

EVROPSKÁ UNIE
Evropské strukturální a investiční fondy
Operační program Výzkum, vývoj a vzdělávání

MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ, MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY

ESF II - projekt Západočeské univerzity v Plzni

registrační číslo CZ.02.2.69/0.0/0.0/18_056/0013239

Výukové texty

pro předmět

Analogové elektronické systémy

(KEI/AELS)

na téma

Operační zesilovače

Autor: Ing. Václav Koucký, CSc.

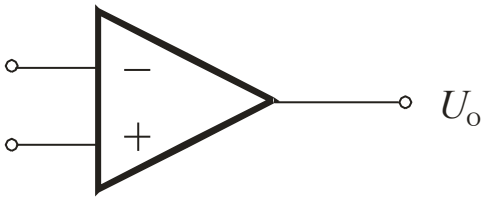
4. Operační zesilovače

Rozvoj všeobecných aplikací operačních zesilovačů v elektronice souvisí s vývojem analogových počítačů resp. tzv. diferenciálních analyzátorů. Zde byly přesné zesilovače využívány ve zpětnovazebních zapojeních k realizaci matematických operací – sečítání, negace a integrace. Tak vznikl i přívlastek operační. Operační zesilovač je stejnosměrný zesilovač s relativně velkým napěťovým zesílením, zpravidla rozdílovým vstupem s relativně širokým kmitočtovým pásmem. Zmíněné hlavní parametry operačních zesilovačů byly v průběhu dalšího vývoje velmi podstatně zdokonaleny. Operační zesilovače se dnes téměř zcela přesunuly do aplikací v měřící a řídící technice.

4.1. Ideální operační zesilovač

Aby bylo možno dobře demonstrovat vlastnosti operačního zesilovače (dále OZ) a zapojení s OZ, byl zaveden pojem ideální OZ. Reálné OZ se pak svými parametry ideálnímu OZ více či méně přibližují. Ideální OZ má následující parametry:

- nekonečné zesílení A_{OL}
- nekonečná šířka kmitočtového pásma
- dokonalé potlačení souhlasného signálu
- nekonečná vstupní impedance a nulová výstupní impedance
- nulový ofset, drift a šum



Obr. 4.1. Ideální operační zesilovač

Důsledkem nekonečného zesílení ideálního operačního zesilovače je nedefinované napětí na výstupu při nulovém napětí mezi diferenčními vstupy. Důsledkem nekonečné vstupní impedance je nulový proud do vstupů ideálního OZ. U ideálního OZ neuvažujeme napájení. Důsledkem je teoreticky možné nekonečné napětí na výstupu a nekonečný výkon dodávaný výstupem OZ. V teorii elektrických obvodů je zaveden singulární dvojbran nulor, který svými vlastnostmi koresponduje s ideálním operačním zesilovačem.

4.2. Rozdělení a parametry reálných oper. zesilovačů

Existuje řada kritérií pro přehledné dělení OZ. Výrobci často používají dělení (například v katalozích) na základě některého dominantního parametru OZ. K označení operační zesilovač jsou pak připojeny přívlastky rychlý, nízkopříkonový, přesný, nízkošumový, jednostranně napájený, s velkým rozkmitem výstupního napětí (tzv. rail to rail), výkonový. Z naznačeného dělení lze tušit velký rozptyl parametrů reálného OZ. Jako operační zesilovač jsou označovány i např. izolační resp. galvanicky oddělující zesilovače.

4.2.1. Druhy operačních zesilovačů

Operační zesilovače se vyrábějí ve velmi širokém sortimentu pro různá použití. V literatuře jsou obvykle uváděna následující kritéria dělení:

– podle výrobní technologie

  – realizované z diskrétních součástek

  – hybridní integrované obvody

  – monolitické integrované obvody

– podle zapojení vstupu

  – s jednoduchým zpravidla invertujícím vstupem

  – s rozdílovým vstupem

– podle principu činnosti

  – přímo vázané

  – modulační

  – s automatickým nulováním

  – parametrické

– podle výkonu resp. příkonu

  – standardní

  – nízkopříkonové

  – výkonové

– podle použití

  – univerzální

  – přístrojové

  – izolační

Uvedené dělení je do určité míry poznamenáno historickým vývojem. Většina dnes vyráběných operačních zesilovačů obvykle označovaných jako standardní jsou přímo vázané zesilovače s rozdílovým vstupem, vyrobené monolitickou technologií. Významní výrobci OZ používají ve svých katalozích dělení podle dominantního parametr na:

– přesné

– s malou vstupní nesymetrií

– bipolární

– spínané (Chopper stabilized)

– s nízkým vstupním klidovým proudem

– s nízkým šumem

– s nízkým příkonem

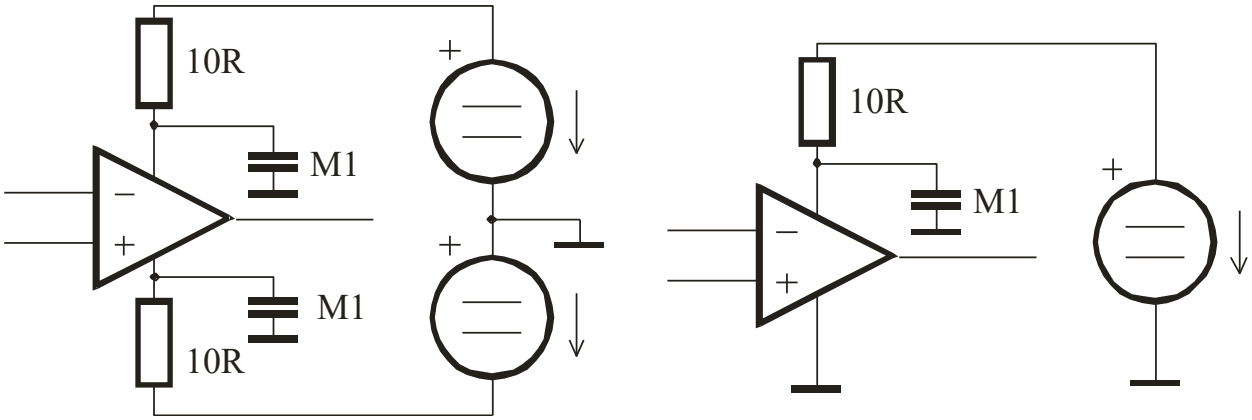
– s jedním napájecím napětím

– rychlé s jedním napájecím napětím

– rychlé

4.2.2. Základní parametry reálného OZ

- Napájení je u reálného OZ zpravidla symetrické. Velikost napájecího napětí bývá zpravidla +/- 15 V (je to pozůstatek tzv. strojové jednotky o velikosti 10 V). Maximálním přípustným napájecím napětím je v tomto případě +/- 22 V. Napájení může být i nesymetrické (jednostranné). Existují rovněž OZ, které pracují s napájecím napětím pouze 1.5 V. U zesilovačů s nízkým napájecím napětím bývá maximální napájecí napětí jen o málo vyšší než provozní. Je dobře zkontrolovat je v katalogu výrobce v kapitole Absolute Maximun Ratings. Ukázka symetrického a nesymetrického napájení operačních zesilovačů je na obrázku 4.2.



Obr. 4.2. a) symetrické napájení OZ, b) nesymetrické napájení OZ

- Zesílení v otevřené smyčce A_{OL} je definováno jako poměr pomalé změny výstupního napětí u_o a vstupního rozdílového napětí u_d. Pohybuje se v rozmezí 10^4 - 10^7 resp. 40 - 140 dB.

Vstupní napěťová nesymetrie – vstupní napěťový ofset (Input Offset Voltage) U_{IO} je definován jako napětí, které je třeba přivést ke vstupním svorkám, aby výstupní napětí bylo nulové. Vstupní napěťová nesymetrie je způsobena neideálními vlastnostmi OZ, zejména rozdílností vstupních tranzistorů. U_{IO} se pohybuje v rozsahu 10^{-3} - 10^{-6} V.

- Napěťový drift (nestálost napěťové nesymetrie) αU_{IO} je definován jako změna napěťové nesymetrie při definované změně teploty. Rozměr je μV/ °K . Vedle teplotního driftu existuje podstatně méně významný drift časový. Pokud je časový drift vůbec udáván, vyjadřuje napěťový posun vstupní napěťové nesymetrie v μV za 1000 hodin.

- Vstupní klidový proud (Input or Initial Bias Current) I_{IB} je hodnota stejnosměrného proudu, který musí téci do každého vstupu tak, aby výstupní napětí bylo nulové. Někteří výrobci uvádějí odděleně hodnotu pro invertující a neinvertující vstup někteří pak aritmetický průměr. Velikost klidového proudu závisí na typu OZ a pohybuje se v rozsahu 10^{-8} - 10^{-13} A.

- Vstupní proudová nesymetrie – vstupní proudový ofset (Input Offset Current) I_{IO} je definován jako rozdíl proudů, které musíme přivést do vstupů, abychom nastavili nulové výstupní napětí. Jeho hodnota se pohybuje v rozsahu vstupních klidových proudů tj. 10^{-8} - 10^{-13} A. Chybové napětí, které se objeví na výstupu OZ není způsobeno

jen zesílením napěťové nesymetrie, ale i zesílením úbytků napětí vzniklých klidovými proudy na vnějších rezistorech operační sítě.

- Proudový drift (nestálost proudové nesymetrie) αI_{IO} je definován jako změna proudové nesymetrie při definované změně teploty. Rozměr je pA/ °K případně nA/ °K.

- Šum je charakterem podobný napěťovému driftu, obsahuje vyšší spektrální složky. Složky driftu s kmitočty vyššími než 1Hz jsou označovány jako šum.

- Diferenční odpor (Differential Input Resistance) R_I je definován jako odpor mezi diferenčními vstupními svorkami. Pohybuje se v rozmezí 10^4 - 10^{10} Ω.

- Vstupní odpor proti zemi (Common Mode Resistance) R_O je odpor měřený mezi každou vstupní svorkou a zemí a pohybuje se v rozmezí od 10^6 - 10^{10} Ω.

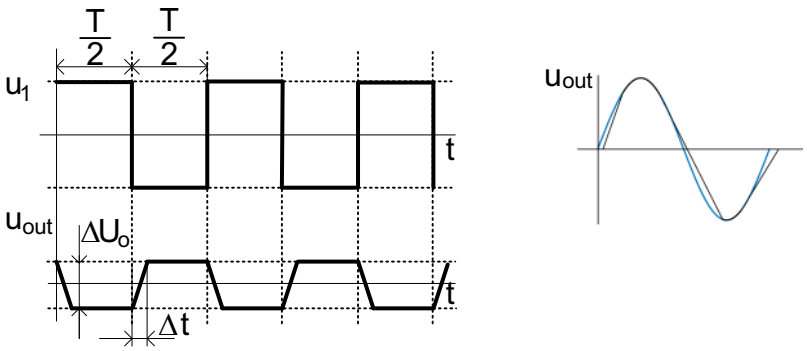
- Výstupní odpor (Output Resistance) R_O je odpor, který způsobí pokles výstupního napětí po připojení zátěže. Jeho velikost je 10^1 - 10^3 Ω. U operačních sítí s napěťovou ZV je výstupní odpor blízký nule.

- Činitel potlačení souhlasného signálu CMR nebo CMRR (Common Mode Rejection Ratio) je definován jako poměr vstupní souhlasné napěťové diference ΔU_S a výstupní napěťové diference ΔU_O . CMR = 20 log ($\Delta U_S / \Delta U_O$), kde $U_S = (U_+ + U_-) / 2$. CMR se pohybuje v rozsahu 70 - 150 dB. CMRR = $A_{OL} / A_S = (\Delta U_O / \Delta U_S)$.

- Maximální souhlasné napětí (Common Mode Input Range) je maximální hodnota souhlasného vstupního napětí. Zpravidla bývá shodná s velikostí napájecího napětí, nebo je definováno možné překročení napájecího napětí.

- Citlivost napěťové nesymetrie na změnu napájecího napětí (Power-Supply Rejection Ratio or Supply Voltage Rejection Ratio) SVRR nebo SVR je poměr změny napěťové nesymetrie ke změně napájecího napětí. Udává se v jednotkách μV / V.

- Rychlost přeběhu SR (Slew Rate) udává rychlost změny výstupního napětí $\Delta U_o / \Delta t$ při buzení OZ napěťovým skokem. Pohybuje se v rozsahu 1 - 1000 V/ μs. Měří se zpravidla v operační síti s jednotkovým zesílením. S rychlostí přeběhu souvisí parametr mezní výkonový kmitočet f_p (Power Bandwidth or Full Power Response). Mezní výkonový kmitočet je nejvyšší kmitočet nezkresleného sinusového signálu s amplitudou U_o. Vztah mezi rychlostí přeběhu a mezním výkonovým kmitočtem je $SR = 2 \cdot \pi \cdot U_o \cdot f_p$. Pojem rychlosti přeběhu a mezního výkonového kmitočtu ilustruje obrázek 4.3 a), b).

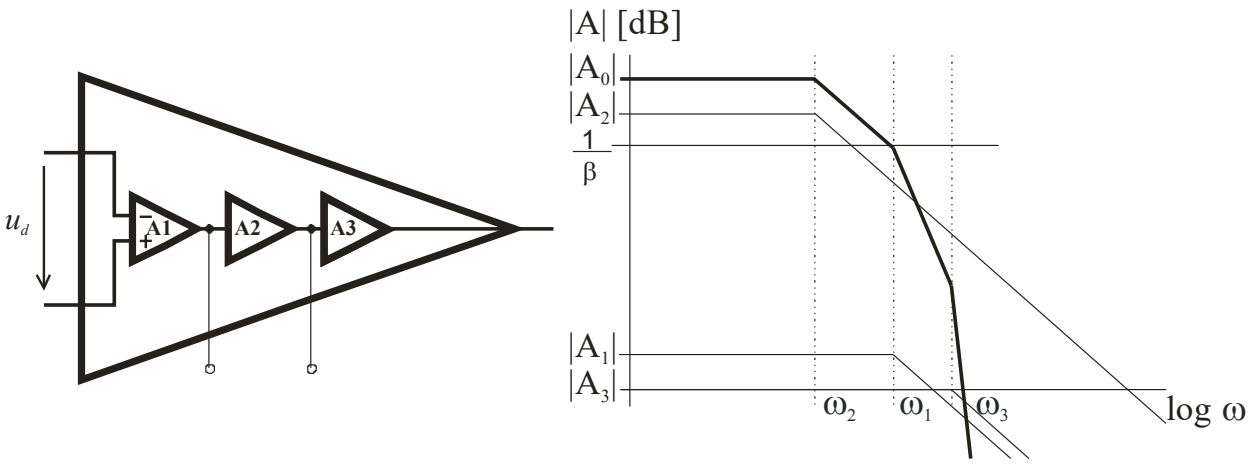


Obr. 4.3. a) rychlost přeběhu, b) mezní výkonový kmitočet

4.3. Vnitřní struktura, stabilita a korekce OZ

4.3.1. Vnitřní struktura OZ

Většina standardních OZ má třístupňovou vnitřní strukturu, jak je naznačeno na obrázku 4.4.

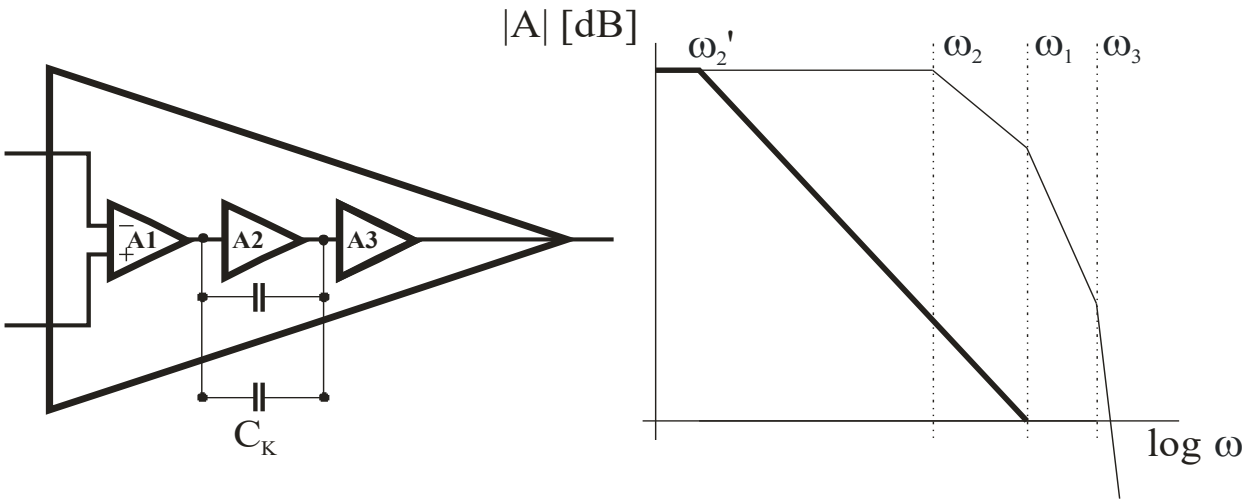


Obr. 4.4. Bloková struktura OZ

Jednotlivé stupně jsou pro zkoumání vlastností výsledného celku modelovány jako obvody s minimální fází s jedním zlomovým kmitočtem a následným sklonem amplitudové charakteristiky –20 dB/dek. Tomu pak odpovídá celkový fázový posun každého stupně o 90 stupňů. Stupeň se zesílením A_1 je rozdílový zesilovač, u kterého jsou optimalizovány zejména CMR, nesymetrie a vstupní impedance. Tato optimalizace bývá za cenu relativně malého napěťového zesílení A_1 a velké výstupní impedance. Výstup stupně A_1 lze považovat prakticky za proudový. Stupeň A_2 má relativně velké napěťové zesílení a vysokou výstupní impedanci. Stupeň A_3 nezesiluje napětí. Jedná se obvykle o dvojčinné zapojení tranzistorů se společným kolektorem. Optimalizována je zde výstupní impedance. Zlomový kmitočet ω_1 stupně A_1 je poněkud vyšší než zlomový kmitočet ω_2 stupně A_2, kmitočet ω_3 stupně A_3 je pak výrazně vyšší než ω_1 a ω_2 viz. obrázek 4.4. Z celkové amplitudové a fázové kmitočtové charakteristiky na obrázku 4.4. je patrné, že po zavedení kmitočtově nezávislé zpětné vazby s činitelem vazby nižším než $1/\beta$ by se soustava stala nestabilní. Kmitočtové parametry OZ tj. amplitudovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku je proto třeba korigovat.

4.3.2. Kmitočtová korekce OZ

Kmitočtová korekce znamená takovou úpravu amplitudové a fázové kmitočtové charakteristiky, aby bylo splněno Nyquistovo resp. Bodeho kriterium stability, tj. při dosažení celkového fázového posuvu 360 stupňů musí být součin $\beta \cdot A < 1$. Toho je v praxi dosaženo velmi výrazným snížením zlomového kmitočtu ω_2 pomocí korekční kapacity C_K připojené jako ZV zesilovacího stupně A_2, jak je ukázáno na obrázku 4.5 a. Kmitočtová charakteristika nekorigovaného zesilovače a vliv korekce je znázorněn na obrázku 4.5 b.



Obr. 4.5. Korekce kmitočtové charakteristiky OZ

V této souvislosti je dobré připomenout, že vlastnosti zpětnovazební soustavy se zesilovačem s velkým zesílením jsou určeny vlastnostmi zpětné vazby. Stupeň A_2 má velké zesílení, C_K tvoří napěťovou paralelní ZV. Velikost korekční kapacity se proto vzhledem ke vstupu dynamicky zvětšuje (Millerův jev). Zesilovací stupeň A_1 má zpravidla proudový výstup tj. velmi vysokou výstupní impedanci. Proto je možné s kapacitorem C_K s velmi malou kapacitou dosáhnout poměrně velké časové konstanty (resp. nízkého zlomového kmitočtu). Velikost korekčního kapacitoru se pohybuje v řádu jednotek až desítek pF. Korekční kapacitor může být integrován buď přímo na čipu zesilovače, nebo může být vyveden vstup a výstup zesilovacího stupně A_2 a korekční kapacitor je připojen vně zesilovače. V prvním případě hovoříme o interní kmitočtové korekci, ve druhém případě o externí kmitočtové korekci.

V případě **interní kmitočtové korekce** je kmitočet ω_2 posunut tak, aby amplitudová kmitočtová charakteristika protínala osu jednotkového zesílení (0 dB) se sklonem – 20 dB/dek. Takto korigovaný zesilovač se chová jako obvod s minimální fází. Fázová charakteristika proto nemůže dosáhnout dodatečného fázového posuvu většího než 90 stupňů. Vyhovuje tedy Bodeho kriteriu stability, což znamená, že žádná kmitočtově nezávislá pasivní ZV nemůže způsobit nestabilitu. Zesilovač bude stabilní i při jednotkovém zesílení (při $\beta = 1$). Je však velmi podstatně a zbytečně omezena šířka pásma pro vyšší hodnoty zesílení. Proto se u některých zesilovačů provádí **externí kmitočtová korekce**.

Velikost externího korekčního kapacitoru se stanoví tak, aby amplitudová kmitočtová charakteristika součinu $\beta \cdot A$ ($\beta < 1$) protínala osu jednotkového zesílení (0 dB) se sklonem – 20 dB/dek (při požadavku maximální šířky pásma lze až – 40 dB/dek). Šířka kmitočtového pásma je tak ve srovnání s interní korekcí vyšší.

4.4. Použití OZ

Operační zesilovače jsou určeny pro provoz v uzavřené zpětnovazební smyčce. Zapojení s OZ se označují jako operační sítě. Operační sítě (OS) se dále dělí [34] na zesilovače, procesory, generátory a speciální operační sítě.

Zesilovače se vyznačují dominantní zápornou ZV. Patří mezi lineární OS. Podle zapojení ZV se označují jako paralelní nebo seriové. Typickým představitelem paralelní OS je invertující zapojení OZ, sériové OS pak neinvertující zapojení.

Pojmem lineární procesor jsou v technice OZ označovány sumátory, integrátory, derivátory, aktivní filtry, fázovací články. Pojmem nelineární procesor pak omezovače, přesné usměrňovače, funkční měniče, převodníky frekvence napětí, obvody pro výběr max. hodnoty ap. Pojmem spínací procesory pak komparátory, přesné spínače, vzorkovací obvody ap.

Generátory generují analogové signály jako generátory tvarových kmitů, sinusové oscilátory, zdroje referenčního napětí a proudu ap.

Speciální OS zahrnují shora nepostižené aplikace OZ např. regulátory ap.

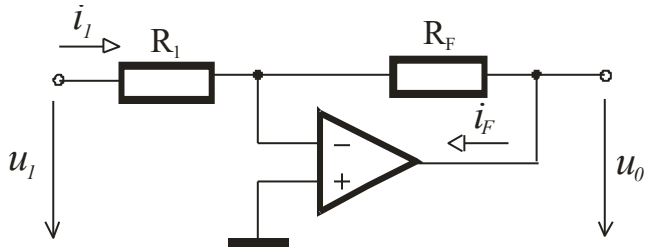
Při řešení OS se zpravidla uvažuje ideální OZ. V zapojení s ideálním OZ lze zpravidla snadno najít ideální řešení. Pro parametry reálného OZ lze pak vypočítat velikost chyb, jak bude ukázáno dále.

4.4.1. Základní zapojení s OZ

Invertující zapojení s ideálním OZ je typickým představitelem tzv. **paralelních operačních sítí**. Invertující zapojení je na obrázku 4.6. Pro invertující zapojení OZ platí následující vztahy:

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1} \qquad i_F = \frac{u_o}{R_F} \qquad i_F = -i_1$$

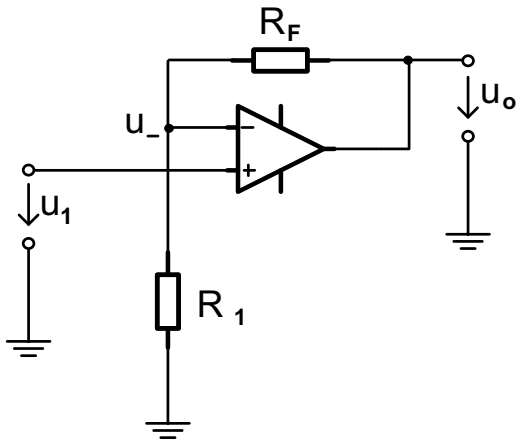
$$\mathbf{u_o = -u_1 \frac{R_F}{R_1}}$$



Obr. 4.6. Invertující zapojení

Neinvertující zapojení s ideálním OZ je typickým představitelem seriových operačních sítí. Neinvertující zapojení je na obrázku 4.7. Pro neinvertující zapojení OZ platí následující vztahy:

$$u_- = u_o \frac{R_1}{R_1+R_F} \qquad u_- = u_1 \qquad \mathbf{u_o = +u_1\left(1+\frac{R_F}{R_1}\right)}$$

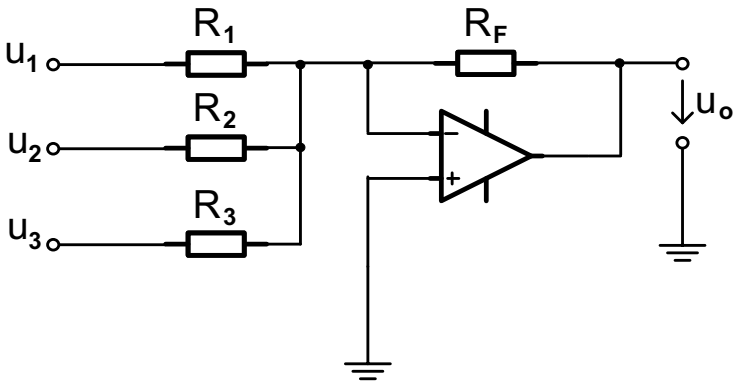


Obr. 4.7. Neinvertující zapojení OZ

Sumační zesilovač slouží k vytvoření součtu n vstupních napětí. Vstupní rezistory R_1, R_2, R_3 ... se označují jako váhové odpory. Sumační zesilovač je na obrázku 4.7. Pro sumační zesilovač platí následující vztahy:

$$\boldsymbol{i_1 = \frac{u_1}{R_1}} \qquad \boldsymbol{i_2 = \frac{u_2}{R_2}} \qquad \boldsymbol{i_3 = \frac{u_3}{R_3}} \qquad \text{atd.} \qquad i_F = -(i_1 + i_2 + i_3 + \cdots)$$

$$\mathbf{u_o = -i_F \cdot R_F = -\left(\frac{u_1}{R_1}+\frac{u_2}{R_2}+\frac{u_3}{R_3}+\cdots\right)\cdot R_F}$$

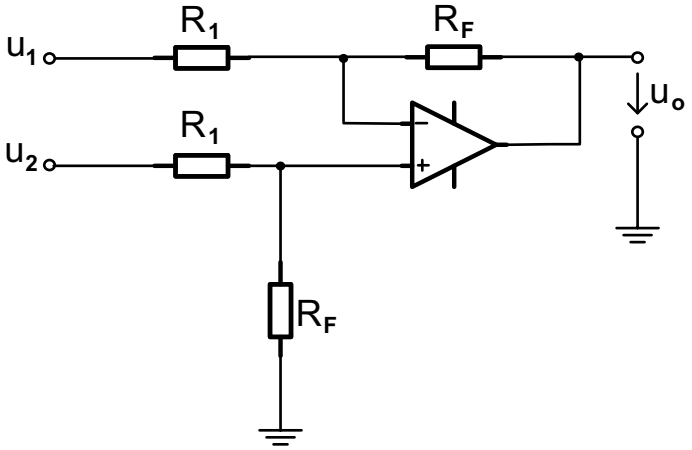


Obr. 4.8. Sumační zapojení s OZ

Rozdílový (diferenční) zesilovač je na obrázku 4.9. lze řešit buď přímou aplikací Ohmova a Kirhoffových zákonů, nebo s využitím principu superpozice. Při přímé aplikaci Ohmova a Kirhoffových zákonů platí:

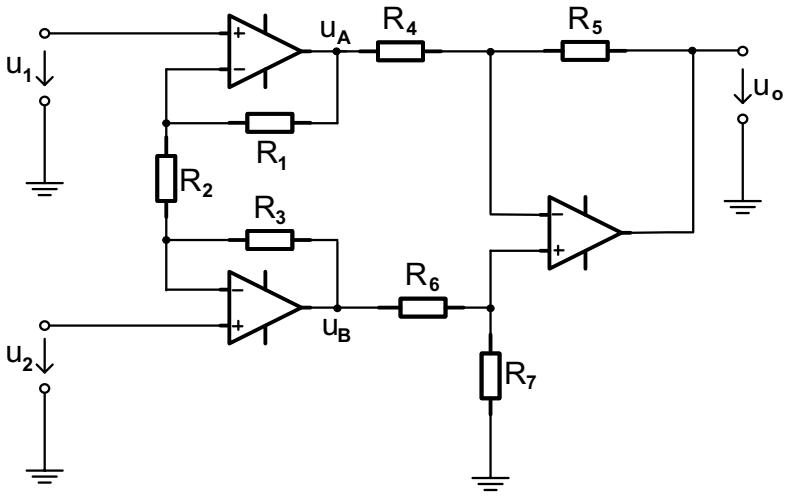
$$u_+ = u_2 \frac{R_F}{R_{1+}R_F} \qquad i_1 = \frac{u_1 - u_+}{R_1} \qquad i_F = -i_1$$

$$\mathbf{u_o = u_+ - i_F \cdot R_F = -\frac{(u_2 - u_1)R_F}{R_1}}$$



Obr. 4.9. Rozdílový zesilovač

Přístrojový zesilovač na obrázku 4.10. je uveden v zapojení s obecnými hodnotami rezistorů.



Obr. 4.10. Přístrojový zesilovač

Pro operační síť na obrázku 4.10. platí s využitím principu superpozice

$$u_A = u_1\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right) - u_2\frac{R_1}{R_2}$$

$$u_B = u_2\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right) - u_1\frac{R_3}{R_2}$$

$$\mathbf{u_o = -u_A\frac{R_5}{R_4} + u_B\frac{R_7}{R_6+R_7}\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)}$$

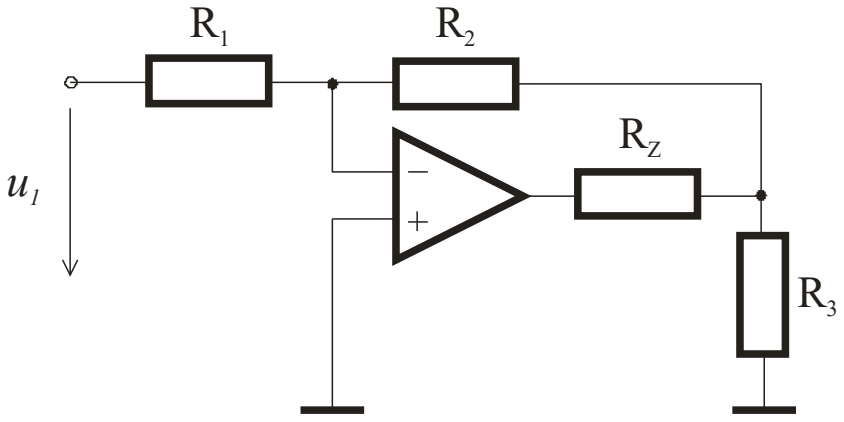
Po úpravě pro $R_1 = R_2 = R_3$, $R_4 = R_6$ a $R_5 = R_7$ dostaneme

$$\mathbf{u_o = 3(u_2 - u_1)\frac{R_5}{R_4}}$$

Přístrojový zesilovač se vyznačuje velkým vstupním odporem a velkým potlačením souhlasného signálu.

Zdroje proudu s OZ. V případě ideálního zdroje proudu nezávisí velikost proudu zátěží na její velikosti. V tomto smyslu je ideálním zdrojem proudu např. samo invertující zapojení pro zpětnovazební rezistor R_F chápaný jako zátěž viz. obr. 4.6. Proud rezistorem R_F určuje vstupní napětí U_1 a rezistor R_1, proudové zesílení je jedna. Jiný proudový zdroj je na obrázku 4.11. Velikost proudu i_Z je dána součtem proudů i_{R2} a i_{R3}. Pro proud i_Z platí

$$\mathbf{i_z = u_1\left(\frac{1}{R_1} + \frac{R_2 R_3}{R_1}\right)}$$

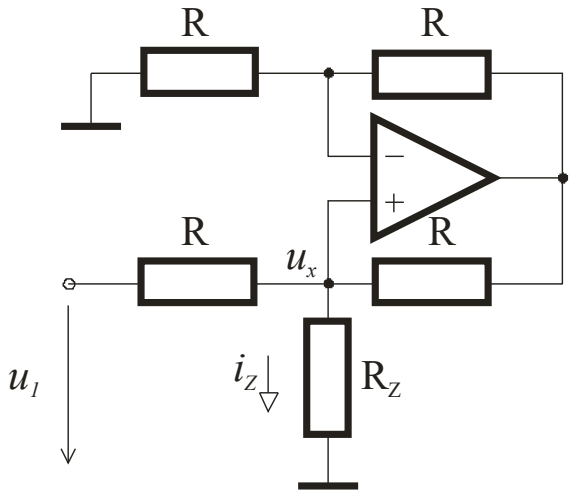


Obr. 4.11. Zdroj proudu s OZ

Jiný zdroj proudu je na obrázku 4.12. Označuje se jako Howlandova proudová pumpa. Na rozdíl od předchozího zapojení může být zátěž připojena k potenciálu země. Velikost proudu i_Z je vyjádřena vztahem

$i_z = \frac{u_1 - u_x}{R} + \frac{u_o - u_x}{R}$ kde $u_O = 2 \cdot u_X$

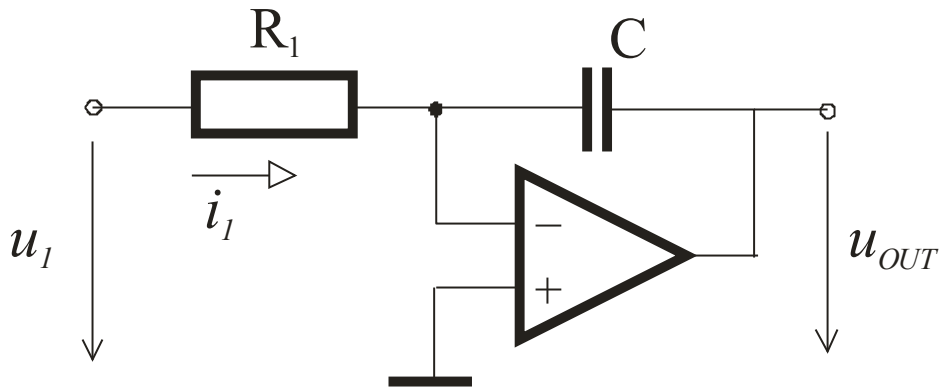
odtud $\mathbf{i_z = \frac{u_1}{R}}$



Obr. 4.12. Howlandova proudová pumpa

Invertující integrátor někdy označovaný jako Millerův integrátor je na obrázku 4.13. Výstupní napětí integrátoru je dáno vztahem

$$\mathbf{u_{out} = -\frac{1}{RC}\int_0^T u_1(t)\,dt + u_c(0)}$$

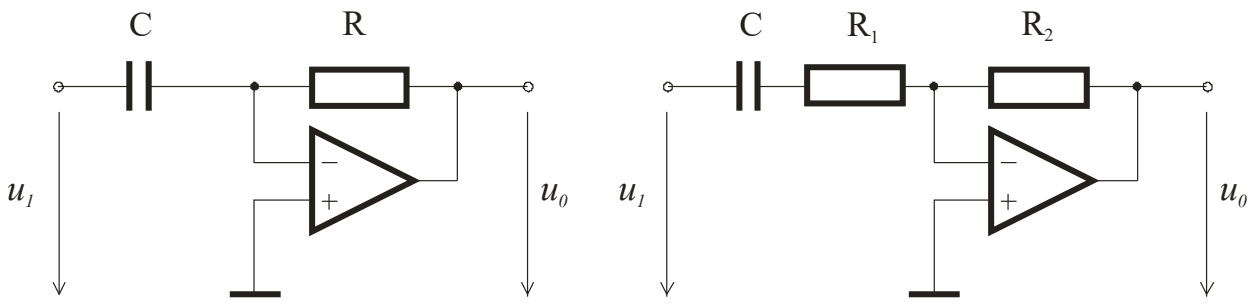


Obr. 4.13. Invertující (Millerův) integrátor

Neinvertující integrátor získáme např tak, že ke zdroji proudu na obrázku 4.12. připojíme jako zátěž kapacitor. Napětí na kapacitoru nesmí být zatíženo proudem. Výstupní napětí u_{OUT} však proudem zatíženo být může. Pro výstupní napětí platí vztah

$$\mathbf{u_{out} = \frac{2}{RC}\int_0^T u_1(t)\,dt + 2u_c(0)}$$

Ideální derivační zesilovač bychom teoreticky pro ideální OZ získali záměnou rezistoru a kapacitoru v inverujícím integrátoru. (Záměna prvků ve zpětné vazbě vede na inverzní funkci.) Zapojení je ukázáno na obrázku 4.14 a). Napětí na kapacitoru je stavová veličina, která se nemůže změnit skokem. To je ovšem v rozporu s virtuální nulou mezi rozdílovými vstupy OZ, neboť vstupní napětí derivátoru u_1 se skokem měnit může. Proto je zapojení prakticky nepoužitelné. Prakticky použitelné zapojení je na obrázku 4.14 b). Tento obvod však není ideální derivační zesilovač.

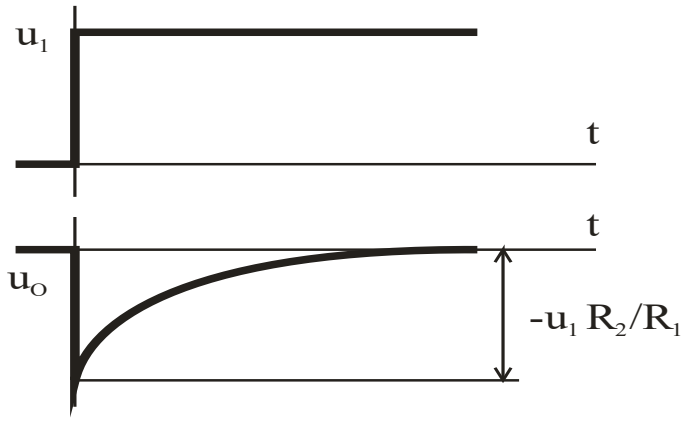


Obr. 4.14. Derivační zesilovač a) hypotetický, b) reálný

Pro výstupní napětí u_{OUT} obvodu na obrázku 4.14 b) lze odvodit

$$\mathbf{u_{out}(t) = -u_1 \frac{R_2}{R_1} e^{\frac{-t}{R_1 C}}}$$

Časový průběh odezvy na jednotkový skok je na obrázku 4.15.



Obr. 4.15. odezva na jednotkový skok obvodu na obr. 4.14 b)

4.5. Chyby reálných operačních sítí

Nedokonalost reálného operačního zesilovače se v operačních sítích projeví chybou. Chyby můžeme podle charakteru dělit na aditivní a multiplikativní, případně odstranitelné a neodstranitelné.

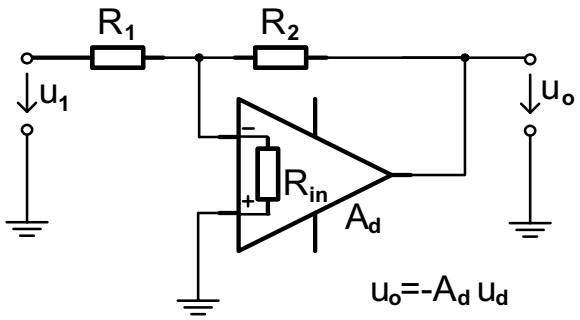
- chyby multiplikativní
  - vliv vstupního odporu R_{in} a konečného zesílení A_d

- vliv nedokonalého potlačení souhlasného signálu

- chyby aditivní
  - vliv vstupní napěťové nesymetrie
  - vliv vstupní proudové nesymetrie
  - vliv klidových proudů

4.5.1. Vliv vstupního odporu R_I a konečného zesílení A_d

Ke stanovení chyby způsobené vstupním odporem R_{in} a konečným zesílením A_d slouží obrázek 4.16.



Obr. 4.16. Stanovení vlivu konečného A_d a R_{in}

Při uvažování konečné hodnoty zesílení a vstupního odporu lze odvodit:

$$u_o = u_d - u_{R_2}$$

$$u_o = u_d - i_{R_2} R_2$$

$$u_o = u_d - \left(\frac{u_1 - u_d}{R_1} - \frac{u_d}{R_{in}}\right) R_2$$

$$u_o = u_d - \frac{u_1 R_2}{R_1} + \frac{u_d R_2}{R_1} + \frac{u_d R_2}{R_{in}}$$

$$u_o = -\frac{u_o}{A_d} - \frac{u_1 R_2}{R_1} - \frac{u_o R_2}{A_d R_1} - \frac{u_o R_2}{A_d R_{in}}$$

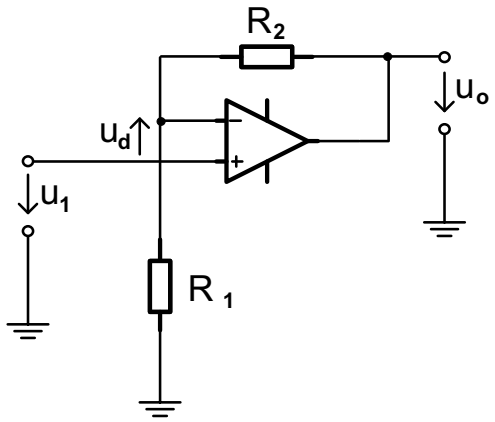
$$u_o \left(1 + \frac{1}{A_d} + \frac{R_2}{A_d R_1} + \frac{R_2}{A_d R_{in}}\right) = -\frac{u_1 R_2}{R_1}$$

$$\mathbf{u_o = -\frac{u_1 R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{A_d}\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_{in}}\right)}\right)}$$

Výsledné výstupní napětí se skládá z části odpovídající ideálnímu OZ a z části, která představuje multiplikativní chybu. Použitím zesilovače s velkým zesílením A_{OL} lze chybu zmenšit, nelze ji však korigovat zcela. Pro OZ se zesílením $A_{OL} = 10^5$, vstupním odporem $R_{IN} = 10^6\Omega$, a rezistory R1= 10k, R2= 1M je multiplikativní chyba 0.99898.

4.5.2. Vliv nedostatečného potlačení souhlasného signálu CMR

Pro zkoumání vlivu nedostatečného potlačení souhlasného signálu použijeme operační síť na obrázku 4.17.



Obr. 4.17. K odvození vlivu souhlasného napětí

Při uvažování konečného CMR lze odvodit:

$$u_o = A_d u_d$$

$$u_o = A_d\left(u_1 - (u_o + A_s u_1)\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$$

$$u_o = A_d\, u_1 - A_d u_o \frac{R_1}{R_1+R_2} - A_d A_s u_1 \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$u_o\left(1 + A_d\frac{R_1}{R_1+R_2}\right) = A_d\, u_1 - A_d A_s u_1 \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$u_o\left(\frac{R_1+R_2+A_d R_1}{R_1+R_2}\right) = u_1\left(A_d - A_d A_s \frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$$

$$u_o\left(\frac{R_1+R_2+A_d R_1}{R_1+R_2}\right) = u_1\left(\frac{A_d R_1 + A_d R_2 - A_d A_s R_1}{R_1+R_2}\right)$$

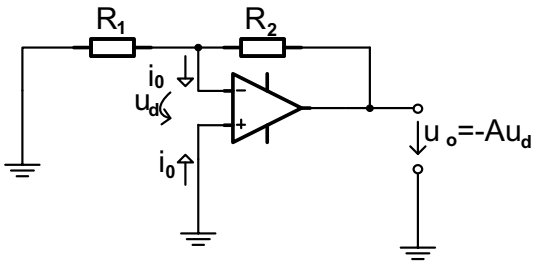
$$\boldsymbol{u_o = u_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_1 A_d (R_1+R_2-A_s R_1)}{(R_1+R_2)(R_1+R_2+A_d R_1)}}$$

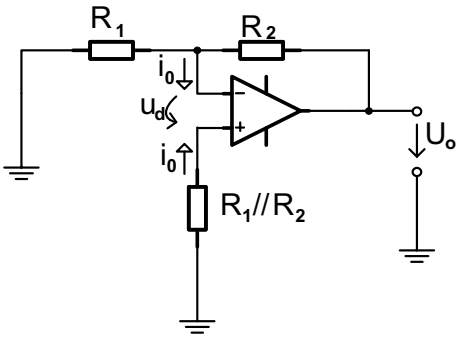
$$\boldsymbol{u_o = u_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{1-\frac{A_s R_1}{R_1+R_2}}{1+\frac{1}{A_d}+\frac{R_2}{R_1 A_d}}}$$

Výsledné výstupní napětí se opět skládá z části odpovídající ideálnímu OZ v neinvertujícím zapojení a z části, která představuje multiplikativní chybu. Použitím zesilovače s velkým zesílením A_{OL} se chyba zvětšuje. Chyba je způsobena nesymetrií vstupní části OZ. Systematicky ji korigovat nelze. Pro OZ se zesílením $A_{OL} = 10^5$, rezistory R1= 10k, R2= 1M je chyba způsobená nedostatečným potlačením souhlasného signálu 0.999.

4.5.3. Vliv vstupních ofsetů

1) K odvození vlivu vstupních klidových proudů a k ilustraci omezení jejich vlivu slouží obrázek 4.18 a), b).





Obr. 4.18. a) odvození vlivu i_0, b) omezení vlivu i_0

Pro vstupní klidové proudy lze odvodit:

bez paralelní kombinace odporů R_1 a R_2

$$u_o + \left(i_0 - \frac{u_d}{R_1}\right) R_2 = u_d$$

$$u_o + \left(i_0 + \frac{u_o}{AR_1}\right) R_2 = -\frac{u_o}{A}$$

$$u_o \left(1 + \frac{R_2}{AR_1} + \frac{1}{A}\right) = -i_0 R_2$$

$$\mathbf{u_o = \frac{-i_0 R_2}{\left(1+\frac{1}{A}+\frac{1R_2}{AR_1}\right)}}$$

s paralelní kombinací odporů R_1 a R_2

$$u_o + R_2 \left(i_0 - \frac{u_d + \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} i_0}{R_1}\right) = u_d + \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} i_0$$

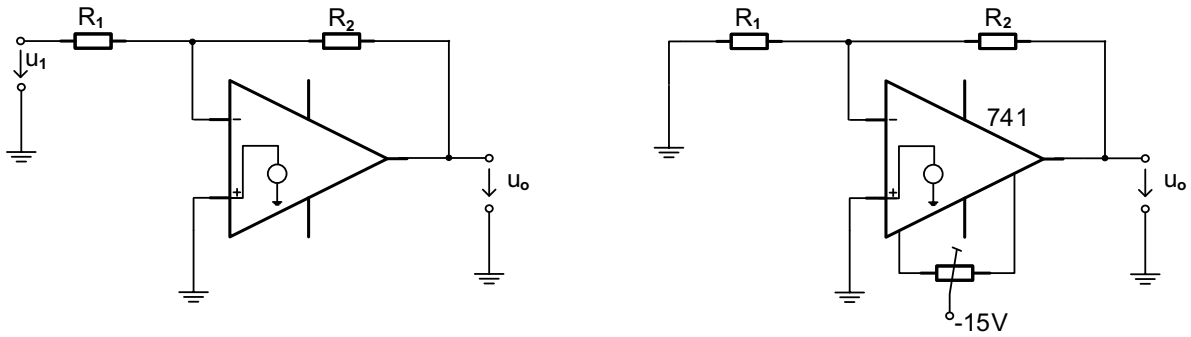
$$u_o + R_2 i_0 + \frac{R_2 u_0}{AR_1} - \frac{R_2^2}{R_1+R_2} i_0 = -\frac{u_0}{A} + \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} i_0$$

$$u_0 \left(1 + \frac{R_2}{AR_1} + \frac{1}{A}\right) = i_0 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} - R_2 + \frac{R_2^2}{R_1+R_2}\right)$$

$$\mathbf{u_0} = \frac{\mathbf{i_0 R_2}\left(\frac{\mathbf{R_1}}{\mathbf{R_1+R_2}} - 1 + \frac{\mathbf{R_2^2}}{\mathbf{R_1+R_2}}\right)}{\left(1+\frac{\mathbf{R_2}}{\mathbf{AR_1}}+\frac{1}{\mathbf{A}}\right)} = \frac{\mathbf{i_0 R_2}\left(\frac{\mathbf{R_1-R_1-R_2+R_2}}{\mathbf{R_1+R_2}}\right)}{\left(1+\frac{\mathbf{R_2}}{\mathbf{AR_1}}+\frac{1}{\mathbf{A}}\right)} = \mathbf{0}$$

Vzniklá chyba je aditivní. Výstupní ofset je přímo úměrný velikosti rezistoru R2 a nepřímo úměrný zesílení A. Korekce chyby způsobené shodnými vstupními klidovými proudy je možná podle obrázku 4.18 b). Rezistor R_3 je paralelní kombinací rezistorů R1 a R2. Chybu způsobenou proudovou nesymetrií (tj. rozdílem klidových proudů) samostatně korigovat nelze.

2) K odvození vlivu vstupní napěťové nesymetrie (vstupního napěťového ofsetu) a k ilustraci omezení jeho vlivu slouží obrázek 4.19 a), b).



Obr. 4.19. a) odvození vlivu U_{IO} b) korekce vlivu U_{IO}

Pro vstupní napěťový ofset lze odvodit:

$$u_o = -u_1 \frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{IO}$$

Chyba je opět aditivní. Její korekce je možná vnějším nastavitelným rezistorem, který se připojuje ke kompenzačním svorkám OZ. Jeho velikost a způsob připojení závisí na typu OZ. Není-li OZ vybaven kompenzačními vstupy (nap. vícenásobné zesilovače) lze v invertujícím zapojení korigovat ofset doplněním na sumační zesilovač.

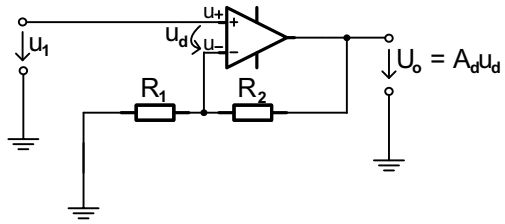
4.6. Porovnání zesilovačů VFA a CFA

Operační zesilovač CFA (nebo CFOA) je typ zesilovače, jehož invertující vstup je citlivý na proud. Běžný operační zesilovač (VFA) je typ zesilovače, jehož invertující vstup je citlivý na napětí. Zesilovač CFA byl vynalezen v roce 1982 ve společnosti Comlinear Corporation (David Nelson a Kenneth Saller US patent 4 502 020, 1983). Ve stejném roce se objevil na trhu jako hybridní zesilovač CLC103. Monolitické operační zesilovače CFA byly představeny v roce 1987. Obvykle se vyrábějí se stejným uspořádáním kolíků jako VFA. To zpravidla umožňuje záměnu těchto dvou typů zesilovačů, pokud tomu funkce obvodu nebrání. V operačních sítích (invertující i neinvertující zapojení, diferenční zesilovače …) může být zesilovač CFA zpravidla použit místo VFA bez úprav obvodů. U diferenčního zesilovače s CFA hrozí horší potlačení souhlasného napětí. V operačních sítích jako jsou integrátory, je zpravidla nutná modifikace zapojení. Klasické zapojení invertujícího (Millerova) integrátoru bude nestabilní.

Šířka frekvenčního pásma zesilovačů VFA je dána interním korekčním kondenzátorem. To má za následek konstantní GBP (součin zpětnovazebního zisku a šířky pásma). Zesilovače CFA mají také korekční kondenzátor. Proudová zpětná vazba (na rozdíl od napěťové zpětné vazby u VFA) způsobí, že výsledná odezva je odlišná. Stabilita operační sítě se zesilovačem VFA závisí na poměru zisku otevřené

smyčky a zpětnovazebního zisku. Stabilita operační sítě se zesilovačem CFA závisí na poměru transimpedance otevřené smyčky a odporu zpětné vazby (odporem mezi výstupem zesilovače a invertujícím vstupem). VFA mají závislost zisku na šířce pásma, CFA mají závislost zisku na transimpedanci/odporem ve zpětné vazbě. U zesilovačů VFA je šířka pásma omezena parametrem GBP a rychlostí přeběhu. Zesilovače CFA používají topologii obvodu, která pracuje v proudovém režimu. Proudový režim je ze své podstaty rychlejší než operace v napěťovém režimu. Proto mohou být zesilovače CFA řádově rychlejší než VFA. Je to do značné míry způsobeno tím, že většina VFA je korigována na stabilitu při jednotkovém zisku. Frekvenčně nekorigované zesilovače VFA by hypoteticky mohly být stejně rychlé jako zesilovače CFA. U zesilovače CFA lze zisk zesilovače řídit nezávisle na šířce pásma. Toto představuje hlavní výhodu CFA oproti konvenčním topologiím VFA. Nevýhodou CFA je horší vstupní napěťový offset a vstupní klidové proudy. Navíc ekvivalent zesílení otevřené smyčky CFA je až o tři dekadické řády nižší než VFA. CFA vykazují vysokou hodnotu šumu proudu invertujícího vstupu. Zesilovače CFA musí pro dosažení optimálního zisku používat specifickou (velkou) hodnotu odporu zpětné vazby. Nízká hodnota zpětnovazebního odporu může způsobit, že je zesilovač nestabilní. Obvody CFA nelze provozovat se zpětnovazební kapacitou mezi výstupem a invertujícím vstupem. Může to způsobit nestabilitu. CFA jsou ideálně vhodné pro aplikace s velmi vysokou rychlostí a nižšími nároky na přesnost.

VFA



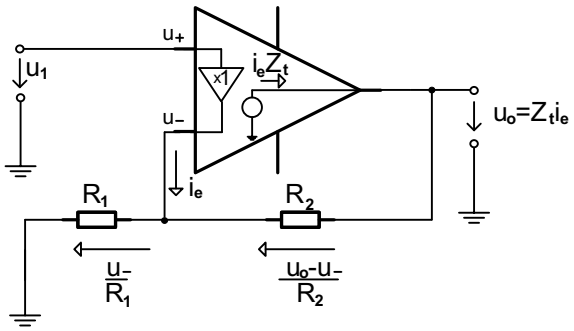
$$u_d = u_+ + u_- = u_1 - \frac{u_o R_1}{R_1 + R_2} = \frac{u_o}{A_d}$$

$$\frac{u_o}{u_1} = \frac{R_1+R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1+\frac{R_1+R_2}{R_1 A_d}}\right)$$

CFA

ESF II - projekt Západočeské univerzity v Plzni

registrační číslo CZ.02.2.69/0.0/0.0/18_056/0013239

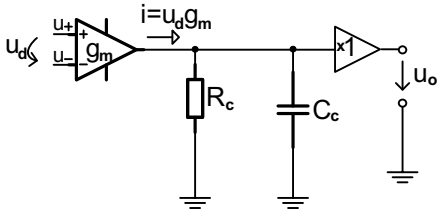


$$u_- \cong u_+ \cong u_1 \qquad i_e = \frac{u_o}{Z_t}$$

$$-\frac{u_-}{R_1} + i_e + \frac{u_o - u_1}{R_2} = 0$$

$$\frac{u_o}{u_1} = \frac{R_1+R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1+\frac{R_2}{Z_t}}\right)$$

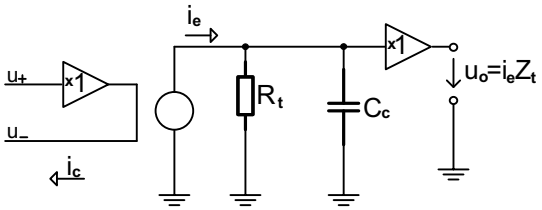
VFA dyn.



$$g_m = \frac{A_d(1+j\omega R_c C_c)}{R_c} \qquad A_d(j\omega) = \frac{g_m R_c}{1+j\omega R_c C_c}$$

$$\frac{u_o}{u_1} = \frac{R_1+R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{\frac{g_m R_C}{1+j\omega R_c C_c}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}}}\right)$$

CFA dyn.



$$Z_t = \frac{R_t}{1+j\omega R_t C_c}$$

$$\frac{u_o}{i_e} = z_t = \frac{R_t}{1+j\omega R_t C_c}$$

$$\frac{u_o}{u_1} = \frac{R_1+R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_t}+j\omega R_2 C_c}\right) \cong \frac{\boldsymbol{R_1+R_2}}{\boldsymbol{R_1}}\left(\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{1+j\omega R_2 C_c}}\right)$$

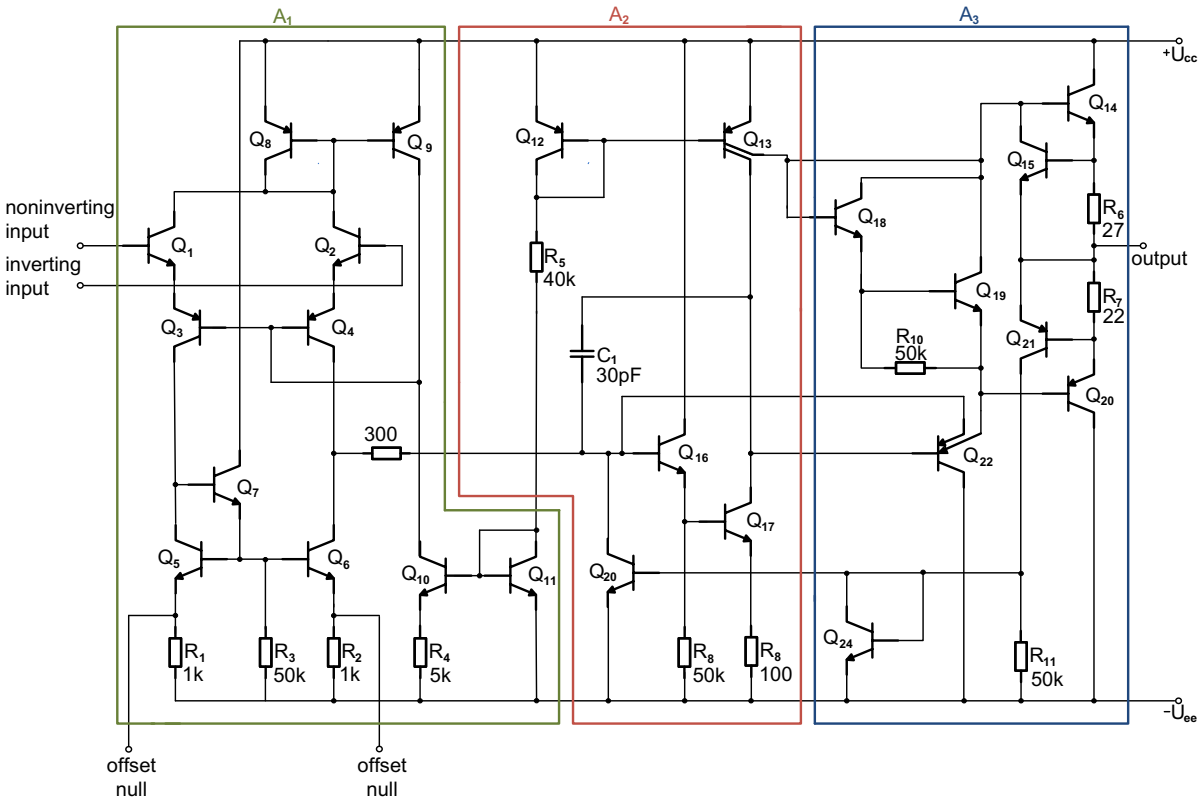
Zapojení zesilovače VFA

EVROPSKÁ UNIE
Evropské strukturální a investiční fondy
Operační program Výzkum, vývoj a vzdělávání

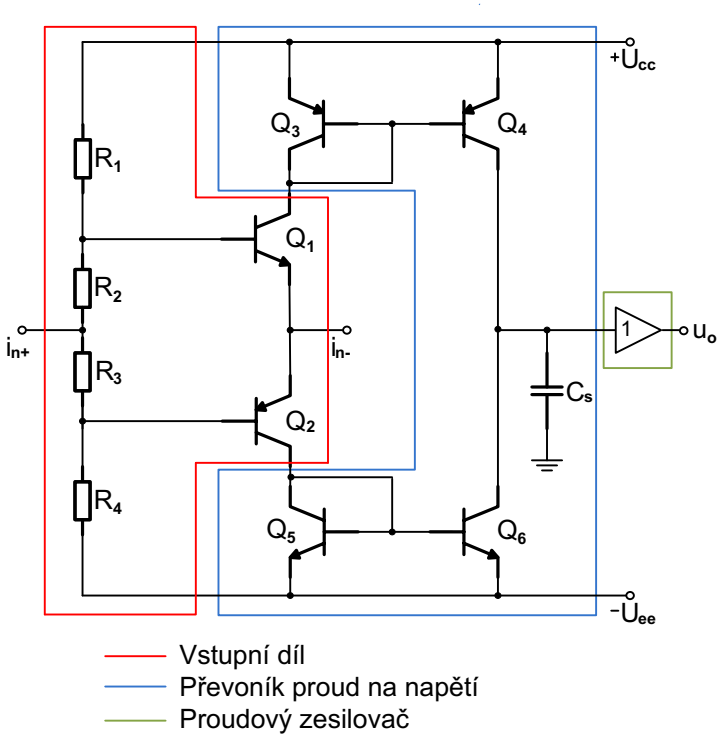
MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ, MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY

ESF II - projekt Západočeské univerzity v Plzni

registrační číslo CZ.02.2.69/0.0/0.0/18_056/0013239



Zapojení zesilovače CFA

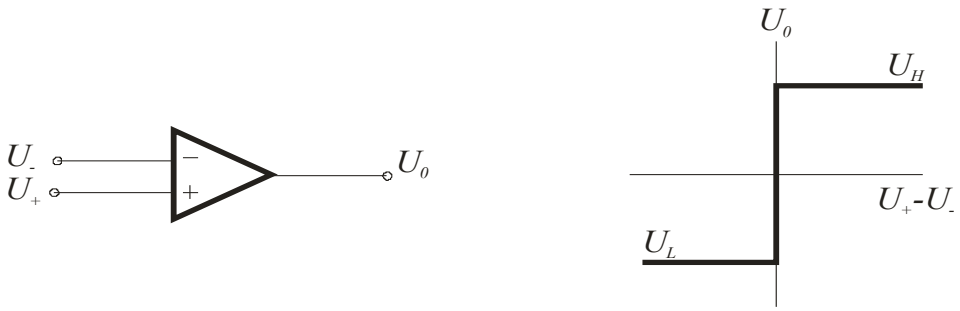


4.7. Komparátory

Komparátory jsou nelineární elektronické prvky, jejichž dvoustavový (logický) výstup závisí na velikostech amplitud dvou vstupních analogových napětí. Funkce komparátoru je realizována zesilovačem s diferenciálním symetrickým vstupem s velkým zesílením. Jako komparátor může být použit buď běžný operačním zesilovač, nebo zesilovač speciální.

4.7.1. Ideální komparátor

Podobně jako je zaveden pojem ideální operační zesilovač, je zaveden i pojem ideální komparátor. Jeho schématická značka a převodní charakteristika jsou uvedeny na obr. 4. 29.



Obr. 4.29. Ideální komparátor

Pro výstupní napětí U_O a pro vstupní napětí U_+ a U_- ideálního komparátoru platí

$U_+ > U_-$ $U_O = U_H$ (vysoká úroveň výstupního napětí - zpravidla log. 1)

$U_+ < U_-$ $U_O = U_L$ (nízká úroveň výstupního napětí - zpravidla log. 0)

$U_+ = U_-$ $U_O = 0$

Varianta rovnosti vstupních napětí vede na nedefinovanou výstupní logickou úroveň. Ideální komparátor má ostatní vlastnosti stejné jako ideální operační zesilovač viz kap 4.1.

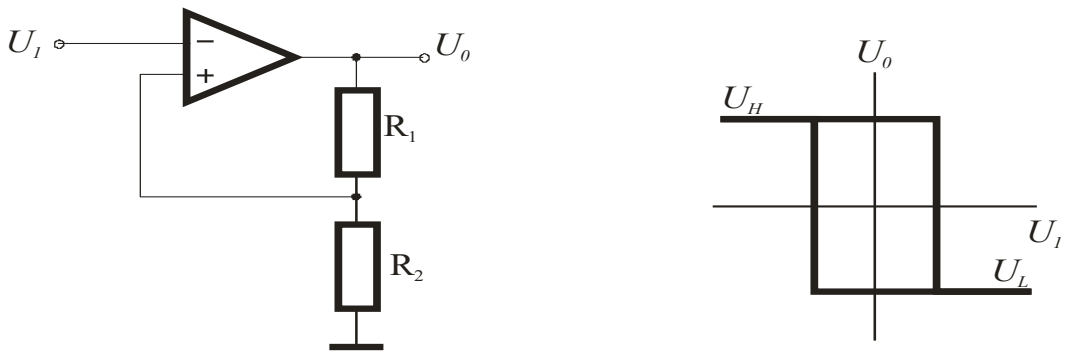
4.7.2. Reálný komparátor

Reálný komparátor má konečné zesílení, nenulový vstupní napěťový ofset. Ke změně výstupní úrovně dojde až po určité době po změně podmínek na vstupu. Velikosti reálných veličin jsou srovnatelné s reálným OZ. Napájecí napětí komparátoru bývá často nesymetrické - zejména v případě, kdy je výstup komparátoru přímo navázán na logické vstupy číslicových obvodů. Výstupní stupeň reálného komparátoru bývá nejčastěji tranzistor s otevřeným kolektorem nebo přímo logický výstup. Má-li být ke komparaci použit operační zesilovač, je třeba volit zesilovač s velkou šířku pásma, velkou rychlostí přeběhu, pokud možno bez frekvenční korekce.

4.7.3. Komparátory s hysterezí

Komparátor s hysterezí vznikne po doplnění klasického komparátoru kladnou zpětnou vazbou. Tak vznikne dvoustavový klopný obvod (Schmittův klopný obvod). K jeho překlopení dochází po překonání horní nebo dolní prahové (komparační) meze. Komparátor s hysterezí lze zapojit dvěma způsoby.

První varianta označovaná někdy jako **invertující Schmittův klopný obvod** spolu s převodní charakteristikou je na obrázku 4.30 a), b).



Obr. 4. 30 a) invertující komparátor s hysterezí (Schmittův klopný obvod)

b) převodní charakteristika

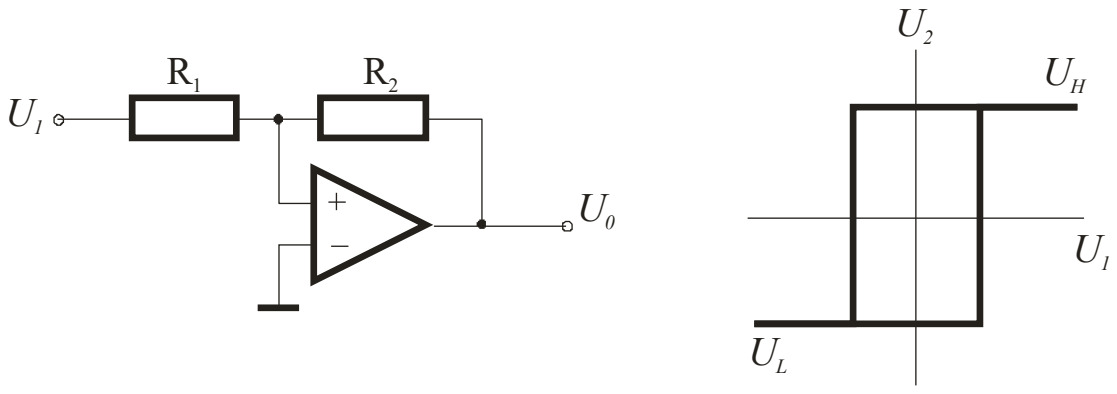
K překlápění Schmittova klopného obvodu dochází, je-li napětí mezi rozdílovými vstupy nulové. To je splněno, je-li vstupní napětí U_1 rovno výstupnímu napětí rezistorového děliče, tj. $U_1 = U_O \cdot R_2/ (R_1 + R_2)$. Varianta se označuje jako invertující proto, že cílová úroveň výstupního napětí U_O po překlopení má opačnou polaritu než vstupní napětí U_1, které překlopení způsobilo. Pro šířku hysterezní smyčky U_H potom platí

$$\mathbf{U_H = 2U_o \frac{R_2}{R_1+R_2}}$$

Je-li druhý vstup obvodu na obrázku 4.30. připojen k jinému napětí než nulovému, je celá převodní charakteristika (hysterezní smyčka) o toto napětí posunuta ve směry osy napětí U_1.

Druhá varianta označovaná někdy jako **neinvertující Schmittův klopný obvod** spolu s převodní charakteristikou je na obrázku 4.31. K překlápění Schmittova klopného obvodu dochází stejně jako v předchozím případě, je-li napětí mezi rozdílovými vstupy nulové. To je splněno platí-li, že $U_1 / R_1 = –U_O / R_2$ Varianta se označuje jako neinvertující proto, že cílová úroveň výstupního napětí U_O po překlopení má stejnou polaritu jako vstupní napětí U_1, které překlopení způsobilo. Pro šířku hysterezní smyčky U_H potom platí

$$\mathbf{U_H = 2U_o \frac{R_2}{R_1}}$$



Obr. 4.31 a) Neinvertující komparátor s hysterezí (Schmittův klopný obvod)

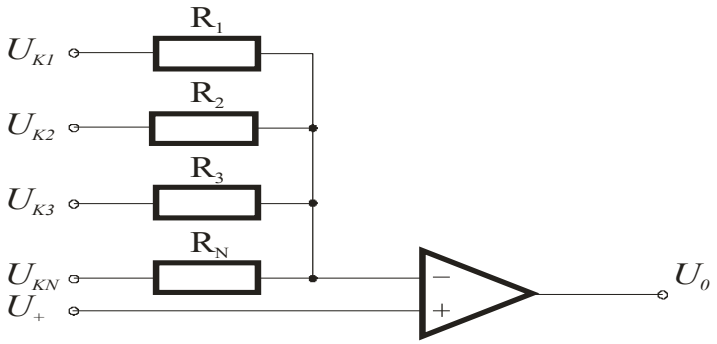
b) převodní charakteristika

Je-li druhý vstup obvodu na obrázku 4. 31. připojen k jinému napětí než nulovému, je stejně jako v předchozím případě celá převodní charakteristika (hysterezní smyčka) o toto napětí posunuta ve směru osy napětí U_1.

4.7.4. Speciální komparátory

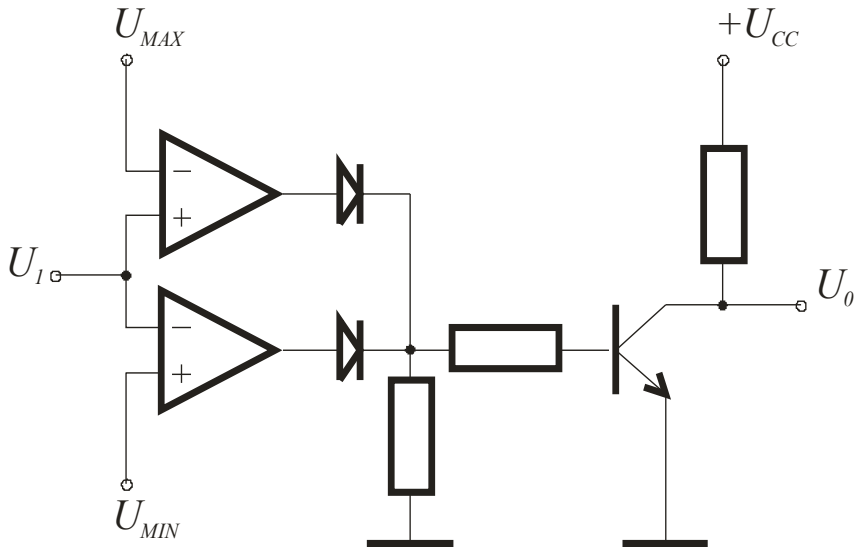
Komparátor váženého součtu vstupních napětí s napětím U_2 je na obrázku 4.32. Ke změně výstupní úrovně komparátoru dochází při nulovém napětí mezi diferenciálními vstupy tj. je-li

$$\frac{U_{K1}-U_+}{R_1} + \frac{U_{K2}-U_+}{R_2} + \cdots + \frac{U_{KN}-U_+}{R_N} = 0$$



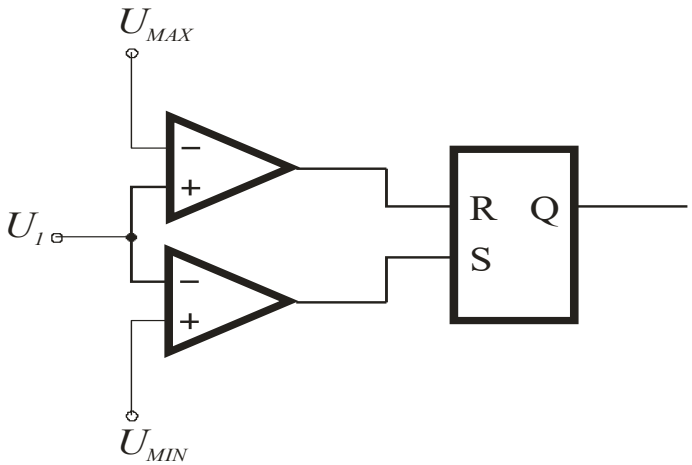
Obr. 4.32. Komparátor váženého součtu vstupních napětí

Okénkový komparátor je na obrázku 4.33. Používá se k indikaci zda vstupní napětí je v tolerančním pásmu vymezeném napětími U_{MAX} a U_{MIN}.



Obr. 4.33. Okénkový komparátor

Je-li k výstupům dílčích komparátorů připojen klopný obvod RS jak je naznačeno na obrázku 4.34., je funkce zapojení shodná se Schmittovým klopným obvodem s nastavitelnými vstupními mezemi. Tohoto zapojení je použito např. v obvodu NE555.



Obr. 4.34. Okénkový komparátor s klopným obvodem