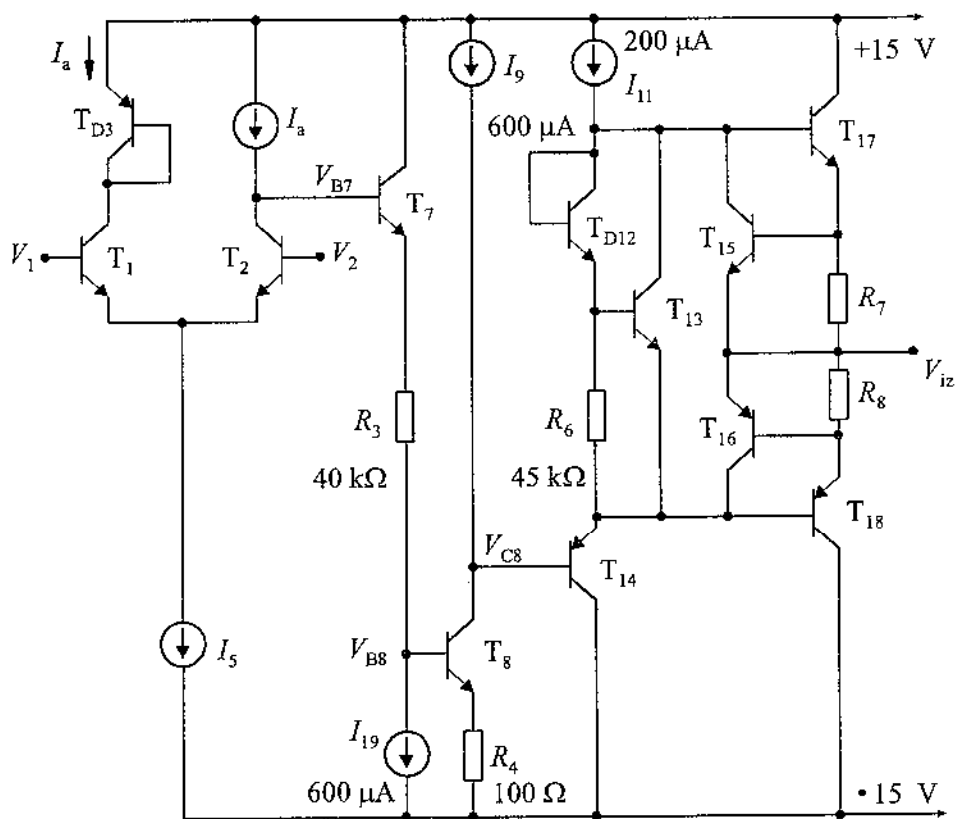


Sl. 7.3.2. Kompletna šema jednog jednostavnijeg operacionog pojačavača



Sl. 7.3.3. Modifikovana šema operacionog pojačavača sa Sl. 7.3.2

Proizvode se i trostepeni operacioni pojačavači koji pored naponskog pojačavača imaju na ulazu dva diferencijalna pojačavača kaskadno povezana kao što je na primer onaj na Sl. 5.9.17.

Na Sl. 7.3.2, kao primer pokazana je struktura jednog jednostavnijeg praktičnog operacionog pojača-

vača. Sa T su označeni tranzistori, a sa TD tranzistori vezani kao diode.

Ulazni diferencijalni pojačavač čine tranzistori T₁ i T₂. Tranzistori TD₃ i T₄ čine strujni izvor kao aktivno opterećenje diferencijalnom pojačavaču. Widlar-

ov strujni izvor u emitoru diferencijalnog pojačavača čine tranzistori T₅ i TD₆.

Naponski pojačavač je pojačavač sa zajedničkim emitorom (tranzistor T₈) sa strujnim izvorom kao kolektorskim opterećenjem (tranzistori T₉ i TD₁₀). Pošto je izlazna impedansa diferencijalnog pojačavača velika (diferencijalni pojačavač se ponaša kao transkonduktanski stepen), a ulazna impedansa pojačavača sa zajedničkim emitorom mala, da se ne bi smanjilo pojačanje diferencijalnog pojačavača ova dva stepena su razdvojena pojačavačem sa zajedničkim kolektorom ostvarenog pomoću tranzistora T₇. Time je strujni izlazni signal diferencijalnog pojačavača konvertovan u naponski izlaz pojačavača sa zajedničkim kolektorom. Ovaj razdvojni pojačavač u emitoru pored, otpornika R₃, ima i izvor konstantne struje (tranzistor T₁₉).

Stavljanjem otpornika R₃ u isto vreme se smanjuje jednosmerni napon tako da je na ulazu u tranzistor T₈ jednosmerni napon dovoljno smanjen da bi na kraju izlazni napon V_{iz} bio jednak nuli u odsustvu pobude. Na ovaj način tranzistor T₇ radi i kao pomerač jednosmernog nivoa. I sama konfiguracija naponskog pojačavača T₈ omogućuje da jednosmerni napon na bazi tranzistora T₁₄ bude dovoljno nizak.

Izlazni stepen čine tranzistori T₁₇, T₁₈, T₁₅ i T₁₆ što je osnovno kolo simetričnog pojačavača snage sa komplementarnim parom i zaštitom od kratkog spoja. Izlazni komplementarni par pobuđuje se pojačavačem sa zajedničkim kolektorom (tranzistor T₁₄) sa tranzistorom T₁₁ u kolektoru kao strujnim izvorom. Tranzistori TD₁₂ i T₁₃ vezani kao Darlingtonov par zamenjuju diode, kao što je to ranije objašnjeno u odeljku 6.4, radi izbegavanja diskontinuiteta u prenosnoj karakteristici. Napon između baza tranzistora T₁₇ i T₁₈ jednak je padu napona između baza i emitora tranzistora TD₁₂ i T₁₃.

Pre nego razmotrimo neke složenije konfiguracije operacionih pojačavača sa bipolarnim tranzistorima, obaviceemo uprošćenu analizu kola sa Sl. 7.3.2.

7.3.1 Jednosmerni uslovi rada

Proračun jednosmerne uslova rada zahteva određivanje radne tačke svih tranzistora u operacionom pojačavaču. Kada bi stajale na raspolaganju ulazne i izlazne karakteristike tranzistora mogla bi se obaviti grafička analiza svakog stepena.

Odmah je jasno, međutim, da bi taj posao bio suviše zametan. Zato ćemo najpre učiniti neke aproksimacije. Prvo, biće pretpostavljeno da kolektorska struja zavisi od bazne struje kao:

$$(7.3.1) \quad I_C = \beta \cdot I_B$$

pri čemu je zanemarena inverzna struja zasićenja kolektorskog spoja. Takođe ćemo smatrati da kolektorska struja ne zavisi od kolektorskog napona, odnosno da je

$$(7.3.2) \quad I_C = I_s e^{V_{BE}/V_T}$$

U proračunu će se smatrati da kada je ulazni napon jednak nuli i izlazni napon je jednak nuli. Razume se da ovo ne može biti tačno, osim ako svi naponi nisu stabilisani spoljnim kolom negativne povratne sprege. Bez povratne sprege i najmanja nesimetrija na ulazu, na primer ofset diferencijalnog pojačavača, dovela bi izlaz u zasićenje. Ovo je takođe razlog što će se proračun obavljati od izlaza prema ulazu. U suprotnom, kada bi proračun išao logičnim redom od ulaza ka izlazu i najmanje greške u proračunu prvih stepena neminovno bi dovele do toga da izlazni stepen bude u zasićenju. Metod analize će biti prikazan za operacioni pojačavač sa Sl. 7.3.2. Razumljivo da je on primenjiv i za ostale tipove operacionih pojačavača.

Na početku treba zameniti sve izvore konstantne struje idealnim strujnim generatorima. To je učinjeno na Sl. 7.3.3.

U proračunu se moraju unapred pretpostaviti neke vrednosti kao što je napon napajanja, vrednost otpornika i veličinu struje strujnih izvora. Usvojene vrednosti proizilaze iz prirode rada pojedinih delova kola. Rad pojedinih delova operacionog pojačavača detaljno je razmotren u glavi 5 i u odeljku 6.4.

Pretpostavimo sledeće vrednosti: V_{CC}=15 V, V_{EE}= -15 V, R₁=6 kΩ, R₂=37 kΩ, R₃=40 kΩ, R₄=100 Ω, R₅=37 kΩ i R₆=45 kΩ. Na Sl. 7.3.3 naznačene su vrednosti napona i otpornosti. Takođe su unešene i pretpostavljene vrednosti pojedinih izvora konstantne struje. Zadatak proračuna je da se odrede struje i naponi tranzistora kako bi se odredile vrednosti ostalih otpornosti. Najpre ćemo odrediti struje ostalih strujnih generatora.

Widlar-ov strujni izvor struje I₅ čine tranzistori T₅ i TD₆ sa otpornicima R₁ i R₂. Iz (7.3.21), ako je vrednost Early-jevog napona V_A dovoljno velika, i tranzistori su identični, dobija se:

$$(7.3.3) \quad R_E = \frac{V_T}{I_5} \cdot \ln(I_{CD6}/I_5) = R_1$$

Vrednost struje I_{CD6} odredićemo iz relacije

$$(7.3.4) \quad I_{CD6} = (V_{CC} - V_{EE} - V_{CED6})/R_2 = 0.789 \text{ mA}$$

U gornjoj relaciji uzeto je da je pad napona na diodi TD₆ jednak 0.8 V. Zamenom vrednosti struje I_{CD6} u (7.3.3) dobija se za sobnu temperaturu (T=300 K i V_T=26 mV)

$$(7.3.5) \quad I_5 = 4.32 \cdot 10^{-6} \cdot \ln(0.789 \cdot 10^{-3} / I_5)$$

Ova transcendentna jednačina rešava se numeričkim putem. Rešenje je

$$(7.3.6) \quad I_5 = 16.7 \text{ } \mu\text{A}.$$

Ova struja se u diferencijalnom pojačavaču deli na dva jednaka dela tako da je

$$(7.3.7) \quad I_a = 8.35 \text{ } \mu\text{A}.$$

Pošto su otpornici R_2 i R_5 međusobno jednaki struje tranzistora T_{D6} i tranzistora T_{D10} (Sl. 7.3.2) su jednake, odnosno

$$(7.3.8) \quad I_{CD10} = 0.789 \text{ mA}.$$

Kada bi tranzistori T_9 , T_{D10} i T_{11} u strujnom izvoru bili međusobno jednaki tada bi i njihove kolektorske struje bile identične. Međutim, ova struja je preterano velika. Da bi se ona smanjila, tranzistori nisu identični. Pretpostavimo da su oni tako napravljeni da je $I_9 = 600 \text{ } \mu\text{A}$ i $I_{11} = 200 \text{ } \mu\text{A}$. Takođe pretpostavimo da je $I_{19} = 600 \text{ } \mu\text{A}$. Ove vrednosti su unesene u šemu na Sl. 7.3.3.

Analiza izlaznog stepena odvija se na sledeći način. Otpornici R_7 i R_8 su mali i njihova je uloga da ako struje kroz tranzistore T_{17} i T_{18} prekomerno porastu dovedu tranzistore T_{15} i T_{16} u oblast provođenja. Neka je prag provođenja ovih tranzistora 0.6 V . Ako je postavljen zahtev da struja kroz izlazne tranzistore T_{17} i T_{18} ne sme da pređe 20 mA tada je

$$(7.3.9) \quad R_7 = \frac{V_T}{I_{\max}} = \frac{0.6}{20 \cdot 10^{-3}} = 30 \text{ } \Omega.$$

I otpornik R_8 bi imao istu proračunatu vrednost. Međutim, za ovu otpornost se uzima nešto manja vrednost. Ovo zbog toga da bi se kompenzovale nesimetrije u kompletnom izlaznom kolu. Uobičajeno je u praksi da otpornost R_8 bude za 20% manja od otpornosti R_7 , tako da je $R_8 = 24 \text{ } \Omega$.

U normalnom radu kada nema preopterećenja tranzistori T_{15} i T_{16} ne vode i ne utiču na rad kola. Takođe ćemo smatrati da na rad ne utiču otpornici R_7 i R_8 jer u normalnom radu pad napona na njima je zanemarljiv. Tada će važiti

$$(7.3.10) \quad V_{BE12} + V_{BE13} = V_{BE17} + V_{BE18}.$$

Koristeći (7.3.2) ovaj izraz svodi se na

$$(7.3.11) \quad \begin{aligned} V_T \ln \frac{I_{C12}}{I_{S12}} + V_T \ln \frac{I_{C13}}{I_{S13}} = \\ = V_T \ln \frac{I_{C17}}{I_{S17}} + V_T \ln \frac{I_{C18}}{I_{S18}} \end{aligned}$$

Treba primetiti da su struje I_{C18} i I_{S18} negativne po znaku jer je tranzistor T_{18} PNP tipa. Zato ćemo nadalje uzimati njihove apsolutne vrednosti.

Pošto su tranzistori T_{17} i T_{18} identični važiće

$$(7.3.12) \quad I_{C17} = I_{C18}.$$

Zamenjujući ovu vrednost u (7.3.11) dobija se

$$(7.3.13) \quad I_{C17} = |I_{C18}| = \sqrt{I_{C12} I_{C13}} \sqrt{\frac{I_{S17} \cdot |I_{S18}|}{I_{S12} I_{S13}}}$$

Tranzistori T_{17} i T_{18} , budući da su tranzistori snage, imaju veće struje zasićenja od tranzistora T_{12} i T_{13} . Koliko su one veće zavisi od upotrebljenih tranzistora. Kao prosečna vrednost može se uzeti tri puta tako da je

$$(7.3.14) \quad I_{S17} = |I_{S18}| = 3I_{S12} = 3I_{S13}.$$

Tipičan pad napona na provodnom tranzistoru je $V_{BE12} = V_{BE13} = 0.65 \text{ V}$ tako da je struja kroz otpornik $R_6 = 14.4 \text{ } \mu\text{A}$. Ako tranzistor T_{13} ima veliko strujno pojačanje, njegova bazna struja je mala pa je onda i $I_{CD12} = 14.4 \text{ } \mu\text{A}$. Na isti način, zanemarujući struje baza tranzistora T_{17} i T_{18} dobija se

$$(7.3.15) \quad I_{C13} = I_{11} - I_{CD12} = 185.6 \text{ } \mu\text{A}.$$

Zamenjujući ove dve struje u (7.3.13) i koristeći (7.3.14) izračunava se:

$$(7.3.16) \quad I_{C17} = |I_{C18}| = 155 \text{ } \mu\text{A}.$$

Dobijene struje pokazuju da je pretpostavka o zanemarivanju pada napona na otpornicima R_7 i R_8 opravdana. Na primer, pad napona na otporniku R_7 iznosi samo 4.65 mV .

Pređimo sada na proračun radnih uslova razdvojnog pojačavača T_{14} . Struja kroz taj tranzistor, ako se zanemari bazna struja tranzistora T_{18} , iznosi $I_{C14} = 200 \text{ } \mu\text{A}$. Sa ovom vrednošću struje, i uz pretpostavku da je za upotrebljene tranzistore (osim izlaznih) tipično $I_S = 0.3 \cdot 10^{-14} \text{ A}$, iz jednačine (7.3.2) izračunava se $V_{BE14} = 0.645 \text{ V}$.

Na isti način izračunava se i napon između baze i emitora V_{BE18} tranzistora T_{18} kroz koji protiče struja od $155 \text{ } \mu\text{A}$. Uzevši u obzir da je to tranzistor snage, njegova inverzna struja zasićenja je trostruko veća i iznosi $0.9 \cdot 10^{-14} \text{ A}$. Tako se dobija $V_{BE18} = 0.61 \text{ V}$.

Ova izračunavanja su učinjena da bi se odredio napon na kolektoru naponskog pojačavača T_8 . Naime, veličina ovoga napona određuje veličinu jednosmernog izlaznog napona. Pošto smo pretpostavili da $V_{Iz} = 0$ i zanemarujući pad napona na otporniku R_8 imamo

$$(7.3.17) \quad V_{C8} = -(V_{BE14} + V_{BE18}) = -1.255 \text{ V}.$$

Kolektorska struja tranzistora T_8 je $600 \text{ } \mu\text{A}$. Zanemarujući baznu struju tranzistora T_{14} i uzevši da je tipična vrednost koeficijenta strujnog pojačanja tranzistora T_8 , $\beta_8 = 250$ iz (7.3.1) dobija se da je $I_{B8} = 2.4 \text{ } \mu\text{A}$. Upotrebom (7.3.2) dobija se $V_{BE8} = 0.672 \text{ V}$.

Pad napona na otporniku R_4 je

$$(7.3.18) \quad V_{R4} = I_9 R_4 = 0.06 \text{ V.}$$

Napon na bazi tranzistora T₈ je

$$(7.3.19) \quad V_{B8} = V_{R4} + V_{BE8} - V_{EE} = -14.27 \text{ V.}$$

Pređimo sada na izračunavanje radnih uslova pomaerača nivoa ostvarenog pomoću tranzistora T₇. Njegova kolektorska struja je 600 μA i korišćenjem (7.3.2) dobija se $V_{BE7} = 0.674 \text{ V}$. Napon na njegovoj bazi je

$$(7.3.20) \quad V_{B7} = V_{BE7} + I_{19} R_3 + V_{B8} = 10.404 \text{ V.}$$

Ovaj napon je u isto vreme napon na kolektoru tranzistora T₂. Struje kroz tranzistore T₁ i T₂ su već izračunate $I_{C1} = I_{C2} = I_a = 8.35 \mu\text{A}$. Za veliki koeficijent strujnog pojačanja ovih tranzistora njihove bazne struje su veoma male.

Na ovaj način kompletno su proračunati jednosmernih uslova rada podstepena ugrađenih u operacioni pojačavač. Razume se da su rezultati koji su dobijeni aproksimativni. Tačnije analize se primenjuju kod projektovanja integrisanog kola, jer projektant raspolaže sa više specifičnih informacija o svakoj komponenti.

7.3.2 Frekvencijska analiza operacionog pojačavača

Pojačanje operacionog pojačavača odredićemo za niske frekvencije i male signale. Tada se može zanemariti uticaj svih kapacitivnosti i može se smatrati da je pojačavač linearan. Tačna analiza bi zahtevala da se svaki tranzistor zameni svojim modelom za male signale. Rešavanje tako dobijenog ekvivalentnog kola bi bio veoma težak zadatak. Dobijeni rezultat čak i pri upotrebi računara ne bi bio potpuno tačan jer se tačne vrednosti parametra tranzistora ne znaju. Zato ćemo ovde dati jednu aproksimativnu analizu koja služi za procenu mogućeg pojačanja operacionog pojačavača.

Operacioni pojačavač sa Sl. 7.3.3 koji razmatramo jeste dvostepeni stoga što postoje samo dva stepena naponskog pojačanja. Naponskom pojačanju operacionog pojačavača doprinosi ulazni diferencijalni pojačavač i naponski pojačavač. Izlazni stepen ima naponsko pojačanje približno jednako jedan i utiče na rad ostalog dela kola samo preko svoje ulazne impedanse. To isto važi i za razdvojni pojačavač sa zajedničkim kolektorom.

Diferencijalni pojačavač na ulazu priključen je na pojačavač sa zajedničkim kolektorom (tranzistor T₇). Njegova ulazna otpornost je veoma velika, obično veća od 1 MΩ, pa se uticaj te impedanse može zanemariti. Zato se za pojačanje diferencijalnog pojačavača može koristiti izraz (5.9.41b). Kolektorska otpornost jednaka je izlaznoj otpornosti strujnog generatora odnosno tranzistora T₄.

$$(7.3.21) \quad R_{C2} = R_0 = r_{C4}.$$

Uzimajući u obzir da je otpornost pobudnog generatora mala, odnosno da je $R_g \ll h_{11E}$ dobija se

$$(7.3.22) \quad A_1 = \frac{h_{21E} r_{C4}}{2h_{11E}} = \frac{g_{m2} r_{C4}}{2},$$

pri čemu je korišćena veza između hibridnog i hibridnog π modela, odnosno $h_{11E} = r_\pi + r_b \approx r_\pi$ i $h_{21E} = g_m r_\pi = \beta$. Otpornost tela baze r_b je zanemarena, a sa g_{m2} označena je transkonduktansa tranzistora T₂.

Otpornost R₃ zajedno sa ulaznom otpornošću tranzistora T₈ deluje kao razdelnik napona i unosi slabljenje u pojačani signal. To slabljenje je dato odnosom

$$(7.3.23) \quad A_2 = R_{u8} / (R_3 + R_{u8})$$

$$(7.3.24) \quad R_{u8} \approx \beta_8 R_4 + r_{\pi 8}.$$

Naponski pojačavač ima pojačanje

$$(7.3.25) \quad A_3 \approx \frac{-h_{21E} R_{C8}}{h_{11E} + (1 + h_{21E}) R_4} \approx -\frac{g_{m8} R_{C8}}{1 + g_{m8} R_4}.$$

Otpornost R_{C8} u kolektoru tranzistora T₈ čini paralelna veza tri otpornika: izlazne otpornosti tranzistora T₈, ulazne otpornosti tranzistora T₁₄ i izlazne otpornosti strujnog generatora R₀:

$$(7.3.26) \quad \frac{1}{R_{C8}} = \frac{1}{R_{1z8}} + \frac{1}{R_{u14}} + \frac{1}{R_0}.$$

Ulazna otpornost R_{u14} stepena sa zajedničkim kolektorom je veoma velika, znatno veća od ostalih dveju otpornosti, pa se njen uticaj može zanemariti. Takođe je i izlazna otpornost tranzistora T₈ veoma velika zbog prisustva otpornika R₄ u emitoru. Zato se praktično, kolektorska otpornost tranzistora T₈ svodi na izlaznu otpornost strujnog generatora, odnosno $R_{C8} = R_0 = r_{C9}$. Tako je pojačanje naponskog pojačavača

$$(7.3.27) \quad A_3 = -\frac{g_{m8} r_{C9}}{1 + g_{m8} R_4}.$$

Pojačanje celog operacionog pojačavača je

$$(7.3.28) \quad A = A_1 A_2 A_3 = \left(\frac{g_{m2} r_{C4}}{2} \right) \times \left(\frac{\beta_8 R_4 + r_{\pi 8}}{R_3 + \beta_8 R_4 + r_{\pi 8}} \right) \left(-\frac{g_{m8} r_{C9}}{1 + g_{m8} R_4} \right).$$

Radi ilustracije prethodnog izlaganja pretpostavimo da svi NPN tranzistori imaju $\beta = 250$, a PNP tranzistori $\beta = 50$. Ostali parametri tranzistora će se međusobno razlikovati jer se struje kroz tranzistore razlikuju. Tako je

$$(7.3.29) \quad g_m \approx I_C / V_T = I_C / (26 \cdot 10^{-3}),$$

$$(7.3.30) \quad r_\pi = \beta / g_m$$

$$(7.3.31) \quad r_C = 1 / (\eta \cdot g_m)$$

gde je $\eta = V_T / V_A$, V_A je Early-ev napon. Za sobne

temperature $T=300$ K za NPN tranzistore $\eta=2 \cdot 10^{-4}$, a za PNP tranzistore $\eta=5 \cdot 10^{-4}$, prosečno.

Za usvojene vrednosti β za tranzistor T_2 čija je kolektorska struja $I_{C2}=I_a=8.35 \mu\text{A}$ dobija se da je $g_{m2}=0.32$ mA/V. Takođe je $r_{\pi1}=r_{\pi2}=781$ k Ω . Za tranzistor T_4 čija je struja $I_{C4}=I_a=8.35 \mu\text{A}$ dobija se $r_{C4}=6.2$ M Ω . Struja kroz tranzistor T_8 je $I_{C8}=I_9=600 \mu\text{A}$ pa je $g_{m8}=23.1$ mA/V i $r_{\pi8}=10.8$ k Ω i, na kraju, tranzistor T_9 sa strujom $I_{C9}=I_9=600 \mu\text{A}$ ima $r_{C9}=89.7$ k Ω . Sa ovim vrednostima, kada se one uvrste u (7.3.28) za ukupno pojačanje dobija se $A=(992)(0.47)(-626)=-291866 \approx -3 \cdot 10^5$.

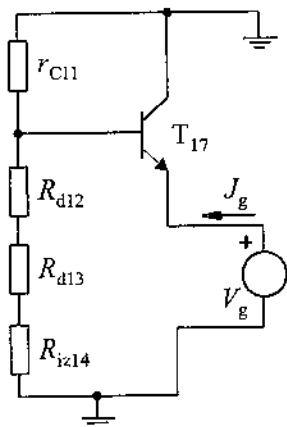
Treba stalno imati na umu da je u ovoj analizi korišćen hibridni π model tranzistora kod koga je uzeto da je $r_b=0$ i $r_\mu \rightarrow \infty$, a uticaj kapacitivnosti je zanemaren.

Ulazna otpornost operacionog pojačavača određena je ulaznom otpornošću diferencijalnog pojačavača. Ona je ranije iskazana sa (5.9.17a) pa je

$$(7.3.32) \quad R_u = 2h_{1E} = r_{\pi1} + r_{\pi2} = 1.562 \text{ M}\Omega.$$

Za određivanje izlazne otpornosti smatraćemo da T_{15} i T_{16} ne vode struju. Neka je ulazna pobuda takva da tranzistor T_{17} vodi, a da je T_{18} zakočen. Izlazni stepen je zamenjen ekvivalentnim kolom koje je prikazano na Sl. 7.3.4. Uticaj tranzistora T_{D12} i T_{D13} je zamenjen otpornostima direktno polarisanih emitorskih spojeva R_{d12} i R_{d13} pri čemu je

$$(7.3.33) \quad R_d = V_T / I_C.$$



Sl. 7.3.4. Ekvivalentno kolo za izračunavanje izlazne otpornosti

Tranzistori T_{11} i T_{14} su zamenjeni svojim izlaznim otpornostima r_{C11} i R_{iz14} , respektivno.

Izlazna otpornost na emitoru biće

$$(7.3.34) \quad R'_{iz} = V_g / J_g.$$

Ukupna izlazna otpornost dobiće se sabiranjem ove otpornosti i otpornosti R_7 .

Za struje tranzistora T_{D12} i T_{13} koje su ranije izračunate i iznose $I_{CD12}=14.4 \mu\text{A}$ i $I_{C13}=185.6 \mu\text{A}$ i za sobnu temperaturu, primenom (7.3.33) dobija se $R_{d12}=1.8$ k Ω i $R_{d13}=140 \Omega$. Za struju $I_{11}=200 \mu\text{A}$ tranzistora T_{11} i primenom (7.3.29) i (7.3.31) vodeći računa da je ovo PNP tranzistor, dobija se $r_{C11}=260$ k Ω .

Izlazna otpornost tranzistora T_{14} sa zajedničkim kolektorom je

$$(7.3.35) \quad R_{iz14} = (r_{\pi14} R_{B14}) / (1 + \beta).$$

što proizilazi iz (5.1.36) ako se stavi da je $r_b=0$. Otpornost R_{B14} u bazi tranzistora T_{14} u isto vreme je i otpornost kolektora tranzistora T_8 za koju je izračunato $R_{B14}=R_8=r_{C9}=89.7$ k Ω . Takođe, za izračunatu struju $I_{C14}=200 \mu\text{A}$ dobija se $r_{\pi14}=32$ k Ω . Tako je $R_{iz14}=0.49$ k Ω .

Otpornost R_{B17} u bazi tranzistora T_{17} je paralelna veza otpornika r_{C11} sa rednom vezom otpornika $R_{d12} + R_{d13} + R_{iz14}$ i iznosi $R_{B17}=2.37$ k Ω .

Izlazna otpornost tranzistora T_{17} je

$$(7.3.36) \quad R'_{iz} = (r_{\pi17} + R_{B17}) / (1 + \beta).$$

Struja izlaznog tranzistora T_{17} je izračunata i iznosi $I_{C17}=155 \mu\text{A}$. Zato je $r_{\pi17}=41.66$ k Ω , pa je $R'_{iz}=176 \Omega$. Celokupna izlazna impedansa operacionog pojačavača je

$$(7.3.37) \quad R_{iz} = R'_{iz} + R_7 = 206 \Omega.$$

Treba primetiti da ako se želi manja izlazna impedansa, bilo bi potrebno da jednosmerna struja kroz izlazni stepen bude veća.

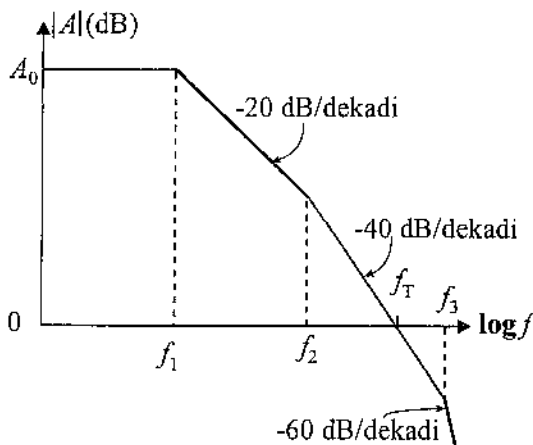
Pri višim frekvencijama ne može se više zanemariti uticaj kapacitivnosti tranzistora na rad operacionog pojačavača. Tada u analizi pojačavača u model treba uključiti i kapacitivnost C_π i C_μ . Kao rezultat analize bi se dobila prenosna funkcija kola gde bi pojačanje, u opštem slučaju, bilo dato sa (3.1.54). Razumljivo je da je ovakva analiza veoma teška i gotovo je nemoguće da se ostvari. Zato ćemo ovde dati samo aproksimativnu frekvencijsku karakteristiku operacionog pojačavača. U tom cilju podsetićemo se strukture operacionog pojačavača. On se sastoji iz kaskadne sprege diferencijalnog pojačavača, stepena sa zajedničkim kolektorom, stepena sa zajedničkim emitorom i izlaznog stepena sa zajedničkim kolektorom. Kao što je ranije napomenuto samo prvi i treći stepen se ponašaju kao pojačavači napona.

Diferencijalni pojačavač, saglasno analizi u odeljku 5.9.7, ponaša se kao pojačavač sa zajedničkim emitorom sa prepolovljenim pojačanjem i stoga se može smatrati da se za njegovu frekvencijsku karakteristiku na visokim frekvencijama može primeniti analiza iz odeljka 3.9.1 ili iz odeljka 5.5.9. Uglavnom

se može uzeti da frekvencijsku karakteristiku određuje pojačanje kao što je dato sa (3.9.26a) odnosno (3.26c). Ulazna impedansa, kao što se vidi iz (7.3.32), u ovom slučaju, može se smatrati veoma velikom tako da se njena frekvencijska zavisnost, u prvoj aproksimaciji, može zanemariti. Dakle, uticaj prvog stepena može se uračunati kao funkcija sa jednim polom odnosno kao funkcija koja unosi asimptotski nagib od -6 dB/oct. Drugi stepen je pojačavač sa zajedničkim emitorom koji, kao što je rečeno, služi i kao razdvojni stepen u smislu diskusije iz odeljka 3.9.1 o izrazu (3.9.27b). Zbog vrlo velike ulazne impedanse, zbog zanemarive frekvencijske zavisnosti pojačanja i zbog vrlo male (induktivne) izlazne impedanse, uticaj pojačavača sa zajedničkim kolektorom koji čini tranzistor T_7 na frekvencijsku karakteristiku može da se zanemari. Ovaj zaključak je ispravan tim pre što je zbog prisustva R_4 ulazna otpornost trećeg stepena vrlo velika.

Frekvencijska karakteristika pojačavača sa zajedničkim emitorom koji čini tranzistor T_8 slična je frekvencijskoj karakteristici običnog pojačavača sa zajedničkim emitorom s tim što je zbog negativne reakcije usled prisustva R_4 gornja granična frekvencija uvećana. Dakle i ovaj stepen će unositi pol (-6 dB/oct) ali na nešto višoj frekvenciji nego prvi stepen.

Najzad, ako se za izlazni stepen koji je u stvari pojačavač sa zajedničkim kolektorom, pretpostavi da je opterećen velikim kapacitivnim opterećenjem (što je moguć nepovoljni slučaj) može da se očekuje da se njegova gornja granična frekvencija približi propusnom opsegu operacionog pojačavača.



Sl. 7.3.5. Aproximativna amplitudska karakteristika operacionog pojačavača

Na osnovu svega ovoga zaključujemo da se frekvencijska karakteristika operacionog pojačavača sa Sl. 7.3.3 može aproksimirati sledećim izrazom

$$(7.3.38) \quad A(j\omega) = \frac{A_0}{(1 + jf/f_1)(1 + jf/f_2)(1 + jf/f_3)}$$

gde je A_0 pojačanje pri niskim frekvencijama, a f_1, f_2 i

f_3 su frekvencije polova. Odgovarajuća amplitudska karakteristika prikazana je na Sl. 7.3.5 u asimptotskom obliku.

Graničnu frekvenciju na kojoj pojačanje opadne za -3 dB određuje frekvencija f_1 pola koji je dominantan. Ona se pridružuje graničnoj frekvenciji pojačanja prvog stepena. Sa f_T označena je frekvencija na kojoj pojačanje postaje jednako jedinici.

Kada je operacioni pojačavač u otvorenoj sprezi, odnosno kada nije primenjena negativna reakcija, granična frekvencija f_1 je veoma niska. Njena vrednost se znatno razlikuje za različite tipove operacionih pojačavača i reda je desetak KHz. Frekvencija pola f_2 je obično za jednu dekadu veća. Frekvencija f_T je reda MHz i taj podatak najčešće daju proizvođači.

U primenama operacionih pojačavača uključujući kolo negativne povratne sprege granična frekvencija f_1 pomera se ka višim frekvencijama za iznos koji je jednak iznosu smanjenja pojačanja.

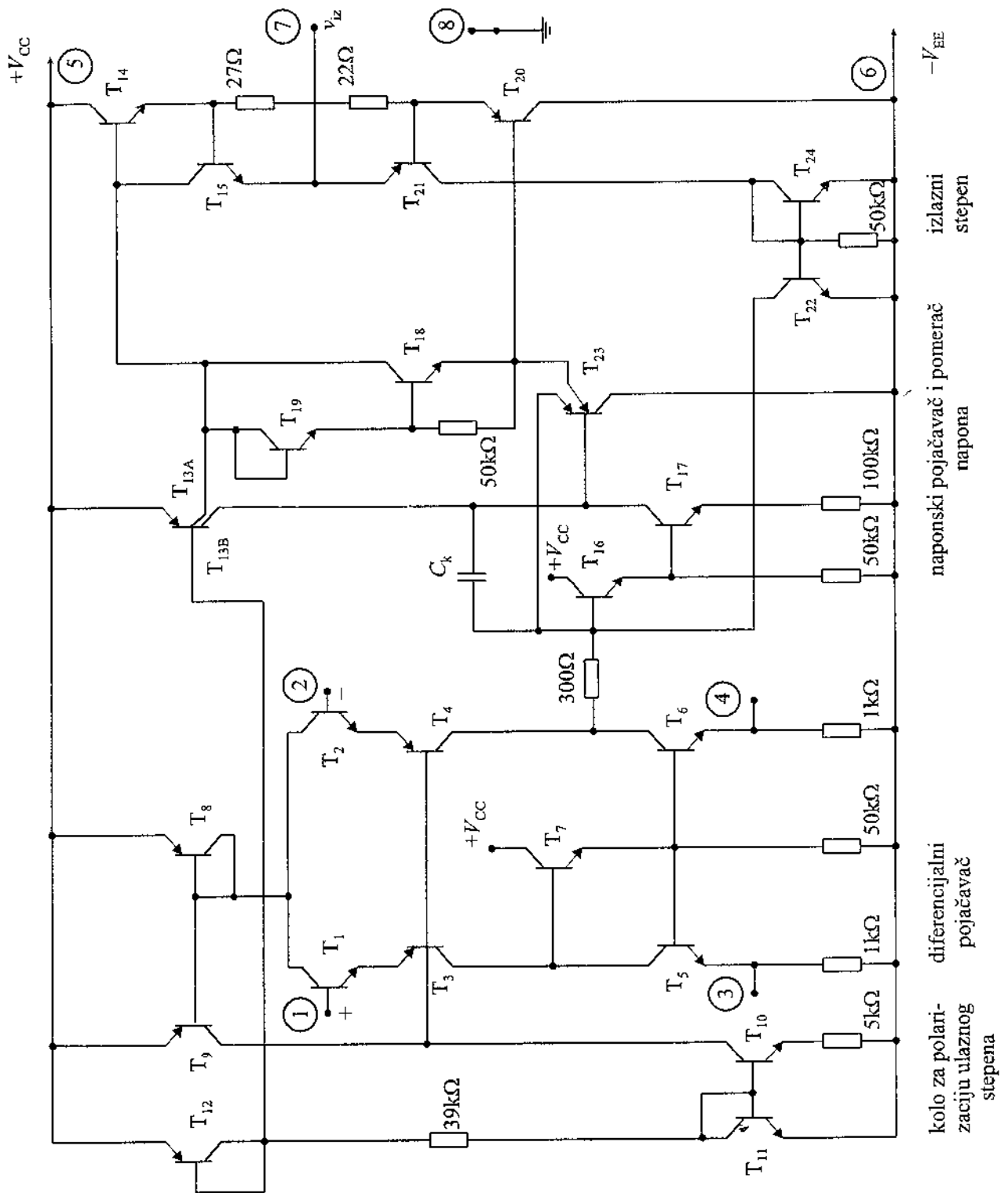
7.3.3 Pregled nekih tipova operacionih pojačavača

Ovde ćemo dati šeme operacionih pojačavača opšte namene koji se najčešće nalaze u upotrebi. Takođe će biti data i specifikacija najosnovnijih parametara operacionih pojačavača. Prezentiranje odgovarajućih šema dato je sa ciljem da se uoče modifikacije u odnosu na osnovnu šemu sa Sl. 7.3.3 i zašto je ta modifikacija učinjena.

Navedeni operacioni pojačavači nalaze se u programu većine proizvođača integrisanih kola, mada se često za isto, ili slično kolo, koriste različite oznake. Tako se za operacioni pojačavač ispred broja koji označava njegov tip koriste oznake OP, μA , LH, LM, MC i slično. Poznavanje osnovnih šema operacionih pojačavača, uz korišćenje izlaganja datih u glavi 3 omogućuje da se bez većih problema razume rad i osnovne osobine mnogih drugih, različitih tipova, operacionih pojačavača. To takođe važi i za slične tipove operacionih pojačavača, sa modifikacijama koje pojedini proizvođači čine.

7.3.3.1 Operacioni pojačavač 741

Operacioni pojačavač 741 (μA 741 ili LM741) predstavlja pojačavač opšte namene koji se nalazi u programu svih proizvođača linearnih analognih integrisanih kola. On je nešto izmenjena verzija operacionih pojačavača LM 101 koji se još proizvodi. Oba su proizašla iz prvobitne verzije 709 (μA 709) koja je u kolektorima imala obične otpornike umesto izvora konstantne struje.



Sl. 7.3.6 Šema operacionog pojačavača μA 741

U zavisnosti od proizvođača operacioni pojačavač 741 ima i izvesne modifikacije, ali je osnovna koncepcija ostala ista. Bez obzira na već dugo vreme od kada je on počeo da se proizvodi i dalje je μA 741 prvi po broju proizvedenih primeraka.

Na Sl. 7.3.6 prikazana je kompletna šema μA 741. I on kao i prethodni može da se posmatra kao dvostepeni s obzirom da ima dva stepena pojačavanja napona. Razlikuju se sledeći odvojeni blokovi: ulazni

diferencijalni pojačavač, naponski pojačavač sa pomeranjem nivoa i izlazni stepen. Blok što ga čine tranzistori T_9 , T_{10} , T_{11} i T_{12} služi za obezbeđenje struje polarizacije ulaznog stepena tranzistora T_{13} u izvoru konstantne struje.

Ulazni diferencijalni pojačavač razlikuje se od onog na Sl. 7.3.3. Na ulazu su upotrebljeni tranzistori T_1 i T_2 u spoju sa zajedničkim kolektorom što obezbeđuje veliku ulaznu impedansu i malu struju ulaz-

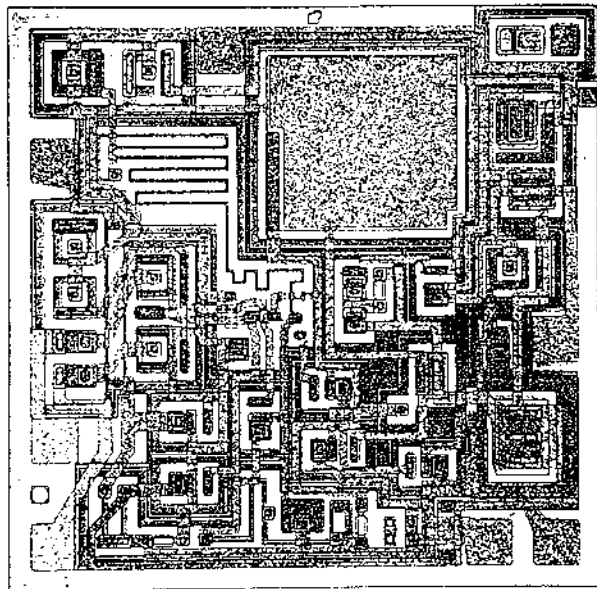
nih baznih priključaka.

Tranzistori T_3 i T_4 koji su PNP tipa rade u spoju sa zajedničkom bazom i kolektorskim opterećenjem koje se sastoji od strujnog izvora načinjenog od tranzistora T_5 , T_6 i T_7 . Na ovaj način diferencijalni pojačavač sadrži par kaskodnih pojačavača umesto običnog diferencijalnog para što pre svega obezbeđuje veliko naponsko pojačanje i znatno veću graničnu frekvenciju ulaznog stepena. Za pojačanje diferencijalnog pojačavača treba uzeti izraz (7.6.1) s obzirom da je pojačanje celokupnog nesimetričnog diferencijalnog pojačavača jednako pojačanju osnovnog (kaskodnog) pojačavača. Pri ovome treba imati na umu da prvi pojačavački stepen na niskim frekvencijama praktično radi u praznom hodu s obzirom da je opterećen ulaznom otpornošću pojačavača sa zajedničkim kolektorom (T_{16}). Ulazna otpornost operacionog pojačavača povećana je u odnosu na šemu sa Sl. 7.3.3. Ako su tranzistori T_1 , T_2 , T_3 i T_4 identičnih karakteristika, ona je (7.3.39) $R_u = 4r_\pi$.

Naponski pojačavač čini tranzistor T_{17} koji se pobuđuje iz razdvojnog pojačavača sa zajedničkim kolektorom što ga čini tranzistor T_{16} . Izvor konstantne struje u kolektoru tranzistora T_{17} je tranzistor T_{13} sa dva kolektora. Jedan kolektor (T_{13B}) obezbeđuje kolektorsku struju za tranzistor T_{17} , a drugi (T_{13A}) za izlazni pojačavač. Veoma je značajno uočiti da je kolo T_{16} - T_{17} - T_{23B} obuhvaćeno petljom povratne sprege koju čini kondenzator C_K . To je u stvari kompenzacioni kondenzator koji se ugrađuje saglasno Sl. 6.4.10a. Poređenjem Sl. 4.4.10a i Sl. 7.3.6 zaključujemo da je otpornost R sa Sl. 4.4.10a ekvivalentna izlaznoj otpornosti diferencijalnog pojačavača. Imajući u vidu međutim da Darlington-ov (T_{16} - T_{17}) par ima konačnu ulaznu otpornost treba smatrati da je R ekvivalentno sa paralelnom vezom izlazne otpornosti diferencijalnog pojačavača i ulazne otpornosti Darlington-ovog para. Pojačanje A_0 ekvivalentno je pojačanju Darlington-ovog para. Tranzistor T_{23B} (koji radi u sprezi sa zajedničkim kolektorom) obezbeđuje malu izlaznu otpornost sprege T_{16} - T_{17} - T_{23B} što je ekvivalentno maloj izlaznoj otpornosti pojačavača sa Sl. 4.4.10a. Vrednost kapacitivnosti je tako izabrana da pri koeficijentu prenosa kola povratne sprege jednakom jedinici (kratko spojen izlazni i invertujući ulazni priključak operacionog pojačavača) pojačavač ostaje stabilan sa vrednostima margina faze i amplitude koje su date u primeru u odeljku 4.4. 2 saglasno Sl. 4.4.9. Za operacioni pojačavač Fairchild μA 741E vrednost kapacitivnosti C_K je 30pF.

Izlazni pojačavač se pobuđuje stepenom sa zajedničkim kolektorom što ga čini tranzistor T_{23A} . Sam izlazni stepen je u svemu identičan izlaznom stepenu

sa Sl. 7.3.2, a njegov rad je detaljno objašnjen.



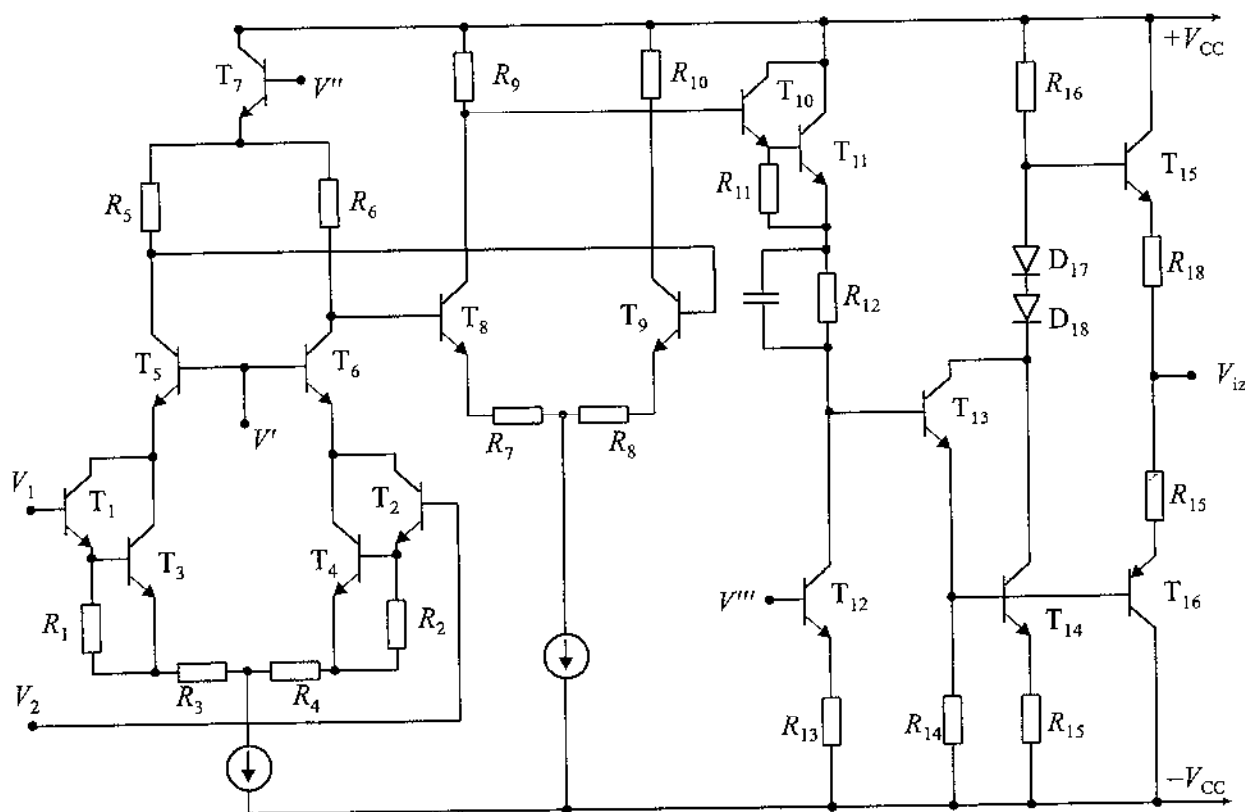
Sl. 7.3.7 Kopija fotografije čipa μA 741. Velika siva površina predstavlja kompenzacioni kondenzator C_K

Uvođenjem kompenzacione kapacitivnosti C_K ostvaruje se osnovni cilj, a to je stabilnost pojačavača i pri maksimalnoj povratnoj sprezi. Cena koja se plaća ogleđa se u dva aspekta. Najpre, vrednost kapacitivnosti C_K je tako velika da taj kondenzator zauzima nesrazmerno najveću površinu na čipu što se može videti sa Sl. 7.3.7 gde je prikazana fotografija čipa μA 741. U gornjoj desnoj četvrtini čipa uočavamo veliku površinu koja predstavlja kondenzator C_K .

Značajniji problem nego što je povećanje površine čipa usled uvođenja kondenzatora C_K jeste nastajanje novog ograničenja u odnosu na mogućnosti operacionog pojačavača koje je poznato pod imenom slew rate[□]. Koncept slew rate-a biće ovde izložen na primeru operacionog pojačavača μA 741.

Za početak biće prihvaćeno da je struja izvora konstantne struje T_8 jednaka $I_0 = 30 \mu A$. Pretpostavimo da je baza tranzistora T_1 pobuđena skokovitim negativnim signalom tako da se T_1 (i saglasno tome T_3) zakoči. Prema tome celokupna struja I_0 će teći kroz T_2 i T_4 i pobuđivaće darlingtonov par T_{16} - T_{17} . Pri tome treba imati na umu da je ulazna impedansa Darlington-ovog para neuporedivo veća od impedanse kondenzatora C_K koji se levim krajem takode vezuje za izlaz diferencijalnog pojačavača, a predstavlja kratak spoj za skokovite signale.

[□]Bukvalni prevod termina slew rate bio bi "brzina sečenja" što u prenosnom smislu treba da kaže da se meri brzina sa kojom se izlazni napon menja od najveće do najmanje moguće trenutne vrednosti.



I Diferencijalni
pojačavač

II Diferencijalni
pojačavač

Pomerač
nivoa

Naponski
pojačavač

Izlazni
stepen

Sl. 7.3.8. Principijska šema operacionog pojačavača 715

Imajući u vidu da tranzistor T_{23B} nema praktičan uticaj na pojačanje pošto je vezan u sprezi sa zajedničkim kolektorom, može se smatrati da je desni kraj kondenzatora C_K, za naizmenični signal, vezan za kolektor Darlingtonovog para. Potencijal ovog priključka, s obzirom da do izlaza stoje praktično samo pojačavači sa zajedničkim kolektorom, može da se smatra jednakim sa izlaznim naponom. Najzad, imajući u vidu da je pojačanje Darlington-ovog para oko 1000, može da se smatra da je potencijal ulaznog priključka Darlington-ovog para zanemariv u odnosu na potencijal izlaznog. Dakle, na kondenzatoru je sve vreme napon koji je jednak izlaznom naponu.

Pošto je struja kondenzatora po definiciji $i_C = C(dv_C/dt)$, za ovaj slučaj će važiti

$$(7.3.40a) \quad I_0 \approx C(dv_{IZ}/dt)$$

pošto su vrednosti C i I₀ konstante, one određuju maksimalnu vrednost nagiba (izvoda) izlaznog napona. Drugim rečima

$$(7.3.40b) \quad \left. \frac{dv_{IZ}}{dt} \right|_{\max} \approx \frac{I_0}{C}$$

Ova maksimalna vrednost naziva se slew rate. Za primer koji razmatramo iznosi $30 \mu A / 30 \text{ pF} = 1 \text{ V}/\mu s$.

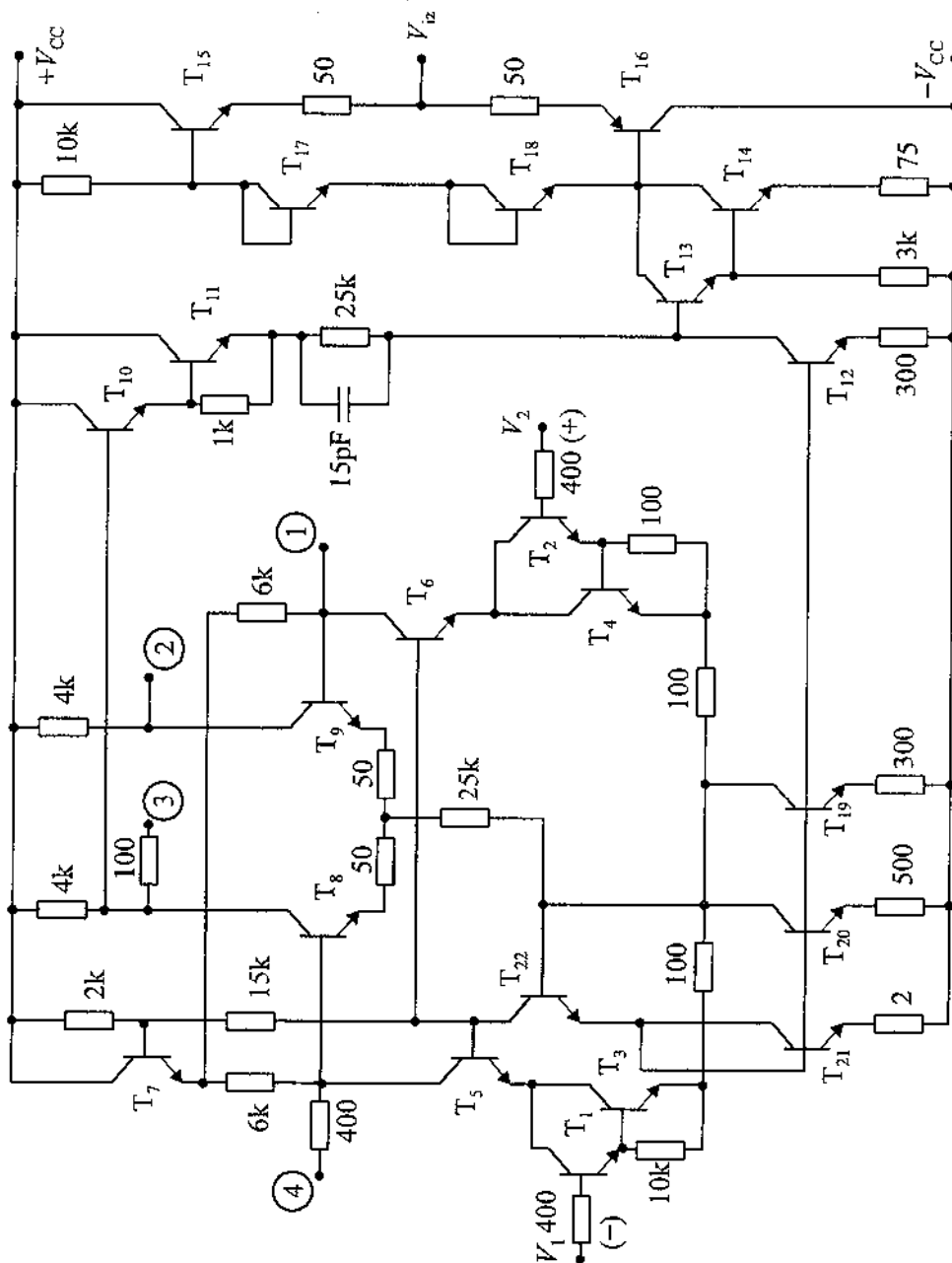
Slew rate se obično iskazuje u voltima po mikrosekundi.

Sada je značajno da se ima u vidu da je slew rate suštinski različito ograničenje od gornje granične frekvencije pojačavača. Naime signal relativno niske frekvencije, ako mu je amplituda velika, iskazuje veliku brzinu promene i može da premaši slew rate, a da pri tome pripada propusnom opsegu pojačavača. S druge strane, visokofrekventni signal male amplitude može da ima mali nagib, a samim tim da ne premaši slew rate, a da premaši gornju graničnu frekvenciju.

Imajući u vidu, međutim, da se vrednost kapacitivnosti C_K određuje iz zahteva o stabilnosti, odnosno o gornjoj graničnoj frekvenciji, granična frekvencija i slew rate su zavisi jedno od drugog. Da bi odredili tu zavisnost pretpostavićemo da je granična frekvencija pojačavača f₀, a da je nominalno pojačanje A₀. Pojačanje je sada dato sa

$$(7.3.41) \quad A = A_0 / (1 + s / \omega_0)$$

Ako se kolo pobuđuje odskočnom funkcijom čija je Laplace-ova transformacija V_m/s, za izlazni napon dobijamo



Sl. 7.3.9. Kompletna šema operacionog pojačavača 715

$$(7.3.42a) \quad \frac{v_{iz}(s)}{V_m} = \frac{1}{s} \frac{\omega_0 A_0}{s + \omega_0} = \frac{A_0}{s} \cdot \frac{A_0}{s + \omega_0}$$

Izlazni napon u vremenskom domenu sada se dobija inverznom Laplace-ovom transformacijom kao

$$(7.3.42b) \quad v_{iz}(t)/V_m = A_0(1 - e^{-\omega_0 t}),$$

a njegov izvod je

$$(7.3.43) \quad \frac{dv_{iz}}{dt} = (A_0 \omega_0 e^{-\omega_0 t}) \cdot V_m,$$

što za $t=0$, kada je izvod najveći, iznosi $A_0 \omega_0 V_m$.

Ovaj rezultat govori o tome da se vrednost slew rate-a može iskazati preko granične frekvencije i obrnuto. Pri tome, za datu graničnu frekvenciju, možemo da identifikujemo maksimalnu amplitudu signala odskočne funkcije koji se može dovesti na ulaz, a da se pri tome, održi linearnost pojačavača.

Što se tiče same granične frekvencije ona se dobija

na osnovu (6.4.20) i iznosi

$$(7.3.44) \quad \omega_0 = 1/[R \cdot C_K(1 - A_0)],$$

gde je A_0 negativan broj, a R je paralelna veza izlazne otpornosti diferencijalnog pojačavača i ulazne otpornosti Darlington-ovog para. Pošto je izlazna otpornost diferencijalnog pojačavača praktično mnogo veća od ulazne otpornosti Darlington-ovog para, graničnu frekvenciju određuje ulazna otpornost Darlington-ovog para.

Za nalaženje jednosmernih uslova rada i za detaljnu frekvencijsku analizu operacionog pojačavača 741 treba primeniti istu metodologiju opisanu u odeljcima 7.3.1 i 7.3.2. S obzirom na bliskost konfiguracija operacionog pojačavača sa Sl. 7.3.2 i Sl. 7.3.6 dobili bi se slični rezultati s tim što operacioni pojačavač 741 ima veću ulaznu impedansu i manju izlaznu impedansu, jer izlazni tranzistori T_{14} i T_{20} rade sa većim

strujama, oko 2 mA. Za osnovne električne parametre dobilo bi se da je $A=200\ 000$, $R_u=2\ M\Omega$ i $R_f=75\Omega$. Sa ovim, inače kataloškim podacima, čitalac lako može da sprovede analizu u cilju utvrđivanja vrednosti izvora konstantne struje i struje kroz pojedine tranzistore. Podrazumeva se da je u odsustvu pobude jednosmerni izlazni napon jednak nuli.

Na Sl. 7.3.6 označeni su spoljni izvodi sa: "1"-neinvertujući ulaz, "2"-invertujući ulaz, "3" i "4" priključci za podešavanje ofseta, "5"-pozitivna baterija, "6"-negativna baterija, "7"-izlazni priključak i "8"-masa.

7.3.3.2 Trostepeni operacioni pojačavači 715 i 725

Već smo istakli da se operacioni pojačavači mogu realizovati i kao trostepeni. Za razliku od operacionog pojačavača 741 koji je dvostepen, operacioni pojačavač 715 je trostepen, odnosno ima tri stepena u kojima se pojačava napon.

Principska, uprošćena šema operacionog pojačavača 715 prikazana je na Sl. 7.3.8, a kompletna šema na Sl. 7.3.9.

Prvi diferencijalni pojačavač na ulazu ima Darlington-ov par što ga čine tranzistori T_1 i T_3 sa jedne i tranzistori T_2 i T_4 s druge strane. U odeljku 5.9.6 ovakav diferencijalni pojačavač je razmatran i istaknuta je njegova veoma velika ulazna impedansa. Otpornici R_1 i R_2 zamenjuju izvore konstantne struje. Mali otpornici R_3 i R_4 temperaturno stabilišu ulazni diferencijalni pojačavač i povećavaju dinamiku ulaznog signala. To važi i za otpornike R_7 i R_8 u drugom pojačavačkom stepenu. Međutim, prisustvo ovih otpornika u emitorima tranzistora diferencijalnog pojačavača smanjuje njegovo pojačanje. Tako, bez obzira na tri stepena operacioni pojačavač 715 ima pojačanje nešto manje od 10^5 .

Otpornici R_3 i R_4 , odnosno R_7 i R_8 povećavaju ulazne otpornosti diferencijalnog pojačavača tako da je smanjeno opterećenje prvog diferencijalnog pojačavača od strane drugog diferencijalnog pojačavača. Kako ovi otpornici predstavljaju lokalnu negativnu reakciju propusni opseg oba diferencijalna pojačavača je povećan.

Pomerač nivoa sačinjava Darlington-ov par tranzistora T_{10} i T_{11} zajedno sa tranzistorom T_{12} koji radi kao strujni izvor. U ovo kolo unešen je i integrisani kondenzator C koji u prenosnu funkciju pomerača nivoa unosi jednu nulu. Ova nula nalazi se na približno istoj frekvenciji kao i pol što ga unosi ulazna kapacitivnost naponskog pojačavača. Tako se formira kompenzovani razdelnik napona i kompenzuje se uticaj ovog pola.

Na ovaj način pol prvog diferencijalnog poja-

čavača je dominantni pol. Međutim i on se nalazi na višim frekvencijama pošto Darlington-ov par i tranzistori T_5 i T_6 čine kaskodnu spregu. U odeljku 7.6 objašnjen je rad ove sprege i pokazano je da ona ima malu povratnu spregu sa izlaza na ulaz.

Da bi se i dalje uticalo na oblik prenosne funkcije, njenu amplitudsku i faznu karakteristiku i stabilnost rada pri visokim frekvencijama kod operacionog pojačavača 715 predviđena je i spoljna kompenzacija. Za to su predviđena četiri spoljna izvoda označena u šemi na Sl. 7.3.9 sa "1", "2", "3" i "4".

Izlazni stepen je standardne konfiguracije, s tim što nije ugrađena zaštita od kratkog spoja.

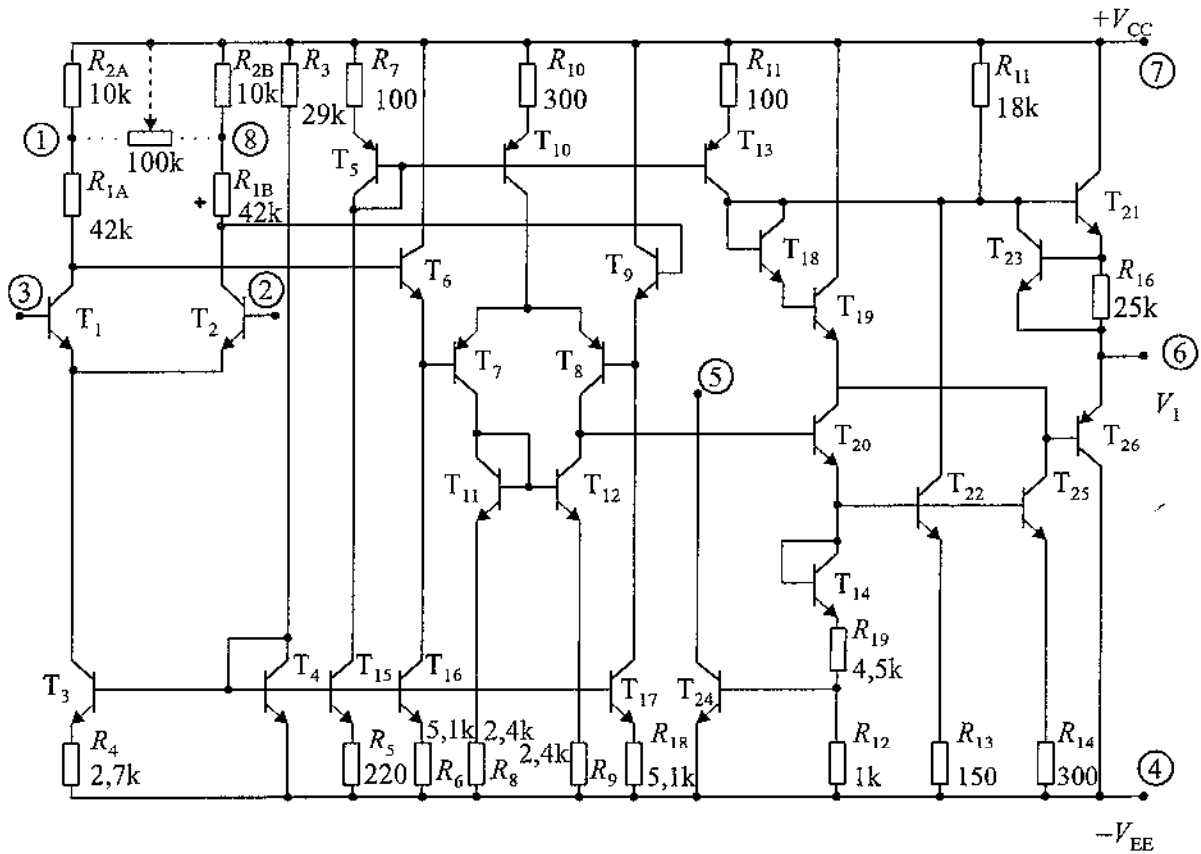
Kao što se vidi, osnovna ideja u projektovanju operacionog pojačavača 715 je da mu se proširi propusni opseg. Tako on predstavlja pojačavač za širok opseg frekvencija. Granična frekvencija na kojoj pojačanje opadne za -3 dB iznosi (bez spoljne kompenzacije) oko 125 kHz, što je za više od dva reda veličine veće nego kod operacionog pojačavača 741.

7.3.3.3 Operacioni pojačavač 108A sa super beta tranzistorima

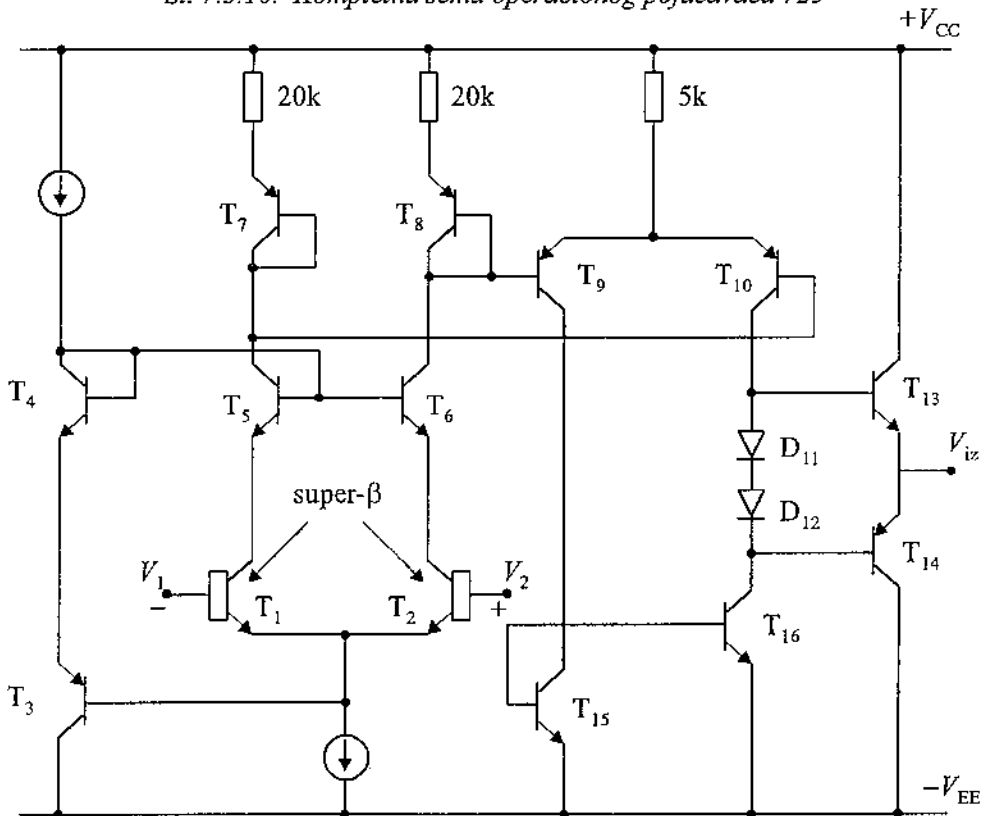
Takođe je i granična frekvencija na kojoj pojačanje postaje jednako jedinici veoma velika i iznosi $f_T=65\ MHz$. Sve ovo je postignuto većom kompleksnošću kola, smanjenim pojačanjem i brižljivijom tehnologijom izrade što rezultira i u većoj ceni koštanja.

Kada bi se iz operacionog pojačavača 715 uklonili otpornici R_3 , R_4 , R_7 i R_8 dobio bi se operacioni pojačavač veoma velikog pojačanja, ali i malog propusnog opsega. Takav je trostepeni operacioni pojačavač 725 prikazan na Sl. 7.3.10. Kod ovog pojačavača ulazno kolo je redukovano na elementarnu šemu diferencijalnog pojačavača sa strujnim izvorom u emitoru radi povećanja simetričnosti ulaza odnosno smanjivanju ofseta. Tako je ulazni ofset smanjen u odnosu na operacioni pojačavač 741 za oko četiri puta i iznosi 0.5 mV. Drugi diferencijalni pojačavač je sa Darlington-ovim parom i strujnim izvorom kao aktivnim opterećenjem. Pomerač nivoa i izlazni stepen su nešto modifikovani u odnosu na operacioni pojačavač 715. Operacioni pojačavač 725 ima srednju vrednost pojačanja od $3 \cdot 10^6$.

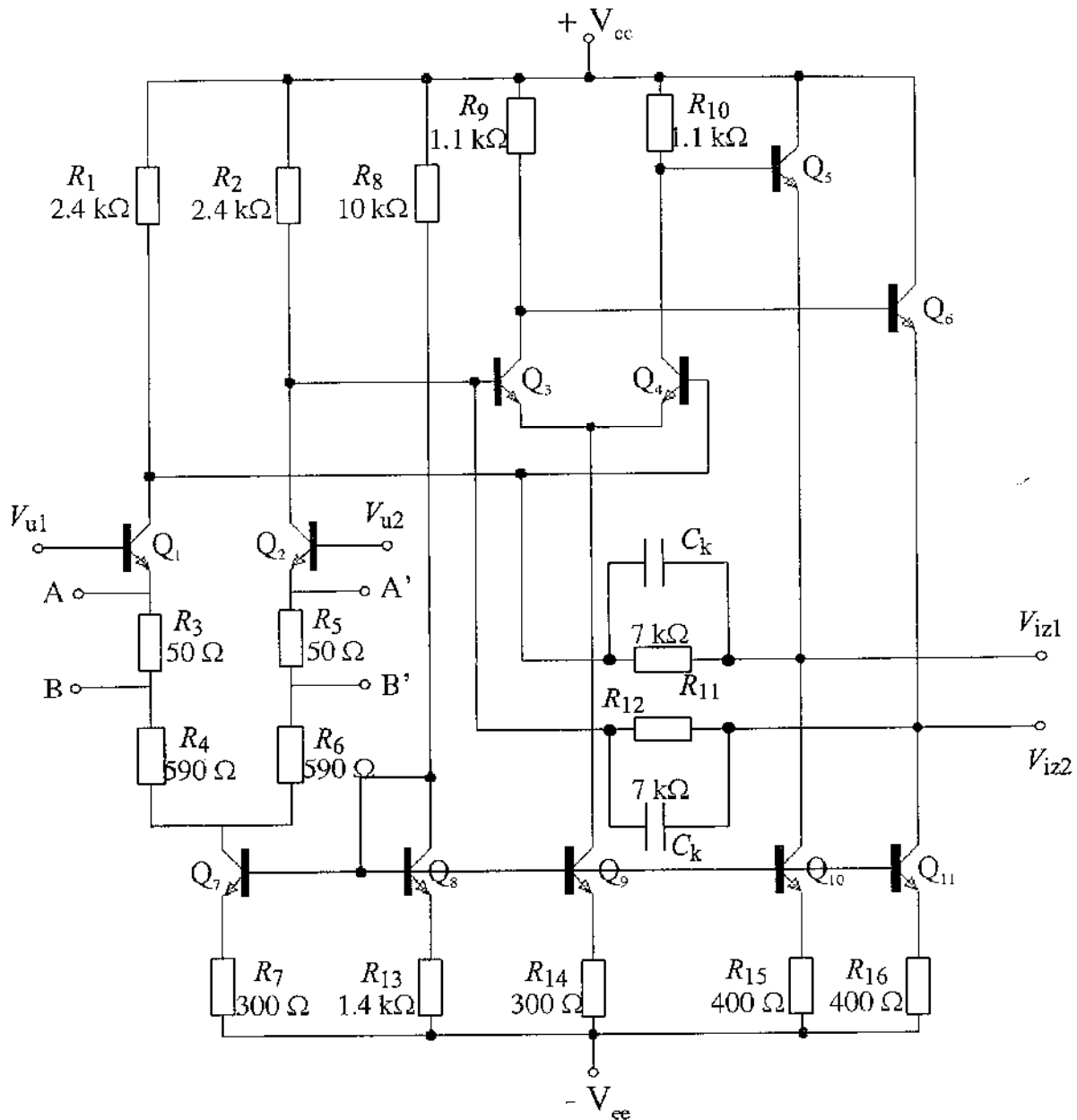
U odeljku 5.9.5 razmatran je kaskodni diferencijalni pojačavač i upotreba super beta tranzistora. Zato se kolo sa Sl. 7.3.7 može upotrebiti kao prvi diferencijalni pojačavač gde su tranzistori T_1 i T_2 super beta tranzistora. Ovo je učinjeno kod operacionog pojačavača 108A koji je prikazan na Sl. 7.3.11.



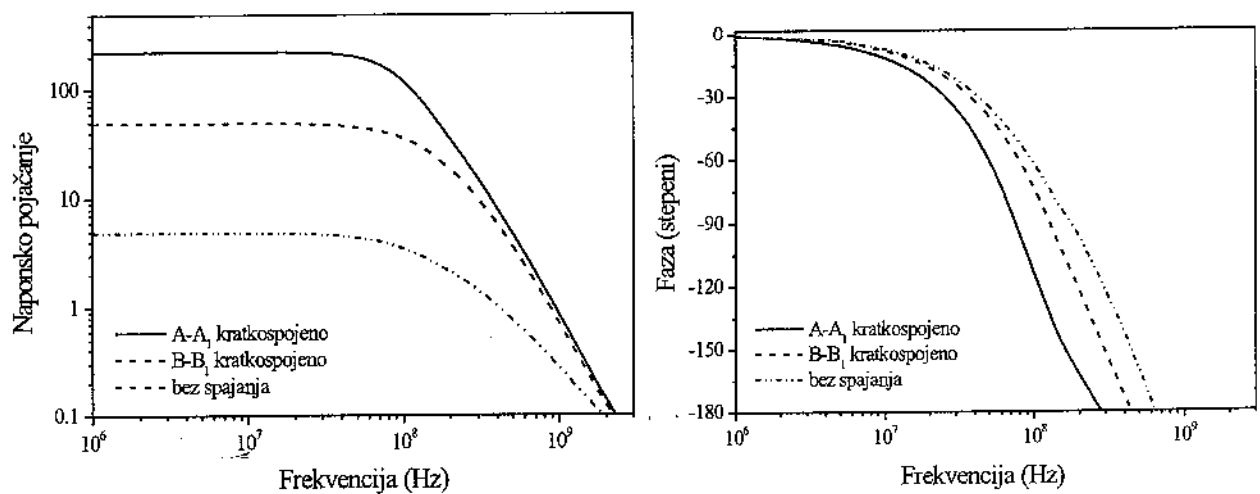
Sl. 7.3.10. Kompletna šema operacionog pojačavača 725



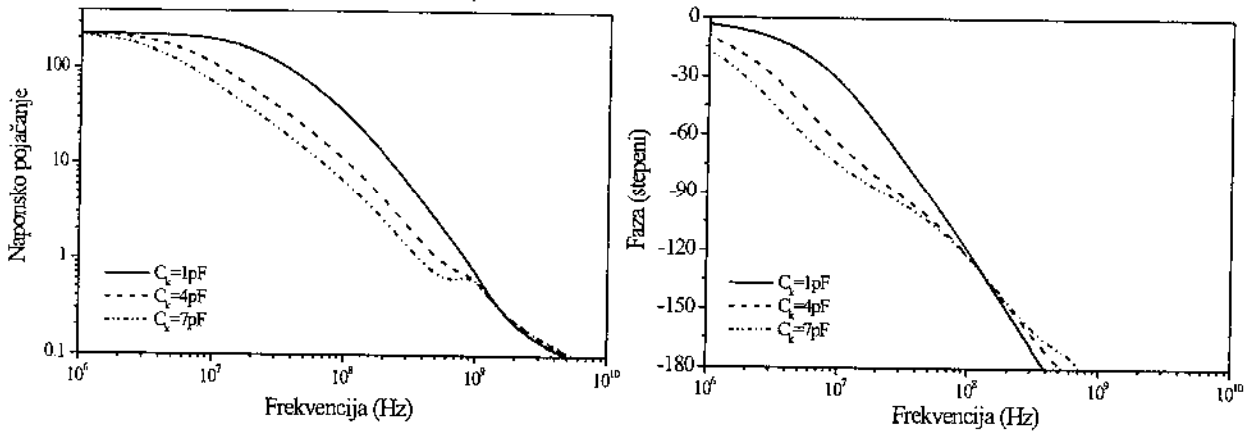
Sl. 7.3.11. Osnovna šema operacionog pojačavača 108A sa super beta tranzistorima



Sl. 7.3.12 Opearcioni pojačavač sa simetričnim izlazom (da bi se iskoristila originalna slika kola ostavljene su stare oznake Q umesto T za tranzistore)



Slika 7.3.13 Amplitudska i fazna karakteristika kola sa Sl. 7.3.12 za različite konfiguracije



Slika 7.3.14 Amplitudska i fazna karakteristika kola sa Sl. 7.3.12 za različite vrednosti kompenzacione kapacitivnosti

Drugi stepen je takođe diferencijalan sa tranzistorima T_9 i T_{10} . Zbog velikog pojačanja prvog pojačavača operacioni pojačavač 108A ne sadrži naponski pojačavač.

Operacioni pojačavač 108A je projektovan sa osnovnim ciljem da ima veliko pojačanje, veliku ulaznu otpornost, malu ulaznu struju i mali strujni ofset. Ove veličine su tipično: $A=10^6$, $R_u=70 \text{ M}\Omega$, $I_B=0.8 \text{ nA}$, $I_{os}=50 \text{ pA}$.

7.3.3.4 Operacioni pojačavač sa diferencijalnim izlazom

Operacioni pojačavači izvode se i sa simetričnim izlazom. U takvim slučajevima model operacionog pojačavača odgovarao bi modelu koji je prikazan za diferencijalni pojačavač na Sl. 5.9.13a. Radi se o trostepenom pojačavaču u kome su prva dva stepena diferencijalni pojačavači, a slede ih dva posebna pojačavača sa zajedničkim emitorom. Jasno je da su izlazni signali koji se generišu u tačkama 1 i 2 jednaki po amplitudi, a suprotni po fazi.

Ovde je analiziran pojačavač sa Sl. 7.3.12 $\mu\text{A}-733$. Kod ovog kola različite vrednosti naponskog pojačanja moguće je ostvariti vezivanjem A i A', B i B' izvoda, ili ostavljanjem ovih izvoda otvorenim. Na Sl. 7.3.13 prikazane su amplitudska i fazna karakteristika naponskog pojačanja za sve tri mogućnosti vezivanja izvoda A, A', B, i B'.

Na Sl. 7.3.14 prikazane su amplitudska i fazna karakteristika za tri različite vrednosti kompenzacione kapacitivnosti C_k . Za $C_k=1 \text{ pF}$, pojačavač je još uvek nestabilan. Granični slučaj stabilnosti ($M_\phi=0$) postiže se za kondenzator $C_k=4 \text{ pF}$. Za $C_k=7 \text{ pF}$ rezultati simulacije ukazuju na dobru stabilnost pojačavača[□].

7.3.4 Naponski i strujni ofset

U ovom odeljku biće posvećena malo veća pažnja ofsetu operacionog pojačavača koji u osnovi nastaje zbog ofseta ulaznog diferencijalnog pojačavača.

Ako je pri jednakim pobudnim naponima izlazni ofset-napon operacionog pojačavača V_{iz} tada je naponski ofset na ulazu:

$$(7.3.45) \quad V_{os} = \Delta V_{iz} / A,$$

gde je A pojačanje operacionog pojačavača bez povratne sprege. Na primer, ako je $A=10^5$, a izlazni ofset-napon $\Delta V_{iz}=5 \text{ V}$, ulazni ofset-napon je $5 \cdot 10^{-5} \text{ V}$. Na ovaj način se ofset operacionog pojačavača predstavlja ofsetom ulaznog napona. Ovakvo predstavljanje je pogodnije jer se tačna vrednost pojačanja ne zna unapred.

Ako su ulazni naponi jednaki nuli i ako su od ulaza ka masi vezani identični otpornici, zbog nužnih nesimetrija biće $I_{B1} \neq I_{B2}$. Razlika ovih dveju struja

$$(7.3.46) \quad I_{os} = I_{B1} - I_{B2}$$

naziva se ulazni strujni ofset ili skraćeno strujni ofset operacionog pojačavača.

Kako strujni ofset uvek postoji, kada se radi o struji polarizacije ulaznih priključaka, ona se definiše kao

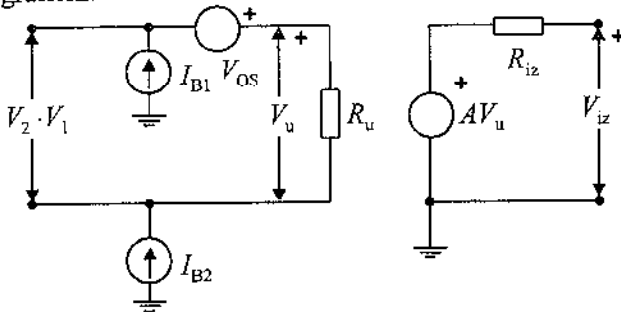
$$(7.3.47) \quad I_B = (I_{B1} + I_{B2}) / 2.$$

Da bi se u proračun operacionog pojačavača uključila i pojava ofseta model sa Sl. 7.1.2. treba modifikovati. Na Sl. 7.3.12 dat je model operacionog pojačavača. Sa I_{B1} i I_{B2} označene su vrednosti ulaznih struja polarizacije. Napon ofseta V_{os} je vezan na red sa jednim od ulaza i on predstavlja potencijalnu razliku ulaznih krajeva za $V_1=V_2$. Pri tome se smatra da kroz ulaznu otpornost R_u teče zanemarljivo mala struja. Razlika struja I_{B1} i I_{B2} modeluje ulazni strujni ofset.

ma slikama dobijeni su na Elektronskom Fakultetu od strane Prof. Nebojše Jankovića i saradnika.

□ Rezultati simulacije prikazani na poslednjim dve-

Naponski i strujni ofset zavise i od temperature pošto parametri tranzistora zavise od temperature. Tipične vrednosti naponskog ofseta kod operacionog pojačavača su nekoliko mV, a njegova temperaturna zavisnost je nekoliko $\mu\text{V}/\text{K}$. Strujni ofset iznosi oko 10% od srednje vrednosti struje polarizacije ulaznih baznih priključaka. Zavisnost strujnog ofseta od temperature određuje se iz zavisnosti ulaznih struja baza od temperature. U potpunijim katalogima proizvođača operacionih pojačavača ova se zavisnost prikazuje grafički.



Sl. 7.3.12 Model operacionog pojačavača sa ulaznim strujama i ulaznim naponskim ofsetom

Uticao ofseta na rad operacionog pojačavača razmotrićemo na primeru neinvertorskog pojačavača sa Sl. 7.2.5. Primenjujući model sa Sl. 7.3.12, da bi se izračunao uticaj ofseta treba ulazni generator V_g kratko spojiti. Međutim, njegovu otpornost R_g moramo uzeti u obzir. Na taj način dobija se ekvivalentno kolo prikazano na Sl. 7.3.13. Smatraćemo da je pojačanje operacionog pojačavača dovoljno veliko da su invertujući i neinvertujući ulazi na istom potencijalu.

Primenom metoda superpozicije izračunaćemo izlazni napon ofseta. Za $I_{B1}=0$ i $I_{B2}=0$ izlazni napon je

$$(7.3.48) \quad V'_{izos} = V_{os}(1 + R_2/R_1).$$

Za $I_{B1}=0$ i $V_{os}=0$ izlazni napon je

$$(7.3.49) \quad V''_{izos} = -R_g I_{B2}(1 + R_2/R_1).$$

Najzad za $I_{B2}=0$ i $V_{os}=0$ izlazni napon je

$$(7.3.50) \quad V'''_{izos} = R_2 I_{B1}.$$

Tada, izlazni napon ofseta je

$$(7.3.51) \quad V_{izos} = V'_{izos} + V''_{izos} + V'''_{izos},$$

odnosno

$$(7.3.52) \quad V_{izos} = V_{os}(1 + R_2/R_1) + R_2 I_{B1} - R_g(1 + R_2/R_1) I_{B2}.$$

Da bi uklonili uticaj naponskog ofseta, odnosno da bi kompenzirali napon V_{os} priključimo na red sa otpornikom R_1 bateriju napona V_K . Ovo kolo prikazano je na Sl. 7.3.14, pri čemu nije uzet u obzir strujni ofset. Analizom ovog kola dobija se

$$(7.3.53) \quad V'_{iz} = -R_2 V_K / R_1.$$

Ako ovaj izlazni napon, prouzrokovan upotrebljenom baterijom, bude po modulu jednak izlaznom na-

ponu prouzrokovanim naponskim ofsetom:

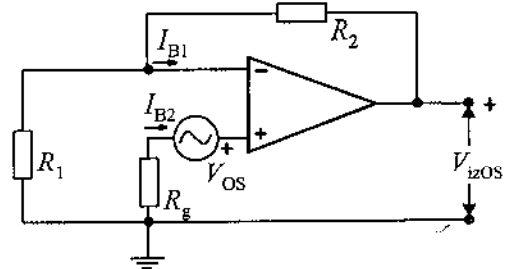
$$(7.3.54) \quad |V'_{iz}| = V'_{izos}$$

izlazni ofset napona biće jednak nuli. Uslov za kompenzaciju naponskog ofseta je

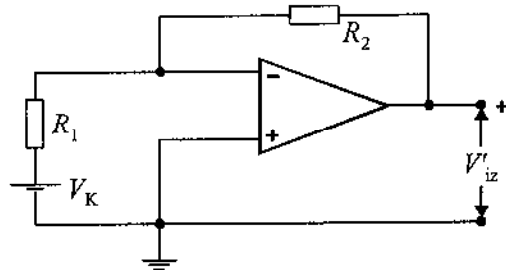
$$(7.3.55) \quad R_2 V_K / R_1 = V_{os}(1 + R_2/R_1)$$

odnosno

$$(7.3.56) \quad V_K = V_{os}(1 + R_1/R_2).$$

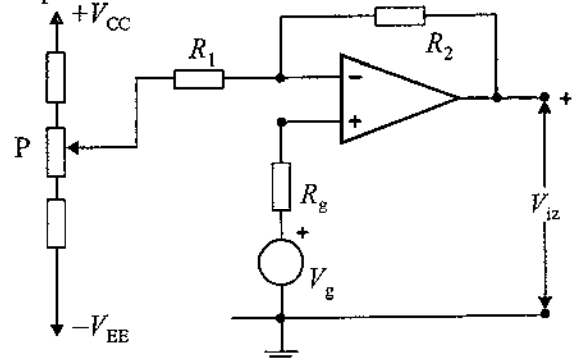


Sl. 7.3.13 Kolo za analizu uticaja ofseta



Sl. 7.3.14. Principijelno kolo za kompenzaciju naponskog ofseta

Kompenzacioni napon V_K je veoma mali, reda milivolta. Za njegovo dobijanje koristi se potencijometar vezan u kolo operacionog pojačavača kao što je to prikazano na Sl. 7.3.15.



Sl. 7.3.15 Jedno rešenje kola za kompenzaciju naponskog ofseta kod neinvertorskog pojačavača

Treba primetiti da i u kolu sa Sl. 7.3.15 kompenzacija nije laka. Zbog velikog pojačanja operacionog pojačavača teško je podesiti potrebnu vrednost napona V_K , odnosno položaj potencijometra P . Zato se proizvode operacioni pojačavači gde se kompenzacija naponskog ofseta ostvaruje u ulaznom diferencijalnom pojačavaču na način prikazan ranije na Sl. 5.9.21. Ovde je kompenzacija olakšana zbog manjeg

pojačanja. Takav operacioni pojačavač ima dodatna dva spoljna izvoda za priključenje potenciometra P .

Jednačina (7.3.52) ukazuje kako treba kompenzirati strujni ofset. On može biti smanjen odgovarajućim izborom otpornosti generatora R_g . Naime ako je

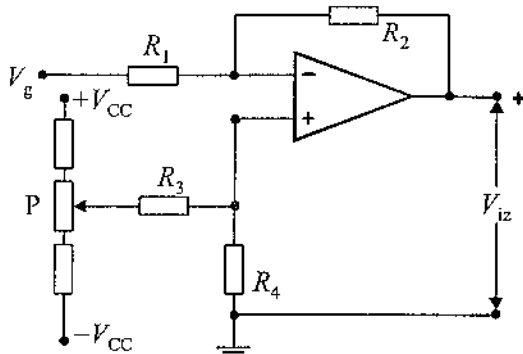
$$(7.3.57) \quad R_2 = R_g(1 + R_2/R_1),$$

odnosno

$$(7.3.58) \quad R_g = R_1 R_2 / (R_1 + R_2),$$

izlazni ofset-napon prouzrokovan strujnim ofsetom na ulazu je

$$(7.3.59) \quad \begin{aligned} V_{izos} &= V'_{izos} + V''_{izos} = \\ &= R_2(I_{B1} - I_{B1}) = R_2 I_{os}. \end{aligned}$$



Sl. 7.3.16 Kompenzacija naponskog ofseta kod invertorskog pojačavača

Ovakva kompenzacija strujnog ofseta zadovoljava praktične primene pogotovu što su struje I_{B1} i I_{B2} izuzetno male. Postupak smanjivanja ovih struja objašnjen je u odeljku 5.9.8.

Do istih zaključaka bi se došlo i u slučaju invertorskog pojačavača. Kolo za kompenzaciju naponskog ofseta prikazano je na Sl. 7.3.16.

Kompenzacija ofseta je statička kompenzacija. Ako je za $V_1 = V_2$ ukupni izlazni ofset u kompenzovanom kolu jednak nuli, on to neće biti za $V_1 \neq V_2$ jer su se radne tačke tranzistora promenile. To će isto važiti i za uticaj promena temperature. No, statička kompenzacija ofseta znatno smanjuje ofset i pri dinamičkim uslovima rada.

7.3.5 Specifikacija parametara operacionog pojačavača

Proizvođači operacionih pojačavača u svojim katalozima daju brojne parametre operacionih pojačavača. Ovde će oni biti nabrojani i objašnjeni, posebno oni o kojima ranije nije bilo reči. Biće navedene i neke brojne vrednosti. One se odnose na operacioni pojačavač Fairchild μA 741E za sobnu temperaturu i pri naponima napajanja od 15 V.

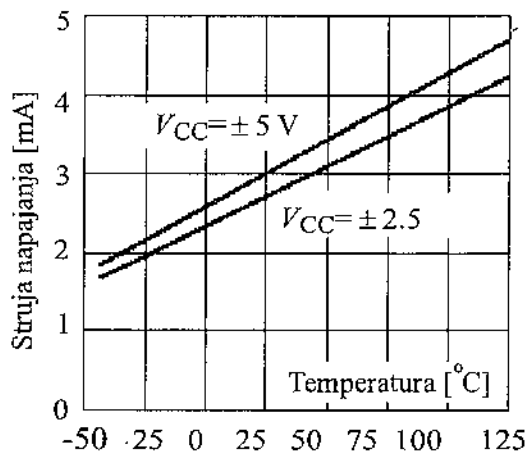
7.3.5.1 Maksimalne dopuštene vrednosti

Maksimalne dopuštene vrednosti su oni parametri

čija vrednost ne sme da se prekorači. U protivnom operacioni pojačavač bi bio oštećen.

Napon napajanja Većina operacionih pojačavača koristi dva izvora za napajanje, jedan pozitivnog napona, drugi negativnog, u odnosu na masu. Specifiraju se maksimalno dopuštene vrednosti varijacija ovih napona. Tipične vrednosti su 5 V, ali se sreću i druge kao 22 V, 15 V, 9V, 3V i sl.

Struja izvora za napajanje je veličina koja govori kolika je potrošnja operacionog pojačavača u statičkom režimu odnosno u odsustvu pobude i bez opterećenja. Ilustracije radi temperaturna zavisnost struje napajanja u funkciji temperature za dve vrednosti napona napajanja jednog operacionog pojačavača prikazana je na Sl. 7.3.17.



Slika 7.3.17 Struja napajanja pojačavača LT1812 u funkciji temperature

Vreme trajanja kratkog spoja Ovo je maksimalno vreme za koje može izlaz da bude kratko spojen na masu i maksimalno vreme za koje izlaz može biti kratko vezan za jedan od izvora napajanja. Kada je u izlaznom kolu operacionog pojačavača izvedena strujna zaštita ova vremena su neograničena.

Diferencijalni ulazni napon je maksimalna razlika ulaznih napona $V_1 - V_2$ koja se može pojačati. Daje se za unapred pretpostavljene vrednosti napona za napajanje.

Apsolutni ulazni napon su maksimalne dopuštene vrednosti napona V_1 i V_2 pojedinačno, pri pretpostavljenoj vrednosti napona izvora za napajanje.

Maksimalni izlazni napon je dozvoljena promena napona na izlazu do koje operacioni pojačavač radi linearno i ne ulazi u zasićenje (15 V za napon napajanja od 20 V).

Interna disipacija je disipacija u čipu u odsustvu signala i ona zavisi od napona napajanja. Za μA 741E pri naponima napajanja od 20 V, disipacija je tipično 80 mW. Kada se dovede pobuda disipacija raste uglavnom zbog disipacije na izlaznim tranzistorima. Maksimalna disipacija na čipu zavisi od načina izvođenja čipa ali i od načina hlađenja, odnosno od načina izvođenja kućišta u kojem je smešten čip.