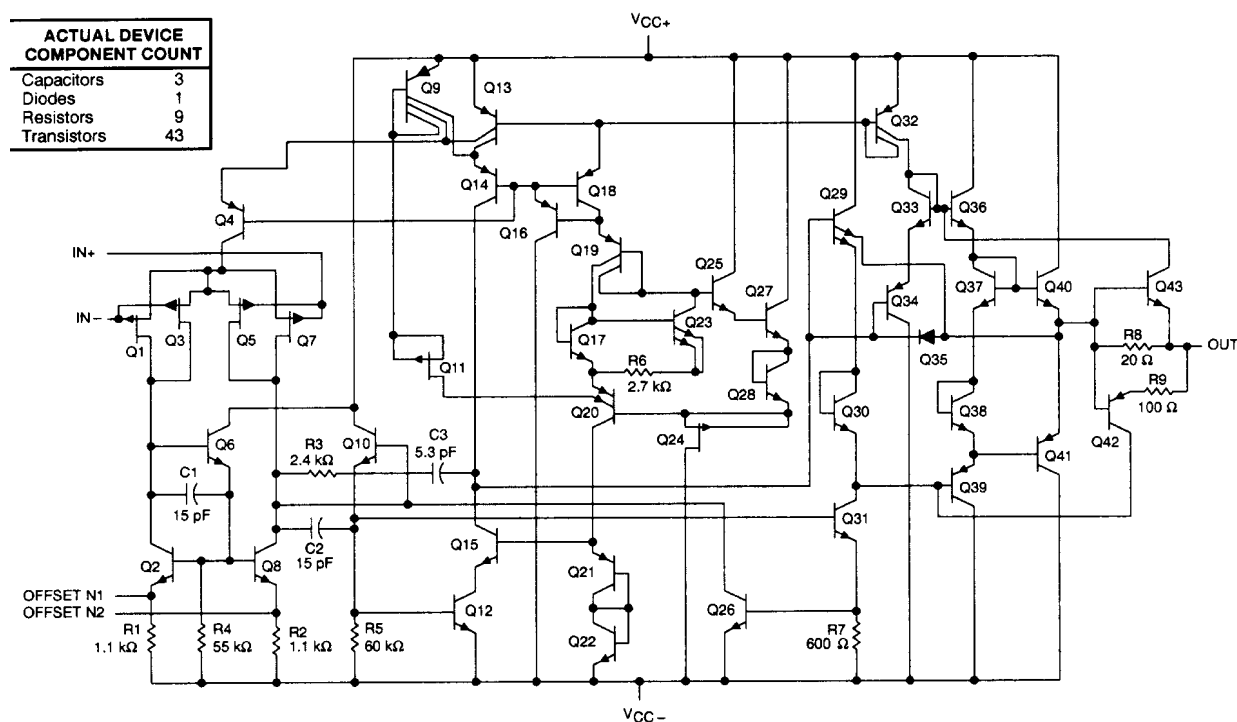


Operacijski ojačevalnik

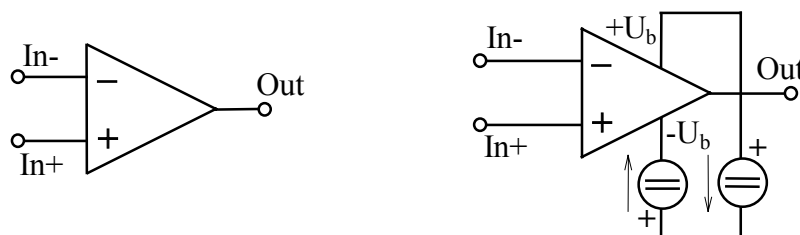
1. Splošno o operacijskem ojačevalniku

Da bi izboljšali zanesljivost ojačevalnih vezij, poenostavili njihovo načrtovanje in uporabo ter zmanjšali njegove dimenzije, so v preteklosti ves trud usmerili v izdelavo ojačevalnika v integrirani obliki. Le-ta se nahaja na eni sami silicijevi rezini, na kateri je z različnimi tehnološkimi postopki vgrajeno večje število tranzistorjev, uporov in manjših kondenzatorjev. Nastali element so poimenovali operacijski ojačevalnik (*operational amplifier*), saj je v dobi analognih računalnikov, služil za opravljanje različnih matematičnih operacij (seštevanje, odštevanje, integriranje..).



Slika: Električna shema modernega OP (TLE2061)

Bistvena prednost za uporabnika operacijskega ojačevalnika je, da za uporabo in razumevanje s pomočjo OP zgrajenih vezij ni treba detajlno obvladati njegove notranje zgradbe. Zadostuje simbolični prikaz OP-ja z njegovim simbolom in da predpostavimo njegovo idealno delovanje.



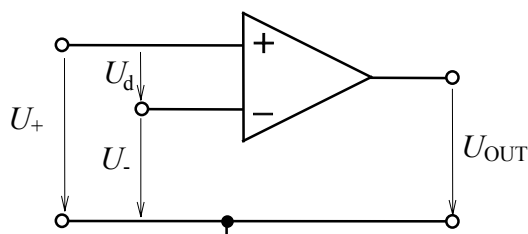
Slika 2: Simbol OP-ja in priključitev napajalne napetosti ($U_b = U_{CC}$)

Operacijski ojačevalniki imajo dva vhoda In+ in In-. Vhod In+ je t.i. **neinvertirajoči** vhod (*non-inverting input*). Pojem neinvertirajoč pove, da se polariteti vhodne napetosti U_+ , ki je merjena proti masi, in izhodne napetosti ujemata. Drugi vhod se imenuje **invertirajoči** vhod (*inverting input*), za katerega je značilno, da se pri ojačenju vhodne napetosti U_- polariteta ojačane napetosti na izhodu razlikuje od vhodne.

Operacijski ojačevalnik ima najpogosteje en izhod, katerega izhodna napetost je enaka produktu vhodne **diferenčne napetosti** U_d ($U_+ - U_-$) in **odprto zančnega ojačenja** A_d operacijskega ojačevalnika (*open loop gain*)

$$U_{OUT} = U_d \cdot A_d.$$

Zgornji izraz velja zgolj za idealni OP, kjer ne upoštevamo raznih motilnih vplivov, kot je na primer offset napetost. Ojačenje A_d realnega OP je v območju od 10^4 do 10^6 , zato lahko v praksi brez večjih zadržkov predpostavimo, da gre A_d proti ∞ .



Slika 3: Napetosti operacijskega ojačevalnika

Poenostavljen notranji ustroj operacijskega ojačevalnika prikažemo z naslednjo shemo.

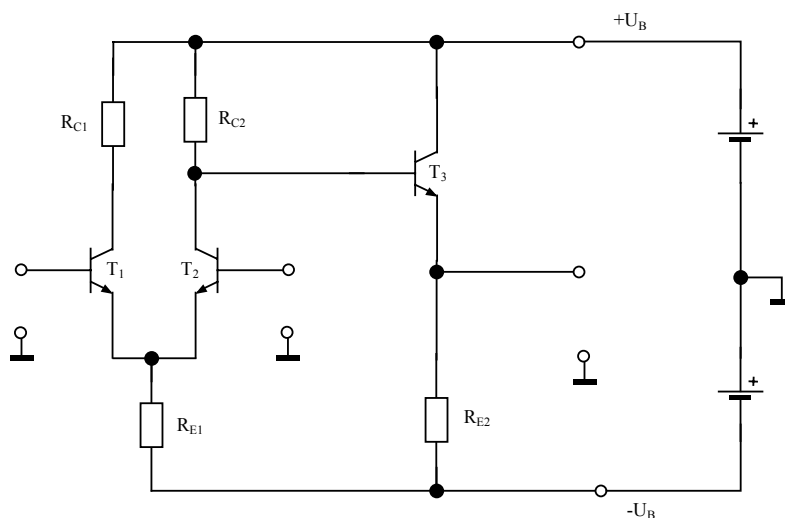
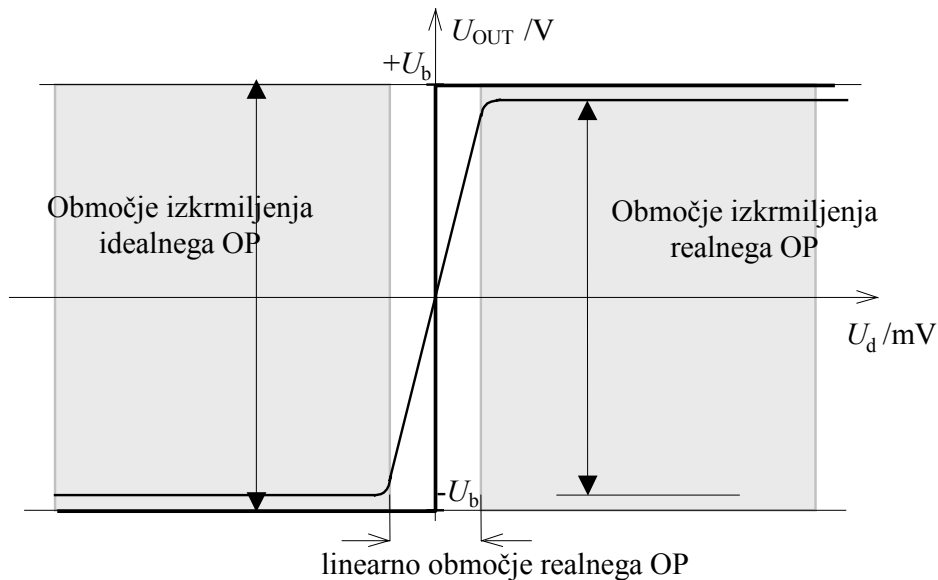


Tabela 1: Lastnosti idealnega oper.ojačevalnika in primerjava z realnim

lastnost	idealni OP	realni OP
ojačenje A_d	$A_d = \infty$	$A_d = 20 \cdot 10^3 \dots 10^6$
vhodna upornost r_{in}	$r_{in} = \infty$	$r_{in} = 10^6 \Omega \dots 10^{14} \Omega$

izhodna upornost r_{out}	$r_{out} = 0$	$r_{out} = 30 \Omega \dots$
----------------------------	---------------	-----------------------------

Izhodna napetost idealnega ojačevalnika je kljub neskončnemu ojačenju fizično omejena z napajalno napetostjo na razpon napetosti (*output voltage swing*) $+U_b$ in $-U_b$. Odvisnost vhodne diferenčne in izhodne napetosti podajamo s krmilno karakteristiko, ki jo kaže slika za idealni in realni OP.



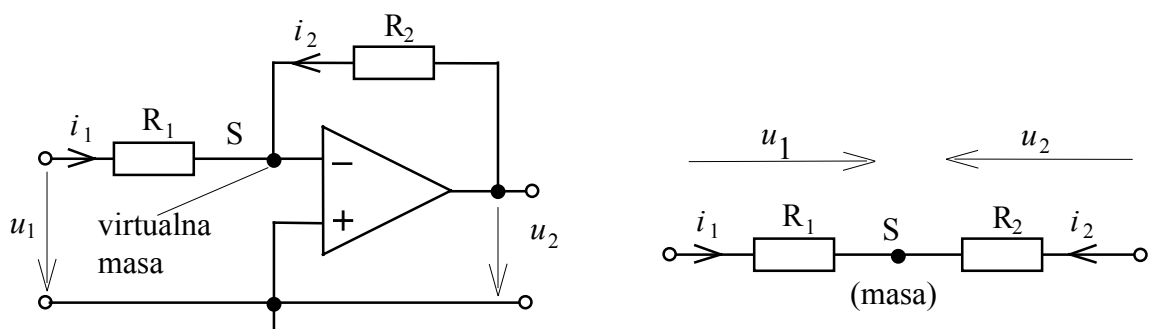
Slika: Krmilna karakteristika (*transfer characteristic*)

2 Osnovni vezavi z operacijskim ojačevalnikom

2.1 Vpliv negativne povratne zanke – invertirajoč ojačevalnik

Zgolj s poznavanjem osnovnih, idealnih lastnosti operacijskega ojačevalnika lahko zgradimo in analiziramo dve osnovni vezji, ki izkoriščata negativno povratno zanko med izhodom in invertirajočim vhodom OP-ja.

Invertirajoči ojačevalnik z OP kaže slika, kjer sta poleg OP uporabljena še dva upora. Če upoštevamo idealni ojačevalnik z $A_d \rightarrow \infty$, velja v točki virtualne oziroma navidezne mase enakost tokov $i_1 + i_2 = 0$. Pojem virtualna masa, ki je rezerviran za invertirajoč vhod, je smiseln, saj je potencial v tej točki pri $A_d \rightarrow \infty$ enak nič ($u_d \rightarrow 0$).



Slika: Vezje invertirajočega ojačevalnika in njegovo nadomestno vezje

V točki virtualne mase velja enakost tokov

$$i_1 + i_2 = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} = 0$$

iz česar sledi, da je ojačenje vezja s slike enako

$$A = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

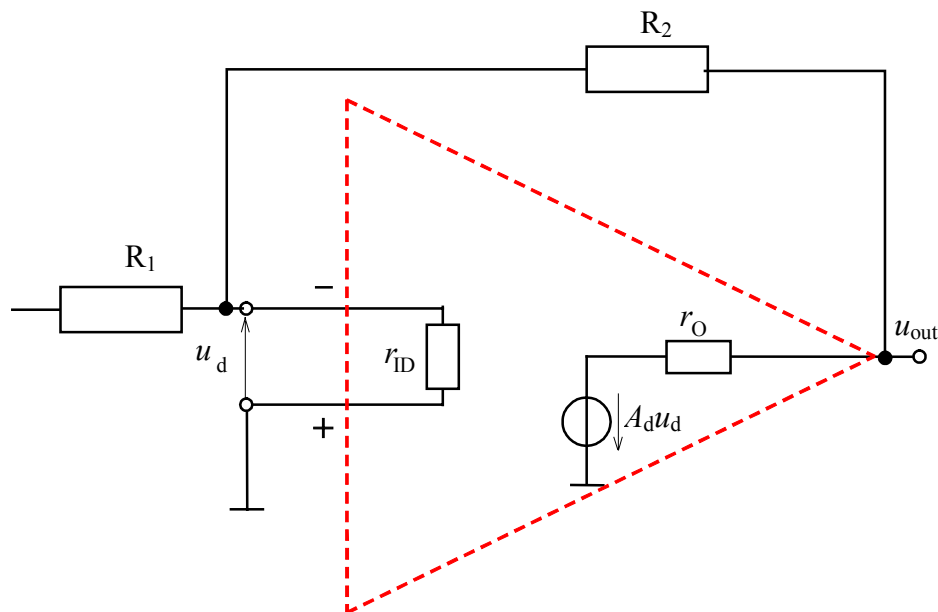
Iz izraza je razvidno presentljivo dejstvo, da ojačenje vezja zavisi zgolj od razmerja uporov, nič pa od lastnosti operacijskega ojačevalnika. Slednje omogoča izbiro poljubnega ojačenja ne da bi spreminjali OP!!

Vhodna upornost ojačevalnika (mišljeno vezje, ne OP!!) je enaka

$$R_{in} = R_1,$$

kar je občutno zmanjšanje v primerjavi z vhodno upornostjo OP.

Izhodna upornost ojačevalnega vezja določimo s pomočjo nadomestne sheme operacijskega ojačevalnika po spodnji sliki.

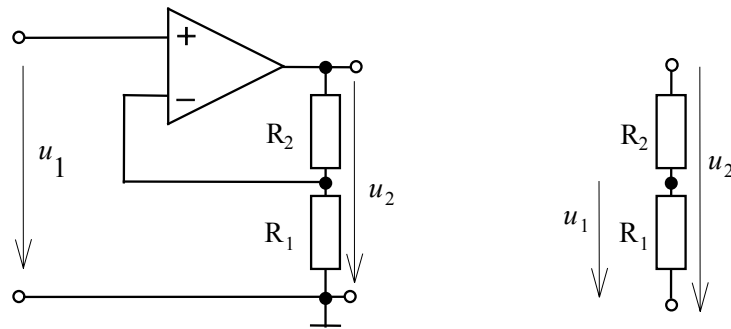


Slika: Nadomestno vezje za določitev izhodne upornosti ojačevalnega vezja

V splošnem velja, da je izhodna upornost enaka $r_{IZH} = u_2 / i_{IZH} = 0$ kar je enako kot znaša $r_{IZH,OP} = r_O \rightarrow 0$.

2.2 Vpliv negativne povratne zanke – neinvertirajoči ojačevalnik

Oglejmo si sedaj še delovanje idealnega neinvertirajočega oziroma elektrometrskega ojačevalnika.



Slika: Vezava neinvertirajočega ojačevalnika in njegova nadomestna shema

S predpostavko idealnega operacijskega ojačevalnika ($u_d \rightarrow 0$) velja enakost napetosti $U_+ = U_1$.

Iz nadomestne sheme izhaja

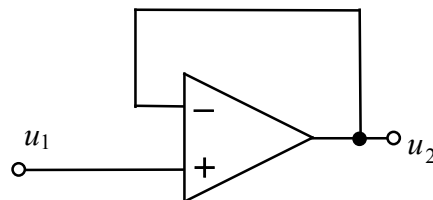
$$\frac{u_1}{R_1} = \frac{u_2}{R_1 + R_2}$$

iz česar lahko izrazimo ojačenje neinvertirajočega ojačevalnika

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Posebna oblika neinvertirajočega ojačevalnika je napetostni sledilnik, kjer je R_2 enak nič in R_1 enak neskončno. Ojačenje vezja je enako 1, zaradi česar tudi takšno poimenovanje.

Poleg tega pa je njegova vhodna upornost enaka vhodni upornosti neinvertirajočega vhoda, skratka zelo velika, zaradi česar ga uporabljamo zlasti tam, kjer ojačujemo signale iz visokohmskih virov napetosti (zlasti senzorji).

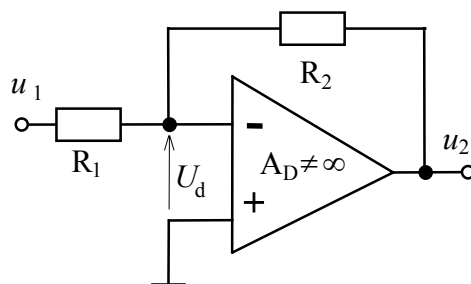


Slika: Napetostni sledilnik

3. Realni operacijski ojačevalnik

3.1. Vpliv končnega ojačenja operacijskega ojačevalnika

Vpliv končnega ojačenja OP oziroma odstopanje zaradi upoštevanja $A_d \rightarrow \infty$ si oglejmo na primeru invertirajočega ojačevalnika.

Slika: Vpliv končnega ojačenja A_d

Ker je $A_d \neq \infty$, velja tudi $u_d \neq 0$, zato je izhodna napetost v splošnem enaka $u_2 = A_d \cdot u_d$ oziroma

$$u_2 = A_d u_d = -A_d \left(u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_2 \right),$$

saj smo predpostavili $\frac{u_1 + u_d}{R_1} = -\frac{u_2 + u_d}{R_2}$ (tok v invertirajoč vhod je nič!!).

Ojačenje vezja tako znaša

$$\frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A_d \frac{R_1}{R_2 + R_1}}{1 + A_d \frac{R_1}{R_2 + R_1}}.$$

Napako pri določitvi ojačenja z upoštevanjem idealnih razmer si oglejmo na številčnem primeru. Imamo operacijski ojačevalnik z $A_d = 10000$, s katerim želimo realizirati ojačenje 100, pri čemer smo izbrali $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$.

Z zanemaritvijo končnega ojačenja bi dobili vrednost upornosti v povratni zanki $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Dejansko ojačenje ne bi znašalo -100 kot v idealiziranem primeru, ampak $-99,0001$.

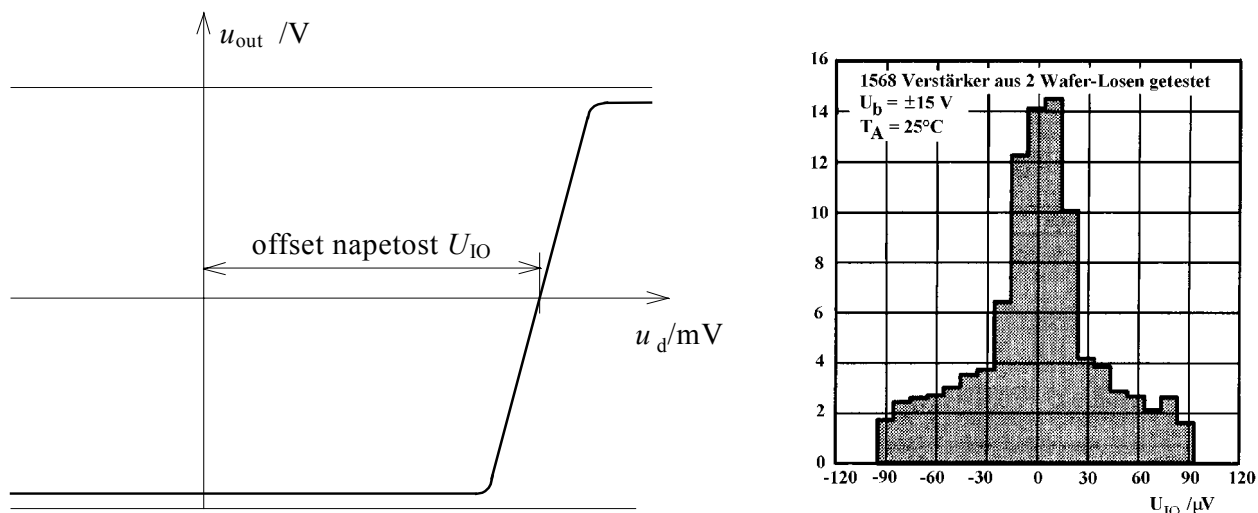
---neinvertirajoče ojačevalno vezje---

$$u_2 = A_d u_d = A_d (u_1 - u_{R1}) = A_d \left(u_1 - u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \text{ od tu dobimo}$$

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{A_d}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d}$$

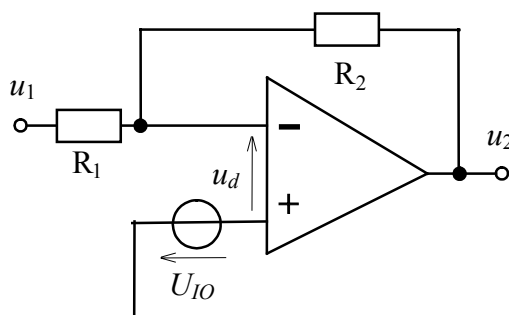
3.2. Vpliv preostale (offset) napetosti

Prenosna karakteristika idealnega operacijskega ojačevalnika poteka skozi koordinatno izhodišče, kjer velja $u_{\text{out}} = 0 \text{ V}$, če je $u_d = 0 \text{ V}$. Pri realnem ojačevalniku je opisano delovanje prej naključno, če ne celo nedosegljivo. Prenosna karakteristika realnega OP-ja je vedno izmknjena od koordinatnega izhodišča za vrednost vhodne napetosti, ki jo imenujemo preostala ali **offset napetost** (*offset voltage*) U_{10} .



Slika: Preostala (offset) napetost operacijskega ojačevalnika in njena statistična porazdelitev (primer OP-ja z zelo majhno offset napetostjo)

Offsetna napetost, ki je posledica različnih napetosti U_{BE} tranzistorjev v vhodni stopnji OP-ja, ima lahko pozitivno ali negativno polariteto. Njena vrednost znaša nekaj mV, kar je mnogo več kot znaša diferenčna napetost, ki zagotavlja obratovanje v linearnem delu prenosne karakteristike. Offset napetost je nezaželena, saj jo OP ojačuje! V dokaz si oglejmo nadomestno shemo OP-ja, ki velja ob predpostavki, da zanemarimo vpliv mirovnega toka.



Slika: Vpliv offset napetosti na izhodno napetost

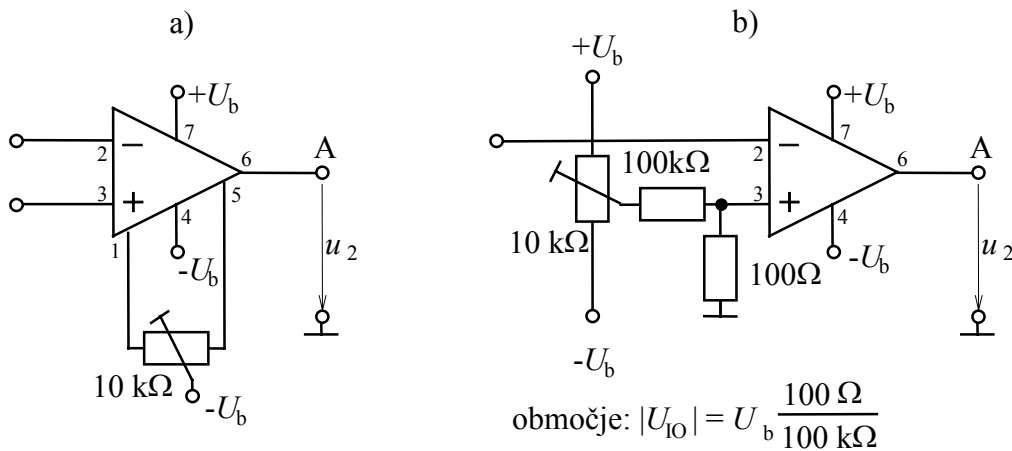
Vpliv offset napetosti je takšen, kot če bi priključili na neinvertirajoč vhod idealnega OP-ja enosmerni izvor z vrednostjo offsetne napetosti. Za tokovno vozlišče na invertirajočem vhodu velja zato enakost

$$\frac{u_1 - U_{IO}}{R_1} + \frac{u_2 - U_{IO}}{R_2} = 0,$$

iz katere izrazimo izhodno napetost

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

Kadar je iznos preostale napetosti preveč moteč (prevelik), ga zmanjšamo s kompenzacijo offset napetosti. V ta namen proizvajalci OP dodajo dva dodatna vhoda (slika a), ki sta namenjena kompenzaciji offset napetosti. Kjer pa to ni predvideno, offset napetost kompenziramo na način prikazan na sliki b.



Slika: Vezji za kompenzacijo preostale napetosti

V prvem primeru se kompenzacije preostale napetosti lotimo tako, da najprej povežemo oba vhoda na maso, nato pa nastavljam trimer potenciometer tako dolgo, dokler izhodna napetost ne doseže vrednosti nič.

Zavedati se moramo, da takšna kompenzacija ni trajna oziroma konstantna, ampak lahko skompenziramo OP le v določeni delovni točki. Sprememba temperature, napajalne napetosti ter staranje elementov onemogočajo, da bi bila kompenzacija OP-ja popolna v vseh obratovalnih pogojih. V splošnem se zato prenosna karakteristika med delovanjem seli v levo ali desno. Offsetna napetost je enaka vsoti ($U_{IO} = U_{IO}(0) + \Delta U_{IO}$) konstantne vrednosti, ki jo določimo pri neki referenčni temperaturi (25°C), in spremembi ΔU_{IO} , ki je v splošnem enaka:

$$\Delta U_{IO}(\vartheta, U_b, t) = \frac{dU_{IO}}{d\vartheta} \Delta\vartheta + \frac{dU_{IO}}{dU_b} \Delta U_b + \frac{dU_{IO}}{dt} \Delta t$$

Tipične vrednosti so:

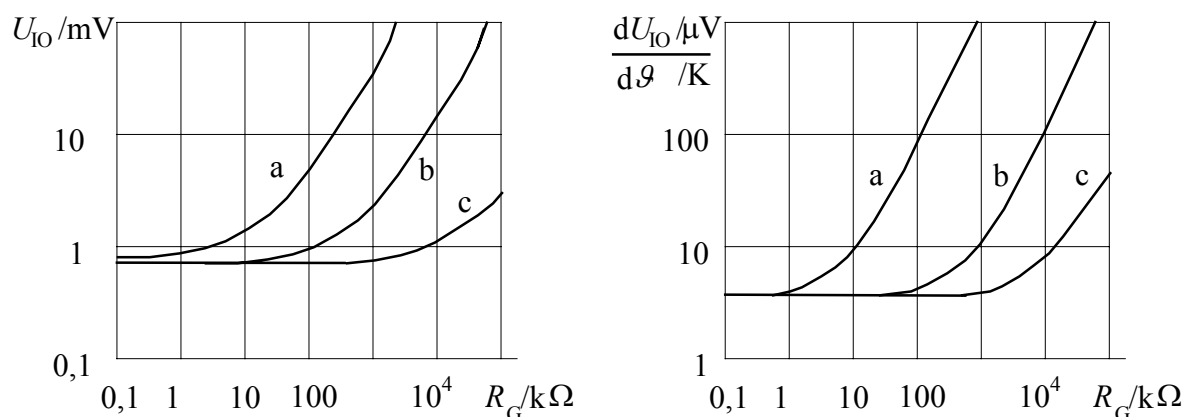
Parameter	tehnologija			
	Bipolar	BiFET	CMOS	Chopper
U_{IO}	10 μV ...7 mV	500 μV ...15mV	200 μV ...10 mV	0,1...5 μV
temperaturni vpliv $\frac{dU_{IO}}{d\vartheta}$ (input offset voltage drift)	0,1...10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	5...40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1...10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	0,001... 0,005 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vpliv napaj. napetosti $\frac{dU_{IO}}{dU_b}$ (line regulation)	0,01...1 mV/V			

Parameter	tehnologija			
	Bipolar	BiFET	CMOS	Chopper
lezenje $\frac{dU_{IO}}{dt}$	0,01...1 mV/s			

Tabela 1.2: Vplivni dejavniki na spremembo offset napetosti za različne vrste operacijskih ojačevalnikov

Za primerjavo omenimo na tem mestu še t.i. chopper OP (*chopper stabilized opamps*), ki imajo zelo majhno offset napetost, a imajo velik šum.

Preostala napetost zavisi tudi od ostalih veličin, najbolj je opazen vpliv notranje upornosti izvora R_G , katerega odvisnost kažeta spodnji slik.



Slika: Preostala napetost in njen temp. faktor v odvisnosti od notranje upornosti izvora R_G za naslednje operacijske ojačevalnike a) Typ 709 b) Typ 101 c) Typ 108

3.3. Mirovni tok

Mirovni tok invertirajočega I_{b-} in neinvertirajočega I_{b+} vhoda leži v velikostnem razredu nekaj nA pri bipolarnih do nekaj pA pri OP s FET vhodno stopnjo. V katalogih proizvajalci podajajo zgolj njuno povprečno vrednost, ki jo kratko imenujejo mirovni tok (*input bias current*)

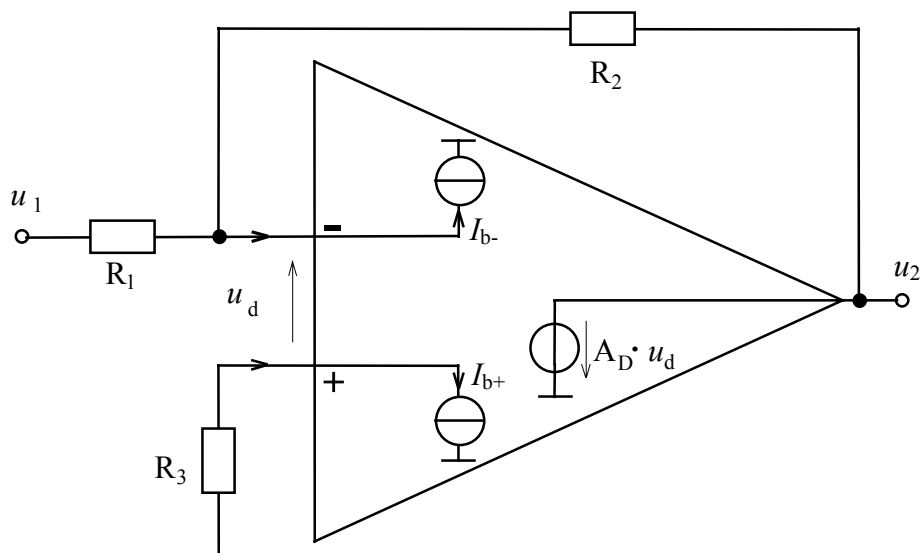
$$I_b = \frac{I_{b-} + I_{b+}}{2}.$$

Njuno razliko imenujemo vhodni preostali (offset) tok (*input offset current*) I_{IO}

$$I_{IO} = I_{b+} - I_{b-},$$

ki lahko na priključenih vhodnih uporih povzročijo različni padec napetosti, ki se manifestira kot neka dodatna offsetna napetost.

Ker sta vhodni upornosti posameznih vhodov r_{IC} večji od diferenčne vhodne upornosti r_{ID} , ju lahko pogosto zanemarimo.



Slika: Nadomestna shema za primer invertirajočega ojačevalnika

Če v nadaljnji analizi upoštevamo zgolj vpliv I_{b-} , I_{b+} in I_{IO} , lahko za tokovno vozlišče na invertirajočem vhodu zapišemo

$$\frac{u_1 + u_d + I_{b+}R_3}{R_1} - I_{b-} + \frac{u_2 + u_d + I_{b+}R_3}{R_2} = 0. (*)$$

Če zgornjo enačbo razstavimo na del, ki ponazarja faktor ojačenja idealnega ojačevalnika, se del, ki predstavlja pogrešek (napako) zaradi vpliva tokov glasi

$$\frac{I_{b+}R_3}{R_1} - I_{b-} + \frac{I_{b+}R_3}{R_2} = 0.$$

Iz izraza izpostavimo upornost R_3 , ki je prosto izberljiva

$$R_3 = \frac{I_{b-}}{I_{b+}} \cdot \frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1}.$$

Ker sta vhodna tokova približno enaka, določimo upornost upora R_3 kot

$$R_3 = \frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1}.$$

Pri tako dimenzioniranem upor R_3 , je napaka izhodne napetosti določena le z vhodnim offset tokom I_{IO} . Če v enačbo (*) vstavimo dobljeni izraz za R_3 in enakost $I_{b+} - I_{b-} = I_{IO}$, dobimo

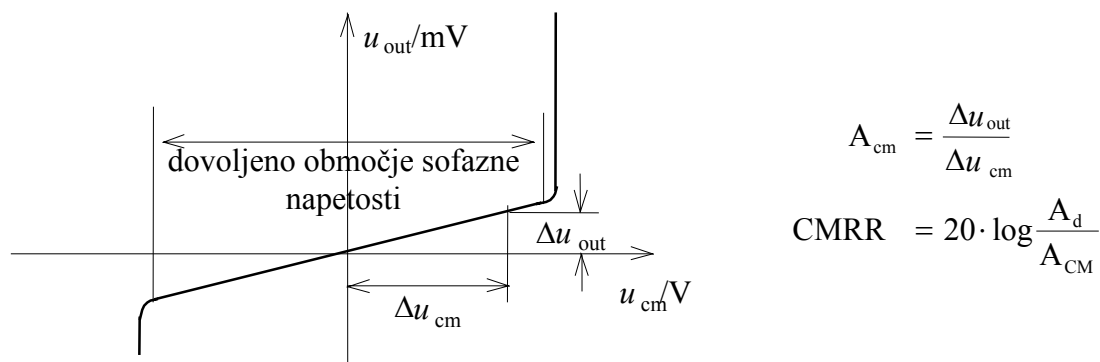
$$u_2 = -u_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} + I_{IO}R_2.$$

3.4. Sofazno ojačenje A_{CM} (*common mode gain*)

Če bi oba vhoda kratko povezali in priključili na napetost u_{cm} , bi morala biti izhodna napetost enaka nič. Opisano delovanje je značilno zgolj za idealni operacijski ojačevalnik, medtem ko pri realnem sprememba vhodne napetosti Δu_{cm} povzroči spremembo izhodne Δu_{out} . Razmerje $\Delta u_{out}/\Delta u_{cm}$ je t.i. sofazno ojačenje, za katerega si želimo, da bi bilo čim manjše.

Namesto sofaznega ojačenja proizvajalci pogosteje podajajo faktor slabljenja (v dB) sofazne napetosti CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*) za dovoljeni obseg sofazne napetosti.

Faktor slabljenja CMRR nam pove, koliko močnejše je ojačana diferenčna vhodna napetost v primerjavi s sofazno. Če znaša CMRR npr. 86 dB (pri nizkih frekvencah), potem velja, da je sofazna napetost 20000 - krat manj ojačana kot diferenčna napetost.



Slika: Prenosna karakteristika za sofazno napetost

Primer: Ojačenje diferenčne napetosti nekega operacijskega ojačevalnika naj znaša 90 dB in faktor slabljenja CMRR = 70 dB. Sofazna napetost bo ojačana s faktorjem 20 dB, oziroma s faktorjem 10. Če znaša sofazna napetost npr. 500 mV, potem bo izhodna napetost enaka kar 5 V!

Iz zgornjega primera tudi vidimo, da se slabljenje sofazne napetosti zmanjša v kolikor se zmanjša ojačenje A_d !

tehnologija Tip	Bipolar		BiFET TL051A	CMOS	
	$\mu A741$	TLE2021B		TLC2201 A	TLC2652 A
$U_{IO} / \mu V$	6000	100	800	200	1
I_B / nA	500	50	0,2	0,005	0,01
CMRR / dB	70	100	75	90	120
A_d / dB	86	120	94	104	135
$dU_{IO}/d\vartheta \mu V/^\circ C$	10	2	25	0,5	0,03
$dU_{IO}/dt \mu V/mesec$		0,006	0,04	0,005	0,06

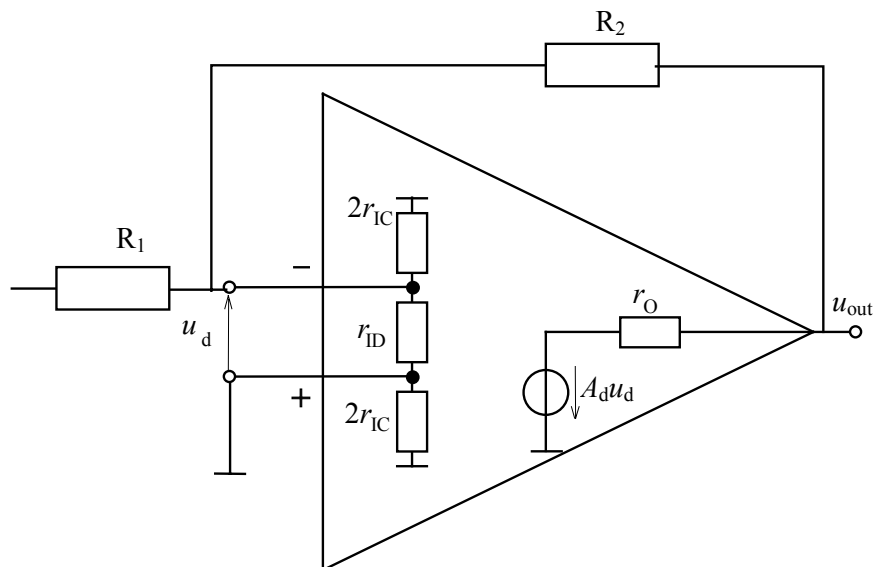
Tabela: Pomembnejši podatki operacijskih ojačevalnikov različnih tehnologij

3.5. Vpliv končne dinamične vhodne in izhodne upornosti operacijskega ojačevalnika

Pri operacijskem ojačevalniku razlikujemo med diferenčno vhodno upornostjo, ki jo izmerimo med obema vhodoma R_{ID} in vhodno upornostjo posameznega vhoda R_{IC} (C-common), ki je izmerjena proti masi. Obe upornosti sta močno odvisni od vrste uporabljenih tranzistorjev v vhodni stopnji operacijskega ojačevalnika. Tako razlikujemo bipolarne, FET in CMOS vhodne stopnje.

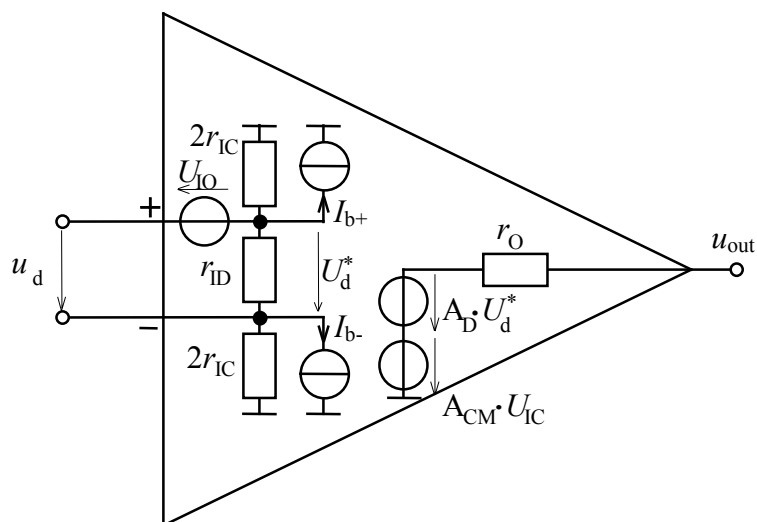
Pri bipolarni izvedbi znaša diferenčna vhodna upornost med 10^5 in $10^6 \Omega$, pri OP s FET vhodi pa med 10^{12} in $10^{15} \Omega$. Vhodni upornosti posameznega vhoda sta pri obeh različicah za velikostni razred večji. Vhodni tokovi, ki tečejo skozi dinamične vhodne upornosti OP-ja, so tako zanemarljivi. Vendar pa naj tu omenimo, da teh tokov ne smemo zamenjevati z mirovnima tokoma (enosmerni tok), ki tečeta v obe vhodni sponki I_+ in I_- .

Vrednost izhodne upornosti operacijskega ojačevalnika, ki je enaka upornosti izhodne ojačevalne stopnje, znaša za večino OP od $30\ \Omega$ do $1\ \text{k}\Omega$. Izhodni tok OP-ja znaša tako do $25\ \text{mA}$, večji (do $1\ \text{A}$) je pri posebnih izvedbah operacijskega ojačevalnika. S posebnimi ukrepi je dosežena tudi kratkostična zaščita izhoda operacijskega ojačevalnika.



Slika: Nadomestna shema za analizo vpliva končnih vrednosti r_{IC} in r_{ID}

Kot smo ugotovili v predhodnih poglavjih, je vhodna upornost ojačevalnika (s katero obremenjuje vir napetosti u_1) realiziranega na invertirajočem vhodu idealnega OP-ja enaka upornosti $r_1 = R_1$.

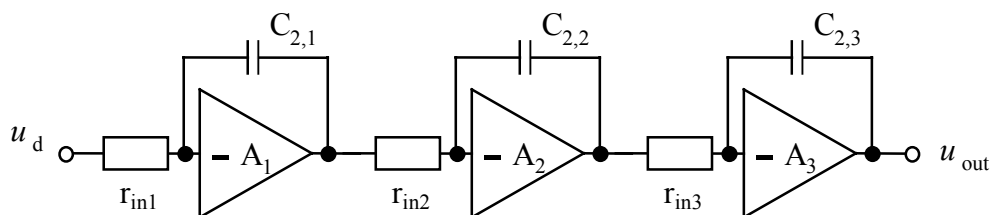


Slika: Nadomestna shema realnega operacijskega ojačevalnika

3.6 Frekvenčna karakteristika (*frequency characteristics*)

Operacijski ojačevalnik je sestavljen iz večih ojačevalnih stopenj, ki so povezane v verigo. Prenosna funkcija posamezne stopnje pri tem žal ni enaka prenosni funkciji proporcionalnega člena. Vzrok temu so razne kapacitivnosti, med katerimi prevladuje kapacitivnost tranzistorja

med kolektorjem in bazo C_{CB0} , ki tvori skupaj z izhodno upornostjo predhodne stopnje in vhodno upornostjo naslednje stopnje t.i. nizkopasovni filter. Rezultat tega je, da ojačenje A_D pri prekinjeni povratni vezi ni konstantno, temveč upada z naraščajočo frekvenco.



Slika: Notranja zgradba operacijskega ojačevalnika za razlago frekvenčnih lastnosti

Prenosna funkcija posamezne stopnje je v splošnem

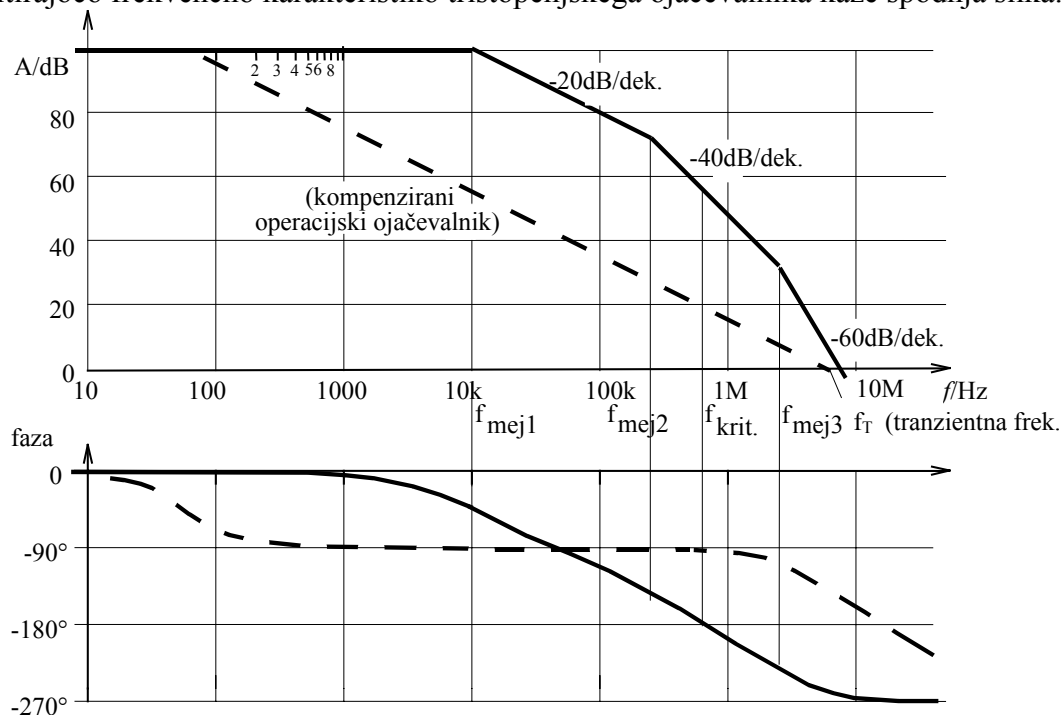
$$\frac{u_{out,i}}{u_{in,i}} = - \frac{A_i}{1 + j\omega(1 + A_i) \cdot r_{in,i} \cdot C_{2,i}}$$

in njena mejna frekvenca

$$f_{mej,i} = \frac{1}{2\pi \cdot (1 + A_i) \cdot r_{in,i} \cdot C_{2,i}}.$$

Iz zgornjega izraza je razvidna presenetljiva zakonitost, namreč: čim večje je ojačenje posamezne stopnje, toliko nižja je njena mejna frekvenca! Zahtevi po visokem ojačenju in visoki mejni frekvenci sta torej izključujoči, zato je smiselneje podajati njun produkt GBW (*gain bandwidth product*) ali tranzientno frekvenco f_T (*transition frequency*), pri kateri pade ojačenje na vrednost 1.

Rezultirajočo frekvenčno karakteristiko tristopenjskega ojačevalnika kaže spodnja slika.



Slika: Frekvenčna karakteristika operacijskega ojačevalnika (črtkano..po kompenzaciji)

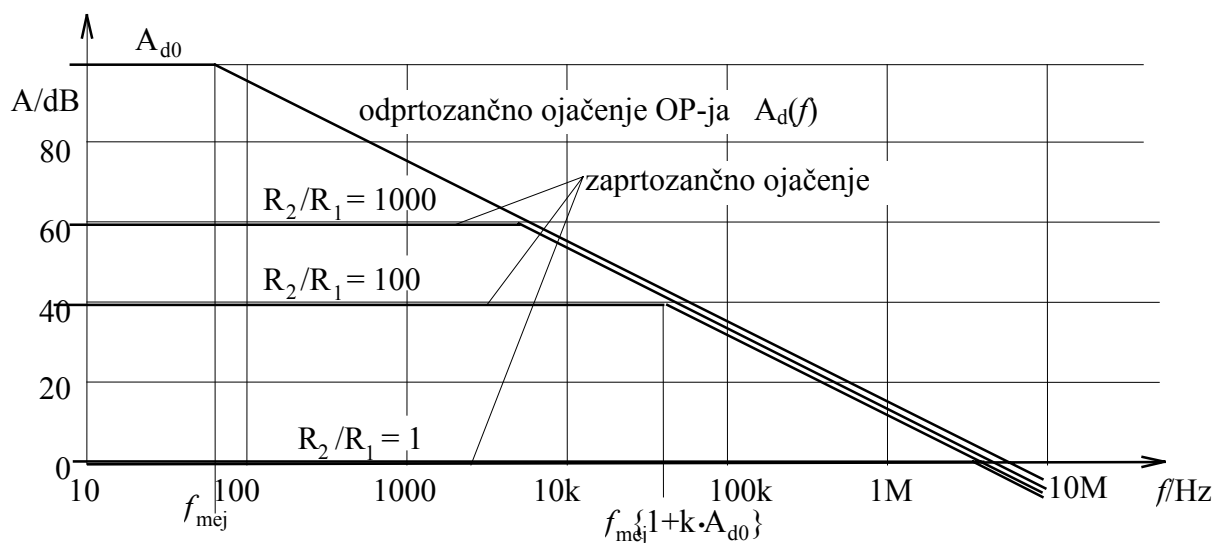
Poleg frekvenčne odvisnosti ojačenja je izrazit tudi fazni premik med vhodno in izhodno napetostjo. Znano je namreč, da je fazni premik nizkopasovnega filtra pri zelo visokih frekvencah enak -90° , medtem ko je pri mejni frekvenci enak -45° . Posledica tega je, da postane pri določeni frekvenci fazni premik celotnega ojačevalnika enak -180° , kar pripelje do efekta pozitivne povratne zanke (*positive feedback*). Če bi na vhod operacijskega ojačevalnika pripeljali majhno izmenično napetost s frekvenco (običajno med 0,5 MHz in 3 MHz), pri kateri nastopi fazni premik -180° , bi izhodna napetost ojačevalnika začela resonirati (amplituda napetosti bi pričela naraščati).

Da se omenjenemu pojavu izognemo, mora biti ojačenje določeno s povratno vezjo npr. $k = R_2/R_1$ izbrano tako, da izpolnimo stabilnostni kriterij

$$A(f_{krit.}) \cdot k < 1 \quad \text{npr.} \quad \frac{R_2}{R_1} > A(f_{krit.}) - 1.$$

V zgornjem primeru bi bilo delovanje ojačevalnika stabilno za frekvence pod kritično, ki znaša približno 700 kHz. Z namenom, da uporabniku operacijskih ojačevalnikov ni treba paziti na kršenje stabilnostnega pogoja, proizvajalci OP pogosto frekvenčno kompenzirajo. To storijo tako, da v eni ojačevalni stopnji povečajo kapacitivnost, s čimer se mejna frekvenca te stopnje močno zniža. Primer frekvenčne kompenzacije, kjer je bil cilj narediti delovanje OP-stabilno v vsem frekvenčnem pasu, je prikazan s črtkano krivuljo.

Pri tako kompenziranem operacijskem ojačevalniku obstaja neposredna odvisnost med nastavljenim ojačenjem in pasovno širino; čim večje ojačenje, tem manjša pasovna širina (slika).



Slika: Odvisnost med ojačenjem in pasovno širino

Ojačenje kompenziranega operacijskega ojačevalnika ima značilnost nizkopasovnega filtra

$$A_d(f) = \frac{A_{d0}}{1 + jf / f_{mej}}$$

Z upoštevanjem ojačevalnega faktorja v povratni veji velja $u_2 = \frac{A_d}{1 + k \cdot A_d} u_1$, kjer je A_d

dejansko, frekvenčno odvisno ojačenje. Z združitvijo enačb dobimo:

$$\frac{u_2}{u_1}(f) = \frac{A_d(f)}{1 + k \cdot A_d(f)} = \frac{A_{d0}}{1 + k \cdot A_{d0}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{mej}} \frac{1}{1 + k \cdot A_{d0}}}$$

Prvi člen podaja maksimalno ojačenje, drugo pa podajo njegovo frekvenčno odvisnost. Razvidno je, da s padajočim ojačenjem mejna frekvenca $(1+k \cdot A_{d0})f_{mej}$ raste.

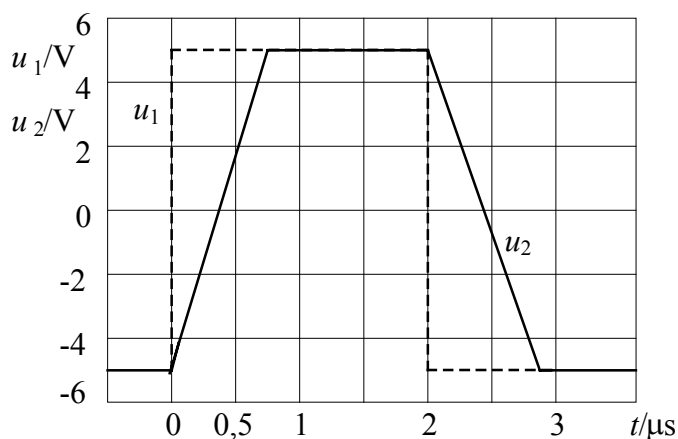
Kljub povedanemu pa ne smemo pričakovati, da bo izhodna napetost pri ojačenju 100 verno sledila poteku vhodne z amplitudo 100 mV in frekvenco $f = 20$ kHz. Razlog, da izhodna napetost ne doseže 10 V, leži v omejeni dinamiki, ki jo podajamo z **maksimalno strmino izhodne napetosti** OP-ja (*slew rate*)

$$SR = \left. \frac{du_{out}}{dt} \right|_{\max}$$

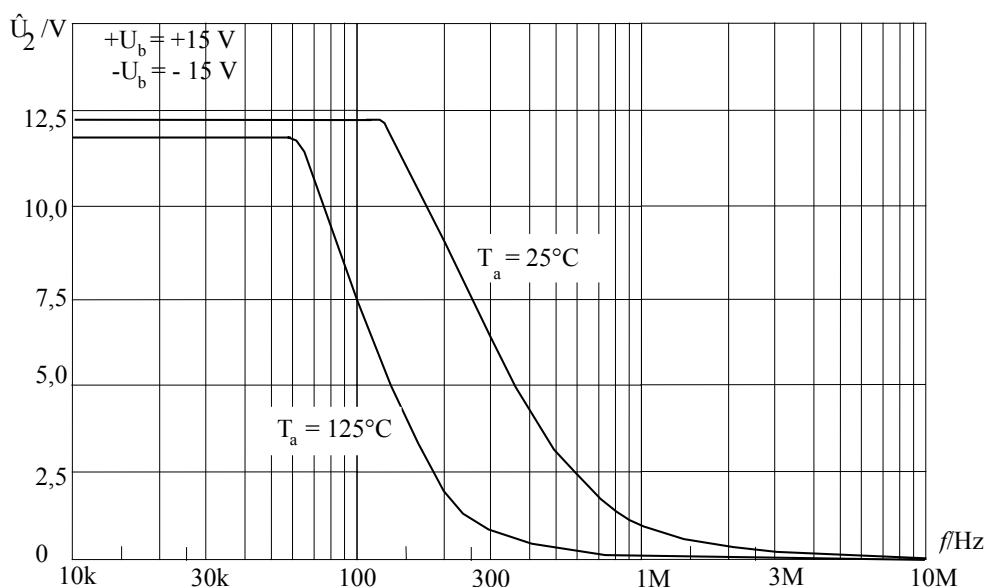
če na vhod pripeljemo skočno spremembo napetosti.

Posledica omejene dinamike je, da z višanjem frekvence vhodne napetosti sinusne oblike, razpon izhodne napetosti upada

$$\frac{du_{out}}{dt} = \frac{d(\hat{U}_{out} \sin \omega t)}{dt} = \omega \hat{U}_{out} \cos(\omega t) \quad \text{in od tu} \quad \left(\frac{du_{out}}{dt} \right)_{\max} = 2\pi f \hat{U}_{out}$$



Slika: Odziv OP-ja na skočno spremembo vhodne napetosti pri $(A = 1)$ $SR = 13$ V/ μ s



Slika: Maksimalni razpon izhodne napetosti v odvisnosti od frekvence (operacijski ojačevalnik TL081)

Tipične vrednosti za posamezne tehnologije.

tehnologija	tip	Tranzientna frek. f_T MHz	SR V/ μ s	tokovna poraba μ A
Bipolar	μ A741	1	0,9	1700
	LM324	0,6	0,2	250
	TLE2027	15	1,7	3800
	TLE2061	2,1	3,4	280
BiFET	TL051	3,1	18,0	2700
CMOS	TLC272	1,7	2,9	1000
	TLC27L2	0,14	0,04	15