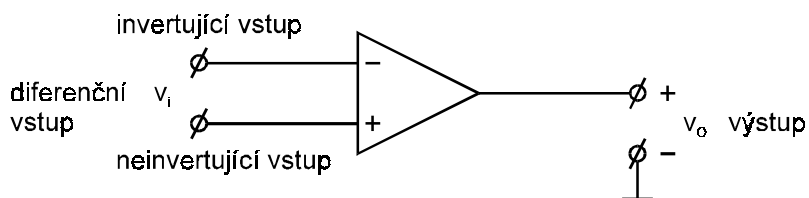


2. Operační zesilovače

Již na začátku minulého semestru jsme narazili na pojem operační zesilovač a seznámili jsme se s jeho základními vlastnostmi. Užili jsme ho v několika příkladech jednoduché analýzy obvodů pomocí Kirchhoffových zákonů. Připomeňme, že operační zesilovač má tzv. diferenční vstup - invertující a neinvertující vstup a reaguje pouze na rozdíl napětí mezi těmito dvěma vstupy a má jednoduchý výstup / viz následující obrázek /.



Obr. 2-1

Název operační zesilovač vznikl v době, kdy byly v širším použití tzv. analogové počítače a tzv. operační zesilovače sloužily k poměrně přesnému vytváření matematických operací. / Elektronické obvody analogového typu nemohou vytvářet přesné matematické operace, protože např. operace integrování by vyžadovala, aby se pól obvodu nacházel v počátku komplexní roviny - to by vyžadovalo, aby obvod neobsahoval rezistivní prvky, a to není možné. Operace integrování může mít jako výsledek průběh rostoucí nade všechny meze - toto opět není splnitelné. Podobně bychom mohli uvažovat i o dalších operacích. /

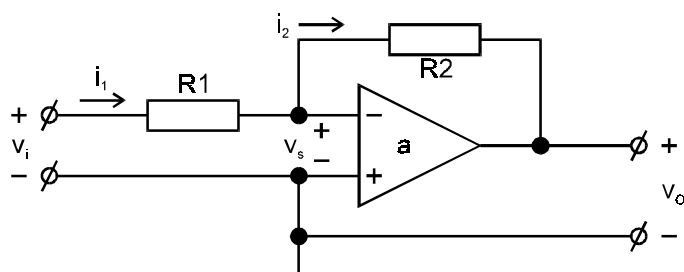
Již dříve jsme poznali, že vlastnosti elektronických obvodů můžeme výrazně zlepšit užitím záporné zpětné vazby. Výsledkem jsou potom obvody, jejichž vlastnosti z hlediska přenosu signálu jsou výrazně lepší a nezávisí na vnějších podmínkách jako je napájecí napětí, teplota atd. Současně jsme též poznali, že musíme zavést silnou zpětnou vazbu a z toho vyplynulo, že zesílení obvodů bez zpětné vazby musí být veliké. Proto tedy jednou ze základních vlastností operačních zesilovačů je veliké zesílení / $a_0 = 10^4$ až 10^7 /.

Zidealizujme si nejprve náš operační zesilovač a to tak, že budeme předpokládat že :

a/ Vstupní svorky (+ a -) neodebírají žádný proud

b/ Na výstupu je nulové napětí, je-li vstupní napětí $V_i = 0$

Uvažujme zapojení operačního zesilovače se zpětnou vazbou podle následujícího obrázku :



Obr. 2-2

Pro obvod podle Obr. 2-2 můžeme psát podle I. Kirchhoffova zákona $i_1 = i_2$ a dosazením

$$(v_i - v_s) / R_1 = (v_s - v_o) / R_2 \quad v_o = -a \cdot v_s$$

Po výpočtu dostaneme

$$v_o = \frac{-a v_i}{1 + (R_1 / R_2)(1 + a)} \quad (2.1)$$

Běžně bude $a \approx 10^5$ a pro $R_1/R_2 > 10^{-2}$ můžeme zanedbat jedničky a potom bude

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_i \quad (2.2)$$

Vypočteme-li nyní napětí mezi vstupy operačního zesilovače, dostaneme

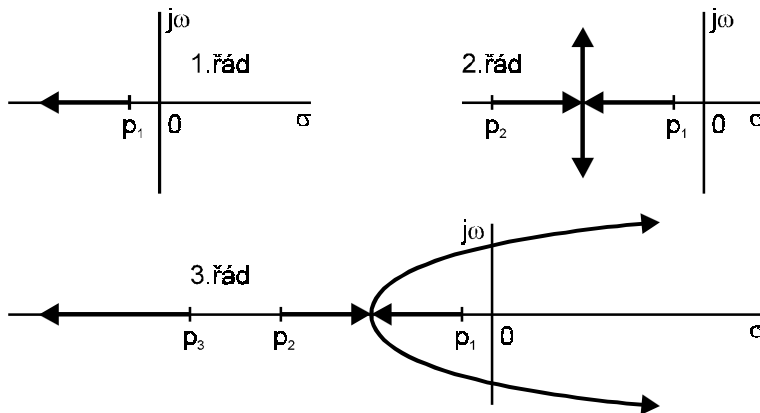
$$v_s = -\frac{v_o}{a} = \frac{R_2}{aR_1} v_i \quad (2.3)$$

Bude-li se R_2/R_1 pohybovat v mezích 10^{-2} až 10^2 a a bude 10^5 , dostaneme že $v_s = (10^{-7} \div 10^{-3})v_i$. Znamená to, že záporná zpětná vazba se snaží udržet napětí mezi vstupy blízké nule. Proto se často uvažuje, že u idealizovaného operačního zesilovače je $v_s = 0$. V tom případě pro Obr. 2-2 můžeme psát $v_s = 0$; $i_1 = i_2$ a dále

$$(v_i - 0) / R_1 = (0 - v_o) / R_2 \quad \text{z čehož} \quad \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}, \text{ což je stejný vztah jako jsme}$$

dostali z (2.1) po zanedbání malých veličin.

V dřívější kapitole jsme dospěli k poznání, že zpětná vazba může vést k nestabilitě, což znamená, že původně stabilní obvod po zavedení zpětné vazby se může změnit v generátor / autonomní obvod /. Ukazuje se, že čím je zpětná vazba silnější, tím spíše se obvod dostává do nestability. My však právě požadujeme zavedení silné zpětné vazby, abychom dosáhli stálosti parametrů výsledného obvodu. Ukázali jsme si též, jak se mění poloha pólů v závislosti na stupni vazby. Zatímco v případě jednoduchých obvodů prvního a druhého řádu nedocházelo k nestabilitám / póly zůstávaly v levé části komplexní roviny /, v případě užití obvodu třetího řádu došlo záhy ke vzniku nestability. Připomeňme si příslušné kořenové hodografy / viz Obr. 2-3 /.

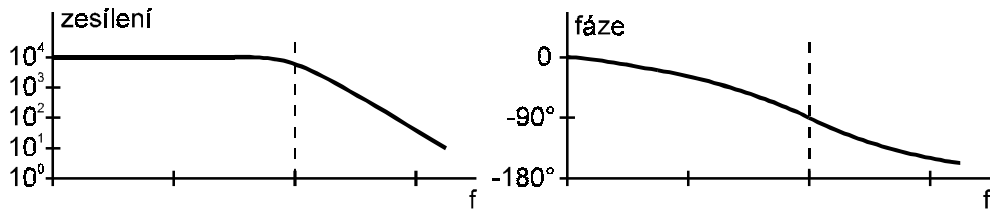


Obr. 2-3

Od operačního zesilovače však požadujeme velmi vysoké zesílení (10^4 až 10^7), které není dosažitelné jednoduchým obvodem prvního nebo druhého řádu. Nejspíše tedy náš operační zesilovač bude poměrně složitým obvodem sestávajícím se nejméně ze tří stupňů zesilovače zapojených v kaskádě, a proto se bude nejspíše podobat případu obvodů třetího řádu a vyšším. Vznik nestability můžeme též vysvětlit na základě amplitudových a fázových charakteristik. Viděli jsme již, že v důsledku nedokonalosti aktivních prvků / tranzistorů / a reaktivních prvků v obvodu obsažených dochází v poklesu amplitudové charakteristiky na vysokých kmitočtech a k fázovému posuvu - přídavnému kromě základního (0° ; 180°). Znamená to, že na vyšších frekvencích už fáze není přesně táž jako na nízkých kmitočtech, ale zvětšuje se o přídavný posuv. Pokud tento přídavný posuv dosáhne 180° , pak už ovšem budeme mít co činit se

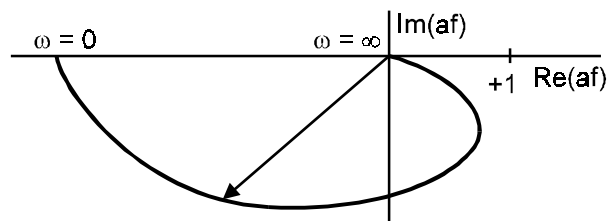
zpětnou vazbou kladnou a jejím důsledkem bude generace - pokud celkové zesílení bude větší než 1. Proto jako podmínku stabilního působení zpětnovazebního obvodu můžeme klást, aby modul výrazu $a(\omega) \cdot f(\omega)$ byl menší než 1 pro frekvenci, kdy fázový přídavný posuv dosáhne 180° . Přehledný obrázek působení nám dává tzv. Nyquistův diagram, v němž vynášíme $a(\omega) \cdot f(\omega)$ v komplexní rovině. Modul a fáze $a \cdot f$ jsou jasně patrné jako délka vektoru a úhel v grafu.

Mějme např. obvod s charakteristikami podle Obr. 2-4 / odpovídá obvodu druhého řádu /



Obr. 2-4

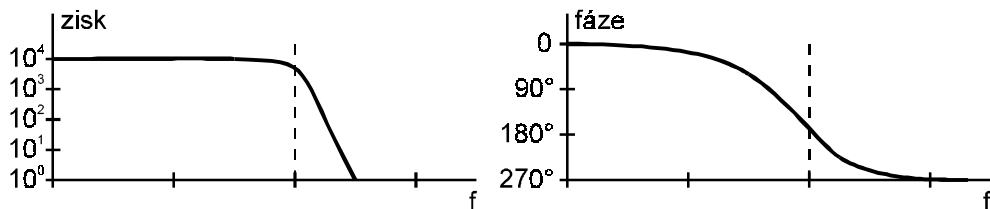
Nyquistův diagram pro tento případ bude vypadat podle Obr. 2-5 :



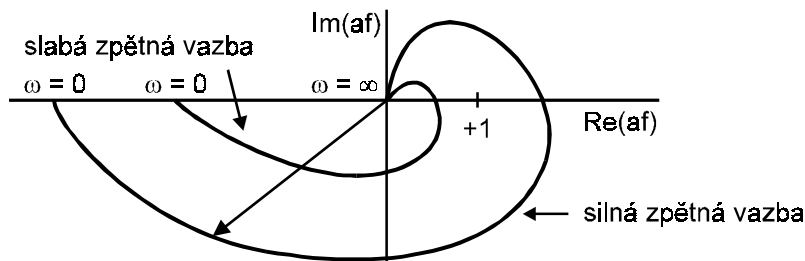
Obr. 2-5

Jiná situace nastane v případě obvodu třetího řádu. V případě obvodu druhého řádu byl maximální přídavný posuv 180° / tj. $2 * 90^\circ$ od integračních obvodů /, ale tomu tak bylo až na frekvenci $\omega \rightarrow \infty$, proto zde nedocházelo ke generaci. V případě obvodu třetího řádu / za předpokladu stejných stupňů / stačí k posuvu o 180° posuv jednoho stupně o $180^\circ/3 = 60^\circ$ a k tomu tak bude na nějaké reálné frekvenci. / Na této frekvenci ještě bude obvod dávat zisk, takže $a \cdot f > 1$ / Proto je takový obvod náchylný ke generaci, pokud zavedeme dostatečně silnou zpětnou vazbu.

Amplitudovou a fázovou charakteristiku obvodu třetího řádu máme na Obr. 2-6 a příslušný Nyquistův diagram na Obr. 2-7 .



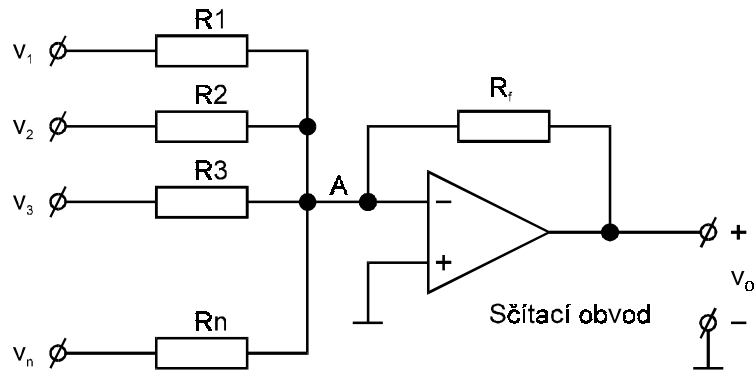
Obr. 2-6



Obr. 2-7

Abychom zajistili stabilní činnost obvodu, musíme zabezpečit to, aby bod $(+1;0)$ byl vně trajektorie Nyquistovy křivky. Abychom zjednodušili analýzu, budeme v dalším uvažovat, že náš operační zesilovač je ideální.

Sčítací obvod :



Obr. 2-8

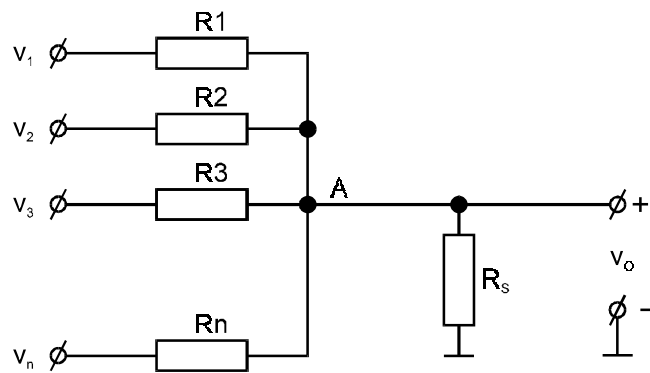
Podle 1. Kirchhoffova zákona platí, že součet proudů v uzlu A je roven nule, a proto

$$(0 - v_o) / R_f = (v_1 - 0) / R_1 + (v_2 - 0) / R_2 + \dots + (v_n - 0) / R_n$$

a proto v_o bude

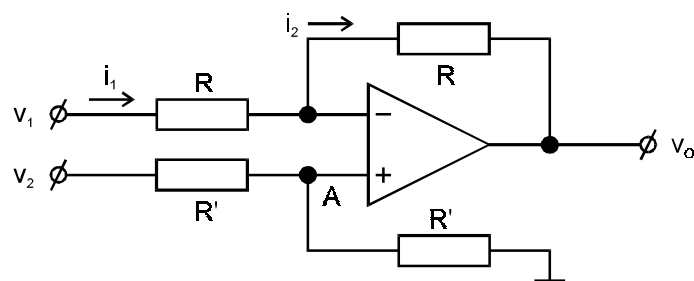
$$v_o = -R_f \left[v_1 / R_1 + v_2 / R_2 + \dots + v_n / R_n \right] \quad (2.4)$$

Uvedený obvod zabezpečuje to, že jednotlivé zdroje se vzájemně neovlivňují jako by tomu bylo v případě obvodu na Obr. 2-9 / v_o je v případě Obr. 2-8 velmi malé /.



Obr. 2-9

Obvod, který nám odečte dvě vstupní napětí, můžeme vytvořit podle Obr. 2-10 .

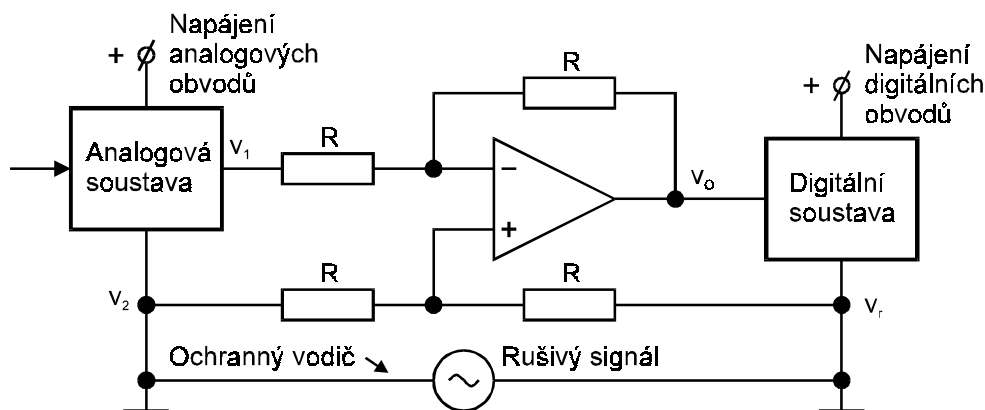


Obr. 2-10

V bodě A bude napětí $v_2/2$. Vstupy neodebírají žádný proud a mezi nimi je nulové napětí a proto $i_1 = i_2$. Dosazením

$$(v_1 - v_2 / 2) / R = (v_2 / 2 - v_o) / R \quad \text{čili} \quad v_o = -(v_1 - v_2) \quad (2.5)$$

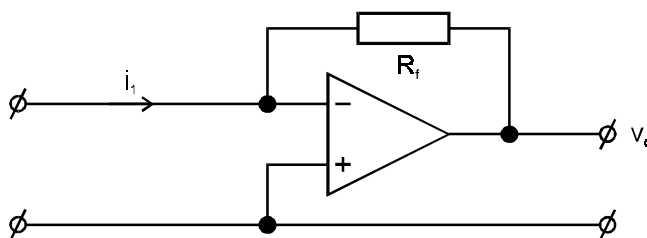
Je vidět, že odpory R a R' nemusí být nutně stejné / pokud to nevyžadují další podmínky /, avšak musí být splněno $R = R$; $R' = R'$. Tento obvod můžeme využít při spojení dvou elektronických soustav, které nemají stejný společný bod. / Mezi společnými body obou soustav může být značný potenciálový rozdíl v důsledku indukovaných napětí od střídavých a vysokofrekvenčních zdrojů atd. /. Obvod, který můžeme použít je na Obr. 2-11. Na výstupu dostáváme čistý výstupní signál, který neobsahuje rušivé složky.



Obr. 2-11

Pokud bychom přímo spojili výstup analogové soustavy se vstupem digitální soustavy, působil by zde signál $v_o = -(v_1 + v_R - v_R) = -v_1$.

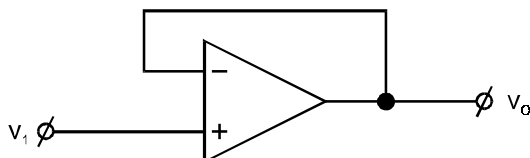
Převodník proud napětí můžeme jednoduše realizovat podle Obr. 2-12.



Obr. 2-12

$$i_1 = \frac{0 - v_o}{R_f} \Rightarrow v_o = -i_1 \cdot R_f \quad (2.6)$$

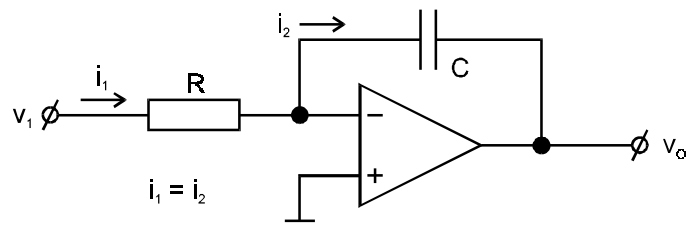
Již dříve jsme poznali obvod, kterému se říká sledovač, jehož výstupní signál byl stejný jako signál vstupní / v ideálním případě /. Sledovač máme uveden na Obr. 2-13.



Obr. 2-13

Užíváme ho k impedanční transformaci, kdy zdroj v_1 není schopen dodat do zátěže potřebný výkon - v případě sledovače je tento výkon brán z napájecích zdrojů a nikoliv ze signálového zdroje.

Uskutečníme-li zapojení podle Obr. 2-14, dostaneme tzv. integrátor



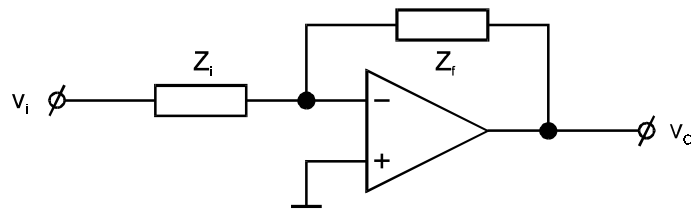
Obr. 2-14

$$i_1 = i_2 \quad v_o = -\frac{1}{C} \int_0^t i_2(t) dt$$

$$v_o = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{v_1(t)}{R} dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_1(t) dt \quad (2.7)$$

Výstupní napěťový signál je tedy v tomto ideálním / nerealizovatelném uspořádání / roven integrálu vstupního napětí.

Podívejme se na tento případ z hlediska frekvenční analýzy - to znamená, že uijeme impedance a fázory. Obecné schéma zpětnovazebního obvodu s operačním zesilovačem máme na Obr. 2-15 .



Obr. 2-15

Podle toho, co jsme poznali v zimním semestru, můžeme okamžitě napsat, že

$$V_o = -\frac{Z_f}{Z_i} V_i \quad (2.8)$$

a pro případ integrátoru z Obr. 2-14 dostaneme

$$V_o = -\frac{V_i}{j\omega RC} \quad (2.9)$$

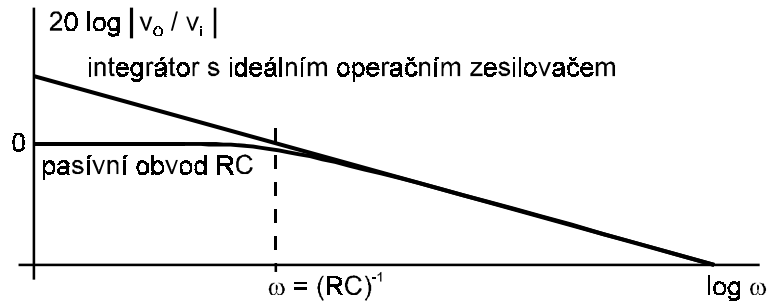
Porovnejme nyní vlastnosti tohoto integrátoru s pasivním integračním obvodem, který jsme poznali již dříve a kde jsme dostali

$$K(p) = \frac{e_2(p)}{e_1(p)} = \frac{1}{1+p\tau} \Big|_{p=j\omega} = \frac{1}{1+j\omega RC} = \frac{e_2(j\omega)}{e_1(j\omega)} \quad (2.10)$$

V případě integrátoru dostáváme vlastně s uvažováním principu superpozice

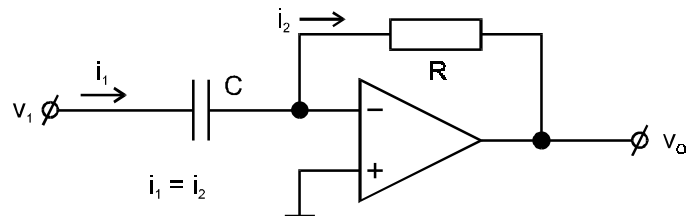
$$\frac{e_2(j\omega)}{e_1(j\omega)} = -\frac{1}{j\omega RC} \quad (2.11)$$

Nebudeme-li se zajímat o znaménko / mohu ho změnit, propustíme-li signál ideálním obvodem se zesílením -1 /, můžeme na Obr. 2-16 nakreslit amplitudové charakteristiky pro oba případy.



Integrátor nachází široké použití - při vytváření lineárních časových průběhů, jako součást měřících přístrojů atd. Povšimněme si ještě, že amplitudová charakteristika integrátoru je v souladu s amplitudovou charakteristikou samotného operačního zesilovače / dochází k poklesu na vysokých kmitočtech /.

Obrátíme-li pozici rezistoru a kapacitoru, dostaneme derivátor / viz Obr. 2-17 /.

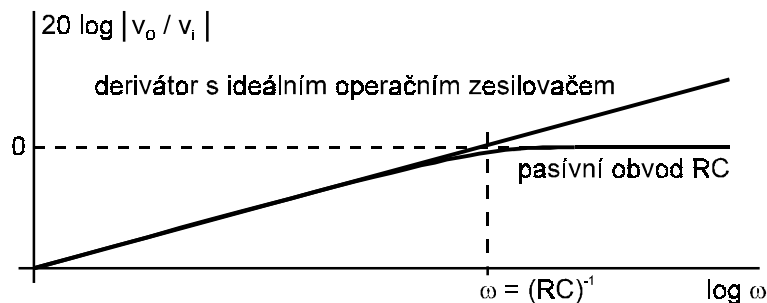


Z rovnosti proudů i_1 a i_2 plyne $C \frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{0 - v_o(t)}{R} \Rightarrow v_o = -RC \frac{dv_1}{dt}$ (2.12)

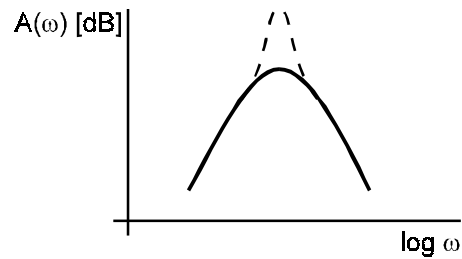
Pokud bychom přešli k frekvenční analýze, dostali bychom ze vztahu (2.8) a Obr. 2-15

$$V_o = -RC \cdot j\omega V_1 \quad (2.13)$$

Nakreslíme porovnání pasivního RC obvodu - derivačního s derivátorem - Obr. 2-18 .

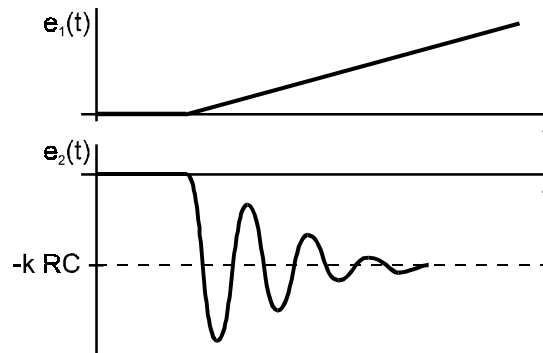


Současně z Obr. 2-18 jasně vyplývá problém derivátoru. Jeho amplitudová charakteristika má stoupat se stoupající frekvencí, což je v ostrém rozporu s amplitudovou charakteristikou operačního zesilovače, která naopak u reálného OZ klesá. Výsledkem tedy nebude ideální charakteristika podle Obr. 2-18, ale naopak amplitudová charakteristika podle Obr. 2-19, která odpovídá tzv. pásmové propusti.



Obr. 2-19

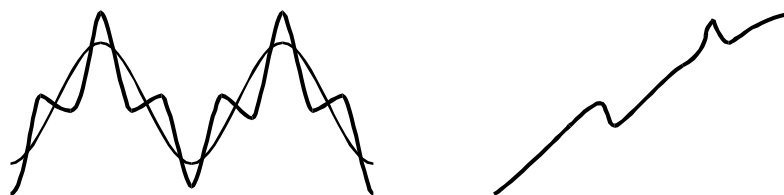
Kdybychom provedli podrobnou analýzu za použití Laplaceovy transformace, dostali bychom, že náš derivátor bude na lineárně stoupající průběh odpovídat výstupním průběhem podle Obr. 2-20.



Obr. 2-20

Bezprostředně po začátku lineárního průběhu se objevují tlumené kmity, způsobené fázovým posuvem blízcím se 180° , čímž se obvod dostává do podmínek blízcích se mezi nestability. Skutečná amplitudová charakteristika bude mít tvar, který je na Obr. 2-19 naznačen čárkovaně / to je také důvod proč se analogové soustavy raději derivátoru vyhýbají a nahrazují jej pokud je možné integrátory /.

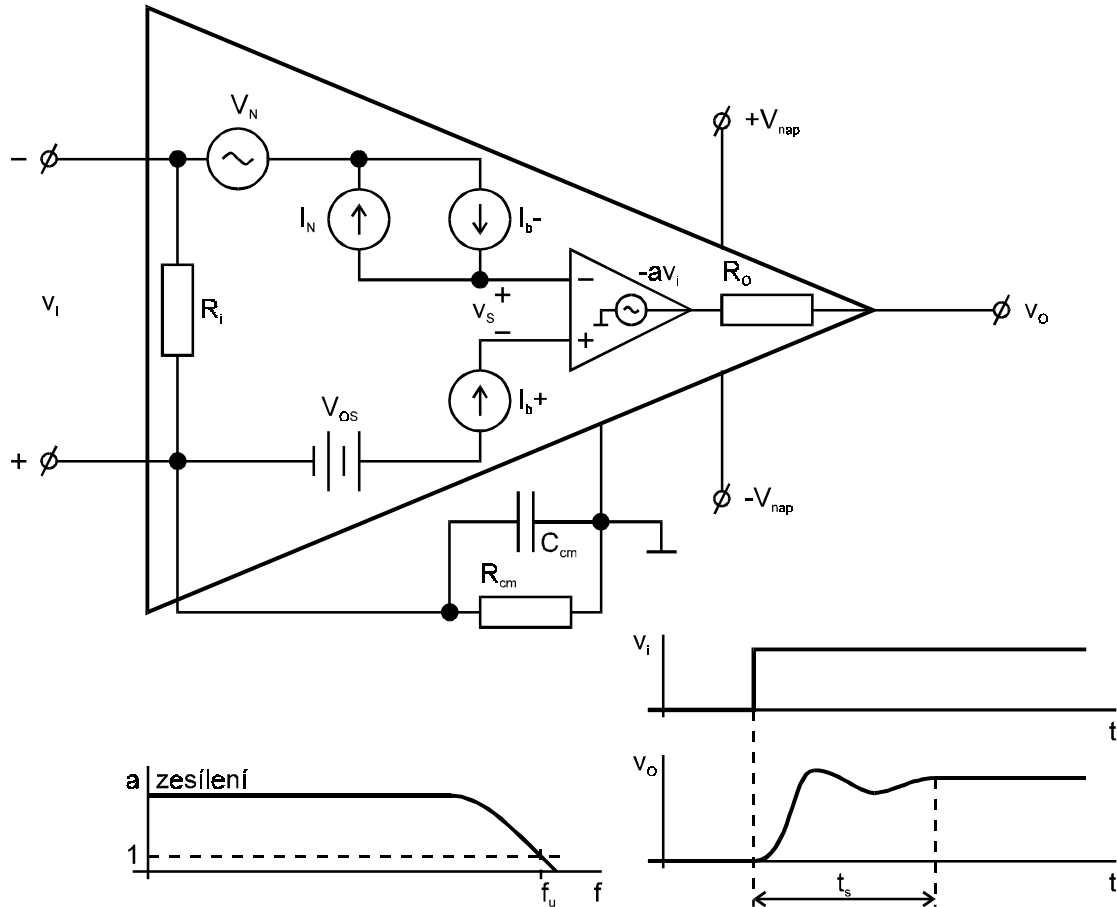
Využit můžeme derivátoru podobně jako pasivního derivačního obvodu pro oddělení signálu jako je tomu např. v případech podle Obr. 2-21, kde se potřebujeme zbavit nízkofrekvenčních nebo pomalých průběhů.



Obr. 2-21

V předchozím jsme se už vlastně dotkli otázky jak se bude lišit skutečný - realizovatelný operační zesilovač od ideálního. Současný operační zesilovač je ponejvíce realizován monolitickou technologií a je dodáván jako zapouzdřený integrovaný obvod. Těchto obvodů existuje celá řada; liší se jen vnitřní strukturou a pochopitelně svými vnějšími vlastnostmi a

samozřejmě i cenou. Na Obr. 2-22 máme náhradní obvod operačního zesilovače - neideálního - s vyznačením dalších vlastností.



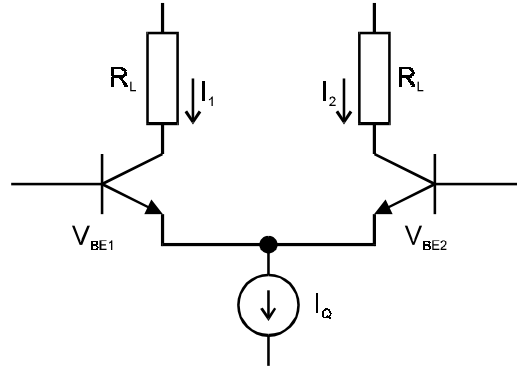
Obr. 2-22

Hodnoty naznačené v Obr. 2-22 jsou také udávány v katalogu pro jednotlivé typy operačních zesilovačů .

- a - zesílení / poměr výstupního napětí signálu k diferenčnímu signálu na vstupu /
- $V_{MAX}; I_{MAX}$ - špičkové napětí a proud, který může operační zesilovač dodat
- R_O - výstupní odpor operačního zesilovače
- R_i - diferenční vstupní odpor
- f_U - šíře pásma pro zesílení rovné jednotce
- $(dV_O/dt)_{MAX}$ - rychlost přeběhu - maximální rychlost změny výstupního napětí pro velkou skokovou změnu na vstupu
- t_S - doba ustálení / plyne z obrázku /
- V_{0S} - vstupní ofsetové napětí nutné k tomu, abychom dosáhli nulové úrovně napětí na výstupu
- I_b - vstupní proudy tekoucí do nebo z operačního zesilovače, když oba vstupní signály a ofsetové napětí jsou nulové
- V_{IN} - vstupní šumové napětí
- I_N - vstupní šumový proud pro případ zdrojů s velkým odporem

Kromě těchto základních parametrů jsou uváděny i další - o jejich významu se dozvíme v příslušném katalogu operačních zesilovačů.

Základem operačního zesilovače je diferenční zesilovač podle Obr. 2-23 .



Obr. 2-23

Zanedbáme proudy bázemi tranzistorů. Pro kolektorový proud můžeme psát

$$I_1 = I_{C1} = I_{TO1} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) \quad (2.14)$$

kde saturační proud jsme označili I_{TO1} a dále

$$V_{BE1} = V_{B1} - V_E \quad \text{a} \quad V_T = \frac{kT}{q}$$

Podobně
$$I_2 = I_{C2} = I_{TO2} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right) \quad (2.15)$$

Předpokládejme, že oba tranzistory jsou stejné a potom by platilo $I_{TO1} = I_{TO2}$. Přesto, že oba tranzistory se nacházejí blízko sebe na jednom čipu, nebudou nikdy úplně stejné. Abychom toto vyjádřili, zavedme tzv. ofsetové napětí, které musíme přivést mezi oba vstupy, aby byly proudy přesně stejné, čili označme toto napětí V_{OS} a uvažujme, že $I_{TO1} \neq I_{TO2}$.

$$I_{TO1} \exp\left(\frac{V_{BE1} + V_{OS}}{V_T}\right) = I_{TO2} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)$$

a proto
$$\frac{I_{TO2}}{I_{TO1}} = \exp\left(\frac{V_{OS}}{V_T}\right) \Rightarrow V_{OS} = V_T \ln\left(\frac{I_{TO2}}{I_{TO1}}\right) \quad (2.16)$$

Dál můžeme psát

$$I_2 = I_{TO2} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right) = I_{TO1} \exp\left(\frac{V_{BE2} + V_{OS}}{V_T}\right)$$

a protože $I_1 + I_2 = I_Q$

$$I_Q = I_{TO1} \left[\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2} + V_{OS}}{V_T}\right) \right]$$

tedy

$$I_{TO1} = \frac{I_Q}{\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2} + V_{OS}}{V_T}\right)}$$

a dosadíme do (2.14)

$$I_1 = \frac{I_Q \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)}{\exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{BE2} + V_{OS}}{V_T}\right)} = \frac{I_Q}{1 + \exp\left(\frac{V_{BE2} - V_{BE1} + V_{OS}}{V_T}\right)} \quad (2.17)$$

Podobně pro I_2

$$I_2 = I_{TO2} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right) = I_{TO1} \exp\left(\frac{V_{OS}}{V_T}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)$$

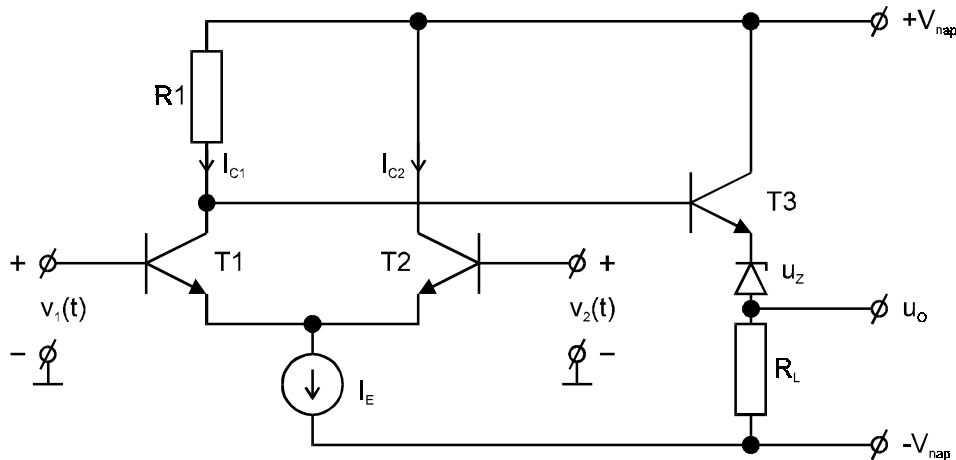
atd. až nakonec

$$I_2 = \frac{I_Q}{1 + \exp\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2} - V_{OS}}{V_T}\right)} \quad (2.18)$$

Ale $V_{BE1} = V_{B1} - V_{E1}$; $V_{BE2} = V_{B2} - V_{E2}$ a protože $V_{E1} = V_{E2}$,
bude $V_{BE1} - V_{BE2} = V_{B1} - V_{B2} = V_i$. Pak dostaneme

$$I_1 = \frac{I_Q}{1 + \exp\left(-\frac{V_i - V_{OS}}{V_T}\right)} \quad I_2 = \frac{I_Q}{1 + \exp\left(\frac{V_i - V_{OS}}{V_T}\right)} \quad (2.19)$$

Bude-li I_Q - konstanta nezávislá na vstupních signálech, budou proudy I_1 a I_2 závislé pouze na rozdílu napětí mezi oběma vstupy. Ideový návrh operačního zesilovače by tedy mohl vycházet z úvahy, že užijeme diferenční zesilovač na vstupu - případně bude-li na závodu vstupní proud, předřadíme tranzistory J - FET a signál z tohoto diferenčního zesilovače přivedeme na výstup, přičemž nějakým způsobem dosáhneme na výstupu nulové úrovně pro případ nulových vstupních napětí / Zenerova dioda v emiteru T_3 /. Schéma takového obvodu je na Obr. 2-24 .



Obr. 2-24

Připomeňme si charakteristiky bipolárního tranzistoru a tzv. zatěžovací přímku. Je zřejmé, že zesílení bude tím větší, čím bude vyšší zatěžovací odpor / ale stoupá tím potřebné napájecí napětí V_{CC} /.

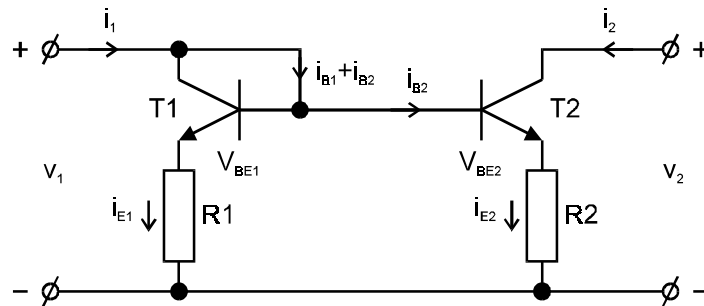
Je jasné, že zesílení - alespoň na nízkých frekvencích bude tím větší, čím větší bude R_K . Ideální případ pro nás bude situace podle Obr. 2-25 .



Obr. 2-25

Obr. 2-25 a charakteristika pro $R_K \rightarrow \infty$ však odpovídá charakteristice proudového zdroje, jak jsme ji poznali na začátku našeho kurzu.

V integrovaných obvodech se velice často uplatňuje zdroj proudu řízený proudem / a jeho různé základní a zdokonalené variace / . Říká se jim také „proudové zrcadlo“ - current mirror / . Základní zapojení máme na Obr. 2-26 .



Obr. 2-26

Předpokládejme, že oba tranzistory jsou přesně stejné / planární monolitická technologie / tzn. že také $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ a rezistory R_1 a R_2 mají stejný odpor ($R_1 = R_2$). / V planární monolitické technologii jsme schopni velmi dobře udělat součásti, které mají stejné vlastnosti - toto je určeno geometrií technologie a tu jsme schopni velmi přesně dodržet - ale již podstatně hůř jsme schopni udržet hodnoty, protože toto je určeno technologickými procesy. Proto také jsou v integrovaných obvodech preferovány obvody, jejichž výsledné vlastnosti závisí na poměru prvků před obvodem, u nichž vlastnosti závisí na hodnotách jednotlivých prvků / viz též teorie citlivosti obvodů a toleranční analýza /.

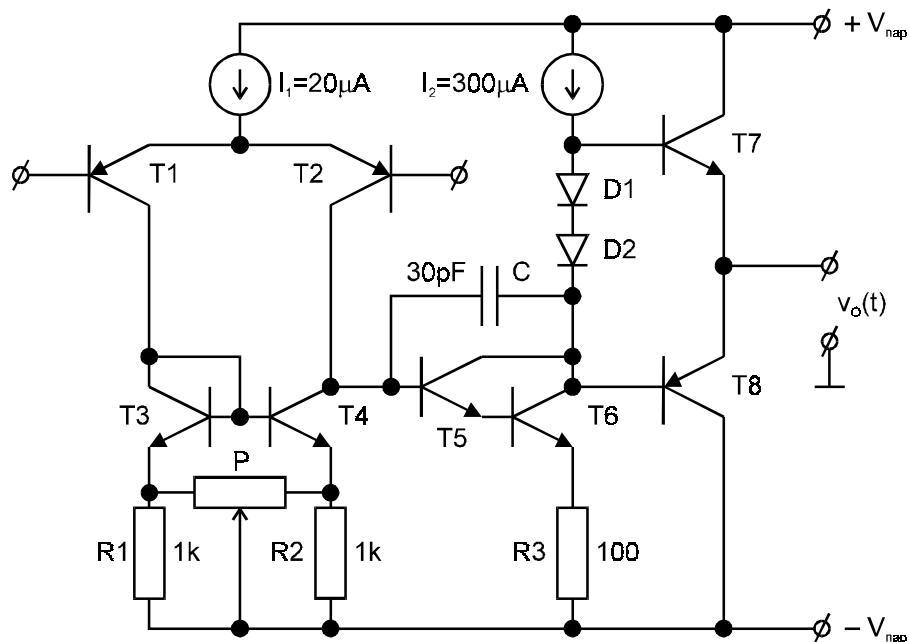
V našem obvodu podle Obr. 2-26 bude nutně platit $V_{BE1} = V_{BE2}$, a proto bude $i_{E1} = i_{E2}$. Jako proudový přenos definujeme hodnotu $K_i = i_2 / i_1$ a aplikujeme-li ji na náš případ, dostaneme

$$K_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_{E2} - i_{B2}}{i_{E1} + i_{B2}} = \frac{i_E - i_B}{i_E + i_B} = \frac{i_C + i_B - i_B}{i_C + i_B + i_B} = \frac{i_C}{i_B(i_C/i_B + 2)} = \frac{\beta}{\beta + 2} \quad (2.20)$$

Pro případ $\beta = 100$ bude $K_i \cong 0.98$. Lze ukázat, že poměr K_i je možné ovládat geometrií obou tranzistorů.

Na těchto principech je možné založit obvodové řešení operačního zesilovače. Z teorie zpětné vazby je nám jasné, že pro dosažení výhodných vlastností operačního zesilovače musí být zesílení co možná největší. Potom bude ideový návrh hlavních obvodů vypadat asi podle Obr. 2-27 / viz MAA 741 /.

Tranzistory T_1 a T_2 tvoří diferenční zesilovač a tranzistory T_3 a T_4 vytvářejí proudové zrcadlo. Bude-li existovat diferenční signál, nemohou být proudy i_{C1} a i_{C2} stejné. V kolektorech T_1 a T_2 je však proudové zrcadlo, a proto rozdílový proud teče jako básový proud dalšího zesilovače. Abychom nezmenšovali odpor v kolektoru, potřebujeme, aby vstupní odpor tohoto zesilovače byl veliký. To zabezpečí Darlingtonovo zapojení tranzistorů T_5 a T_6 .

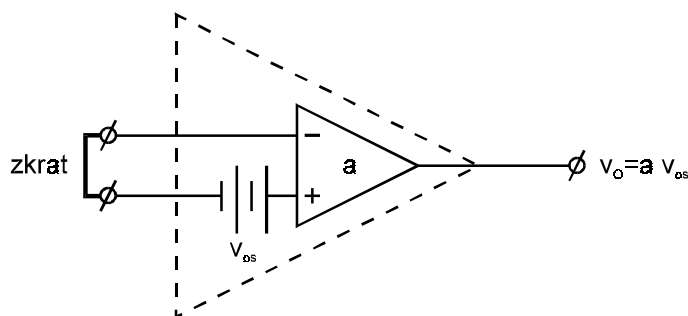


Obr. 2-27

Na výstupu je sledovač tvořený T_7 a T_8 - dvěma komplementárními tranzistory z důvodu dynamiky obvodu. Diody D_1 a D_2 zabezpečují pracovní body. Kapacitor C slouží pro kompenzaci a úpravu frekvenčních vlastností.

Skutečné schéma operačního zesilovače typu 741 bude složitější, protože obsahuje i některé ochranné obvody a jednoduché tranzistory jsou nahrazeny Darlingtonovými zapojeními.

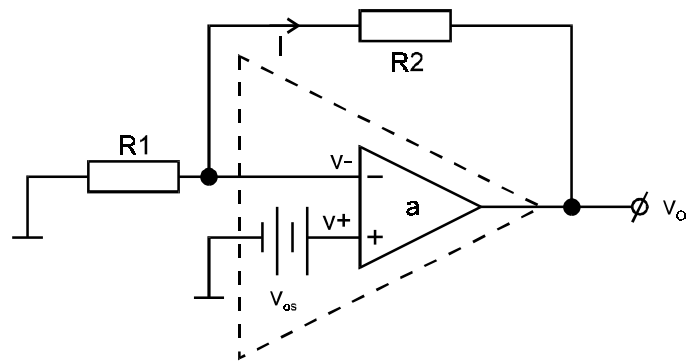
Uvažujme nyní, co způsobí vstupní napěťový ofset a vstupní proudy reálného zesilovače. Na Obr. 2-28 máme neideální operační zesilovač s konečným zesílením a ofsetovým napětím V_{OS} .



Obr. 2-28

Přestože ofsetové napětí díky monolitické planární technologii je velmi malé - třeba 1 mV - v důsledku velikého zesílení - 10^5 - bychom měli na výstupu mít $a \cdot V_{OS} = 10^3 \cdot 10^5 = 10^2 = 100V$. Toto ovšem se nestane, protože napájecí napětí našeho obvodu je běžně $\pm 15V$ - čili napětí na výstupu nebude těch sto voltů ale něco blízko + nebo - 15V. V důsledku obrovského

zesílení je náš zesilovač prakticky v tomto stavu těžko použitelný. Jiná situace bude v případě zpětnovazebního obvodu. Máme ho nakreslen na Obr. 2-29 .



Obr. 2-29

Uvažujme, že vstupy neberou žádný proud. Potom zřejmě platí rovnice

$$I = (0 - V^-) / R_1 = (V^- - V_o) / R_2$$

Vypočteme-li z této rovnice V^- a dosadíme do vztahu $V_o = -a(V^- - V_{OS})$, dostaneme

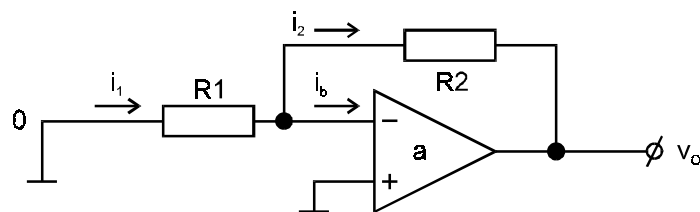
$$V_o = \frac{aV_{OS}}{1 + a \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

a za předpokladu, že $a \gg 1$ a běžných poměrech R_1, R_2 dostaneme

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right] \cdot V_{OS} \quad (2.21)$$

Záporná zpětná vazba tedy redukuje vliv V_{OS} . / Bude-li však zesílení s vazbou velké čili $R_2/R_1 \gg 1$, bude $(R_1 + R_2)/R_2 \rightarrow 1$, a poměr signálu a ofsetu na výstupu bude stejný jako bez vazby. / Navíc pokud je to zapotřebí, můžeme dostavit vnějšími prvky ofset na nulu - na Obr. 2-27 je to vnější potenciometr P. V tom případě ovšem se daleko důležitějším parametrem stává drift tohoto ofsetu v důsledku teplotních změn a stárnutí čipu. To je jeden z důvodů existence typových podskupin integrovaných obvodů označovaných dalším písmenem např. AD 741C ; AD 741J apod. Tam kde bude záležet na nízkém driftu ofsetového napětí, musíme vybrat vhodný typ - jsou typy, kde dV_{OS}/dT je menší než $1\mu V/^\circ C$ - bude ovšem patřičně dražší.

Až dosud jsme ovšem uvažovali, že vstupy operačního zesilovače neodebírají žádný proud - ve skutečnosti tomu tak nemůže být. Vstupní proudy jsou malé, ale v některých aplikacích je zanedbat nelze. Uvažujme případ podle Obr. 2-30 .



Obr. 2-30

Potom platí $(0 - V^-) / R_1 = I_b + (V^- - V_O) / R_2$, $V_O = -a(V^- - V^+)$. Dohromady toto dává

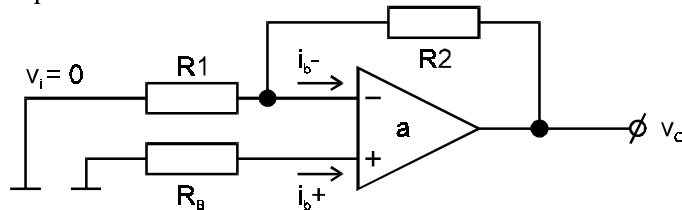
$$V_O \left[\frac{1}{a} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{1}{R_2} \right] = I_b$$

Protože $a \gg 1$, můžeme první člen zanedbat a potom

$$V_O = I_b \cdot R_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot I_b \cdot R_1 \quad (2.22)$$

Chyba výstupního napětí způsobená vstupním proudem operačního zesilovače je dána součinem I_b a zpětnovazebního rezistoru R_2 . Tato chyba omezuje hodnoty zpětnovazebních rezistorů, které můžeme použít v obvodech s operačními zesilovači. Např. bude-li $I_b = 10^{-7}$ A a zpětnovazební rezistor bude mít hodnotu 10 M Ω , bude chyba výstupního napětí v důsledku vstupního proudu činit 1 V. To je také důvod, proč u běžného obvodu 741 je zpětnovazební rezistor omežován na hodnotu max 1 M Ω . Druhý vztah v rovnici (2.22) nám říká, že pro dané zesílení / poměr R_2/R_1 / závisí proudová chyba na R_1 . Hodnota R_1 je ovšem současně totožná se vstupní impedancí obvodu. Řešení tedy bude zřejmě opět kompromis mezi vstupním odporem a proudovou chybou.

Protože u bipolárních tranzistorů vstupní proudy určují pracovní body, můžeme mít dvě řešení problému. V prvním předřadíme bipolárním tranzistorům tranzistory typu J-FET , jejichž vstupní proud je o čtyři až pět řádů nižší než u bipolárních tranzistorů. V druhém řešení můžeme použít obvod podle Obr. 2-31 .



Obr. 2-31

Na základě principu superpozice platí :

$$V^- = -(R_1 \parallel R_2) \cdot I_{b-} + V_O \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R'$$

a proto

$$V^- = -R' \cdot I_{b-} + V_O \cdot R' / R_2$$

Napětí na neinvertujícím vstupu bude $V^+ = -R_B \cdot I_{b+}$. Dosadíme-li do vztahu $V_O = a \cdot (V^- - V^+)$, dostaneme po úpravě

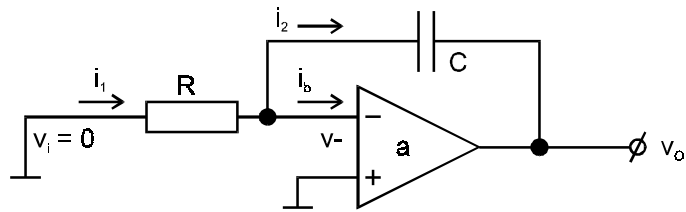
$$V_O = a \cdot (R_B I_{b+} - R' I_{b-}) / (1 - a \cdot R' / R_2)$$

Bude-li $I_{b+} = I_{b-}$, pak požadujeme-li $V_O = 0$ musí být

$$R_B = R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.23)$$

Takto lze tedy dosahovat prakticky nulové proudové chyby na výstupu. / Ve skutečnosti proudy nebudou zcela stejné - jejich rozdíl udává tzv. ofsetový proud. Bude-li R_B proveden

jako potenciometr, lze se zbavit i této chyby, ale nesmíme zapomenat na to, že klidové proudy i ofsetové proudy se mění s teplotou a stárnutím prvků, a proto v náročných případech bude zřejmě jediným řešením užít lepší / a dražší / operační zesilovač. K obdobným jevům bude docházet i v případě integrátoru / viz Obr. 2-32 /.



Obr. 2-32

Můžeme psát rovnici $(0 - V^-) / R = I_b + C \frac{d}{dt}(V^- - V_o)$ a též

$$V_o = -a(V^- - V^+) = -aV^-$$

a vyloučíme-li V^- , dostaneme diferenciální rovnici

$$\frac{V_o}{aR} - C \left(1 + \frac{1}{a}\right) \frac{dV_o}{dt} = I_b \quad (2.24)$$

Nebyl by problém rovnici řešit, ale uvážíme-li, že $1/a \ll 1$, budeme mít jednodušší vztah

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{I_b}{C} \quad (2.25)$$

Bude-li I_b konstantní, dostáváme lineární průběh výstupního napětí V_o s časem. Abychom omezili tyto efekty, musíme volit C pokud možno největší; kapacity řádu 1 μF se běžně vyskytují v integrátorech, které jsou stabilní v časech řádově vteřiny.

Užití operačních zesilovačů je velice rozsáhlé. Na závěr této kapitoly si uvedme několik obvodů, které užívají operační zesilovače.

Vrátíme-li se ke konvertoru proudu na napětí podle Obr. 2-12 a budeme-li uvažovat konečné zesílení operačního zesilovače A_D / diferenční zesílení /, dostaneme

$$i_1 - \frac{v_1 - v_o}{R_f} = 0$$

kde V_1 je konečné / malé / napětí mezi vstupy - a + operačního zesilovače. Dále $v_o = A_d \cdot v_1$ čili

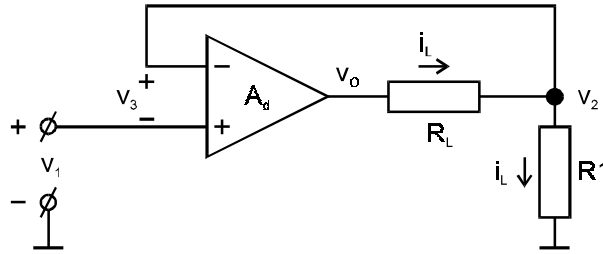
$$i_1 - \frac{v_o / A_d - v_o}{R_f} = 0 \quad \text{a tedy} \quad v_o = -\frac{i_1 R_f}{1 + 1/A_d} \quad (2.26)$$

a bude-li $A_D \rightarrow \infty$, dostaneme výraz $V_o = -i_1 \cdot R_f$. Převodník proud napětí musí mít velice malý vstupní odpor, aby připojením ke zdroji proudu neovlivňoval zdroj proudu / neideální /

$$R_{vst} = \frac{v_1}{i_1} = -\frac{v_o}{A_d} \cdot \frac{1}{i_1} = \frac{R_f}{A_d + 1} \cong \frac{R_f}{A_d} \quad v_o = -A_d \cdot v_1 \quad (2.27)$$

Bude-li $R_f = 10^4 \Omega$; $A_D = 10^6$, bude $R_{VST} \cong 10^4 / 10^6 = 10^{-2} \Omega$ a neovlivní tedy běžný proudový zdroj.

Napětově řízený proudový zdroj je nakreslen na Obr. 2-33



Obr. 2-33

Zanedbáme-li vstupní proudy operačního zesilovače, budeme psát rovnice

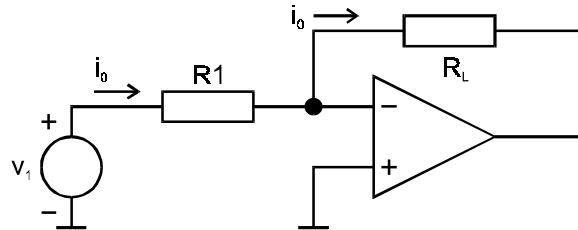
$$v_3 \cdot A_d = v_o \quad v_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_L} v_o \quad i_L = \frac{v_2}{R_1} \quad v_3 = v_2 - v_1$$

Jestliže z těchto rovnic vypočteme proud i_L , dostaneme

$$i_L = \frac{v_1}{R_1 \left[1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R_L}{R_1} \right) \right]} \cong \frac{v_1}{R_1} \quad (2.28)$$

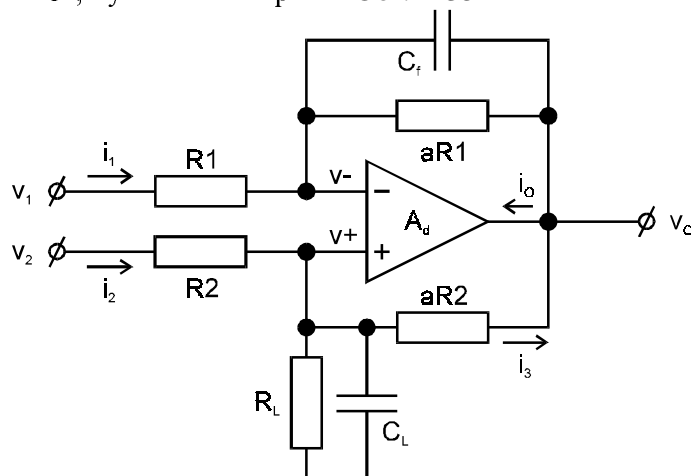
pokud $A_D \gg 1 + R_L/R_1$.

Uvedený proudový zdroj má však jednu nevýhodu a to, že žádná ze svorek rezistoru, kterým proud protéká, není na společném potenciálu. Variantou tohoto obvodu je potom obvod podle Obr. 2-34, který vychází ze základní vlastnosti operačního zesilovače / vstup nebere proud /.



Obr. 2-34

Pokud jeden konec zátěže musí být uzemněn / na společném potenciálu / a současně i zdroj proudu musí být uzemněn, vyhoví obvod podle Obr. 2-35



Obr. 2-35

Operační zesilovač se podle našich předchozích poznatků bude snažit udržet napětí mezi vstupy na velmi nízké úrovni tj. $v^- \cong v^+$. Pak platí tyto rovnice : $a = \text{konst.}$

$$i_1 \cdot a \cdot R_1 = v^- - v_O = v^+ - v_O = i_3 \cdot a \cdot R_2 \Rightarrow i_1 R_1 = i_3 R_2$$

Dále platí $v_2 - v^+ = i_2 R_2$ $v_1 - v^- = i_1 R_1 = i_3 R_2$, z čehož

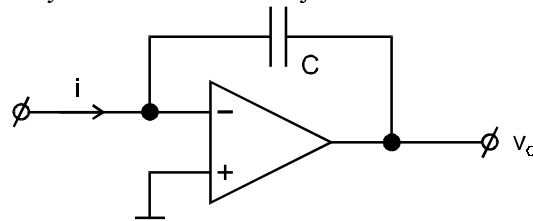
$$i_L = i_2 - i_3 = \frac{v_2 - v^+}{R_2} - \frac{v_1 - v^-}{R_2} = \frac{v_2 - v_1}{R_2} \quad (2.29)$$

Proud zátěží závisí tedy na poměrech na obou vstupech obvodu. Je samozřejmě možné jeden ze vstupů uzemnit. Je lépe uzemnit vstup v_2 nežli v_1 , protože R_2 určuje zatěžovací proud a může být malý abychom dosáhli velkého proudu i_2 , přičemž R_1 můžeme držet na dostatečně malé velikosti, protože i_L na něm nezávisí. Pro případ, kdy $v_2 = 0$ dostaneme vztahy :

$$i_L = -\frac{v_1}{R_2} \quad \frac{i_1}{i_L} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_L}{R_2}\right) \quad i_O = \frac{v_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_L}{R_2}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

$$v_O = -av_1 \left[1 + \frac{R_L}{R_2} \left(1 + \frac{1}{a}\right)\right] \quad (2.30)$$

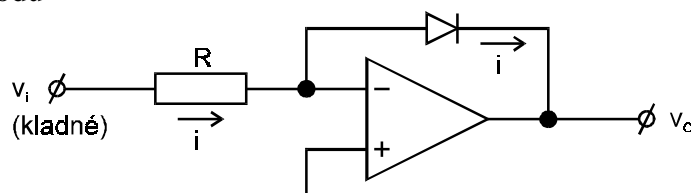
Operační zesilovač můžeme využít ve funkci nábojového zesilovače podle Obr. 2-36.



Obr. 2-36

Pro něj platí $v_O = -\frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt = -\frac{Q}{C}$ (2.31)

Můžeme též využívat i nelineárních vlastností prvků. Na Obr. 2-37 máme základní zapojení logaritmujícího obvodu



Obr. 2-37

Pro proud ideální polovodičovou diodou jsme měli vztah

$$I_d = I_S \left(e^{qV/kT} - 1 \right) \quad (2.32)$$

kde

I_S je saturační proud diody $\sim 10^{-12}$ až 10^{-14} A

q je náboj elektronu $\sim 1.602 \cdot 10^{-19}$ C

k je Boltzmanova konstanta $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/°K

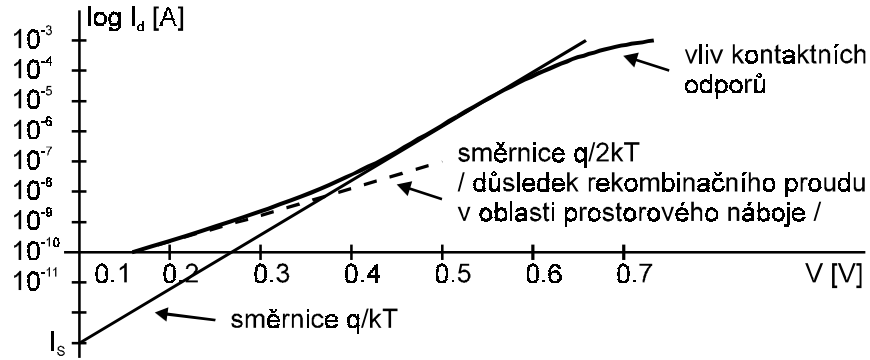
T je teplota ve stupních kelvina

$$kT/q = 25.6 \text{ mV pro } T = 300^\circ\text{K}$$

Zanedbáme-li jedničku / dioda bude pracovat v propustném směru / a uvážíme-li, že $I_D = i = v_i/R$, bude $v = v_O$ /

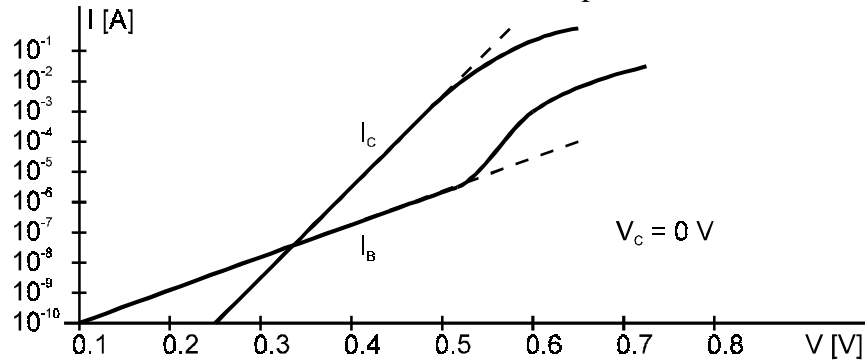
$$v_O = -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{v_i}{R \cdot I_O}\right) \quad (2.33)$$

Pokud by tedy polovodičová dioda splňovala rovnici (2.32), dostali bychom ideální logaritmuující obvod. Bohužel p - n přechod splňuje rovnici (2.32) pouze v jisté oblasti a tato oblast se zužuje tím více, čím je pro tvorbu diody použit materiál s větší šířkou zakázaného pásu. Na Obr. 2-38 je nakreslena závislost proudu křemíkovou diodou na napětí v přímém směru v logaritmickém měřítku / měli bychom dostat přímku ; zanedbáme 1 /.



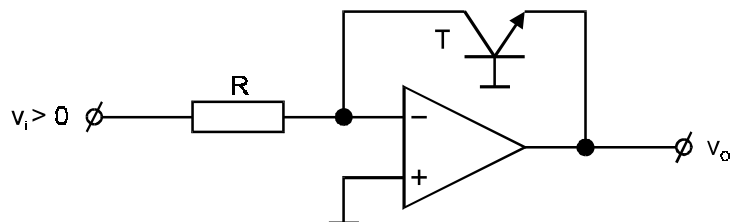
Obr. 2-38

Skutečná dioda splňuje tedy rovnici (2.32) pouze v rozmezí několika dekád a není tedy pro náš účel příliš vhodná. Porovnejme nyní s Obr. 2-38 závislost bázevého a kolektorového proudu tranzistoru, kterou máme na Obr. 2-39. Závislost bázevého proudu bude mít obdobný charakter, protože se jedná o p - n přechod báze emiter. Kolektorový proud injektovaný emiterem bude však v daleko širším rozsahu zachovávat exponenciální závislost.



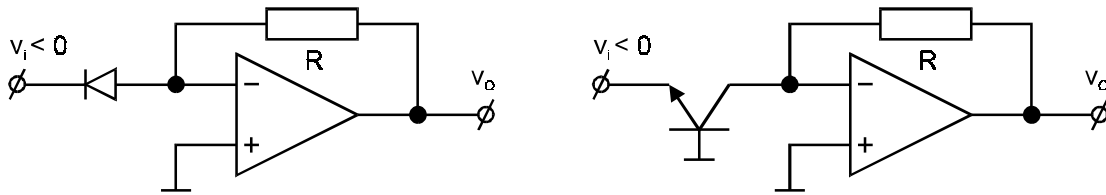
Obr. 2-39

Proto místo diody bude lépe v logaritmujícím obvodu užít tranzistor - viz Obr. 2-40.



Obr. 2-40

Skutečný obvod logaritmujícího zesilovače by byl složitější, protože bude nutné zajistit stabilitu a teplotní nezávislost výstupu / napětí báze emiter má teplotní koeficient $-2.1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ /. Kdybychom uskutečnili zapojení podle Obr. 2-41a nebo lépe / důvod je stejný jako u logaritmického převodníku / podle Obr. 2-41b , dostáváme exponenciální převodník



Obr. 2-41

V případě Obr. 2-41a snadno odvodíme, že

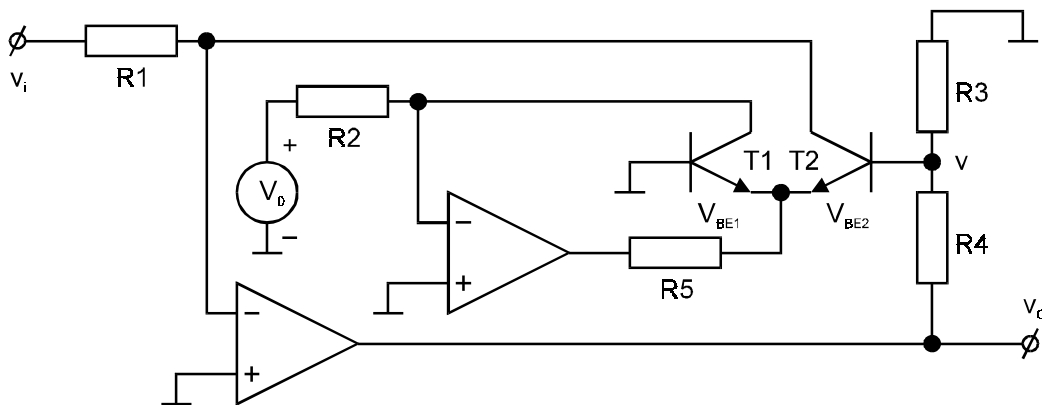
$$v_o = R \cdot I_S \cdot e^{-v_1/\Phi_T} \quad \text{kde} \quad \Phi_T = \frac{kT}{q} \quad (2.34)$$

Pro zapojení dle Obr. 2-41b platí
$$v_o = R \cdot \alpha \cdot I_{ES} \cdot e^{-v_1/\Phi_T} \quad (2.35)$$

V obou případech je jasné, že musí být $V_1 < 0$. v případě logaritmujícího obvodu bychom dostali / viz Obr. 2-40 / , že

$$v_o = -\Phi_T \ln\left(\frac{v_1}{\alpha \cdot I_{ES} \cdot R}\right) \quad (2.36)$$

V rovnicích (2.35) a (2.36) značí α proudový zesilovací činitel tranzistoru v normálním jeho režimu / tj. emiter = emiter ; kolektor = kolektor / ; I_{ES} - saturační proud přechodu báze emiter. Z rovnic (2.35) a (2.36) plyne, že nejdůležitější teplotní vlivy jsou zapříčiněny změnami saturačního proudu I_{ES} a dále změnami Φ_T . V křemíkovém p - n přechodu / za předpokladu $E_g(0) = 1.17 \text{ eV}$ a při napětí v přímém směru 0.6 V při pokojové teplotě 300°K / se proud zdvojnásobuje při zvýšení teploty o 6°C a napětí se zmenšuje s koeficientem $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Kompenzace teplotních vlivů logaritmického převodníku je možné dosáhnout obvodem podle Obr. 2-42 .



Obr. 2-42

Parametry tranzistorů T_1 a T_2 jsou stejné a oba tranzistory mají stejnou teplotu. Potom

$$i_{C1} = \alpha \cdot I_{ES} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{\Phi_T}\right) \quad i_{C2} = \alpha \cdot I_{ES} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{\Phi_T}\right)$$

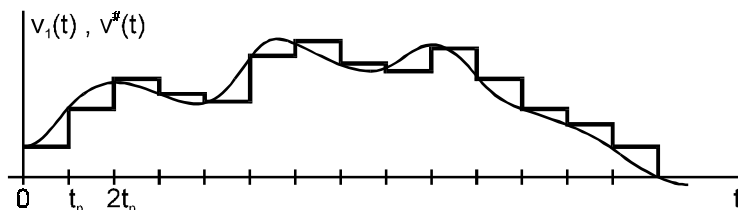
a tedy $\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \exp\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\Phi_T}\right)$. Ale $v = v_{BE1} - v_{BE2}$, a proto $v = \Phi_T \ln\left(\frac{i_{C2}}{i_{C1}}\right)$

ale $i_{C1} = \frac{v_O}{R_2}$ $i_{C2} = \frac{v_1}{R_1}$ $v = v_O \frac{R_3}{R_3 + R_4}$, z čehož

$$v_O = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \Phi_T \ln\left(\frac{v_1 R_2}{v_O R_1}\right) \quad (2.37)$$

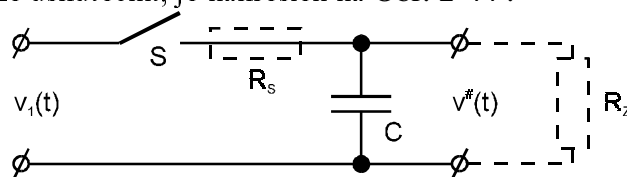
Ve výrazu (2.37) zbývá ještě závislost Φ_T na teplotě, kterou můžeme kompenzovat teplotní závislostí R_3 . Podobně bychom mohli dosáhnout i částečné teplotní kompenzace exponenciálního převodníku.

V přednáškách minulého semestru jsme se seznámili s metodou převodu spojitého analogového signálu na signál diskretní. Tuto metodu jsme nazvali vzorkováním a zařízení, které uskutečňovalo tento převod jsme nazvali vzorkovačem. Tento vzorkovač tedy z daného spojitého signálu $v_1(t)$ odvozuje řadu vzorků snímaných v časových okamžicích t_n , kde $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Dostáváme řadu kratičkých impulsů, které mají amplitudy $v_1(t_n)$. Pro další zpracování těchto vzorků je výhodné tyto prodloužit a to nejčastěji tak, že v paměťovém obvodu zůstane údaj o amplitudě $v_1(t_n)$ zachován až do doby t_{n+1} / viz Obr. 2-43 /.



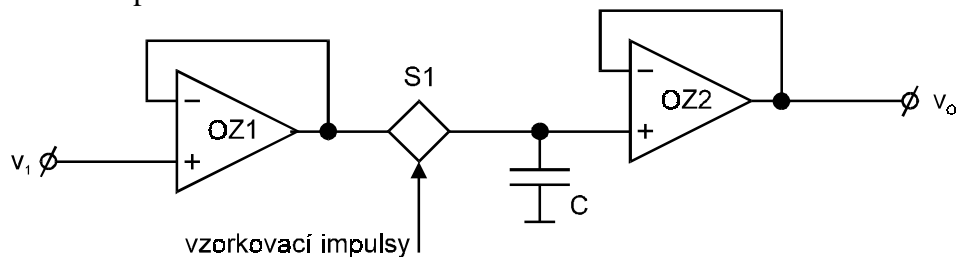
Obr. 2-43

Obvod, který toto může uskutečnit, je nakreslen na Obr. 2-44.



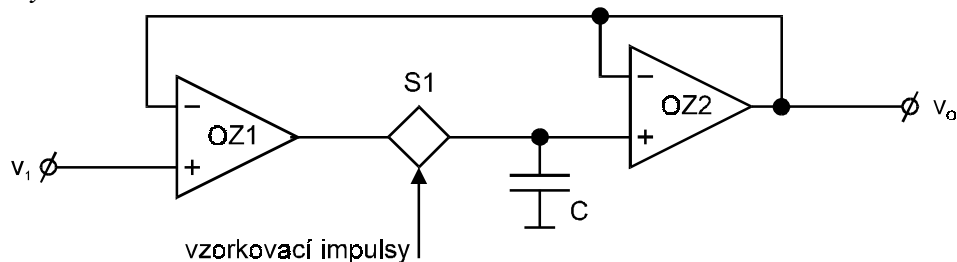
Obr. 2-44

Namísto spínače S uijeme však spínač ve formě tranzistoru - nejčastěji FET, případně pro nejrychlejší obvody Schottkyho diody. Takový spínač však nebude mít nulový odpor v sepnutém stavu, a proto se paměťový kondenzátor bude nabíjet s časovou konstantou $R_S \cdot C$ a v důsledku konečného R_Z dojde k částečnému vybíjení. Současně může dojít k přenosu ovládacích / vzorkovacích, rychlých / impulsů do vstupního signálu $v_1(t)$. Toto můžeme odstranit obvodem podle Obr. 2-45.



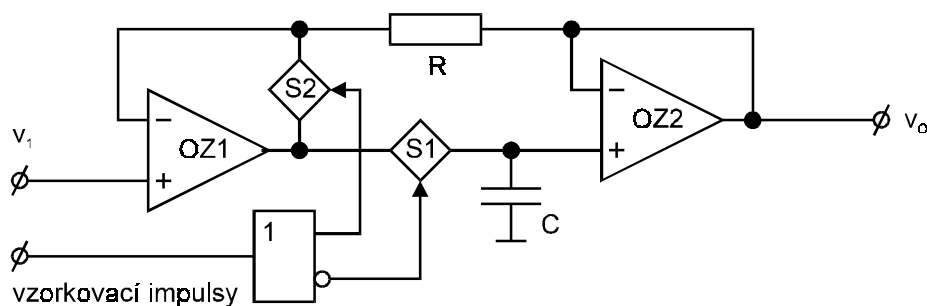
Obr. 2-45

Aby se neuplatňoval plně odpor sepnutého spínače S_1 , můžeme jej zahrnout do obvodu zpětné vazby / Obr. 2-46 /.



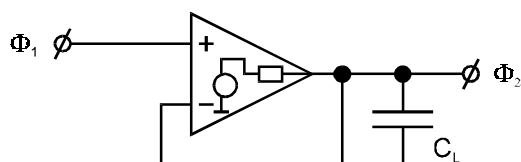
Obr. 2-46

Pokud ovšem v zapojení podle Obr. 2-46 bude spínač S_1 rozepnut, pracuje OZ_1 bez zpětné vazby a jeho výstup může být zahnán na napětí, které je blízké napájecímu. Proto se často řeší tento problém užitím druhého spínače - viz Obr. 2-47.



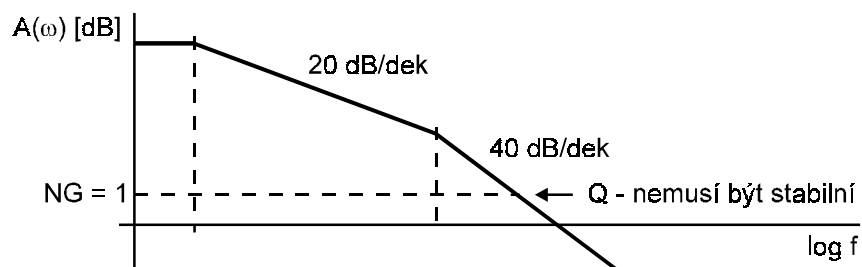
Obr. 2-47

Problémy začnou narůstat, budeme-li uvažovat kapacitní zátěž a větší šíři pásma operačních zesilovačů. Pro zpětnou vazbu je zřejmě nejhorším případem případ totální zpětné vazby v případě sledovače - bude-li tento zatížen kapacitou C_L , bude schéma vypadat podle Obr. 2-48.



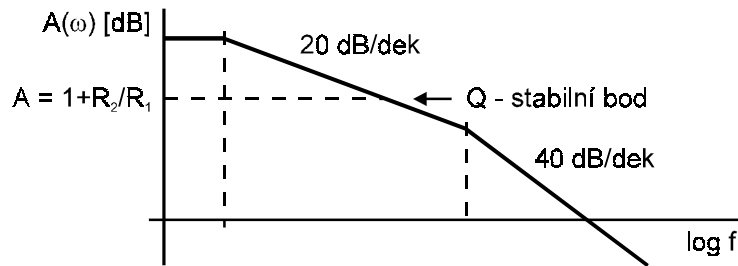
Obr. 2-48

V běžném případě bude amplitudová charakteristika mít tvar podle Obr. 2-49 / viz i programy pro řešení obvodů a modely operačních zesilovačů /.



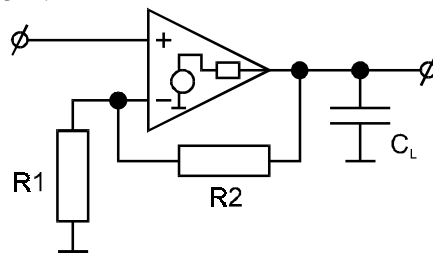
Obr. 2-49

Amplitudová charakteristika podle Obr. 2-49 je charakteristika vlastního zesilovače. Kapacitor C_L spolu s výstupním odporem operačního zesilovače tvoří další integrační obvod a vnáší tedy další pól. Proto pro $A = 1$ může být obvod nestabilní, pokud nemohu provést příslušnou kompenzaci - čili není přístupný vnitřní bod operačního zesilovače, kde bych tuto kompenzaci mohl provést. Týká se to hlavně operačních zesilovačů s větší šíří pásma. Abychom se tedy i v případě kapacitní zátěže dostali do stabilních podmínek, musíme se nacházet v oblasti, kde $A(\omega)$ klesá jenom o 20 dB/dek. / protože další pól z toho udělá 40 dB/dek. a 60 dB/dek. /.



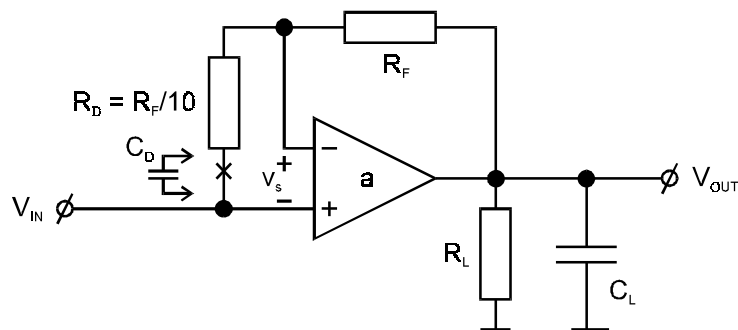
Obr. 2-50

Z toho vyplývá, že musím mít zesílení > 1 jak je to znázorněno na Obr. 2-50 a tomu odpovídající obvod na Obr. 2-51 .



Obr. 2-51

Již dříve jsme ukázali jednoduchým výpočtem, že $A = 1 + R_2/R_1$, kde A je zisk, který určuje zpětná vazba. V případě obvodu na Obr. 2-51 dostáváme ale zesílení $1 + R_2/R_1$ čili větší než jedna (např. 10), a abychom se dostali na zesílení jedna, musíme na výstup připojit dělič 1:10 / bude sice stabilní, ale vyžaduje přesné rezistory a hlavně desetkrát sníží dynamický rozsah /. Můžeme uskutečnit následující zapojení / Obr. 2-52 /.



Obr. 2-52

Uvažujeme-li, že operační zesilovač má zesílení konečné a a mezi vstupy v tom důsledku je napětí V_S s vyznačenou polaritou.

$$V_{OUT} = a \cdot V_S \quad R_D \cdot i = -V_S \quad R_F \cdot i = V_S + V_{IN} - V_{OUT}$$

$$-V_S R_F = V_S R_D + V_{IN} R_D - V_{OUT} R_D \quad \frac{V_{OUT} R_F}{a} = -\frac{V_{OUT} R_D}{a} + V_{IN} R_D - V_{OUT} R_D$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{a R_D}{R_F + R_D(1+a)} \quad (2.38)$$

Pro $R_D(1+a) \gg R_F$ a $a \rightarrow \infty$ bude $V_{OUT}/V_{IN} \rightarrow 1$

Uved' me $V_{OUT}/V_{IN} = A$ do obvyklého tvaru, abychom identifikovali a_0 a $a_0 \cdot f_0$

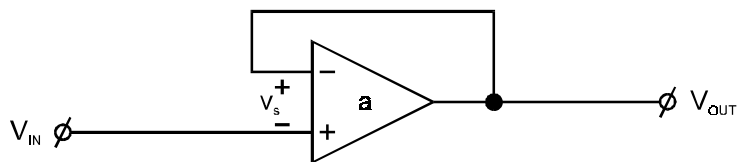
$$A = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{a R_D / R_F}{1 + (a+1) R_D / R_F} \cong \frac{a R_D / R_F}{1 + a R_D / R_F} \quad (2.39)$$

čili $a_0 = a \frac{R_D}{R_F}$ a $a_0 f_0 = a \frac{R_D}{R_F}$ (2.40)

Vypočteme-li z těchto rovnic vstupní odpor $R_{vst} = V_{IN}/i$, dostaneme po výpočtu

$$R_{vst} = a R_D + R_F \quad (2.41)$$

Pro běžný sledovač dostaneme / Obr. 2-53 /

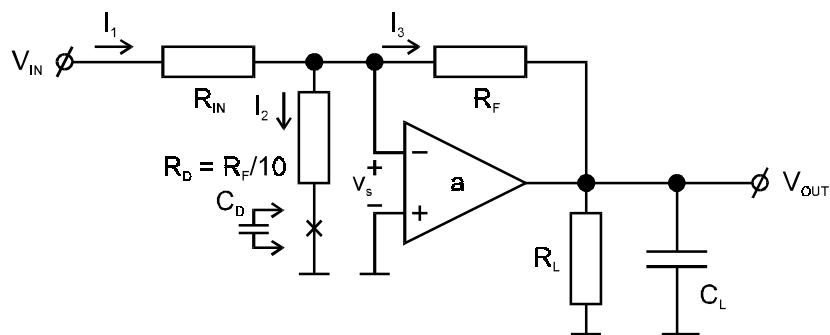


Obr. 2-53

$$V_{OUT} = V_S + V_{IN} \quad V_{OUT}/a = -V_S \quad \text{a proto} \quad \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{a}{1+a} \quad (2.42)$$

Zesílení $a_0 = a$ a $f_0 = 1$

V obou případech $A_0 \rightarrow 1$; $R_{vst} \rightarrow \infty$ ale zapojení podle Obr. 2-53 nebude stabilní. Podobně můžeme vytvořit i invertor - viz Obr. 2-54.



Obr. 2-54

Platí $I_1 = I_2 + I_3$ čili $\frac{V_{IN} - V_S}{R_{IN}} = \frac{V_S}{R_D} + \frac{V_S - V_{OUT}}{R_F}$ a též $V_{OUT} = -a V_S$

Z těchto rovnic dostaneme

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{aR_D R_F}{R_F(R_D + R_{IN}) + (1+a)R_{IN}R_D} = \frac{-\frac{aR_D}{R_D + R_{IN}}}{1 + \frac{R_{IN}R_D}{R_F(R_D + R_{IN})}(1+a)} \quad (2.43)$$

/ 1+ a zanedbáme /

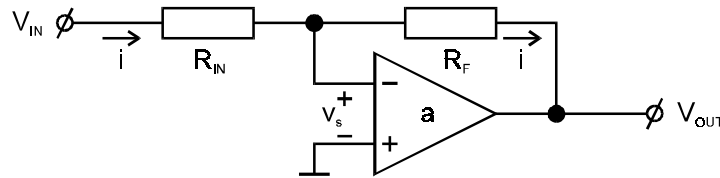
Porovnáním se vztahem $A_0 = \frac{a_0}{1 - a_0 f_0}$ dostaneme $a_0 = -a \frac{R_D}{R_D + R_{IN}}$ a $f_0 = \frac{R_{IN}}{R_F}$

Zanedbáme-li jedničku ve jmenovateli, dostaneme $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_F}{R_{IN}}$ (2.44)

a protože $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -1$ bude $R_F = R_{IN}$ (2.45)

Potom bude $a_0 = -a \frac{R_D}{R_D + R_{IN}} = -a \frac{aR_D}{R_D + R_F}$ (2.46)

Obvod běžného invertoru na nízkých frekvencích bude / Obr. 2-55 /



Obr. 2-55

Platí $i = \frac{V_{IN} - V_S}{R_{IN}}$ $i = \frac{V_S - V_{OUT}}{R_F}$ $V_{OUT} = -aV_S$

Z těchto rovnic dostaneme

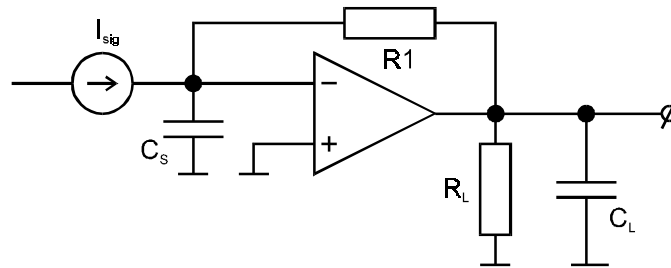
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{a}{1 + \frac{R_{IN}}{R_F}a} \quad \text{čili} \quad a_0 = -a \quad f_0 = \frac{R_{IN}}{R_F} \quad (2.47)$$

Pro $\frac{R_{IN}}{R_F}a \gg 1$ bude $\frac{V_{OUT}}{V_i} \cong -\frac{R_F}{R_{IN}} = 1 \Rightarrow R_F = R_{IN} \Rightarrow f_0 = 1$

a proto $a_0 f_0 = -a$ (2.48)

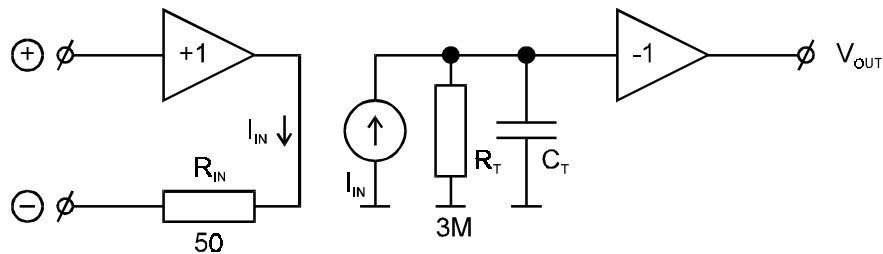
V obou případech bude $R_{vst} \cong R_{IN}$, ale v případě klasického invertoru je $a_0 \cdot f_0 = -a$ čili případ podle Obr. 2-49, zatímco upravený invertor podle Obr. 2-54 má $a_0 \cdot f_0 = -a \cdot R_D / (R_D + R_F)$ a odpovídá tedy Obr. 2-50.

Uvedené obvody řeší ještě jeden problém / Obr. 2-56 /



Obr. 2-56

Je zřejmé, že v důsledku přítomnosti kapacity C_s vzniká další nepříjemný pól $a(p) \cdot f(p)$, který destabilizuje smyčku zpětné vazby soustavy. Jen pro příklad - bude-li $R_1 = 2k\Omega$ a C_s asi 15 pF, bude tento pól v okolí 4 MHz. / To je běžná pracovní oblast i normálních operačních zesilovačů. / Zabránit tomu můžeme jenom snížením vstupního odporu na vstupu - tak tomu bylo i v případech, které jsme uvažovali dříve - rezistor $R_D \sim 50 \Omega$. Proto se vyrábějí nové operační zesilovače s nízkým vstupním odporem na svorce - / vstup + má vysoký odpor /. Např. AD 8002 má pro $|A| = 1$; $f_H = 880 \text{ MHz}$; $t_\phi = 1.4 \text{ ns}$ vstupní odpor - vstup + = 10 M Ω ; vstup - = 50 Ω . Vstupní odpor na invertujícím vstupu je vnitřní vstupní odpor / vstupy v emiterech tranzistorů /. Jsou to vlastně transimpedanční zesilovače a jejich náhradní obvod může vypadat takto :



Obr. 2-57

Napěťový zisk bude $V_{OUT}/V_{IN} = I_{IN} \cdot 3 \cdot 10^6 / (I_{IN} \cdot 50) = 60000$.

Tyto obvody nacházejí uplatnění jako A - D drivery, rychlé spínače, v rychlých kamerách, jako budiče vedení, radiofrekvenční přepínače atd.