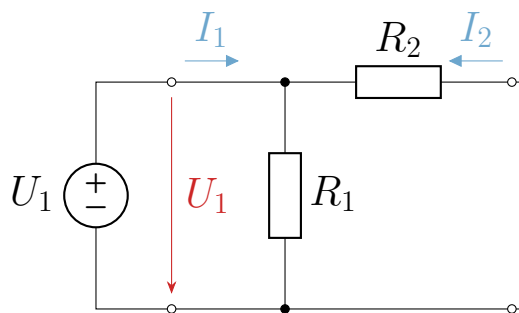
$$H_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0} \quad (64)$$

V příkladu 1 je zpětná vazba tvořena děličem napětí:



Obrázek 49: Obvod zpětné vazby z příkladu 1

Podmínka  $U_2 = 0$  v rovnicích 61 a 63 znamená, že spojíme svorky napravo zkratem, tak že rezistory  $R_1$  a  $R_2$  budou paralelně.



Obrázek 50: Zapojení pro výpočet parametrů  $H_{11}$  a  $H_{21}$

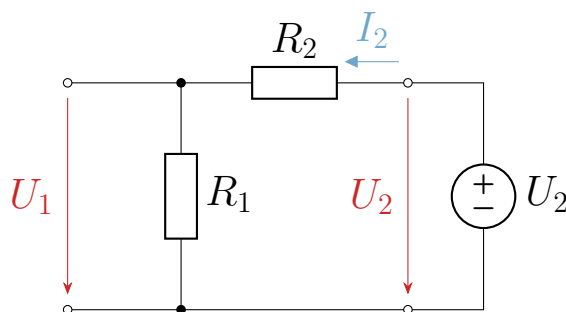
Vstupní odpor tedy je

$$H_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} = \frac{U_1}{\frac{U_1}{R_1 \parallel R_2}} = R_1 \parallel R_2 \quad (65)$$

a proudové zesílení ze vstupních na výstupní svorky

$$H_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} = \frac{-I_1 \frac{R_1}{R_1+R_2}}{I_1} = -\frac{R_1}{R_1+R_2} \quad (66)$$

Podmínka  $I_1 = 0$  v rovnicích 62 a 64 znamená, že svorky vlevo jsou naprázdno. Ke svorkám napravo zapojíme zdroj napětí  $U_2$ .



Obrázek 51: Zapojení pro výpočet parametrů  $H_{12}$  a  $H_{22}$

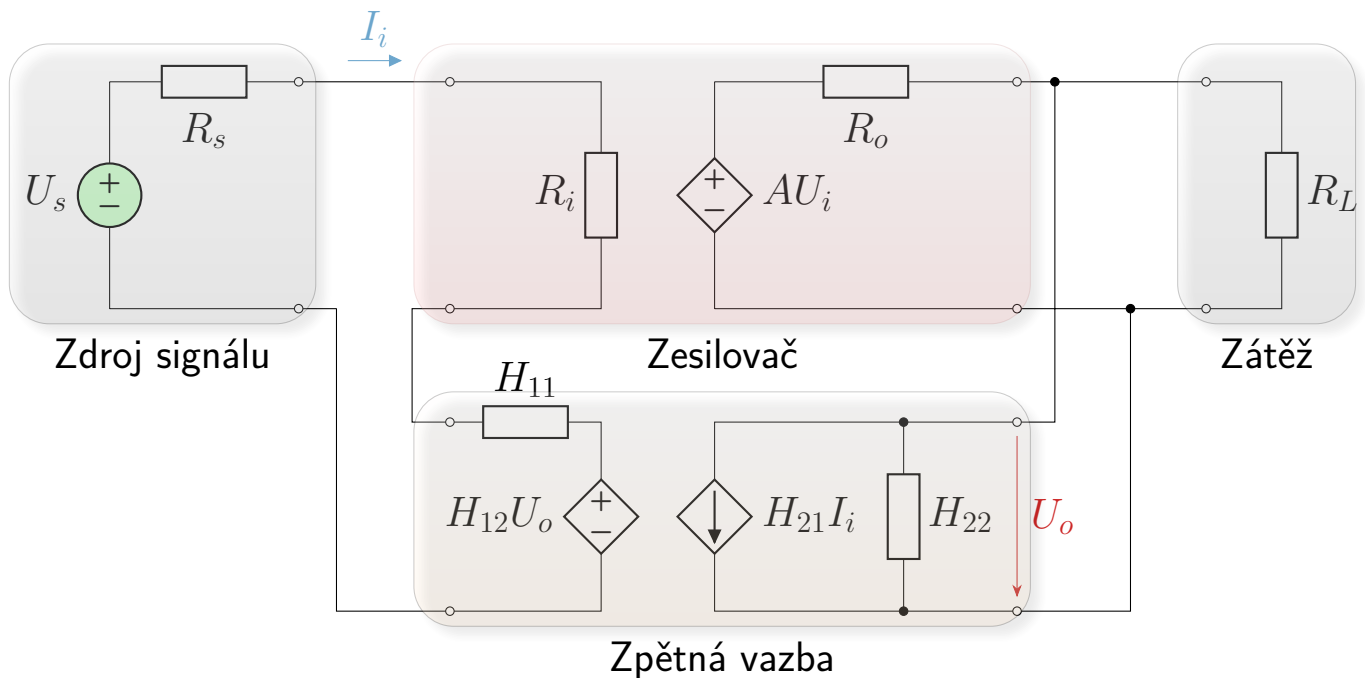
Napěťové zesílení ve směru z výstupních na vstupní svorky je

$$H_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} = \frac{U_2 \frac{R_1}{R_1+R_2}}{U_2} = \frac{R_1}{R_1+R_2} \quad (67)$$

a výstupní vodivost

$$H_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0} = \frac{\frac{U_2}{R_1+R_2}}{U_2} = \frac{1}{R_1+R_2} \quad (68)$$

Nyní tedy můžeme odporovou zpětnovazební síť na obrázku 46 nahradit ekvivalentním obvodem dvojbranu, popsaného H-parametry. Vstupní odpor  $R_i$  je obvykle velmi velký, ideálně nekonečný. U záporné zpětné vazby je napětí  $U_i$  velmi malé, takže vstupní proud  $I_i$  je zanedbatelný ve srovnání s výstupním proudem zesilovače. V takovém případě je možné zanedbat parametr  $H_{21}$ . Pak můžeme parametr  $H_{11}$  přesunout do horní části obvodu, sériově s  $R_s$  a  $R_i$  a  $H_{22}$  bude paralelně s  $R_L$ . Pak bude struktura obvodu stejná, jako na obrázku 46, viz obrázek 53.



Obrázek 52: Sériová napěťová ZV s dvojbranem s H-parametry

Vraťme se nyní k příkladu 1. Uvažujme hodnoty  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 900 \text{ k}\Omega$ ,  $U_s = 1 \text{ V}$ ,  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 10 \Omega$ . Uvažujme rovněž neideální zesilovač s  $R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$  a  $R_{out} = 100 \Omega$  a zesílením  $A = 1 \cdot 10^5 [-]$ .

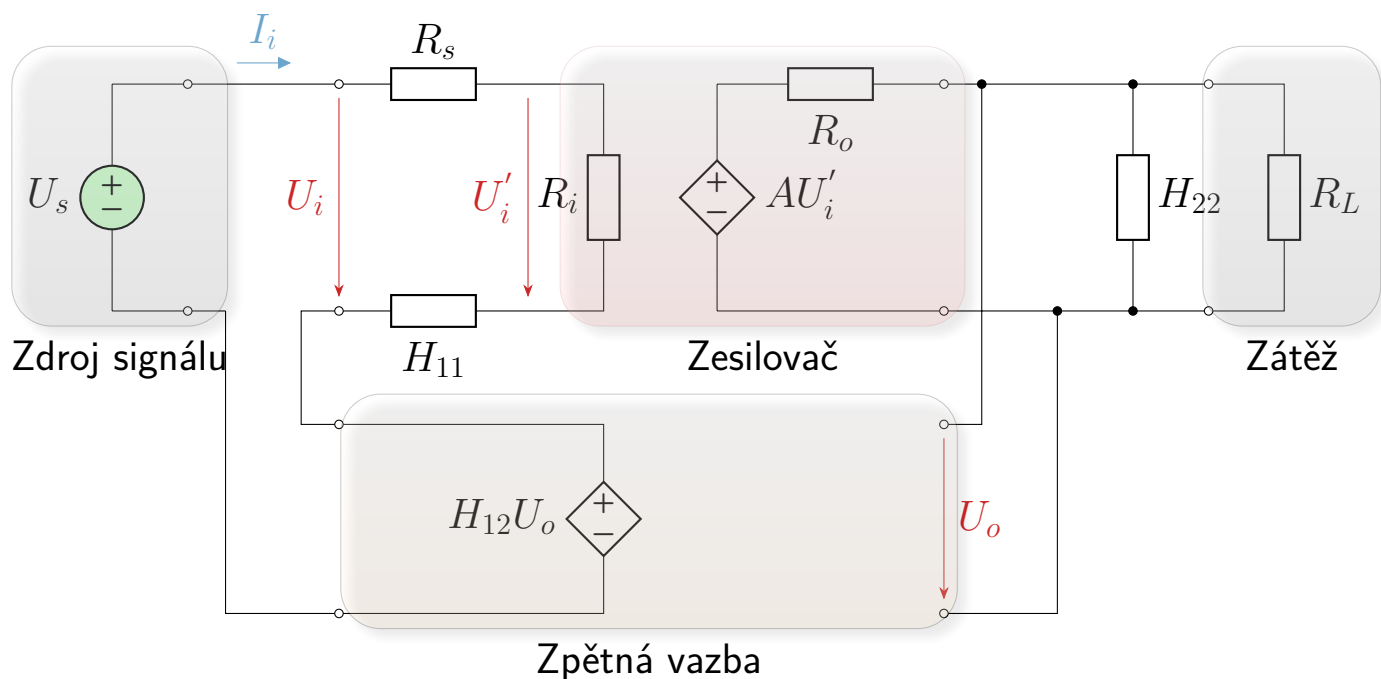
Z rovnic 65, 67 a 68 dostaneme

$$H_{11} = R_1 \parallel R_2 = 90 \text{ k}\Omega$$

$$H_{12} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.1 \text{ V/V}$$

$$H_{22} = \frac{1}{R_1 + R_2} = 10^{-6} \text{ S}$$





Obrázek 53: Sériová napěťová ZV s dvojbranem s H-parametry – upravený obvod

V tomto obvodu již zesílení otevřené smyčky není  $A$ , ale musíme do něj zahrnout dva děliče napětí. Jelikož parametr  $H_{22}$  je vodivost, musíme do děliče dosadit jeho převrácenou hodnotu. Zesílení otevřené smyčky je

$$A' = \frac{U_o}{U_i} = A \frac{R_i}{R_s + R_i + H_{11}} \frac{\frac{1}{H_{22}} \parallel R_L}{R_o + \frac{1}{H_{22}} \parallel R_L} = 8.333 \times 10^3 \text{ V/V} \quad (69)$$

Zesílení zpětnovazební soustavy

$$A_f = \frac{A'}{1 + A'H_{12}} = 9.988 \text{ V/V} \quad (70)$$

Vstupní odpor z pohledu svorek  $U_i$  je podle rovnice 58

$$R_{if} = (R_s + R_i + H_{11})(1 + A'H_{12}) = 9.102 \times 10^8 \Omega \quad (71)$$

Nicméně, rezistor  $R_s$  je ve skutečnosti součástí zdroje signálu, a na obrázku 53 byl přesunut ke vstupu zesilovače jen proto, aby mohl být obvod řešen podle obecné blokové struktury obvodu se zpětnou vazbou, takže ve skutečnosti je vstupní odpor:

$$R_{in} = R_{if} - R_s = 9.102 \times 10^8 \Omega \quad (72)$$

Vstupní odpor je v tomto případě tak velký, že jeho hodnota není prakticky vnitřním odporem zdroje signálu ovlivněna.

S použitím rovnice 59 je výstupní odpor

$$R_{of} = \frac{R_o'}{1 + A'H_{12}} = 0.011 \Omega \quad (73)$$

kde  $R_o'$  je celkový odpor mezi výstupními svorkami,

$$R_o' = R_o \parallel \frac{1}{H_{22}} \parallel R_L \quad (74)$$

Nicméně, výstupní odpor zesilovače nezahrnuje odpor zátěže,

$$R_{of} = R_{out} \parallel R_L \quad (75)$$

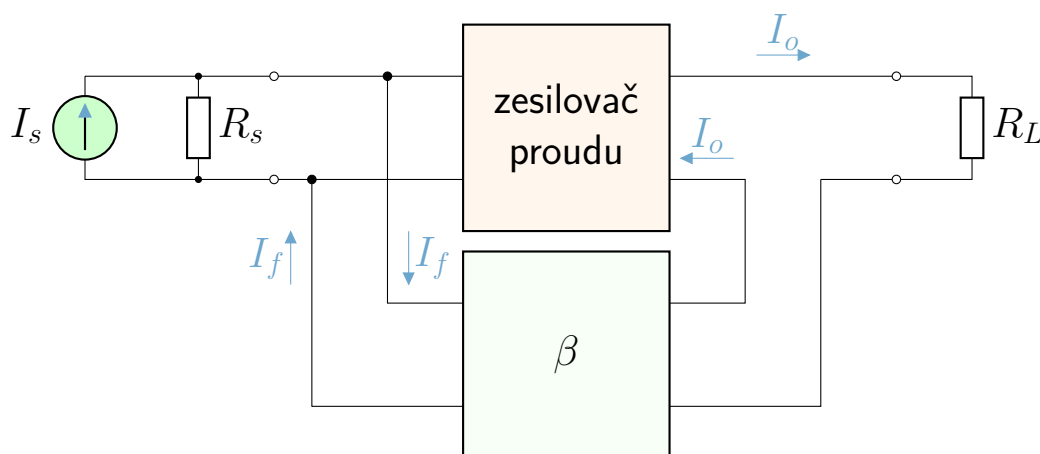
takže skutečný výstupní odpor dostaneme úpravou rovnice 75:

$$R_{out} = \frac{R_L R_{of}}{R_L - R_{of}} = 0.011 \Omega \quad (76)$$

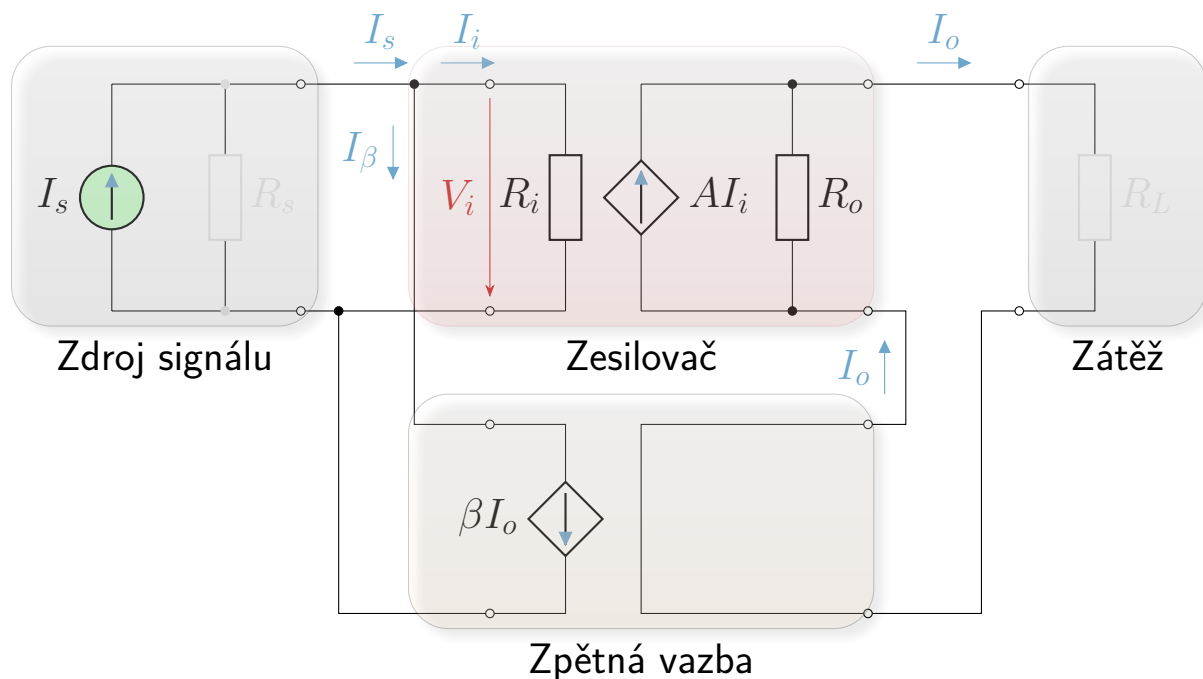
### 2.2.2.2 Zesilovače proudu

Jelikož v tomto případě je vstupní veličinou proud, zdroj signálu budeme modelovat Nortonovým ekvivalentním obvodem. Výstupní veličinou je rovněž proud, takže zesílení otevřené smyčky je  $A = \frac{I_o}{I_i}$  a zesílení zpětnovazebního obvodu  $A_f = \frac{I_o}{I_s} = \frac{A}{1 + \beta A}$ . Zesílení je bezrozměrná veličina.

Tuto topologii nazýváme paralelní proudová, anglicky “Current-sampling shunt-mixing”, nebo “shunt-series”.



Obrázek 54: Paralelní proudová ZV



Obrázek 55: Obecná struktura paralelní proudové topologie ZV

V ideálním obvodu je  $R_s \rightarrow \infty$  a  $R_o \rightarrow \infty$ .

Napětí na vstupních svorkách zesilovače je napětí na vstupním odporu

$$U_i = R_i I_i \quad (77)$$

S použitím 1. Kirchhoffova zákona (KCL) vyjádříme vztah mezi proudy zdroje, zesilovače a zpětné vazby

$$I_s = I_i + I_\beta \quad (78)$$

Proud zpětné vazby je

$$I_\beta = \beta I_o = \beta A I_i \quad (79)$$

Po dosazení rovnic 77, 78 a 79 dostaneme vztah pro vstupní odpor

$$R_{in} = R_{if} = \frac{U_i}{I_s} = \frac{R_i I_i}{I_i + I_\beta} = \frac{R_i}{1 + \beta A} \quad (80)$$

**Paralelní proudová ZV snižuje vstupní odpor zesilovače faktorem  $1 + \beta A$ .**

Výstupní odpor bude odvozen z definice zatěžovací přímky (napětí naprázdno děleno proudem nakrátko). Napětí naprázdno (pro  $R_L \rightarrow \infty$ ) je  $U_o|_{R_L \rightarrow \infty} =$

$AI_i R_o = AI_s R_o$ , jelikož proud do zpětné vazby je nulový. Z rovnic 78 a 79 je proud ze zdroje  $I_s = I_i + \beta AI_i = I_i(1 + \beta A)$  a proud nakrátko je  $I_o|_{R_L=0} = AI_i = \frac{AI_s}{1+\beta A}$

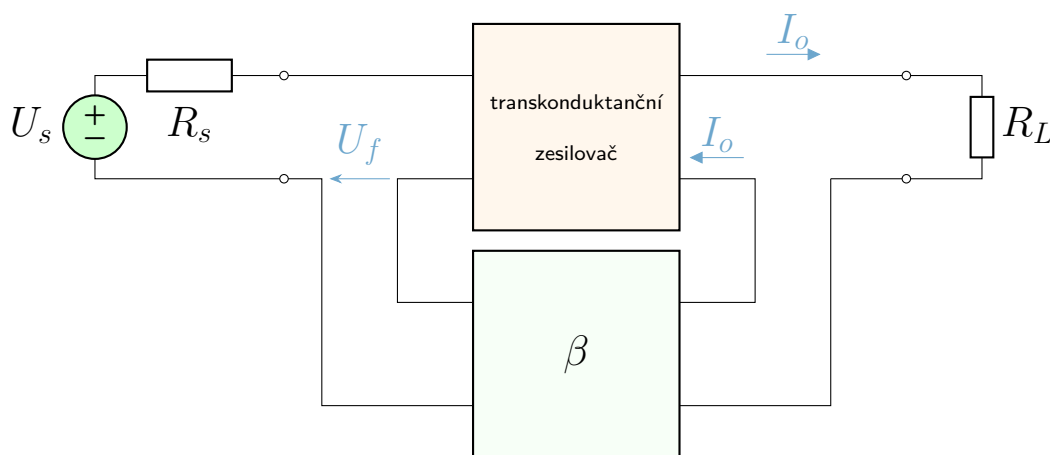
$$R_{of} = \frac{U_o|_{R_L \rightarrow \infty}}{I_o|_{R_L=0}} = R_o(1 + \beta A) \quad (81)$$

**Paralelní proudová ZV tedy zvyšuje výstupní odpor faktorem  $1+\beta A$ .**

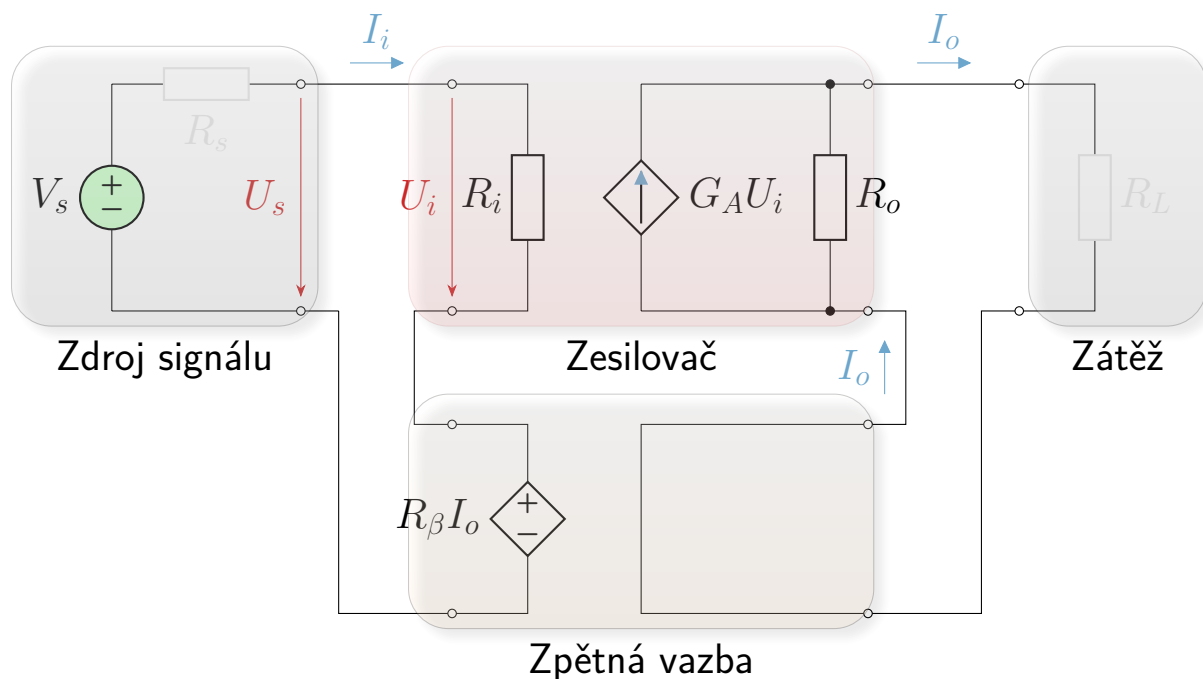
### 2.2.2.3 Transkonduktanční zesilovač

Vstupní veličinou je napětí (a zdroj reprezentujeme Théveninovým náhradním obvodem), výstupní veličinou je proud. Zesílení otevřené smyčky je  $G_A = \frac{I_o}{U_i}$  a zesílení zpětnovazební soustavy je  $G_{Af} = \frac{I_o}{U_s} = \frac{G_A}{1+\beta G_A}$ . Jelikož transkonduktanční zesilovač převádí napětí na proud, zesílení má rozměr vodivosti a jednotkou je Siemens – proto je pro zesílení použit symbol  $G_A$ , namísto obecného  $A$ .

Tato topologie ZV se nazývá sériová proudová, anglicky “current-sampling series-mixing”, nebo “series-series topology”.



Obrázek 56: Topologie sériové proudové ZV



Obrázek 57: Obecná struktura ideální sériové proudové ZV

Blok zpětné vazby má jako vstupní veličinu proud, a jako výstupní veličinu napětí, takže fyzikální rozměr zpětnovazebního přenosu je Ohm, a v obrázku 57 je namísto obecného symbolu  $\beta$  použit symbol  $R_\beta$ .

Vstupní odpor

$$R_{in} = R_{if} = \frac{U_s}{I_i} = \frac{U_s}{\frac{U_i}{R_i}} = R_i \frac{U_s}{U_i} = R_i \frac{U_i + R_\beta I_o}{U_i} = R_i \frac{U_i + R_\beta G_A U_i}{U_i} = R_s (1 + R_\beta G_A) \quad (82)$$

**Sériová proudová ZV zvyšuje vstupní odpor faktorem  $1 + \beta A$ .**

Pro výstupní odpor opět použijeme definici napětí naprázdno lomeno proud nakrátko. Napětí naprázdno je:

$$U_o|_{R_L \rightarrow \infty} = G_A U_i R_o = G_A U_s R_o \quad (83)$$

$$U_s = U_i + R_\beta I_o = U_i + R_\beta G_A U_i = U_i (1 + R_\beta G_A) \quad (84)$$

Proud nakrátko:

$$I_L|_{R_L=0} = G_A U_i = \frac{U_s G_A}{1 + R_\beta G_A} \quad (85)$$

Výstupní odpor je

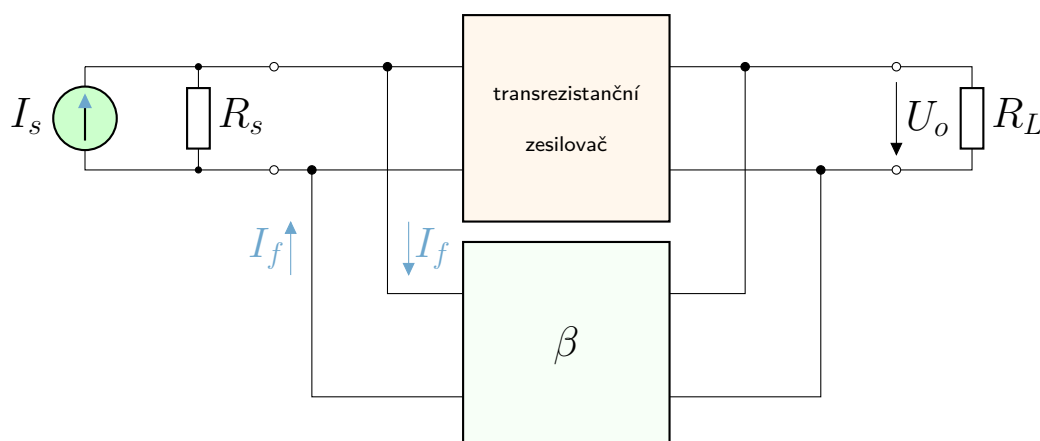
$$R_{of} = \frac{U_o|_{R_L \rightarrow \infty}}{I_L|_{R_L=0}} = R_o(1 + R_\beta G_A) \quad (86)$$

**Sériová proudová ZV tedy zvyšuje výstupní odpor faktorem  $1 + \beta A$ .**

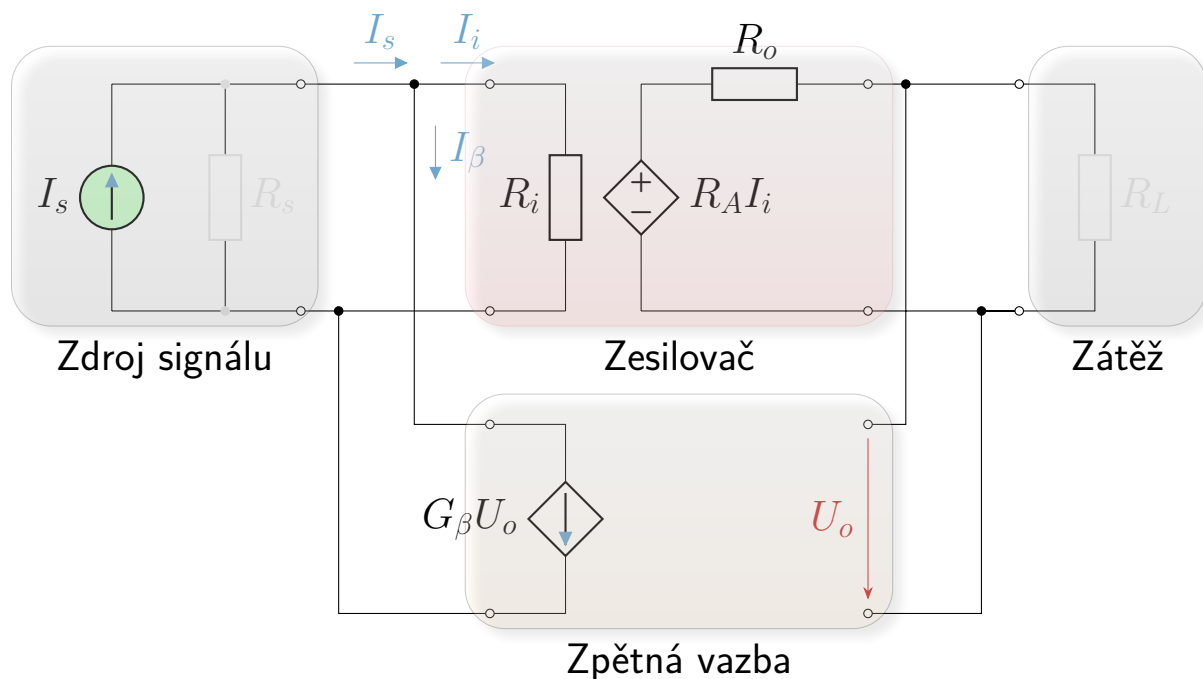
#### 2.2.2.4 Transrezistanční zesilovač

Vstupní veličinou je proud a výstupní veličinou je napětí. Zesílení otevřené smyčky je  $R_A = \frac{V_o}{I_i}$  a zesílení zpětnovazební soustavy  $R_{Af} = \frac{U_o}{I_s} = \frac{R_A}{1 + G_\beta R_A}$ . Vzhledem k tomu, že tato ZV převádí proud na napětí, zesílení není bezrozměrné, ale tato převodní konstanta má rozměr odporu, jednotkou je Ohm, a namísto obecného symbolu  $A$  je použit symbol  $R_A$ , zohledňující fyzikální rozměr konstanty. Podobně pro blok ZV je vstupní veličinou napětí, výstupní proud, zpětnovazební přenos má rozměr vodivosti Siemens a namísto obecného symbolu  $\beta$  je použit symbol  $R_\beta$ .

Topologie této ZV se nazývá paralelní napěťová, anglicky “voltage-sampling shunt-mixing topology”, nebo “shunt-shunt topology”.



Obrázek 58: Paralelní napěťová topologie ZV



Obrázek 59: Obecná struktura ZV s paralelní napěťovou topologií

Vstupní napětí zesilovače je úbytek na vstupním odporu

$$U_i = R_i I_i \quad (87)$$

Pro proudy zdroje, zpětné vazby a zesilovače platí podle 1. Kirchhoffova zákona (KCL)

$$I_s = I_i + I_\beta \quad (88)$$

Proud ze zpětné vazby je

$$I_\beta = G_\beta U_o = G_\beta R_A I_i \quad (89)$$

Dosazením rovnic 87, 91 a 89 dostaneme pro vstupní odpor

$$R_{in} = R_{if} = \frac{U_i}{I_s} = \frac{R_i I_i}{I_i + I_\beta} = \frac{R_i}{1 + G_\beta R_A} \quad (90)$$

**Paralelní napěťová ZV tedy snižuje vstupní odpor faktorem  $1 + \beta A$ .**

Proud ze zdroje

$$I_S = I_i + I_\beta = I_i + I_i G_\beta R_A = I_i (1 + G_\beta R_A) \quad (91)$$

Napětí naprázdno pro ( $R_L \rightarrow \infty$ ) je

$$U_o|_{R_L \rightarrow \infty} = R_A I_i = \frac{R_A I_s}{1 + G_\beta R_A} \quad (92)$$

Proud nakrátko

$$I_L|_{R_L=0} = \frac{R_A I_i}{R_o} = \frac{R_A I_s}{R_o} \quad (93)$$

Výstupní odpor

$$R_{of} = \frac{U_o|_{R_L \rightarrow \infty}}{I_L|_{R_L=0}} = \frac{R_o}{1 + G_\beta R_A} \quad (94)$$

**Paralelní napěťová ZV tedy snižuje výstupní odpor faktorem  $1 + \beta A$ .**

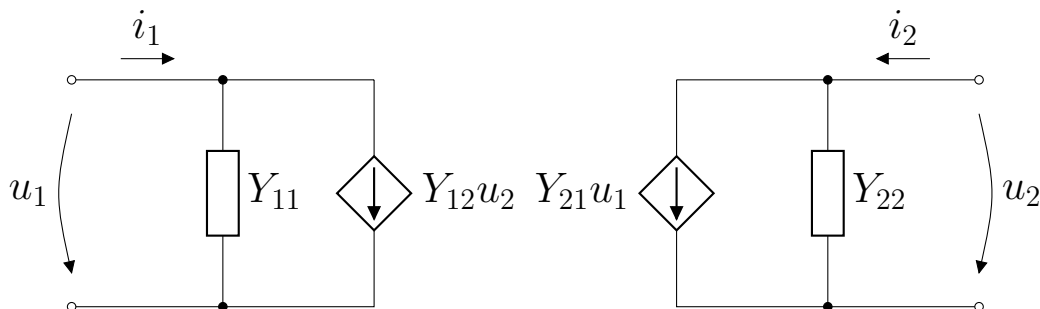
#### 2.2.2.4.1 Vlastnosti paralelní napěťové ZV s neideálním blokem ZV

V reálném obvodu bude zpětná vazba obvykle realizována odporovou sítí. V tomto případě není přenos zpětné vazby unilaterální, a musíme počítat s přenosem oběma směry. Pro modelování ZV opět použijeme dvojbran, vzhledem k topologii jsou ale vhodné  $Y$  parametry.

$$I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2$$

$$I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2$$

Dvojbran, popsáný  $Y$  parametry má ekvivalentní náhradní obvod



Obrázek 60: Náhradní obvod dvojbranu, který je popsán  $Y$  parametry



kde jednotlivé parametry vypočteme z rovnic:

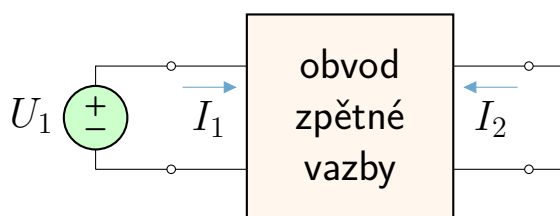
$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} \quad (95)$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} \quad (96)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} \quad (97)$$

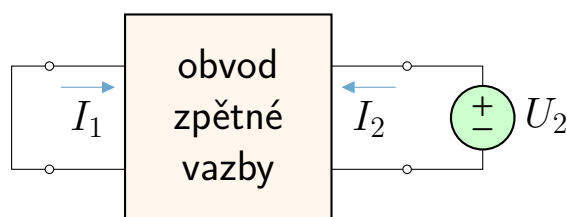
$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} \quad (98)$$

Podmínka  $U_2 = 0$  znamená, že ke vstupním svorkám připojíme zdroj napětí  $U_1$  a výstupní svorky zkratujeme.



Obrázek 61: Zapojení pro výpočet parametrů  $Y_{11}$  a  $Y_{21}$

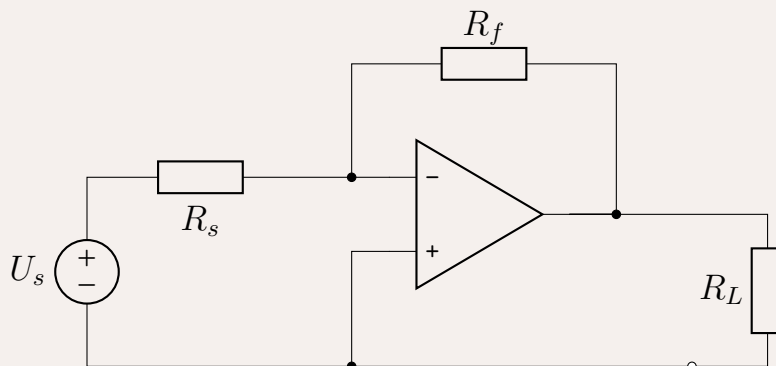
Podmínka  $U_1 = 0$  znamená, že k výstupním svorkám připojíme zdroj napětí  $U_2$  a vstupní svorky zkratujeme.



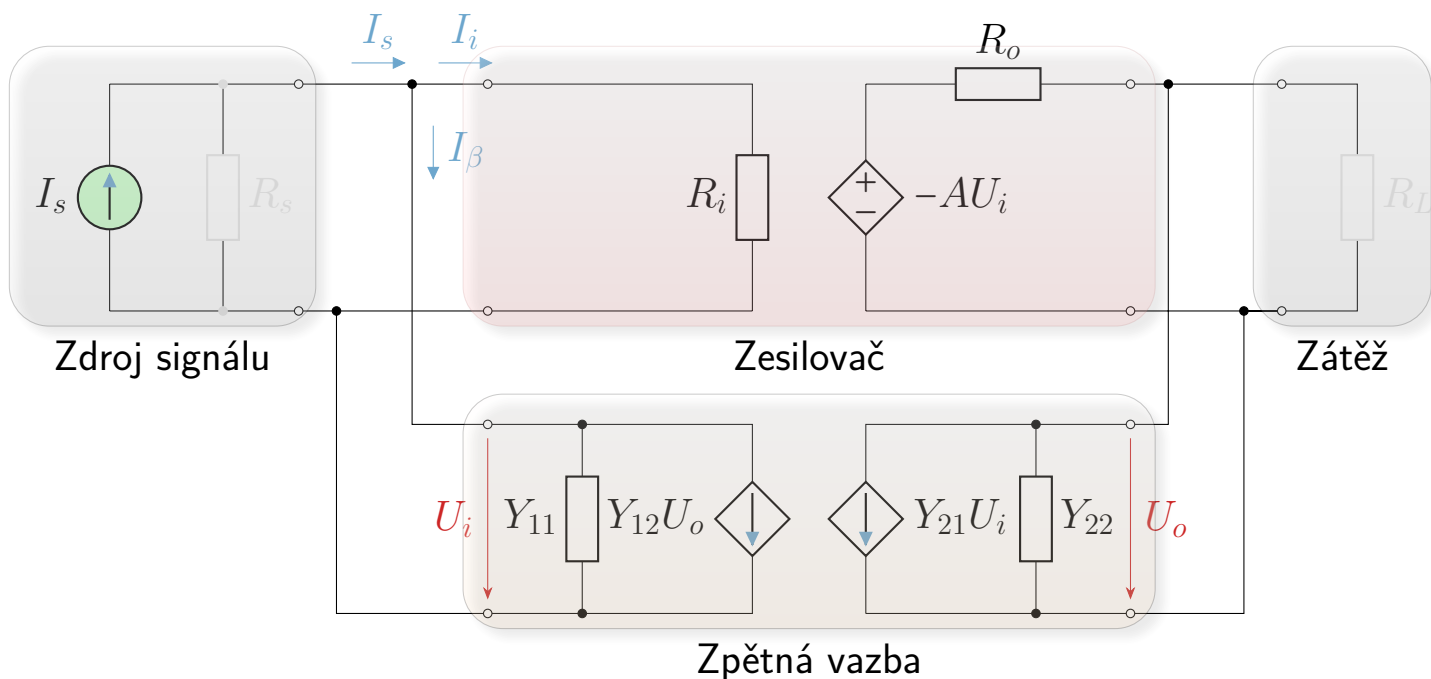
Obrázek 62: Zapojení pro výpočet parametrů  $Y_{12}$  a  $Y_{22}$

### Příklad 2

Na obrázku je invertující zesilovač s OZ. Pro výpočet výstupního napětí použijte metodu analýzy ZV, pokud  $R_s = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_f = 1\text{ M}\Omega$ ,  $U_s = 1\text{ V}$ ,  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ . Uvažujeme neideální OZ s parametry  $R_i = 100\text{ k}\Omega$  a  $R_o = 100\text{ }\Omega$  a zesílením otevřené smyčky OZ  $A = 1 \times 10^5\text{ V/V}$ .



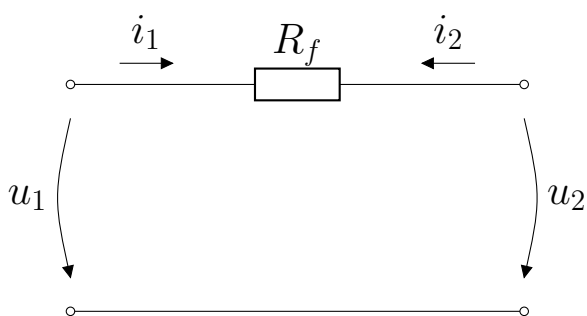
Ačkoli jsme invertující zesilovač s OZ na obrázku 2 v kapitole 1.2.1 počítali jako zesilovač napětí, jedná se o topologii paralelní napěťové ZV a tedy z hlediska topologie ZV o transrezistanční zesilovač proud / napětí. Obvodem zpětné vazby je zde rezistor  $R_f$  (na obrázku 2 označený jako  $R_2$ ) a proud, tekoucí ze zdroje je  $I_s = \frac{U_s}{R_s}$ . Na obrázku 2 byl rezistor  $R_s$  označený jako  $R_1$ . Existuje i převodník proud na napětí, kde v zapojení 2 není rezistor  $R_1$  zapojen.



Obrázek 63: Paralelní napěťová ZV s s dvojbřanem s Y-parametry

Pro obvod zesilovače na obrázku 63 byl použit zdroj napětí, řízený napětím, modelující operační zesilovač. Je samozřejmě možné konvertovat tento zdroj na zdroj napětí, řízený proudem podle obrázku 59, z hlediska řešení to nicméně není potřeba.

V tomto případě musíme uvažovat všechny čtyři parametry dvojbřanu. Zpětná vazba obsahuje jediný rezistor  $R_f$



Obrázek 64: Příklad 2 – obvod zpětné vazby pro konverzi na dvojbřan

Parametry dvojbřanu jsou:  $Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0} = \frac{1}{R_f}$ ,  $Y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{-1}{R_f}$ ,  $Y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2=0} = \frac{-1}{R_f}$ ,  $Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{1}{R_f}$ .

Zdroj proudu je  $I_s = \frac{U_s}{R_s}$  dle konverze Thévenin - Norton. Obvod popíšeme dvěma rovnicemi, sestavenými metodou uzlových napětí:

$$-I_s + \frac{U_i}{R_s} + \frac{U_i}{R_{in}} + U_i Y_{11} + Y_{12} U_2 = 0 \quad (99a)$$

$$U_2 Y_{22} + Y_{21} U_i + \frac{U_2 + A U_i}{R_O} = 0 \quad (99b)$$

Řešením soustavy rovnic dostaneme pro zesílení zpětnovazební soustavy

$$R_{A_f} = \frac{U_2}{I_s} = - \frac{R_s R_{in} (A R_f - R_O)}{R_{in} (R_f + R_O + R_s (1 + A)) + R_s (R_f + R_O)} \quad (100)$$

resp.

$$A_f = \frac{U_2}{U_s} = - \frac{R_{in} (A R_f - R_O)}{R_{in} (R_f + R_O + R_s (1 + A)) + R_s (R_f + R_O)} \quad (101)$$

### 2.2.2.5 Vliv topologie na vlastnosti zpětné vazby – shrnutí

Dříve uvedený vliv topologie zpětné vazby na vstupní / výstupní odpor, resp. obecně impedanci zesilovače můžeme shrnout v následující tabulce:

#### Vstupní topologie:

- sériová:  $Z_{if} = Z_i (1 + \beta A)$
- paralelní:  $Y_{if} = Y_i (1 + \beta A)$

#### Výstupní topologie:

- napěťová:  $Y_{of} = Y_o (1 + \beta A)$
- proudová:  $Z_{of} = Z_o (1 + \beta A)$