

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

IVAN ĐUREK

KAKVOĆA IZLAZNIH AUDIO POJAČALA SNAGE
MAGISTARSKI RAD

ZAGREB, 2000

Magistarski rad je izrađen u Zavodu za elektroakustiku
Fakulteta elektrotehnike i računarstva.

Mentor: prof.dr.sc. Branko Somek

Magistarski rad ima: 132 stranice

Rad br.:

SADRŽAJ

1.	UVOD	1
1.1.	Kratka povijest pojačala.....	3
1.2.	Osnovne izvedbe pojačala.....	3
2.	ULAZNI STUPANJ	5
2.1.	Strminsko pojačalo.....	5
2.2.	Diferencijalno pojačalo	7
2.2.1.	Strujni izvori.....	9
2.2.2.	Strujno ogledalo (<i>current mirror</i>)	11
2.3.	Analiza različitih ulaznih stupnjeva.....	12
3.	STUPANJ NAPONSKOG POJAČALA	18
3.1.	Uloga naponskog pojačala	18
3.2.	Vrste naponskih pojačala	18
3.3.	Analiza naponskog pojačala.....	20
3.4.	Veza ulaznog stupnja i naponskog pojačala	24
4.	IZLAZNI STUPANJ	27
4.1.	Klasa A.....	30
4.1.1.	Osnovni sklopovi.....	30
4.1.2.	Proračun korisnosti.....	31
4.1.2.1	Korisnost kod reaktivnih opterećenja	35
4.1.3.	Regulacija mirne struje.....	36
4.2.	Klasa B.....	39
4.2.1.	Proračun korisnosti.....	40
4.2.1.1	Korisnost kod reaktivnih opterećenja	42
4.2.2.	Sklop s emitterskim slijedilom	43
4.2.3.	Darlingtonov spoj s komplementarnim tranzistorima.....	45
4.2.4.	Kvazi-komplementarni izlazni stupanj.....	46
4.2.5.	Paralelni spoj izlaznih tranzistora	47
4.2.6.	Izlazni stupnjevi klase B s MOSFET-ima.....	49
4.2.7.	Izvedbe izlaznih stupnjeva s MOSFET-ima.....	50
4.2.8.	Izlazni stupnjevi s IGB-tranzistorima	52
4.3.	Klasa G.....	53
4.4.	Klasa D.....	55
4.4.1.	Princip rada	55
4.4.2.	Korisnost pojačala klase D.....	56
4.4.3.	Izlazni nisko-propusni filter	58
4.4.4.	Izobličenja	59
4.5.	Dodatne izvedbe izlaznih stupnjeva.....	61
5.	STABILNOST I IZOBLIČENJA POJAČALA	63
5.1.	Povratna veza	63
5.2.	Stabilnost prednapona	65
5.3.	Stabilnost izlaznog stupnja	67

5.3.1.	Unutrašnja stabilnost izlaznog stupnja	67
5.3.2.	Vanjska stabilnost izlaznog stupnja	70
5.4.	Ukupna stabilnost pojačala	72
5.4.1.	Određivanje vrijednosti kompenzacijskog kondenzatora.....	76
5.4.2.	Dvopolna frekvencijska kompenzacija	76
5.5.	Izobličenja pojačala.....	78
5.5.1.	Preskočna izobličenja.....	78
5.5.2.	Izobličenja zbog velikog signala (pad strujnog pojačanja)	81
5.5.3.	Izobličenja zbog izbijanja baze (<i>switching distortion</i>).....	81
5.5.4.	Izobličenja zbog opterećenja naponskog pojačala	82
5.5.5.	Izobličenja zbog serijskih kapaciteta.....	83
5.5.6.	Izobličenja zbog osigurača	83
5.6.	Brzina promjene signala (<i>slew rate</i>)	84
5.6.1.	Poboljšanje brzine promjene signala.....	85
6.	ZAŠTITA POJAČALA.....	87
6.1.	Zaštita bipolarnih tranzistora	87
6.1.1.	Jednougibna (<i>single-slope</i>) i dvougibna (<i>dual-slope</i>) zaštitna metoda	90
6.2.	Zaštita MOSFET-ova.....	93
7.	TERMALNA DINAMIKA I PRORAČUN HLADNJAKA	95
7.1.	Toplinski otpor.....	95
7.2.	Proračun hladnjaka.....	98
7.3.	Prisilno hlađenje.....	99
8.	KONSTRUKCIJA NAPAJANJA	101
8.1.	Karakteristike tri vrste napajanja	101
8.2.	Izbor transformatora kod nereguliranog napajanja	102
8.3.	Ispravljački sklop	103
8.4.	Tehnike spajanja u pojačalu.....	104
9.	MJERENJA NA POJAČALIMA	105
9.1.	Izbor nazivnog opterećenja	106
9.2.	Frekvencijska karakteristika	106
9.3.	Izobličenja.....	107
9.3.1.	Linearna izobličenja	107
9.3.2.	Nelinearna izobličenja.....	108
9.3.2.1	Harmonička nelinearna izobličenja	109
9.3.2.2	Neharmonička nelinearna izobličenja.....	110
9.3.3.	Tranzijentna izobličenja	113
9.4.	Izlazna snaga i osjetljivost	115
9.5.	Odnos signal-smetnja i dinamika.....	116
9.6.	Ulazni i izlazni otpor.....	116
9.7.	Preslušavanje kanala	118
9.8.	Subjektivno ispitivanje.....	118
10.	ODABIR I PODJELA POJAČALA PO KAKVOĆI.....	119
10.1.	Klasa A.....	120
10.2.	Klasa B.....	120
10.3.	Klasa G, H.....	121

10.4. Klasa D.....	121
11. PRAKTIČNI DIO	122
11.1. Mjerenje na pojačalu.....	127
12. ZAKLJUČAK	130
13. POPIS LITERATURE	131

1. UVOD

U ovom radu biti će obrađena audio pojačala snage ili takozvana izlazna pojačala, namijenjena prvenstveno za napajanje zvučnih sustava. Ova pojačala mogu se primjenjivati i na druga trošila kao što su glave za snimanje ili slušalice.

Postoje različite podjele izlaznih pojačala, pa ćemo ovdje navesti neke od njih:

- pojačala namijenjena za studije i režijske prostore;
- profesionalna pojačala za velika ozvučenja u koncertnim dvoranama, kino dvoranama ili koncertima na otvorenom, koja se koriste za reprodukciju različitih vrsta glazbe (klasična, pop, rock,...);
- pojačala u razglasnim sustavima pretežno za govornu i glazbenu kulisu;
- visokokvalitetna pojačala za kućnu primjenu;
- pojačala za široku potrošnju.

Ova podjela određuje u širem smislu i klase pojačala s obzirom na kvalitetu koja je karakterizirana slijedećim karakteristikama:

- frekvencijskom karakteristikom amplitude;
- frekvencijskom karakteristikom faze;
- harmoničkim, intermodulacijskim i tranzijentnim izobličenjima;
- odnosom signal-smetnja;
- dinamičkim područjem;
- maksimalnom izlaznom snagom;
- korisnošću;
- faktorom prigušenja;
- stabilnosti pojačala (robusnost, toplinska izdržljivost, ovisnost o klimatskim uvjetima, ovisnost o promjeni opterećenja,...).

Svakako treba još voditi računa o složenosti izvedbe i cijeni pojačala, održavanju i pouzdanosti rada. Osvrnuti ćemo se na neke od ovih karakteristika.

Pojačalo privodi električnu snagu zvučniku koji je pretvara u akustičku. Većina današnjih zvučnika ima relativno malu korisnost u usporedbi s drugim sustavima kao na primjer električkim motorima, pa je potrebna relativno velika snaga pojačala za postizanje potrebnog intenziteta zvučnog tlaka. Kod visokokvalitetnih zvučnika kućne namjene korisnost se kreće od 0,5 do 1,5 %, tj. samo mali dio električne snage pretvara se u akustičku. Kod sustava za ozvučenje i razglasnih sustava u kojima se primjenjuju zvučnici s trubom korisnost se kreće od 5 do 15 %. Za zvučnike kod kojih je osjetljivost oko 90 dB/W na udaljenosti 1 m korisnost je oko 1% za 4π radijana u prostoru. Može se reći da se snaga pojačala kreće ovisno o namjeni i veličini sustava od 20 W do nekoliko kW.

Karakteristike pojačala navode se za određena opterećenja, najčešće 4 i 8 Ω . Kako realni zvučnici nemaju čisto ohmski otpor, nego imaju i reaktivne komponente, ova kompleksna impedancija uvjetuje i posebne zahtjeve na izlazna pojačala, jer ona znatno odstupa od nominalne vrijednosti trošila od 4 ili 8 Ω . Radi toga, potrebno je

posvetiti posebnu pažnju pri povezivanju pojačala i zvučnih sustava. Pojačalo je obično smješteno na nekoj udaljenosti od zvučnika (naročito kod koncerata na otvorenom), pa je potrebno voditi računa o električkim vodovima između pojačala i zvučnika, ali i konektorima, jer se sve to nalazi u prijenosnom lancu.

Prema IEC standardu, impedancije zvučnika ne bi se smjele mijenjati za više od 20% od nazivne impedancije u cijelom frekvencijskom području. Na primjer impedancija zvučnika nazivne vrijednosti 4Ω ne bi se smjela smanjiti ispod $3,2 \Omega$.

Promjenom razine i faze opterećenja povećava se i disipacija na pojačalu, a i stabilnost izlaznog stupnja može biti narušena.

Osim pasivnih zvučnih sustava, postoje i takozvani aktivni zvučnički sustavi. U tim su sustavima pasivne električke skretnice, koje dijele čujno područje u ovisnosti o broju i vrsti zvučnika, zamijenjene aktivnim filtrima – skretnicama. Za svako frekvencijsko područje postoji zasebno pojačalo snage i zvučnik, koji čine ukupni aktivni zvučnički sustav. Osim iz linijskih analognih ulaza, aktivni zvučnički sustavi mogu imati i digitalne ulaze, tako da mogu direktno primati PCM signal iz recimo CD uređaja, čime se eliminiraju smetnje koje bi se mogle pojaviti kod prijenosa analognim sustavom, a dinamika signala ostaje velika. Zbog toga u aktivnom sustavu mora postojati digitalno-analogni pretvornik.

Visokokvalitetno izlazno pojačalo treba biti takvo da ulazni napon mora biti točno prenesen sa ulaza pojačala prema izlazu, bez ikakvih modifikacija što se tiče faze, tranzijentnog prijenosa i frekvencijske karakteristike, bez obzira na promjenu opterećenja. Jedina promjena na signalu trebala bi biti promjena amplitude ulaznog signala.

U ovom radu biti će opisani i obrađeni stupnjevi pojačala snage, ulazni stupanj, naponsko pojačalo i različiti izlazni stupnjevi. Svaki od ovih stupnjeva utječe na ukupne karakteristike pojačala. Također će biti obrađene i neke praktične izvedbe, kao što je na primjer odabir načina hlađenja, odabir poluvodiča i odabir vrste napajanja i dr.

Najveća je pažnja posvećena trima klasama pojačala. Prve dvije su klasa A i klasa B, koje čine osnovu za sve ostale klase. Treća je klasa D koja se skoro u potpunosti razlikuje od ostalih, jer se radi o posebnom načinu rada.

U sklopu ove radnje konstruirano je i izvedeno dvokanalno pojačalo na kojemu su primijenjena opisana znanja i provedena mjerenja.

1.1. Kratka povijest pojačala

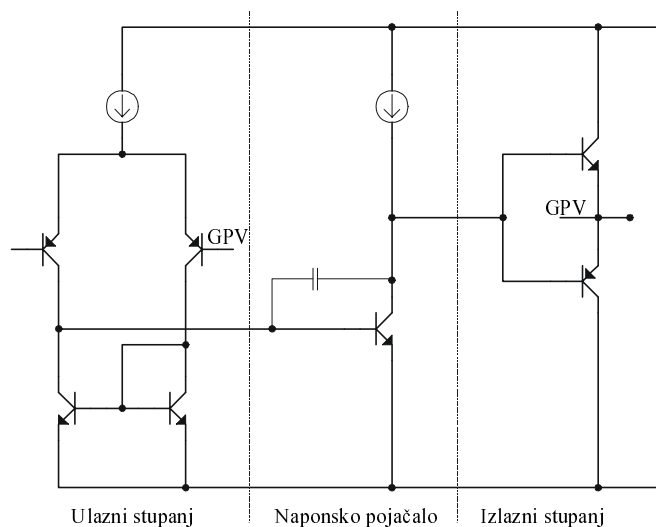
Prva komercijalna pojačala koja su koristila cijevi radila su u klasama A i AB. Ona su se masovno koristila do početka 60-tih godina, odnosno do pronalaska tranzistora. Prvi tranzistori korišteni u izradi audio pojačala su bili germanijski. Problem s prvim germanijskim tranzistorima je bio da su bili preosjetljivi na visoke temperature, koje su se neizbježno javljale u izlaznim stupnjevima. Prvi silicijski tranzistori bili su NPN. U početku su korišteni, kao i germanijski, u pojačalima koja su imala na izlazu transformator. Najveći nedostatak transformatora je bila relativno visoka cijena, ako se htjelo imati kvalitetan transformator.

Prva pojačala koja nisu imala transformator na izlazu su imala kvazi-komplementarni spoj.

Komplementarni tranzistori su se pojavili krajem 60-tih, što je omogućilo konstrukciju simetričnih pojačala koja su imala daleko manja izobličenja od kvazi-komplementarnih izlaznih stupnjeva.

1.2. Osnovne izvedbe pojačala

Većina današnjih komercijalnih pojačala sastoji se od dva ili tri stupnja, koji se razlikuju od proizvođača do proizvođača, po načinu izvedbe i rada.



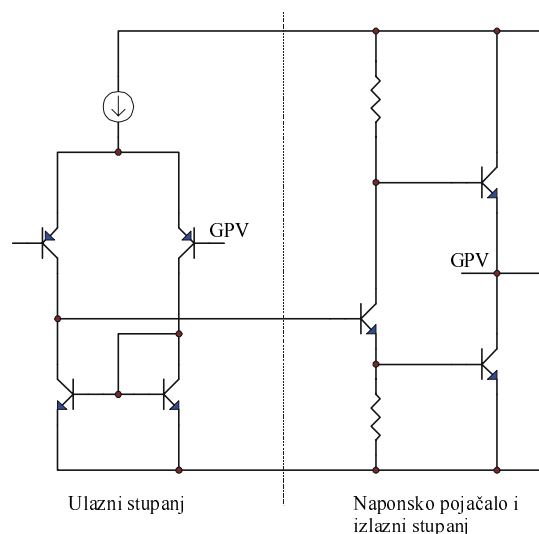
Slika 1.1 Trostupanjsko pojačalo.

Trostupanjsko pojačalo. Izvedba ovog pojačala prikazana je na slici 1.1. Prvi stupanj je takozvano strmnsko pojačalo ili diferencijalni stupanj. To znači da se ulazni napon pretvara u pojačani strujni signal. Drugi stupanj je naponsko pojačalo, gdje se odvija ukupno pojačanje napona. Treći dio je izlazni stupanj, po kojem se određuju klase pojačala.

Ova izvedba ima veliku prednost, jer se može zanemariti utjecaj jednog stupnja na drugi i obrnuto. Na primjer, na ulazu u naponsko pojačalo imamo jako malu razinu signala, zbog strmnskog pojačala u prethodnom stupnju. Na ovaj način se smanjuje utjecaj Millerovog efekta i Earlyjevog efekta u izlaznom stupnju. Pojačanje ove izvedbe skoro u potpunosti ovisi o pasivnim elementima u globalnoj

povratnoj vezi (GPV). Kompenzacija Millerovog efekta je također jednostavna uz pomoć kapaciteta u naponskom pojačalu koji se nalazi u lokalnoj povratnoj vezi.

Kako se ova izvedba koristi u skoro 99% slučajeva njoj će biti obraćena najveća pažnja. Svaki od tri stupnja biti će obrađen u zasebnom poglavlju.



Slika 1.2 Dvostupanjsko pojačalo.

Dvostupanjsko pojačalo. Sklop na slici 1.2 predstavlja ovu izvedbu pojačala, u kojoj ulazni stupanj također radi kao strminsko pojačalo, a naponsko pojačalo i izlazni stupanj su spojeni u jednu cjelinu, odnosno pojačanje napona i struje odvija se u istom stupnju. U ovom sklopu drugi stupanj igra ulogu faznog djelitelja i naponskog pojačala. Ova izvedba se koristila kod cijevnih pojačala. Kod ove izvedbe je teže izračunati pojačanje, jer ono ovisi o strmini ulaznog stupnja, o kolektorskom opterećenju ulaznog stupnja i pojačanju izlaznog stupnja, koje dosta ovisi o promjeni opterećenja. Kompenzacija Millerovog efekta je također kompleksnija zbog većeg napona na ulazu naponskog pojačala.

Iako se na prvi pogled čini da ova izvedba ima manje elemenata, s druge strane izvedba je kompleksnija i ima slabije karakteristike u usporedbi s trostupanjnim pojačalom.

2. ULAZNI STUPANJ

Ulazni stupanj je prvi stupanj u audio pojačalima snage. Njegova osnovna funkcija je pretvaranje naponskog signala iz određenog izvora (predpojačalo, CD, MD,...) u odgovarajući pojačan strujni signal, koji se usmjerava prema naponskom pojačalu. Osim njegovog djelovanja kao strminskog pojačala (pretvaranje napona u struju), također postoje i ostala područja kritična za rad ulaznog stupnja. Mora raditi kao dobro prilagođenje (*buffer*) ulaznom signalu, mora pokazati dobru otpornost na promjenu napona napajanja (*power supply rejection ratio - PSRR*), prijenosna funkcija mu mora biti linearna, te njegov vlastiti šum mora biti što manji (ulazni stupanj velikim dijelom određuje odnos signal-smetnja pojačala snage).

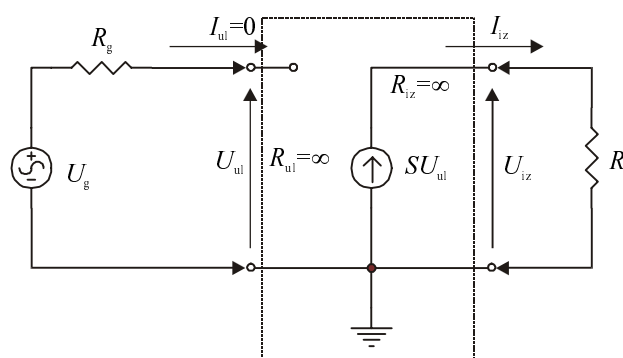
Kako bi se ispunili ovi visoki zahtjevi visokokvalitetnih ulaznih stupnjeva, konstruirane su različite izvedbe ulaznih stupnjeva.

2.1. Strminsko pojačalo

Kako samo ime govori radi se o pojačalu koje ulazni napon pretvara u pojačani strujni signal, odnosno prijenosna funkcija definirana je odnosom izlazne struje i ulaznog napona. Dakle, promjena ulaznog napona izaziva promjenu izlazne struje. Idealno strminsko pojačalo prikazano je na nadomjesnoj shemi na slici 2.1. Na ulaz se dovodi signal U_{ul} iz generatora signala U_g . Kako je ulazni otpor idealnog strminskog pojačala beskonačno velik, ulazni napon U_{ul} jednak je naponu U_g . U izlaznom krugu se nalazi idealni naponom upravljani strujni izvor koji trošilu R_T daje struju:

$$I_{iz} = S \cdot U_{ul} = S \cdot U_g \neq f(R_T) \quad (2.1)$$

odnosno struju neovisnu o trošilu. Faktor proporcionalnosti S je strmina pojačala, koja se označuje u mA/V. Kod idealnog strminskog pojačala ova je veličina neovisna o otporu trošila i frekvenciji signala.



Slika 2.1 Idealno strminsko pojačalo.

Napon na trošilu sa slike 2.1 može se izraziti kao:

$$U_{iz} = I_{iz} R_T = S U_{ul} R_T = S U_g R_T = f(R_T). \quad (2.2)$$

Idealno strminsko pojačalo ima dakle naponsko pojačanje:

$$A_v = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = SR_T = f(R_T). \quad (2.3)$$

Za razliku od idealnog strminskog pojačala, realno strminsko pojačalo ima konačni ulazni otpor R_{ul} i konačni izlazni otpor R_{iz} (slika 2.2). Iz ulaznog kruga slijedi da je:

$$U_{ul} = U_g \frac{R_{ul}}{R_{ul} + R_g} < U_g \quad (2.4)$$

a iz izlaznog kruga da je:

$$I_{iz} = S \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_T} U_{ul} = f(R_T). \quad (2.5)$$

Sada se strmina realnog pojačala može izraziti kao:

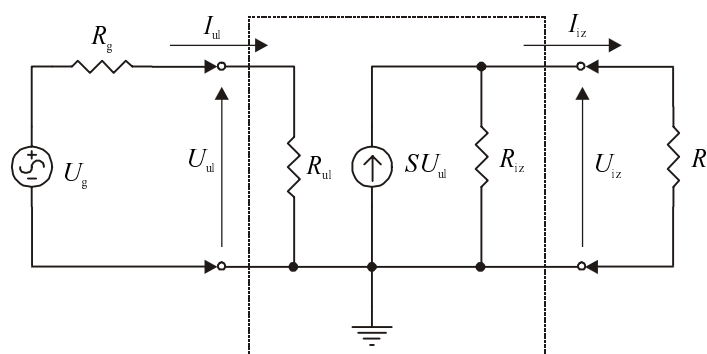
$$S_r = \frac{I_{iz}}{U_{ul}} = S \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_p} = f(R_p). \quad (2.6)$$

Iz gornje relacije se vidi da realna strmina ovisi o otporu trošila.

Ako se strmina definira u odnosu na napon generatora signala U_g , tada dobivamo:

$$S_{rg} = \frac{I_{iz}}{U_g} = S \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_T} \cdot \frac{R_{ul}}{R_{ul} + R_g}. \quad (2.7)$$

Iz gornjih relacija se može zaključiti da će se realno strminsko pojačalo tim više približavati idealnome što su u većoj mjeri ispunjeni uvjeti $R_{ul} \gg R_g$ i $R_{iz} \gg R_T$.



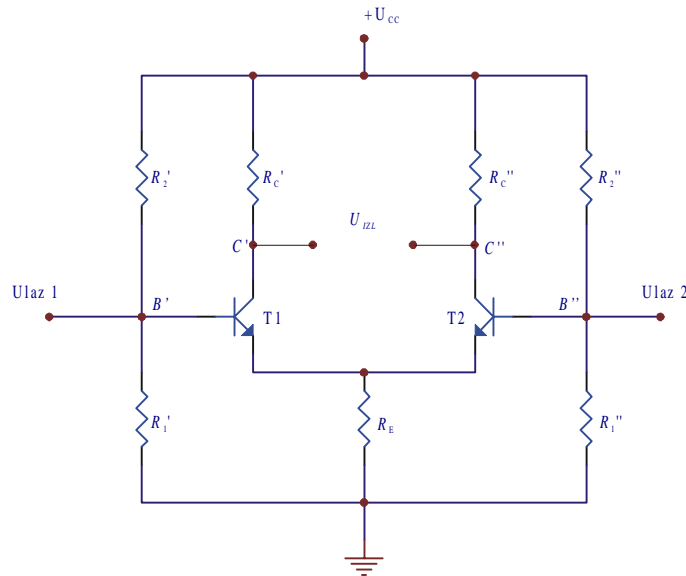
Slika 2.2 Realno strminsko pojačalo.

2.2. Diferencijalno pojačalo

Primjena diferencijalnih ulaznih stupnjeva s jakim negativnom globalnom povratnom vezom jedna je od najefikasnijih metoda temperaturnog kompenziranja pojačala snage. Najveću točnost i stabilnost imaju paralelna diferencijalna pojačala s dopunskim kompenziranjem ostvarenim s pomoću lokalnih povratnih veza i nelinearnih elemenata.

Diferencijalna pojačala, kojima su pojačivački elementi na jednakoj temperaturi okoline, daju znatno manje kolebanje karakteristika od drugih tipova pojačala, ali je zato potrebno provesti pojedinačni odabir (uparivanje) tranzistora.

Shema diferencijalnog pojačala prikazana je na slici 2.3.



Slika 2.3 Diferencijalno pojačalo.

Glavno svojstvo diferencijalnog pojačala je da na svojem izlazu, između točaka C' i C'' daje napon razmjernan razlici ulaznih signala dovedenih u točke B' i B'' . To je važno za postizanje minimalne temperaturne promjene parametara aktivnih i pasivnih elemenata. Naime, kod postignute potpune simetrije obiju grana ulaznog diferencijalnog stupnja, neželjeni signali koji se pojave na oba diferencijalna ulaza, biti će zbog toga poništeni na izlazu.

O tome kakva je kvaliteta diferencijalnog pojačala govori nam faktor potiskivanja istovrsnih signala (*common mode rejection ratio*) δ , koji se pojave na oba diferencijalna ulaza.

Uz postignutu simetriju obiju grana diferencijalnog pojačala izlazni napon je jednak:

$$U_{IZL} = K(U_{UL1} - U_{UL2}), \quad (2.8)$$

gdje je K konstanta ovisna o pojačanju tranzistora.

Idealno diferencijalno pojačalo dalo bi za $U_{UL1} = U_{UL2}$ izlazni signal 0.

Označimo istovrsni signal na obje baze s U_{CM} . Pojačanje A_{CM} za istovrsni signal, za realno pojačalo, bilo bi također nula, kada bi otpor RE bio neizmjeran. Ako RE ima konačnu, ali dovoljno veliku vrijednost, i strujno pojačanje tranzistora je

dovoljno veliko, bilo bi pojačanje za jedan tranzistor:

$$A_{CM} = \frac{U_{IZL}}{U_{CM}} \neq 0. \quad (2.9)$$

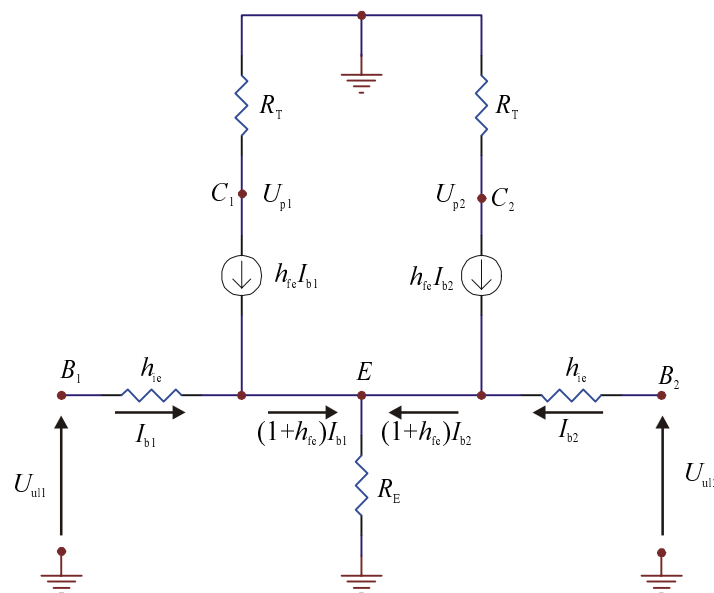
Za ulazne signale jednake po amplitudi i suprotne po fazi, $U_D/2$ i $-U_D/2$, diferencijalno je pojačanje:

$$A_D = \frac{U_{IZL}}{U_D}. \quad (2.10)$$

Faktor potiskivanja zajedničkog signala definira se kao:

$$\delta = \frac{A_D}{A_{CM}} \quad (2.11)$$

i označava odnos diferencijalnog pojačanja i pojačanja istovrsnog signala. Idealno diferencijalno pojačalo imalo bi $\delta = \infty$.



Slika 2.4 Nadomjesna shema diferencijalnog pojačala.

Nadomjesna shema diferencijalnog pojačala prikazana je na slici 2.4. Prema toj slici moguće je izraziti pojačanje istovrsnog signala za jedan tranzistor kao:

$$A_{CM} = \frac{U_{p1}}{U_{ul1}} = -\frac{h_{fe} R_T}{h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_E}. \quad (2.12)$$

Ovaj izraz vrijedi pod uvjetom da su tranzistori potpuno jednaki.

Pojačanje signala jednakih po amplitudi i različitih po fazi možemo izraziti kao:

$$A_D = \frac{U_{p1}}{U_D} \bigg|_{U_{ul1} = -U_{ul2}} = \frac{U_{p1}}{U_{ul1} - U_{ul2}} = \frac{U_{p1}}{2U_{ul1}} = -\frac{h_{fe}R_P}{2h_{ie}}. \quad (2.13)$$

Iz gornjih izraza možemo dobiti jednadžbu za faktor potiskivanja:

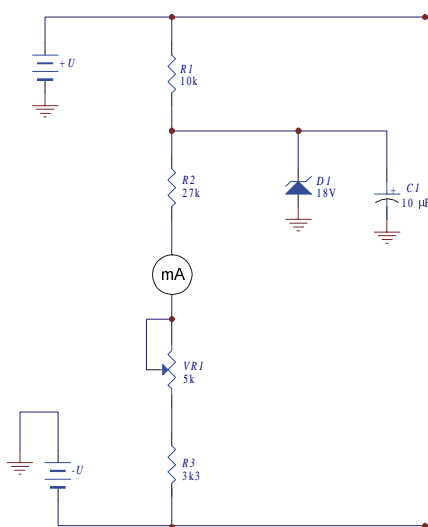
$$\delta = \frac{A_D}{A_{CM}} = \frac{1}{2} + (1 + h_{fe}) \frac{R_E}{h_{ie}} \quad (2.14)$$

Za ostvarivanje visokog faktora potiskivanja zajedničkog signala, otpor RE u emiterima diferencijalnog pojačala mora imati vrlo veliku vrijednost. To bi uzrokovalo veliki pad istosmjernog napona na njemu, odnosno za normalan režim rada sklopa napon napajanja bi trebao biti velik. Zbog toga umjesto otpornika treba upotrijebiti nelinearni aktivni element koji ima veliki dinamički i mali statički otpor. Takva svojstva posjeduje strujni izvor koji se stavlja umjesto otpornika RE .

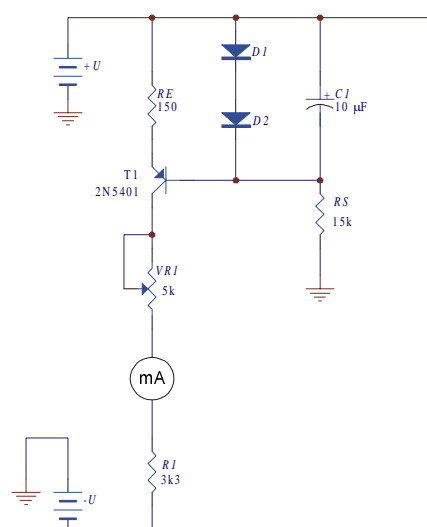
2.2.1. Strujni izvori

Strujni izvori imaju vodeću ulogu u velikoj većini audio pojačala, naročito kod ulaznih stupnjeva. Oni se općenito koriste za snabdijevanje strujom ulaznih diferencijalnih parova, poboljšavajući stabilnost, brzinu, pojačanje i potiskivanje istovrsnih signala.

Slika 2.5 prikazuje pseudo-stalni strujni izvor. U stvarnosti, ovaj sklop se sastoji od otpornika relativno velike vrijednosti, koji se nalazi u paraleli s reguliranim naponskim izvorom. Otpornik $R1$ i zener-dioda $D1$ čine jednostavan naponski regulator, gdje $C1$ služi za izgladivanje promjene napona napajanja. Izvedba ovog sklopa je daleko od idealne, odnosno potrebne za kvalitetne ulazne stupnjeve. Promjenom opterećenja $VR1$, struja se kroz njega mijenja za oko 305 μA , što je previše ako se želi postići kvaliteta.



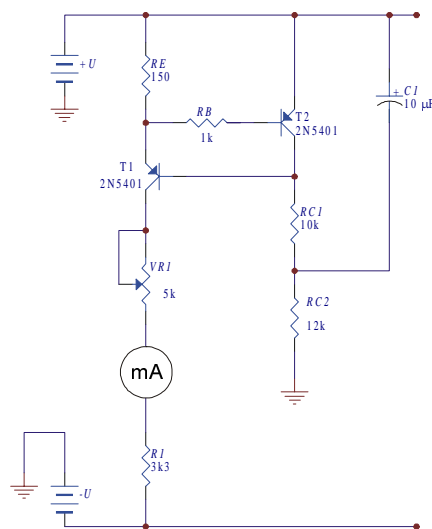
Slika 2.5 Pseudo-stalni strujni izvor sa zener-diodom.



Slika 2.6 Strujni izvor s tranzistorom i diodom.

Slika 2.6 prikazuje bolju izvedbu strujnog izvora, koja se sastoji od dvije diode $D1$ i $D2$, koje rade kao naponski regulatori. Kroz njih struja teče u jednom smjeru, od napona napajanja prema nultom potencijalu kroz otpornik RS . Pad napona na ove dvije diode, koji otprilike iznosi 1,4 V, narinut je na bazu tranzistora $T1$ i filtriran sa $C1$. Napon između baze i emitera (U_{be}) od $T1$ otprilike poništava pad napona jedne diode, tako da imamo pad napona od 0,7 V preko otpornika RE . Ovaj napon preko otpornika od 150Ω određuje emittersku struju i drži je stalnom na otprilike 4,7 mA. Kolektorska struja je zbog toga također stalna i jednaka emitterskoj. Ovaj sklop je puno stabilniji jer je jednaka promjena opterećenja uzrokovala promjenu struje od samo $24 \mu\text{A}$. Usporedba sa sklopom na slici 2.5 pokazuje daleko bolje karakteristike ovog sklopa. Osim toga unutrašnji otpor dioda je manji od zener-diode, što poboljšava svojstva ulaznog stupnja na promjene opterećenja i napona napajanja. Promjenom otpornika RE može se dobiti izvor bilo koje struje, s najmanjom praktičnom vrijednošću od 50Ω (gdje odnos RE/I_c postaje nelinearan). Otpornik RE se također može zamijeniti potenciometrom, ako je potrebno fino podešavanje mirne struje kroz ulazni diferencijalni par.

Slika 2.7 predstavlja drugačiji pristup izradi strujnog izvora. Kada se sklop priključi na napon, struja teče kroz RE preko spoja baze i emitera tranzistora $T1$, i $RC2$, $RC1$ prema uzemljenju. Struja kroz otpornik RE stvara pad napona dovoljan da uključi tranzistor $T2$ (oko 0,67 V), i $T2$ počinje voditi struju kroz $RC2$ i $RC1$. Kolektorska struja od $T2$ počinje "krasti" struju iz baze od $T1$ proporcionalno padu napona na RE . Ako napon na RE poraste, $T2$ uzima više struje iz baze od $T1$, držeći napon na RE konstantnim. Ako se dogodi obratno i napon na RE počne padati, manja struja kroz $T2$ omogućuje više struje u bazu od $T1$, tako da napon na RE ostaje opet konstantan. Tako emitterska struja od $T1$ ostaje stalna. Ova izvedba je bolja od obje prijašnje, jer dva tranzistora imaju bolja svojstva na promjene napona nego dioda s tranzistorom i zener-diode. Promjena opterećenja uzrokuje promjenu struje od samo $3,6 \mu\text{A}$.



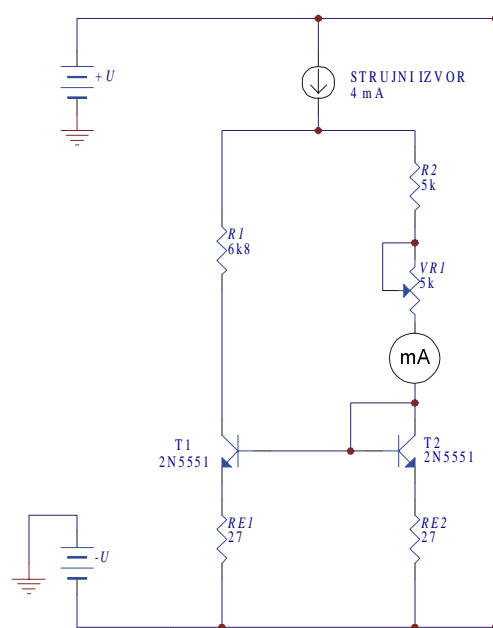
Slika 2.7 Strujni izvor s dva tranzistora.

Ako se usporede ove tri izvedbe očito je kako zadnja daje najbolje rezultate. No, može se raspravljati kao zadnji sklop ne daje puno veće poboljšanje od sklopa na slici 2.6. Kao što ćemo vidjeti u nadolazećim poglavljima, koja obrađuju različita opterećenja i brzinu promjene signala (*slew rate*), ova je tvrdnja djelomično točna.

2.2.2. Strujno ogledalo (*current mirror*)

Da bi diferencijalno pojačalo stvaralo najmanja izobličenja, odnosno imalo ukupno dobre karakteristike, mora biti postignuta ravnoteža ulaznih grana pojačala. To znači da bi osim jednakih karakteristika aktivnih i pasivnih elemenata, trebalo u granama osigurati protok jednake struje. Na taj način će i tranzistori imati jednake radne točke. Strujno ogledalo osigurava da struja kroz grane ostane jednaka i kod promjene opterećenja ulaznog stupnja.

Primjena strujnog ogledala kao kolektorskog opterećenja za diferencijalni ulazni stupanj daje vidljivo poboljšanje u linearnosti i udvostručuje najveću izlaznu struju i brzinu promjene signala. Strujna ogledala također mogu pružiti zaštitu od prevelikog napona napajanja, što povećava otpornost na promjene napona napajanja.



Slika 2.8 Strujno ogledalo.

Slika 2.8 prikazuje strujno ogledalo, s dva tranzistora T1 i T2, i otpornicima RE1 i RE2. Ako se VR1 postavi na najveću vrijednost kroz njega će teći struja od 2 mA. Ako se vrijednost VR1 smanji na 1,5 kΩ (ukupni otpor u toj grani će biti smanjen s 10 kΩ na 6,5 kΩ), struja kroz opterećenje neće se promijeniti, odnosno ostati će na 2 mA. Bez strujnog ogledala struja bi se mijenjala između 1,6 mA i 2,03 mA. No, glavna karakteristika strujnog ogledala nije držanje struje stalnom, nego jednaka raspodjela struje iz strujnog izvora u obje diferencijalne grane (na primjer strujni izvor koji daje 4 mA, raspodijeliti će struju na 2 mA u svaku granu). Drugim riječima, strujno ogledalo izjednačava protok struje kroz dvije električki nejednake grane.

Diferencijalno pojačalo s električki nejednakim granama imati će jako nelinearnu karakteristiku, što uzrokuje povećana harmonička i neharmonička izobličenja. Kod diferencijalnog pojačala s električki jednakim granama nelinearnost jednog tranzistora poništava se nelinearnošću drugog tranzistora i obrnuto. Ako grane pojačala, zbog promjene temperature, postanu električki nejednake, nelinearnosti jednog tranzistora doći će više do izražaja. Da bi se dobili optimalni rezultati potrebno je držati strujnu jednakost unutar 1 posto. Ako su dva tranzistora iz strujnog ogledala savršeno komplementarni, strujna jednakost se može držati unutar 0,1 posto.

Rad strujnog zrcala je relativno jednostavan. Zamislimo da otpornici $RE1$ i $RE2$ nisu u krugu i da su emiteri od T1 i T2 direktno spojeni na negativno napajanje. Spajanje kolektora od T2 na bazu od T2 prisiljava struju da teče kroz spoj baze i emitera od T2. Na taj način tranzistor T2 radi kao dioda. Budući da je napon između kolektora i baze u ovom slučaju jednak nuli i da je spoj baza-emiter spojen propusno, tranzistor T2 radi na granici normalnog aktivnog područja i područja zasićenja. Pošto je napon kolektor-emiter tranzistora T2 jednak naponu baza-emiter tranzistora T1 i da je kolektor tranzistora T2 kratko spojen s bazom tranzistora T1, naponi baza-emiter oba tranzistora biti će jednaki. Ako su tranzistori jednaki kroz njih će teći jednaka struja. Struja kroz opterećenje VRI može se napisati kao:

$$I_1 = I_{C2} + 2 \cdot I_B = (b + 2) \cdot I_B. \quad (2.15)$$

Kolektorska struja kroz tranzistor T1 iznosi:

$$I_{C1} = b \cdot I_B \quad (2.16)$$

pri čemu je zanemarena struja I_{CE0} zbog njene male vrijednosti. Iz gornjih relacija može se izvesti izraz:

$$\frac{I_{C1}}{I_1} = \frac{b}{2 + b}. \quad (2.17)$$

S obzirom na činjenicu da je faktor strujnog pojačanja tranzistora $b \gg 2$, iz gornjeg izraza izlazi da će struje kroz obje grane biti jednake ($I_{C1} \approx I_{VRI}$).

U realnosti teško je naći dva potpuno jednaka tranzistora, tako da se uvode emitterski otpornici, kako bi se poništile razlike u tranzistorima. Vrijednosti otpornika se izračunavaju uz pretpostavku mirne struje i pada napona na njima od 50 mV. Na primjeru slike 2.8 kroz obje grane teći će struja od 2 mA, tada će vrijednost otpora biti oko 25 Ω , odnosno uzima se standardna vrijednost od 27 Ω . [4]

2.3. Analiza različitih ulaznih stupnjeva

Slika 2.9a prikazuje sklop za ispitivanje i analizu ulaznog stupnja, sa spomenutim promjenama. Analiza ovog i ostalih sklopova provedena je u programu "Electronics Workbench 5.0".

Nije moguće odvojeno ispitivati i analizirati ulazni stupanj, jer on ovisi o ostalim stupnjevima pojačala i povratnoj vezi. Cjelokupno se naponsko pojačanje odvija u naponskom pojačalu (umnožak ak strujnog pojačanja tranzistora u naponskom pojačalu i njegovog kolektorskog opterećenja). Tranzistor za prednapon, koji najčešće spojen s kolektorom tranzistora T3 (slika 2.9a) služi samo za smanjenje preskočenih izobličenja izlaznog stupnja, tako da nema utjecaja na rad ulaznog stupnja i naponskog pojačala, pa ga može izostaviti. Pošto je globalna negativna povratna veza koja se dovodi na bazu od T2 naponska povratna veza, cijeli izlazni stupanj nema utjecaja na ostale stupnjeve pojačala. Pošto se naponsko pojačanje ne događa u izlaznom stupnju, napon na kolektoru tranzistora T3 je praktički jednak izlaznom naponu. Zbog toga može izostaviti izlazni stupanj, te sklop za generiranje prednapona, a povratnu vezu može uzeti s kolektora od T3. [4]

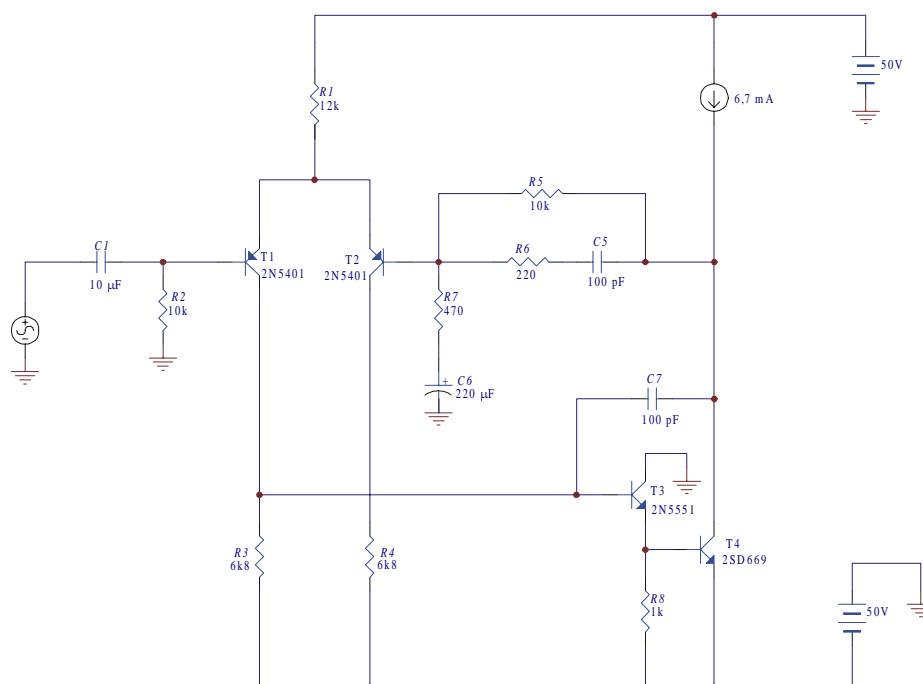
Naponsko pojačalo se sastoji od kondenzatora $C7$ (CC kondenzator), tranzistora $T3$ i $T4$, otpornika $R8$ i izvora struje od $6,7$ mA. Povratna veza se sastoji od $R5$, $R6$, $C5$, $R7$, $C6$. Ulazni stupanj na slici 2.9a je jednostavno diferencijalno pojačalo. Ova izvedba se često koristila u 70-im godinama za kućne uređaje i instrumentalna pojačala. Vrijednost otpornika $R1$ je tako odabrana da na njemu bude pad napona od 50 V (napon napajanja), što daje struju od $4,1$ mA. U pravilu otpornici $R3$ i $R4$ se uzimaju tako da imaju pola vrijednosti od $R1$. [4] Razina ulaznog signala je podešena tako da na kolektoru imamo napon od 94 Vpp. Uz navedeni napon napajanja to je najveći napon koji možemo dobiti na izlazu.

Na slici 2.9b prikazane su frekvencijske karakteristike parnog i neparnog harmonika. Na ordinati je prikazan napon u voltima, a na apscisi frekvencija. Lijevi dijagram prikazuje razinu parnog harmonika, s primjetnim porastom izobličenja brzinom od 6 db/okt iznad 500 Hz. Ovaj porast parnog harmonika je zbog smanjenja pojačanja i gubitka linearnosti, koji je nastao zbog smanjenja negativne povratne veze.

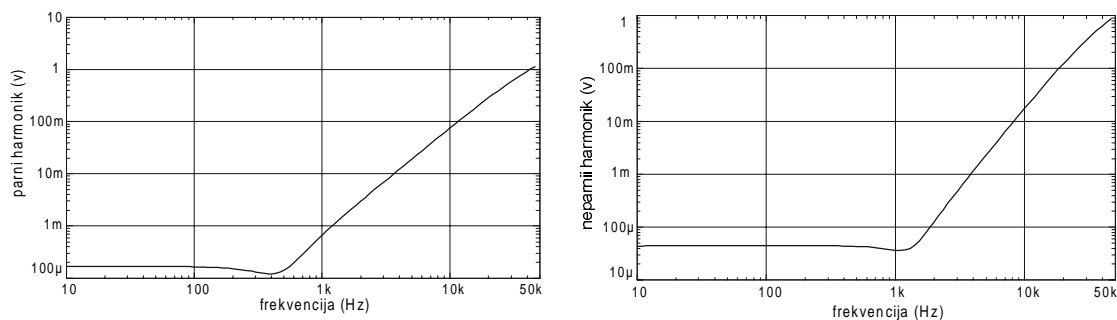
Desni dijagram prikazuje ovisnost neparnog harmonika o frekvenciji. Neparni harmonici su posljedica nejednakog ulaznog tranzistorskog para, i zbog nemogućnosti snabdijevanja naponskog pojačala s dovoljno struje (kondenzator CC) s porastom frekvencije. Kombinacija ove dvije pojave uzrokuje porast neparnih harmonika puno brže od parnih. Ovaj porast kreće od otprilike 1 kHz što nam kazuje da porast neparnih harmonika nije uzrokovan slabljenjem povratne veze.

Ako ponovo pogledamo sliku 2.9a problem pada linearnosti zbog gubitka negativne povratne veze može se smanjiti primjenom lokalne negativne povratne veze u ulazni stupanj. To se može postići dodavanjem otpornika u seriju s emiterima ulaznog tranzistorskog para.

Iako vizualno ulazne diferencijalne grane izgledaju električki jednako, one to nisu, jer će kolektorsko opterećenje tranzistora $T1$ uzrokovati veliku električku nejednakost.



Slika 2.9a Uobičajeni izgled ulaznog diferencijalnog stupnja.



Slika 2.9b Analiza parnog i neparnog harmonika sklopa na slici 2.9a.

Ako otpornike $R3$ i $R4$ zamijenimo sa strujnim zrcalom, tri problema će biti riješena. Problem male ulazne struje naponskog pojačala će praktički nestati. Strujno zrcalo držati će ulazni tranzistorski par u ravnoteži, tako da se strmina poveća (to nam dozvoljava veću emitorsku degeneraciju ulaznog para), te potpuno eliminira pojavu izobličenja zbog neparnih harmonika.

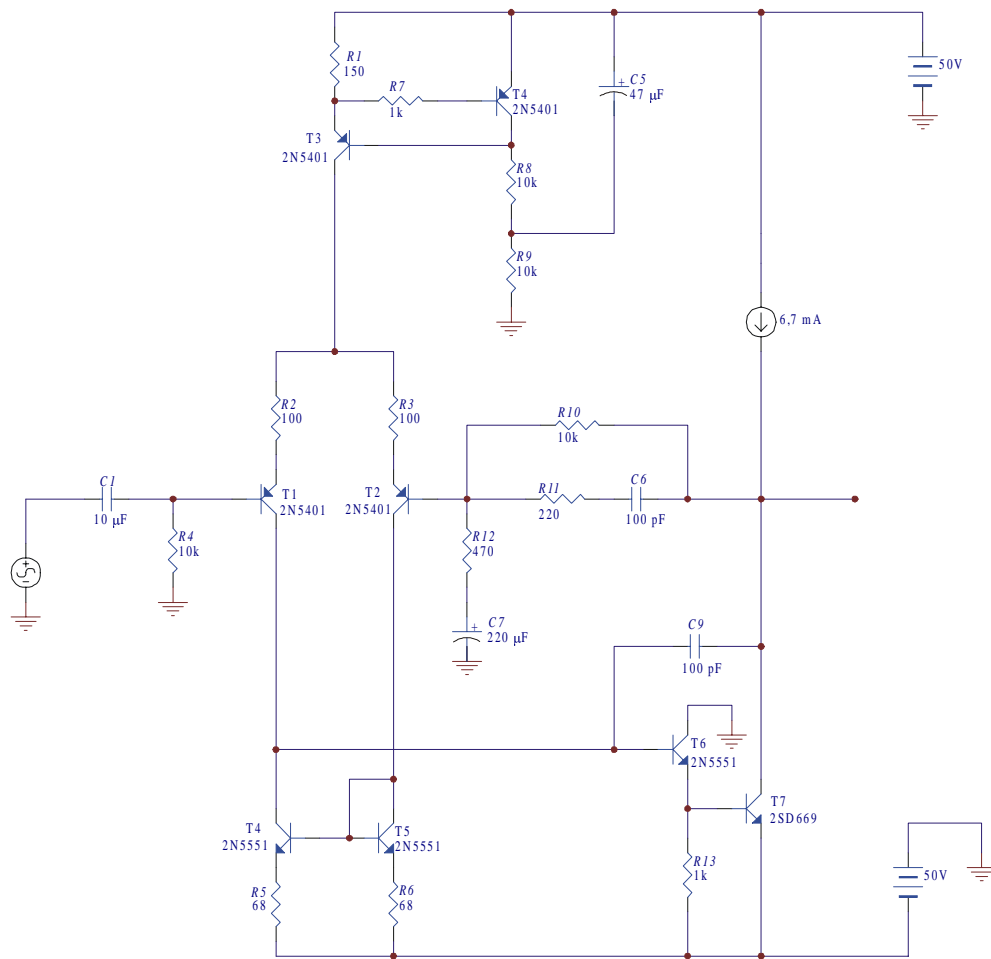
Slika 2.10a prikazuje ulazni stupanj sa spomenutim poboljšanjima. Prvo je uveden aktivni strujni izvor ($T3$, $T4$, $R1$, $R7$, $R8$, $R9$, $C5$). Ulaznom tranzistorskom paru su dodani emitorski otpornici $R2$ i $R3$. I na kraju, uvedeno je strujno zrcalo ($T4$, $T5$, $R5$, $R6$). Sve ostale vrijednosti su ostale nepromijenjene.

Za razliku od sklopa na slici 2.9a, ulazni stupanj na slici 2.10a daje puno bolje rezultate. Dijagrami na slici 2.10b otkrivaju da je parni harmonik na frekvenciji 50 kHz oko 9000 puta manji nego na slici 2.9b. Neparni harmonik se smanjio za otprilike 4200 puta.

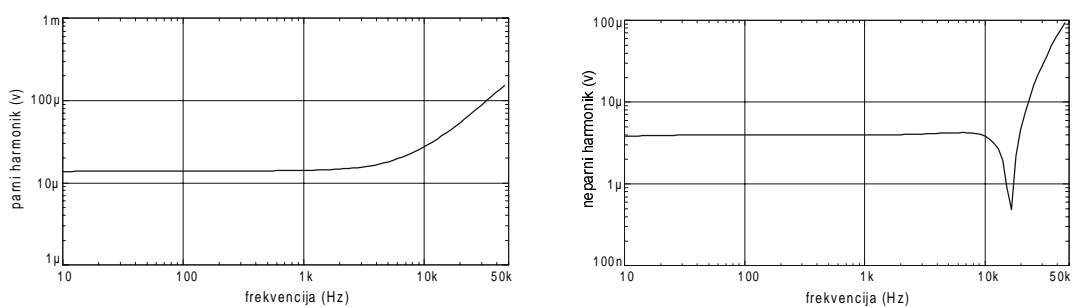
Parni harmonik počinje blago rasti iznad 5000 Hz. To je zbog toga što nije napravljena nikakva promjena što se tiče frekvencije dominantnog pola ($F1$). Ona ovisi o vrijednosti kondenzatora $C9$ i naponskog pojačanja naponskog pojačala.

Neparni harmonik se ne mijenja do otprilike 12 kHz, kada počinje naglo rasti. To je zbog toga, što su neparni harmonici posljedica slabe električne jednakosti ulaznog tranzistorskog para i nedovoljno velike ulazne struje naponskog pojačala. Ovaj problem se može riješiti, povećanjem mirne struje kroz ulazni tranzistorski par i smanjenjem vrijednosti kondenzatora $C9$ (uz očuvanje stabilnosti).

Spoj ulaznog stupnja na slici 2.10a mogao bi se smatrati idealnim spojem. Pojačanje idealnog pojačala ne bi smjelo ovisiti o teško definirajućim parametrima tranzistora, o naponima napajanja ili vrijednostima otpornika. Iako sklop na slici 2.10a nije idealan on se najviše približava idealnom. Mirnu struju određuje praktički samo otpornik $R1$. Njegove tolerancije nisu važne, jer strujno ogledalo izjednačuje struju kroz tranzistorski par, poništavajući bilo kakvu promjenu otpora, a time i mirne struje. Emitorski otpornici $R2$ i $R3$ osiguravaju linearnu prijenosnu karakteristiku. Vrijednosti ovih otpornika nisu kritične i kreću se od 22 do 100 ohma. Radi dobrog rada strujnog zrcala, tranzistori $T4$ i $T5$ trebali bi biti što sličniji, s jednakim strujnim pojačanjem, ali otpornici $R5$ i $R6$ poništavaju bilo kakvu razliku u naponima baza-emiter. Osim toga promjene napona napajanja malo utječu na rad sklopa.



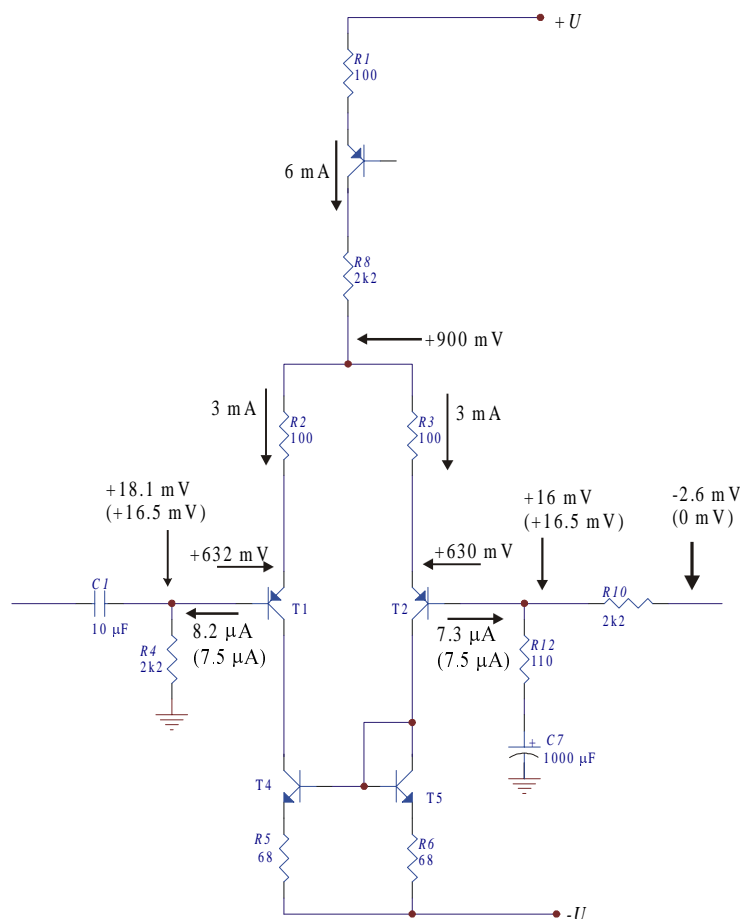
Slika 2.10a Poboljšani ulazni stupanj s izvorom stalne struje i strujnim ogledalom.



Slika 2.10b Analiza parnog i neparnog harmonika sklopa na slici 2.10a.

No, kao i kod svakog sklopa i ovaj ima nedostataka. Naponska ravnoteža ulaznog stupnja (baza od T1 trebala bi biti na nultom potencijalu) i naponska ravnoteža na izlazu pojačala, kontrolirani su jakim globalnom istosmjernom povratnom vezom. Pretpostavimo da je ulazni stupanj u mirovanju, odnosno da na ulazu nema izmjeničnog signala. Baza od T1 mora biti na nultom potencijalu, osim pada napona na $R4$, što je posljedica struje baze od T1. Strujni izvor određuje da kroz

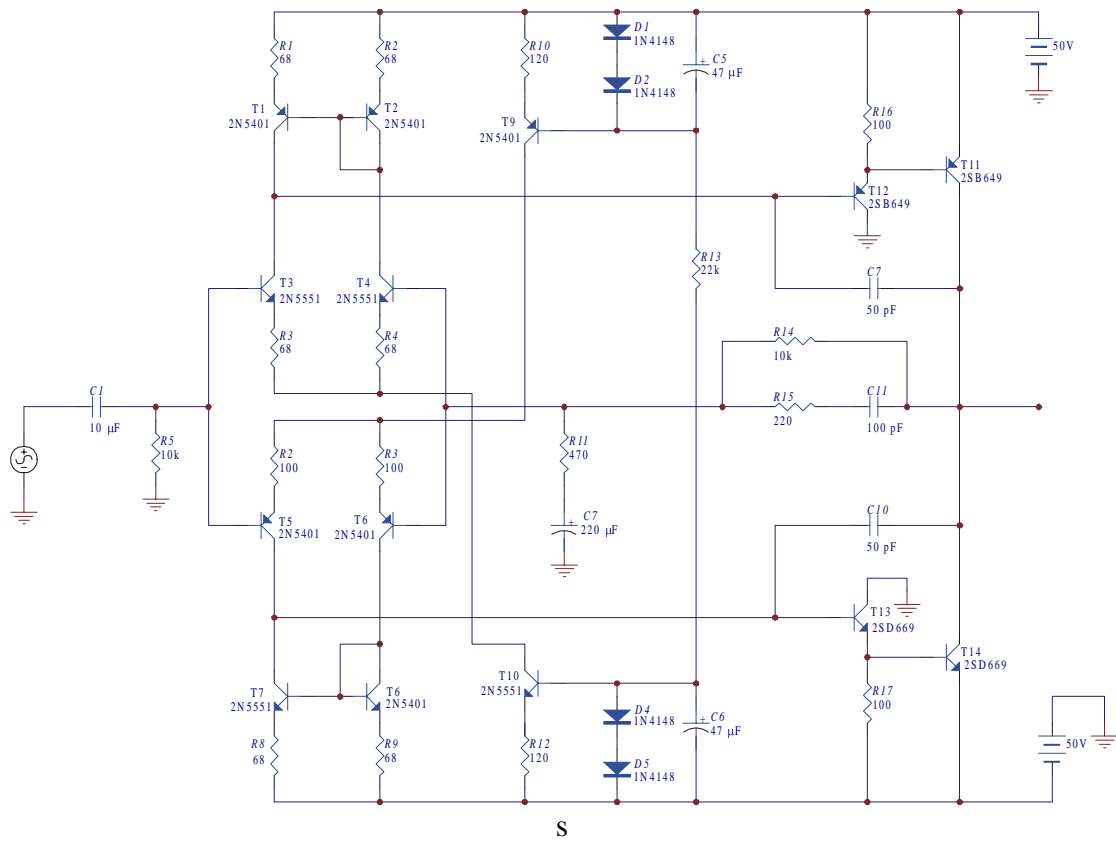
emiter od T1 teče struja od 2,2 mA, te ako pretpostavimo da je strujno pojačanje od T1 200, tada će struja baze biti oko 11 μA . Zbog toga postoji istosmjerni napon na bazi od T1 razine +110 mV, kojega će ulazni stupanj pojačati, kao i naponsko pojačalo, te bi se trebao pojaviti na kolektoru od T7 kao veliki istosmjerni napon (*DC offset*). No, globalna negativna povratna veza ovaj istosmjerni napon dovodi na bazu od T2 (invertirajući ulaz diferencijalnog ulaznog stupnja), što prisiljava da se izlaz naponskog pojačala smanji na nulu. Na slici 2.10a napon na kolektoru od T7 biti će oko 4,5 mV. Slika 2.11 prikazuje idealne vrijednosti napona kod idealno balansirano ulaznog stupnja.



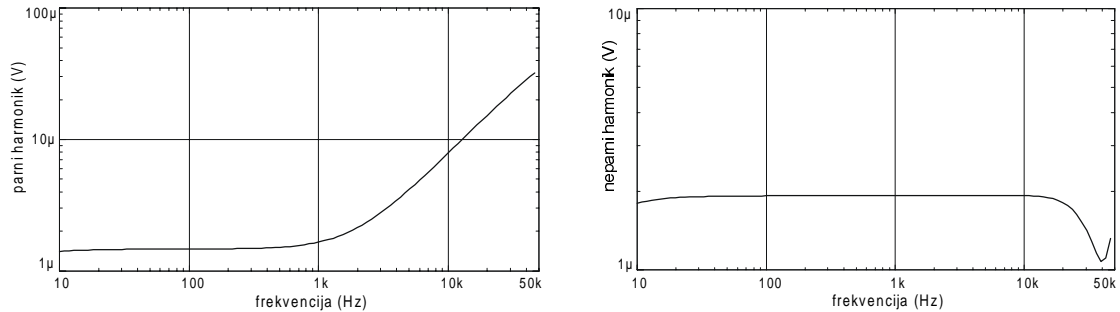
Slika 2.11 Idealne vrijednosti napona i struja ulaznog stupnja. Realne vrijednosti su u zagradama.

Jedan od načina smanjenja pojave istosmjernog napona na izlazu je korištenje simetričnog ulaznog stupnja koji je prikazan na slici 2.12a. U ovom sklopu jednostavno je dodan još jedan diferencijalni ulazni stupanj. Svaki od tranzistorskih parova ima svoj strujni izvor. Iako je istosmjerni napon na ulazu ovog sklopa oko 12 mV, na izlazu on iznosi jako niskih 150 μV .

Općenito, simetrična izvedba pojačala ima i druge prednosti, kao što je poništavanje bilo kakvih nepravilnosti što se tiče ulaznih karakteristika ulaznih tranzistora. Osim toga je smanjen i šum, a promjene napona napajanja malo utječu na rad sklopa. Povećana je i brzina pojačala, odnosno brzina promjene signala.



Slika 2.12a Simetrični ulazni stupanj s dva diferencijalna pojačala.



Slika 2.12b Analiza parnog i neparnog harmonika sklopa na slici 2.12a.

Dijagrami izobličenja za sklop na slici 2.12a prikazani su na slici 2.12b. Vidi se da su izobličenja izuzetno niska. Parni harmonik je nešto veći u usporedbi sa sklopom na slici 2.10a, ali je neparni harmonik smanjen na razinu šuma. Smanjenje neparnih harmonika je mnogo važnije nego smanjenje parnih harmonika, zbog veće osjetljivosti ljudskog uha na neparne harmonike.

3. STUPANJ NAPONSKOG POJAČALA

3.1. Uloga naponskog pojačala

Kao što je vidljivo iz imena naponsko pojačalo je odgovorno za cjelokupno naponsko pojačanje u audio pojačalu. Ovaj stupanj dobiva strujno pojačani signal od ulaznog stupnja i pretvara ga u naponski signal visoke razine koji se odvodi do izlaznog stupnja. Kako raste frekvencija iznad točke $F1$ (gornja granična frekvencija), ulazna i izlazna impedancija naponskog pojačala počinje padati. Pad impedancija smanjuje utjecaj Millerovog kapaciteta, što uzrokuje da kondenzator dominantnog pola počinje imati najveći utjecaj na cijelo pojačalo.

3.2. Vrste naponskih pojačala

Na slikama 3.1a do 3.1h je prikazano nekoliko izvedbi naponskih pojačala.

Slika 3.1a – naponsko pojačalo sa strujnim izvorom kao opterećenjem. Kao što je prikazano ulazni i izlazni stupanj su prikazani simbolom pojačala, tako da naponski stupanj možemo promatrati odvojeno od ostalih stupnjeva. Ova shema prikazuje uobičajeni dizajn, s izvorom stalne struje kao opterećenjem. Strujni izvor se ponaša kao aktivni otpornik i omogućuje maksimalno iskorištenje tranzistorskog pojačanja i povećava mogućnost davanja struje izlaznom stupnju. Nedostatak ovog stupnja je u tome što tranzistor mora moći izdržati visoke napone (zbroy negativnog i pozitivnog izvora napajanja), i mora imati veliko strujno pojačanje.

Slika 3.1b – kaskodno naponsko pojačalo. Kaskodni spoj je još jedna vrsta aktivnog opterećenja. On još povećava kolektorsku impedanciju tranzistora T1 i poboljšava faktor pojačanja. Uz to, T2 izolira T1 od pozitivnog napajanja. Zbog toga T1 se može zamijeniti nisko-naponskim tranzistorom s velikim strujnim pojačanjem. Ovaj sklop je naročito pogodan za pojačala koja koriste unipolarne tranzistore. U slučaju bipolarnih tranzistora niska ulazna impedancija izlaznog stupnja tjerati će kaskodni sklop visoke izlazne impedancije u nelinearnosti.

Slika 3.1c - Darlingtonov spoj. Naponsko pojačalo s Darlingtonovim spojem riješiti će većinu problema prethodna dva stupnja. Ulazni otpor je povećan, te je opterećenje ulaznog stupnja manje. Tranzistor T1 je sposoban davati više struje u izlazni stupanj od kaskodnog sklopa, i može ostati visoko-naponski tranzistor malog pojačanja bez degradacije karakteristika (ukupno strujno pojačanje je umnožak pojačanja od T1 i T2). Otpornik $R1$ služi za DC stabilizaciju s uobičajenim vrijednostima od $100\ \Omega$ do $1\ \text{k}\Omega$.

Slika 3.1d - diferencijalno naponsko pojačalo. Ovaj spoj ima malo prednosti. Diferencijalno naponsko pojačalo neće imati veću linearnost od Darlingtonovog spoja, tako da nema opravdanja za više komponenata i kompleksniji sklop. Diferencijalno pojačalo ima prednost velikog naponskog pojačanja, naročito ako se koristi s ulaznim stupnjem male strmine. Zbog toga bi, diferencijalno naponsko pojačalo bilo idealno kada se u ulaznom stupnju koriste unipolarni tranzistori.

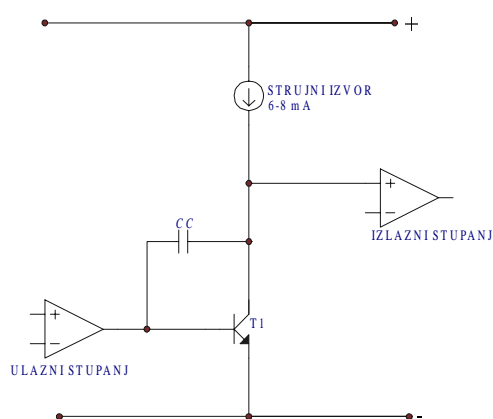
Slika 3.1e – bootstrap naponsko pojačalo. Bootstrapping je još jedna vrsta aktivnog opterećenja. Jeftinije je od strujnog izvora, ali kompleksnije. Ova tehnika zahtjeva naponsku povratnu vezu od izlaznog stupnja, zbog toga je podložna promjenama opterećenja, odnosno impedancije zvučnika. Zbog toga je izvor stalne

struje mnogo stabilniji. Korištenjem ovog sklopa tranzistor T1 manje je opterećen, čime se smanjuju izobličenja ovog stupnja pojačala.

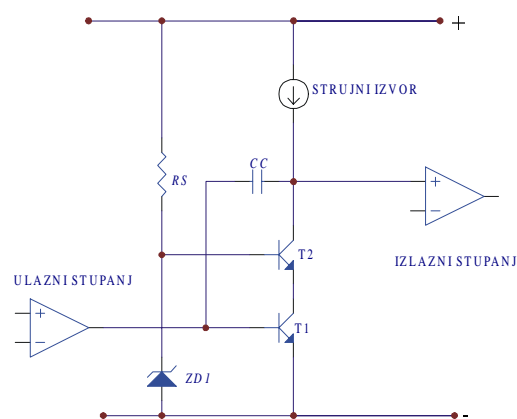
Slika 3.1f – prilagodno naponsko pojačalo. Kada nelinearnosti impedancije bipolarnih izlaznih tranzistora uzrokuju opteretna izobličenja naponskog pojačala, dodatni prilagodni spoj će osigurati dovoljno veliko opterećenje naponskog pojačala. Također ovakav spoj može smanjiti ulazni kapacitet kod unipolarnih tranzistora u izlaznom stupnju. Prikazani spoj emitterskog slijedila, uobičajena je konstrukcija.

Slika 3.1g - protutaktno naponsko pojačalo. Možda bi se ova shema trebala zvati komplementarni Darlington, jer zapravo to i jest. Ako ponovo pogledamo sliku 3.1c, ova se izvedba sastoji od dodatnog Darlingtonovog sklopa koji se nalazi na suprotnoj strani. Ovaj sklop ima bolju otpornost na promjene napona napajanja prema jednostrukom Darlingtonovom sklopu, te razdvaja kompenzacijski kondenzator ($CC1$ i $CC2$). Prednost ovog sklopa je poboljšanje simetričnosti brzine promjene signala.

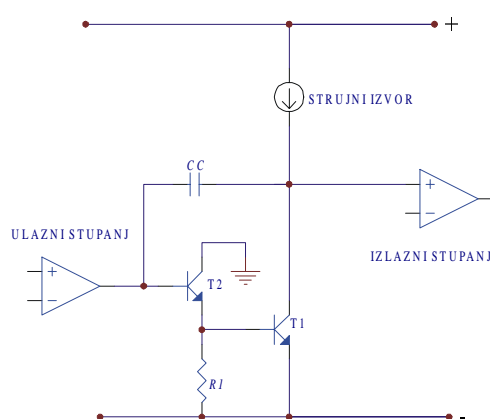
Slika 3.1h – naponsko pojačalo s dvopolnom kompenzacijom. Dvopolna kompenzacija omogućuje proširenje frekvencijskog područja.



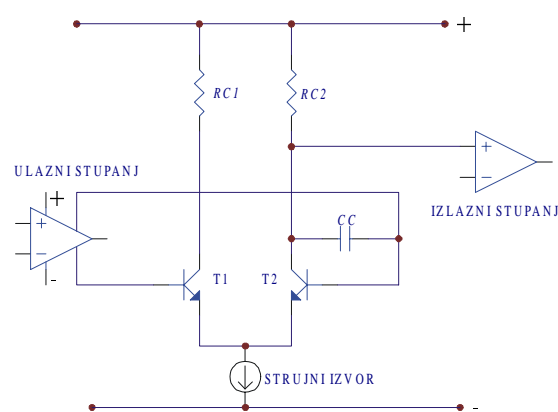
Slika 3.1a Naponsko pojačalo sa strujnim izvorom kao opterećenjem.



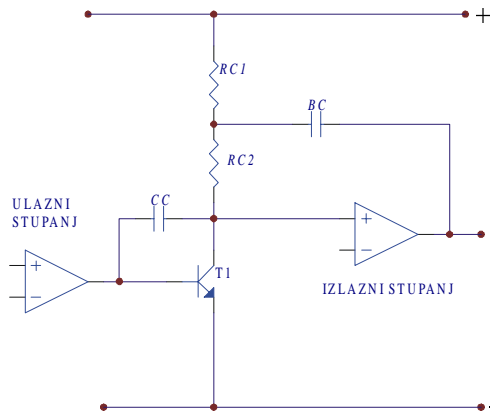
Slika 3.1b Kaskodno naponsko pojačalo.



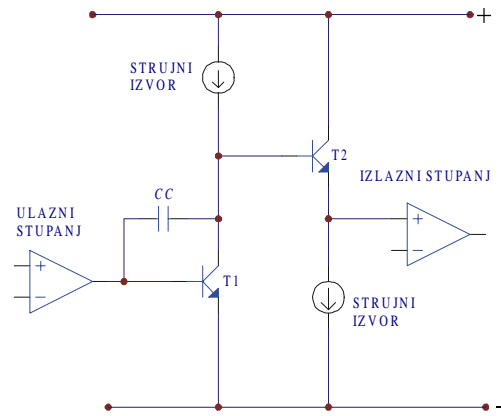
Slika 3.1c Darlingtonov spoj.



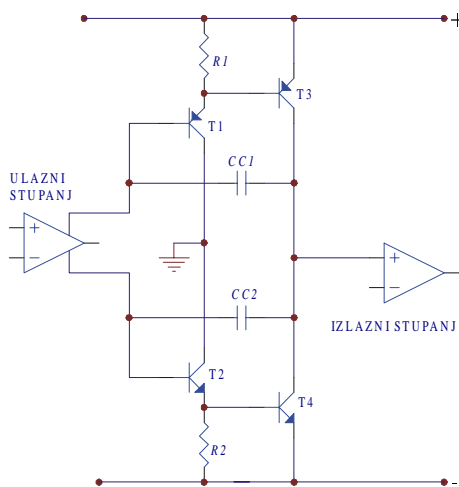
Slika 3.1d Diferencijsko naponsko pojačalo.



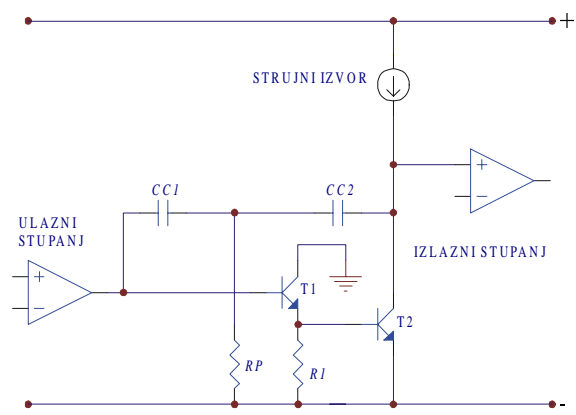
Slika 3.1e Bootstrap spoj.



Slika 3.1f Prilagodni spoj.



Slika 3.1g Protutaktno naponsko pojačalo.



Slika 3.1h Naponsko pojačalo s dvopolnom kompenzacijom.

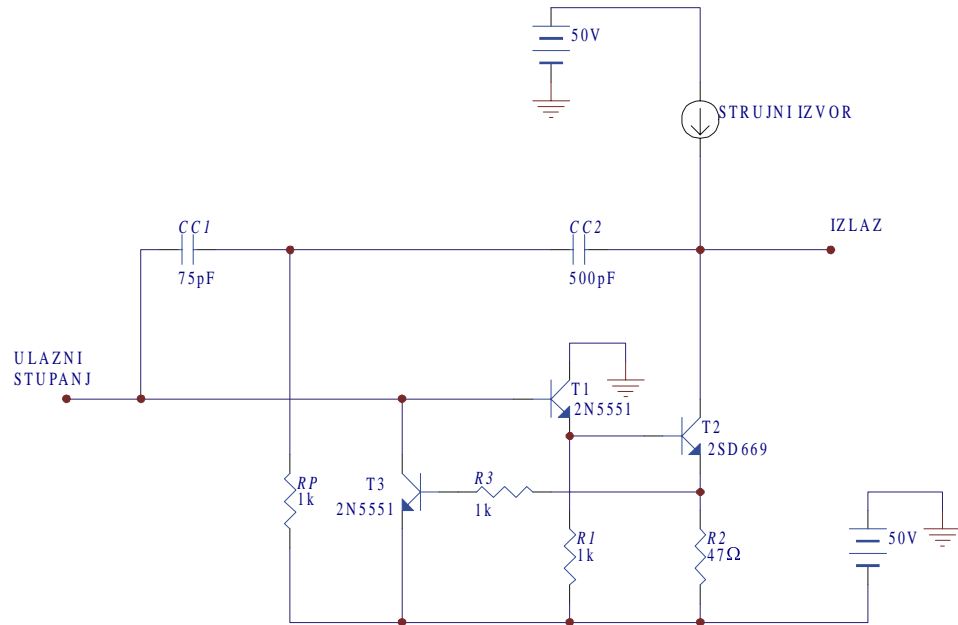
3.3. Analiza naponskog pojačala

Od svih prikazanih spojeva naponskog pojačala, Darlingtonov spoj ima najviše prednosti, kao što su veliko pojačanje struje, naročito ako kao opterećenje ima strujni izvor. Problemi nestabilnosti ne postoje zbog korištenja lokalne negativne povratne veze preko kompenzacijskog kondenzatora CC . Ulazni otpor ovog spoja je jako velik, tako da ne opterećuje ulazno diferencijalno pojačalo. Naponsko pojačanje određeno je strujnim pojačanjem, ulaznim otporom i kolektorskim opterećenjem.

Najvažnija stvar kod svakog naponskog pojačala je aktivno opterećenje, jer ono daje puno manja izobličenja nego da se radi o otporniku kao opterećenju. Aktivno opterećenje je riješeno strujnim izvorom. Na taj će način promjena ulaznog otpora izlaznog stupnja (koji ovisi o opterećenju pojačala) manje utjecati na rad naponskog pojačala.

Slika 3.2 prikazuje jednu od izvedbi naponskog pojačala s Darlingtonovim spojem. Prvo je dodana dvopolna kompenzacija, dodavanjem $CC2$ i RP . Tranzistor $T3$ i otpornici $R3$ i $R2$ čine zaštitni krug, odnosno sklop za ograničenje struje. Ovaj sklop neće povećati linearnost sklopa, ali je važan za sprečavanje da prevelike struje teku kroz naponsko pojačalo. Otpornik $R2$ služi za detekciju struje kroz $T2$. Kada napon na

njemu poraste tranzistor T3 provede, i počne “krasti” struju od T1 i T2. S ovim vrijednostima struja kroz T2 ograničena je na 15 do 20 mA.



Slika 3.2 Poboljšano naponsko pojačalo s dvopolnom kompenzacijom i zaštitom protiv prevelike struje.

Nadomjesna shema stupnja naponskog pojačala prikazana je na slici 3.3. Izlazni napon pojačala može se izraziti kao:

$$U_{iz} = I_{iz} R_T = \beta I_{ul} R_T = f(R_T) \quad (3.1)$$

U slučaju da je izlazni otpor dosta velik ($\beta I_{ul} \approx I_{iz}$) naponsko pojačanje će biti:

$$A_V = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = \frac{I_{iz} R_T}{I_{ul} R_{ul}} = \beta \frac{R_T}{R_{ul}} = f(R_T) \quad (3.2)$$

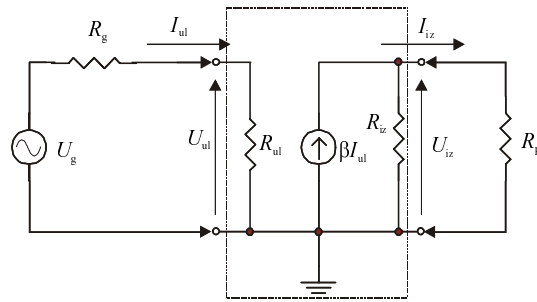
U slučaju Darlingtonovog spoja na slici 3.2 strujno pojačanje će biti umnožak strujnih pojačanja tranzistora T1 i T2 ($\beta = \beta_1 \beta_2$).

Naponsko pojačanje ulaznog stupnja umnožak je strmine pojačala i opterećenog otpora, koji je u ovom slučaju ulazni otpor naponskog pojačala. Ukupno naponsko pojačanje pojačala bez povratne veze može se napisati kao:

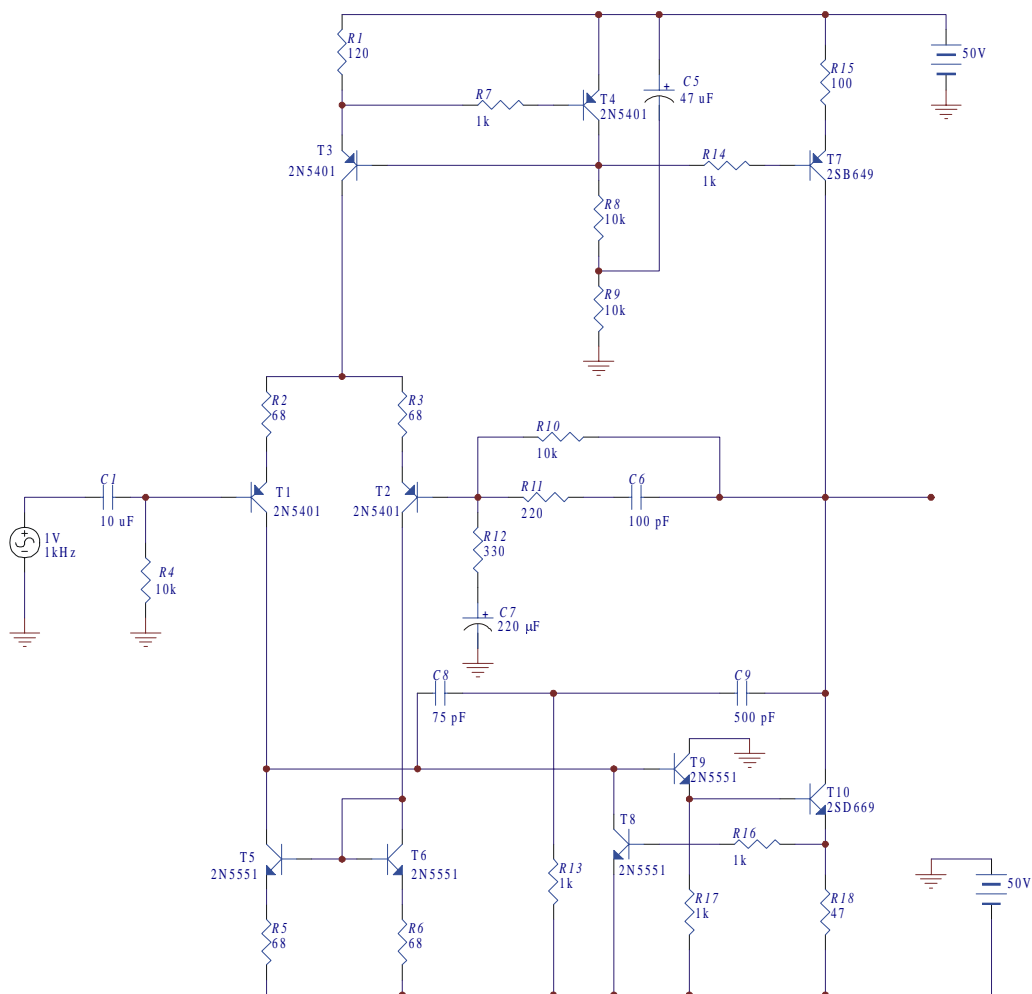
$$A_{uk} = S R_{ul(NP)} \cdot \beta_1 \beta_2 \frac{R_T}{R_{ul(NP)}} = S \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_T \quad (3.3)$$

gdje je R_T opterećenje naponskog pojačala. Da bi naponsko pojačanje bilo stabilno mora biti osigurana stabilnost strmine i strujnog pojačanja naponskog pojačala. Oni ne smiju ovisiti o promijeni temperature ili napona napajanja. U ulaznom stupnju se to postiže korištenjem strujnih izvora i strujnih zrcala, a kod naponskog pojačala pomoću aktivnog opterećenja naponskog pojačala.

Lokalna povratna veza preko kapaciteta $CC1$ i $CC2$ omogućuje linearizaciju naponskog pojačanja.



Slika 3.3 Nadomjesna shema naponskog pojačala.

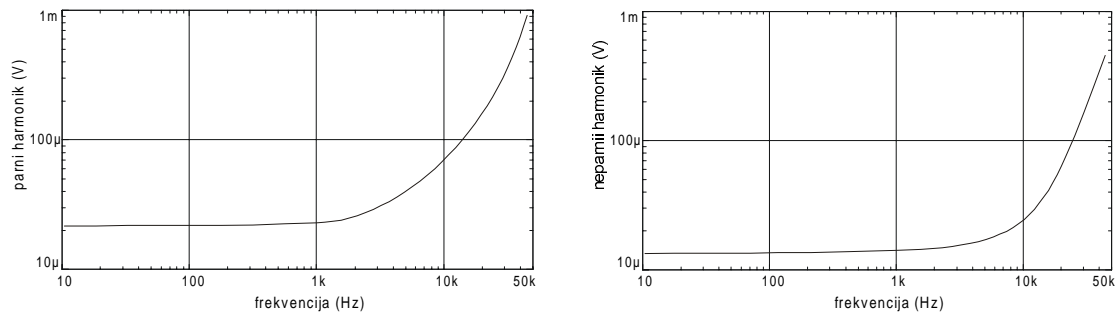


Slika 3.4a Visokokvalitetni ulazni stupanj s naponskim pojačalom.

Sklop na slici 3.4a također spada u visokokvalitetne izvedbe naponskog pojačala. Izobličenja ovog sklopa prikazana na slici 3.4b su jako niska. Dijagram parnog harmonika prikazuje da se frekvencija dominantnog pola $F1$ pomaknula s 200 Hz na oko 1 kHz, zbog korištenja dvopolne kompenzacije.

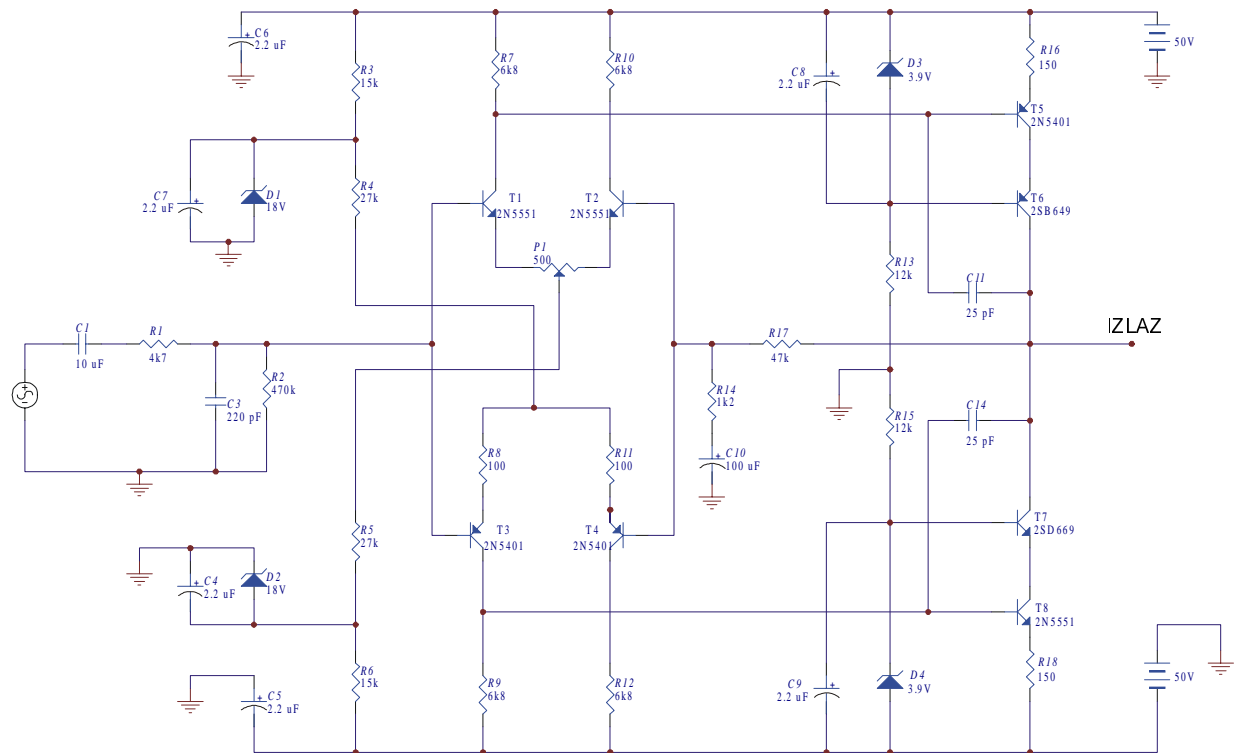
U ovom slučaju radi se od Darlingtonovom spoju sa zaštitnim sklopom koji čine T8, R16 i R18. Dvopolna kompenzacija napravljena je pomoću C8, C9 i R13. Strujni izvor čine T3, T4, R1, R7, R8, R9 i C5. Za opterećenje naponskog pojačala koristi se strujni izvor napravljen od T7, R14 i R15 koji koristi napon dobiven s kolektora od T4.

Ovaj sklop ima i nekih nedostataka, kao što je asimetrična brzina promjene signala (*slew rate*). Ovaj problem ne dolazi previše do izražaja kod pojačala čija je snaga ispod 200 Wrms. Također, postoji asimetrično rezanje signala, koje iznosi otprilike 1 V, zbog razlike u padu napona na T10 i R18, prema padu napona na T7 i R15. Postoji i nešto veći istosmjerni napon na ulazu i izlazu pojačala.

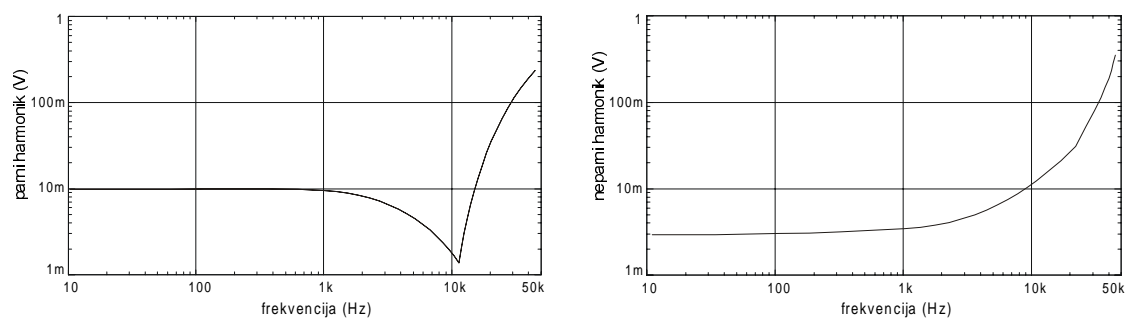


Slika 3.4b Ovisnost parnog i neparnog harmonika o frekvenciji za sklop na slici 3.4a.

Slika 3.5a prikazuje sklop s ulaznim stupnjem koji koristi strujno ogledalo i kaskodno naponsko pojačalo. Ovaj sklop ima nešto slabije karakteristike od sklopa na slici 3.4a, ali se često koristi u profesionalnim uređajima, zbog nekoliko prednosti. Prva prednost je simetrično rezanje signala. Brzina promjene signala je također simetrična, odnosno jednaka za obje poluperiode signala, i veća je od sklopa na slici 3.4a. Koristi se manje komponenata koje rade pouzdano, a što je važno s ekonomske strane. Odnos signal-šum je dosta velik i kreće se oko 90 dB. Izlazna impedancija naponskog pojačala je dosta velika (oko 1 k Ω), što baš nije dobro kada se koriste bipolarni izlazni tranzistori. Ako se koriste unipolarni tranzistori ovaj podatak ne dolazi do izražaja. Također, zbog toga nije potreban nikakav zaštitni krug od prevelike struje, što također smanjuje troškove. U ovom slučaju korišteni su pseudo-stalni strujni izvori, zbog smanjenja troškova izrade. Ovaj sklop nema one prednosti koje ima Darlingtonov spoj. Smanjenje strmine ulaznog stupnja i automatske ravnoteže ulaznog stupnja, dovelo je do potrebe korištenja potenciometra *PI*, kojim se regulira jednakost struja kroz grane diferencijalnog pojačala.



Slika 3.5a Simetrični ulazni stupanj s komplementarnim naponskim pojačalom s aktivnim opterećenjem.



Slika 3.5b Analiza parnog i neparnog harmonika sklopa na slici 3.5a.

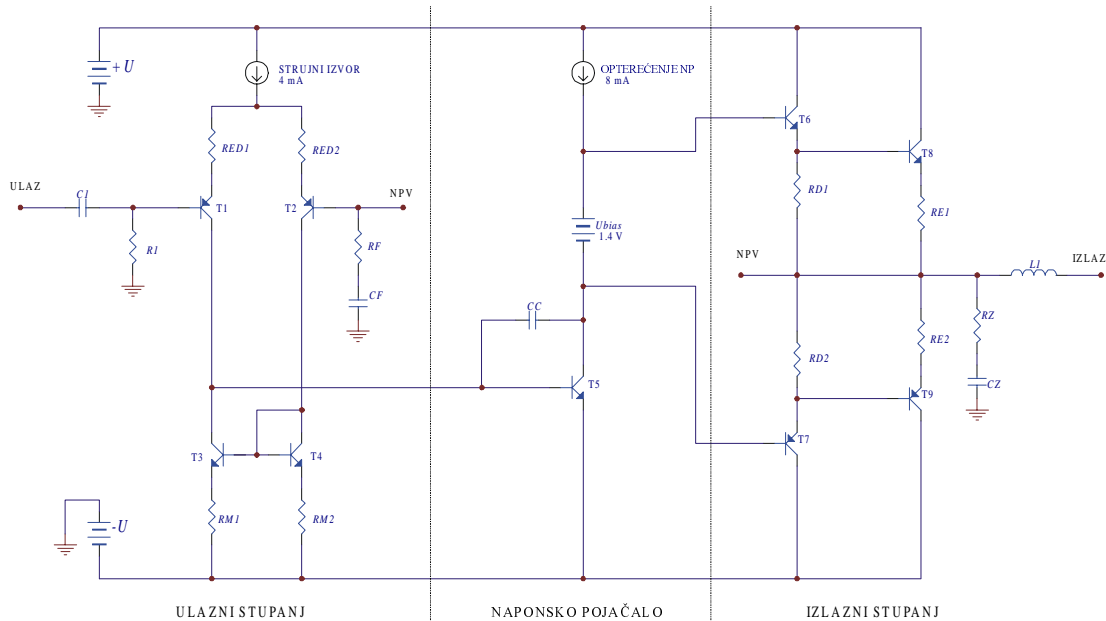
3.4. Veza ulaznog stupnja i naponskog pojačala

Slika 3.6 prikazuje detaljni prikaz tri stupnja uobičajenog pojačala. Ulazni signal je pojačan diferencijalnim ulaznim stupnjem, koji se sastoji od tranzistora T1 i T2. Izlaz diferencijalnog stupnja uzet je s kolektora od T1 i doveden na bazu tranzistora T5 na ulazu u naponsko pojačalo.

Skoro cjelokupno pojačanje napona događa se u naponskom pojačalu. Pošto izlazni stupanj ima naponsko pojačanje približno jedan, naponski signal na kolektoru od T5 je zapravo isti napon koji će biti na izlazu (umanjen za pad napona na spoju baza-emiter izlaznih tranzistora). Globalna negativna povratna veza je primijenjena tako da se dio izlaznog signala dovede na invertirajući ulaz diferencijalnog pojačala (tranzistor T2). Izlazni signal s ulaznog stupnja (kolektor od T1) je invertiran u odnosu na ulazni linijski signal. Naponsko pojačalo ga ponovo okreće, vraćajući ga u stanje jednake faze na ulazu u izlazni stupanj. Izlazni stupanj je

neinvertirajući stupanj, tako da je signal uzet s izlaza doveden preko povratne veze i doveden na invertirajući diferencijalni ulaz u fazi s ulaznim linijskim signalom.

Pretpostavimo da nema kapaciteta CC dominantnog pola i da nema globalne negativne povratne veze na bazi tranzistora T2. Pod tim uvjetima, niskofrekvencijsko naponsko pojačanje bez povratne veze (*open-loop gain*) je produkt strmine ulaznog stupnja, strujnog pojačanja naponskog pojačala i opterećenja naponskog pojačala. To će biti jako veliko pojačanje, koje je teško predvidjeti zbog teško definiranog strujnog pojačanja tranzistora T5.



Slika 3.6 Shematski prikaz stupnjeva uobičajenog pojačala snage.

Kao i kod svakog pojačala, naponsko pojačanje će ovisiti o frekvenciji signala. Koristeći uobičajenu terminologiju, područje gdje je pojačanje konstantno nazvat ćemo niskofrekvencijsko područje. Područje iznad ovoga, gdje pojačanje pada s 6 dB/okt, nazvat ćemo visokofrekvencijsko područje. Frekvencija na kojoj se događa prijelaz iz jednog područja u drugi naziva se “frekvencija dominantnog pola” ili gornja granična frekvencija, s oznakom $F1$, koja je već spomenuta u prošlom poglavlju.

Faktor koji određuje $F1$ frekvenciju je Millerov kapacitet tranzistora. Bez pomoći kapaciteta CC , naponsko pojačanje koje djeluje s Millerovim kapacitetom na visokim frekvencijama će uzrokovati samooscilacije pojačala, ako je primijenjena bilo koja globalna negativna povratna veza. Ove oscilacije nastale od prevelikog pomaka u fazi u negativnoj povratnoj vezi, često se nazivaju i “Nyquistove oscilacije”. Kompenzacija pomaka u fazi da bi se postigla stabilnost naziva se “Nyquistova stabilnost”. Najvažnija funkcija kapaciteta CC je sniženje frekvencije $F1$ tako da naponsko pojačanje padne daleko ispod jedinice prije nego se dogodi fazni pomak dovoljan za oscilacije (180°). Ova kompenzacija se naziva i “Millerova kompenzacija dominantnog pola” (*Miller dominant-pole compensation*).

Kao što je prije navedeno, naponsko pojačanje u niskofrekvencijskom području je produkt strmine (S) ulaznog stupnja i naponskog pojačanja naponskog pojačala (A_c). Pojačanje naponskog pojačala je produkt strujnog pojačanja tranzistora T5 (β_{NP}) i impedancije njegovog kolektorskog opterećenja (Z_c). Dakle, ukupno naponsko pojačanje pojačala snage na niskim frekvencijama može se izraziti kao:

$$A_{NF} = S \cdot \beta_{NP} \cdot Z_c \cdot \quad (3.4)$$

U visokofrekvencijskom području (iznad $F1$), mora se uzeti u obzir kapacitet CC i frekvencija. Naponsko pojačanje na visokim frekvencijama može se izraziti kao:

$$A_{VF} = \frac{S}{2\pi \cdot f \cdot CC} \cdot \quad (3.5)$$

Sada ćemo analizirati cijelo frekvencijsko područje i vidjeti što se događa i objasniti djelovanje pojačala prema slici 3.6. Pretpostavimo da je primijenjena negativna povratna veza i da je vrijednost od CC odabrana tako da točka $F1$ bude na 300 Hz.

Od 20 Hz do 300 Hz, ukupno naponsko pojačanje se ne mijenja. Zbog toga je i vrijednost negativne povratne veze također visoka i pojačanje pojačala je linearno zbog takve povratne veze.

Kako raste frekvencija i prelazimo točku $F1$ počne se događati nekoliko procesa. Prvo, naponsko pojačanje počinje padati kako pada kapacitivna reaktancija CC . Pad ukupnog naponskog pojačanja znači i proporcionalan pad u negativnoj povratnoj vezi, što bi trebalo uzrokovati povećanje nelinearnosti na izlazu. Ali to se ne događa. Kako pada reaktancija CC , ona počinje djelovati kao negativna povratna veza na bazu tranzistora $T5$. Povećanje lokalne negativne povratne veze u naponskom pojačalu kompenzira pad globalne negativne povratne veze.

Najveći nedostatak smanjenja globalne negativne povratne veze ($GNPV$) je povećanje preskočnog izobličenja (*crossover distortion*). Zbog toga harmoničko izobličenje raste jednoliko s povećanjem frekvencije.

Osim prijelaza s globalne na lokalnu povratnu vezu., događa se još nekoliko procesa kako raste frekvencija u visokofrekvencijskom području. Zbog pada reaktancije CC , pada i ulazna impedancija tranzistora $T5$, odnosno naponskog pojačala. Dobra strana toga je što se Millerov kapacitet ulaznog stupnja smanjuje i time smanjuje fazni pomak. Loša strana toga je što se povećava opterećenje ulaznog stupnja, što dovodi do nelinearnosti strmine ulaznog stupnja na vrlo visokim frekvencijama. Zbog toga je potrebno odabrati ulazni stupanj koji će moći davati veću ulaznu struju naponskog pojačala. Jedan od takvih ulaznih stupnjeva je onaj sa strujnim zrcalom.

Kako pada ulazna impedancija naponskog pojačala s porastom frekvencije, izlazna impedancija također pada. Kako se izlazna impedancija naponskog pojačala smanjuje zbog povećanja lokalne negativne povratne veze, linearnost signala na izlazu naponskog pojačala se povećava. Manja izlazna impedancija smanjuje preskočna izobličenja nastala zbog različitih vrijednosti strujnog pojačanja izlaznih tranzistora. Uz to manja izlazna impedancija smanjuje Millerov efekt kod izlaznog stupnja.

Dakle, došli smo do zaključka da ulazna i izlazna impedancija naponskog pojačala padaju s porastom frekvencije, što smanjuje efekt Millerovog kapaciteta u ulaznom i izlaznom stupnju pojačala. Kako se smanjuje Millerov efekt u ulaznom i izlaznom stupnju s porastom frekvencije, kompenzacijski kondenzator CC postaje još dominantniji nego što je bio na niskim frekvencijama. Stvar je u tome da na visokim frekvencijama, uz visoko pojačanje i velike razine napona, gdje bi očekivali probleme s izlaznim kapacitetima tranzistora, kapacitet CC preuzima stvar i dominira cijelim visokofrekvencijskim područjem. Ova tehnika smanjivanja kapaciteta ulaznog i izlaznog stupnja pojačala sa središnjim stupnjem (naponsko pojačalo) s dominantnim kapacitetom naziva se "razdvajanje pola" (*pole splitting*).

Emiterski otpornici $RED1$ i $RED2$ kod strminskog pojačala na slici 3.6, imaju ulogu da temperaturno stabiliziraju i lineariziraju strminsku krivulju.

4. IZLAZNI STUPANJ

Izlazni stupanj je glavni uzročnik izobličenja, odnosno glavna prepreka stvaranju idealnog pojačala. Ovaj stupanj također određuje većinu klasa pojačala.

Zadatak izlaznog stupnja je preuzimanja visoko-naponskog signala s naponskog pojačala i njegovo prebacivanje na nisko-impedancijsko reaktivno opterećenje, odnosno zvučnik. Drugim riječima izlazni stupanj je stupanj s jediničnim pojačanjem napona, a s velikim strujnim pojačanjem. Izlazni stupnjevi s naponskim pojačanjem su rijetki, i rade sa samo da se smanji globalna povratna veza i da se poveća pojačanje bez povratne veze. Ako naponsko pojačalo može dati neizobličeni signal visoke razine (a što u većini topologija može) tada u biti nije potreban izlazni stupanj s naponskim pojačanjem.

Nekoliko je glavnih izobličenja koja se javljaju kod izlaznih stupnjeva. To su (1) preskočno izobličenje, (2) izobličenje zbog izbijanja baze, i (3) pad strujnog pojačanja.

Uz ova tri najvažnija izobličenja, postoje još neke stvari koje treba uzeti u obzir, kao što je termalna stabilnost i pouzdanost. Činjenica je da se i najefikasniji izlazni stupnjevi griju. Kako se bipolarni tranzistori griju, njegove unutrašnje struje će se povećati s padom napona baza-emiter. Ako se ne poštuju pravila o termalnoj regulaciji mirne struje kod bipolarnih tranzistora, kod izlaznih tranzistora se događa termalni bijeg. Ne smije se dogoditi da bipolarni ili unipolarni tranzistori prijeđu svoje toplinske granice, zbog toga je potrebno koristiti odgovarajući hladnjak.

Svaka klasa pojačala ima svoje dobre i loše strane, koje ćemo detaljnije upoznati u slijedećim poglavljima.

Klase izlaznih stupnjeva

Klase pojačala su u osnovi podijeljene po veličini mirne struje i postotku periode signala koji prolazi kroz izlazne stupnjeve. No, postoje još podjele u ovisnosti o primijenjenoj tehnologiji i principu rada (npr. klasa D)

Klasa A

Najvažnija karakteristika ove klase je da mirna struja teče stalno kroz cijelu periodu signala. Drugim riječima izlazni stupnjevi propuštaju cijelu periodu od 360° . Na taj način klasa A poništava prva dva spomenuta izobličenja, koji su povezani s uključivanjem i isključivanjem izlaznih tranzistora. Kako kod klase A nema izmjeničnog isključivanja i uključivanja komplementarnih tranzistora, ne postoje preskočno i izobličenje zbog izbijanja baze. No, s druge strane je disipacija jako velika, baš zbog konstantne mirne struje. Klasa A ima najveću korisnost (oko 50% kod protutaktnog izlaznog stupnja) kada je razina signala najveća. To je zbog toga što je disipacija topline uvijek jednaka, a mijenja se samo s promjenom napona napajanja. Koriste se različite metode za poboljšanje korisnosti klase A, kao što su dinamička promjena napona napajanja i mirne struje u ovisnosti o razini signala (*sliding bias* ili *dynamic bias* kod klase A+), no ove metode nisu baš opće prihvaćene. Princip je dobar, ali problemi s praćenjem brzih tranzijentnih signala uzrokuju visoka dinamička izobličenja, pa se gubi svrha cijele klase A, a to su mala izobličenja.

Uz pretpostavku da se mogu zanemariti sve nesavršenosti tranzistora i pasivnih komponenti (uz hipotetsku korisnost od 50% kod najvećeg signala), dolazilo bi do velikih izobličenja signala visoke razine. Drugim riječima ne bi bilo prostora za

tranzijentne signale. Oni bi jednostavno bili odrezani. Kako bi se uzeli u obzir svi mogući tranzijenti, razina najvećeg izlaznog signala bi se trebala spustiti za barem 50% (4), što znači da će korisnost pojačala pasti na jako malu razinu. Na primjer tipično pojačalo klase A disipiralo bi oko 240 W topline kako bi moglo dati oko 80 W efektivne snage zvučniku. No, nominalna razina slušanja treba se spustiti na oko 40 W kako bi se svi tranzijenti prenijeli bez izobličenja, što dovodi do pojačala koje troši 240 W, da bi dalo 40 W na izlazu. Sve to treba uzeti u obzir kod proračuna hlađenja.

Jedina prednost klase A izlaznih pojačala su mala izobličenja, ali kako izobličenja današnjih pojačala klase B padaju i ispod 0,01% postavlja se pitanje o ekonomskoj opravdanosti klase A.

Klasa AB

Klasa AB zapravo nije zasebna klasa, nego kombinacija klase A i klase B. Često se smatra da klasa AB postaje klasa B, ako se mirna struja svede na nulu. No, da bi klasa B provodila cijelu poluperiodu signala, mora postojati određena količina mirne struje, kako bi se kompenzirao pad napona na spoju baza-emiter izlaznih tranzistora. Ako se mirna struja potpuno makne, klasa B počne provoditi manje od 180° periode signala, te se približi klasi C, koja nema praktičnu vrijednost u audio području.

Klasa AB je zapravo klasa B s većom mirnom strujom, tako da izlazni stupanj provodi više od 180° periode signala. Na taj način se htjelo smanjiti preskočno izobličenje, te se tako približava radu klase A. Rezultat toga je vrsta izobličenja nazvana “udvostručenje strmine” (*gm doubling*). U području preskoka (*crossover region*), dok svi izlazni tranzistori vode istovremeno, njihovi se strujni faktori pojačanja udvostručuju smanjujući linearnost.

Osim toga povećana je i disipacija, što smanjuje efikasnost i pouzdanost.

Klasa B

Kao što je prije spomenuto jedan komplementarni tranzistor u izlaznom stupnju klase B provodi 180° periode signala. Za to je potrebno dovesti određeni prednapon, kako bi se kompenzirao pad napona na spojevima baza-emiter izlaznih tranzistora. Klasa B predstavlja najrašireniju vrstu pojačala, kako za kućnu tako i za profesionalnu uporabu. Ova klasa predstavlja dobar odnos izobličenja i iskorištenja, te se zbog toga dosta koristi.

Klasa C

Klasa kod koje izlazni stupanj provodi manje od 50% periode signala, te zbog toga nije primjenjiva u audio području, nego je ograničena samo na VF područje.

Klasa D

Rad pojačala klase D je potpuno drugačiji, odnosno zasniva se na sasvim drugim principima. Zbog načina rada ova pojačala se često nazivaju “digitalna pojačala”, mada se ne radi o njima.

Ulazni analogni signal modulira visokofrekvencijski nosioc tako da se dobije pulsno-širinska modulacija, odnosno pravokutni signal sa samo dvije razine. Ovaj signal se dovodi do izlaznog stupnja koji radi kao naponska sklopka, odnosno na

izlazu se također dobije signal s dvije razine. Zbog toga je potrebno na izlazu imati pasivni nisko-propusni filter koji će odvojiti NF signal koji smo doveli na ulaz.

Zbog načina rada izlaznih tranzistora, disipacija ovih pojačala je jako mala, tako da ona imaju faktor korisnosti veći od 90%, što je i njihova najveća prednost.

Nedostatak ovih pojačala su relativno velika izobličenja koja se, kod današnjih modernih konstrukcija, ne spuštaju ispod 0,1% na srednjim frekvencijama. Drugi problem je emitiranje visokofrekvencijskih signala, te su ova pojačala osjetljiva na promjenu opterećenja.

Klasa G

Ova klasa je kombinacija dvije klase B u jednu, s tim da jedna radi s manjim, a druga s većim naponom napajanja. Cilj ove klase je povećanje iskorištenja. Ona radi tako da za niže razine signala koristi se manji napon napajanja, a za više razine veći napon napajanja. Radi toga klasa B za više razine mora biti stalno u "spremnom" stanju (*stand-by*) kako bi mogla pojačati nagle tranzijente. Automatsko prebacivanje između stupnjeva odvija se pomoću komutacijskih dioda.

Klasa G ima opravdanje samo kod profesionalnih primjena za ozvučenja i slično, a po kvaliteti zaostaju za klasom B.

Klasa H

Klasa H je još jedan pokušaj poboljšanja efikasnosti klase B pojačala. Radi na principu sličnom kao klasa G, ali umjesto dva ili više napona napajanja, klasa H automatski podešava razinu napajanja u ovisnosti o jačini signala. Ovakva konstrukcija zahtjeva kompleksnije sklopove, te se postavlja pitanje isplativosti kao i kod klase G.

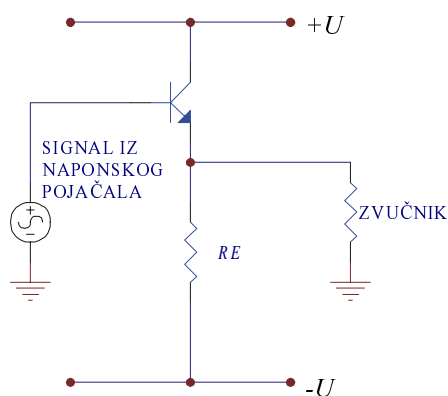
Klasa S

Ova je klasa nazvana po doktoru A. Sandmanu, koji je razvio ovaj sustav. Klasa S se sastoji od pojačala klase A niske snage koje daje snagu opterećenju uz pomoć dijela pojačala koje radi kao klasa B. Drugim riječima, klasa B omogućuje da opterećenje izgleda kao da ima veću impedanciju, koja može efikasno biti vođena malim pojačalom klase A.

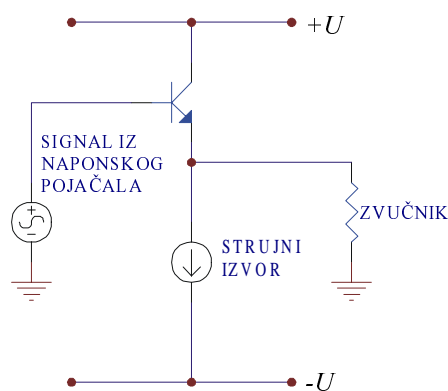
4.1. Klasa A

4.1.1. Osnovni sklopovi

Slike 4.1a do 4.1c prikazuju tri osnovne vrste pojačala klase A. U osnovnom i najjednostavnijem sklopu, klasa A može izgledati kao sklop na slici 4.1a, u kojem pasivni otpornik služi kao ematersko opterećenje za izlazni tranzistor. Kada je tranzistor u stanju najveće zasićenosti, teče najveća struja od pozitivnog napona napajanja kroz zvučnik.



Slika 4.1a Jednostruko, ohmski opterećeno pojačalo klase A. Teorijski najveća korisnost: 12,5%

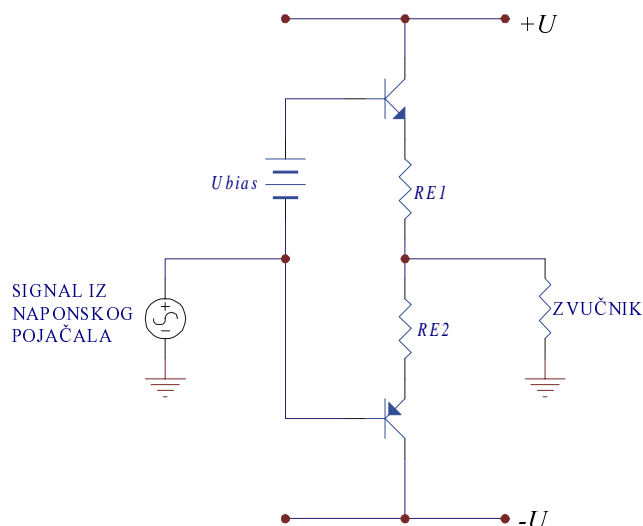


Slika 4.1b Jednostruko, aktivno opterećeno pojačalo klase A. Teorijski najveća korisnost: 25%

Kada tranzistor ne vodi, struja mora teći od negativnog napajanja kroz ematersko opterećenje RE , prije nego da teče kroz zvučničko opterećenje do uzemljenja. Snaga disipirana na otporniku RE je otprilike jednaka snazi na opterećenju, što spušta slabu efikasnost klase A, na još nižu razinu.

Analiza izlazne efikasnosti kod idealnih uvjeta otkriva da 50% moguće snage mora biti disipirano kako bi se održala mirna struja (I_q), kako bi emiter omogućio maksimalnu razinu napona. Od ostalih 50% tranzistor mora disipirati 50%, i RE mora disipirati dodatnih 25%. Jednostavno rečeno, ovaj sklop ima efikasnost oko 12,5% kod idealnih uvjeta, što je potpuno nepraktično, osim kod jako malih izlaznih snaga.

Slika 4.1b prikazuje također jednostruku izvedbu klase A, koja koristi aktivni strujni izvor (*constant current source*) na mjestu pasivnog otpornika. Strujni izvor je postavljen na potrebnu razinu struje I_q , tako da kada je tranzistor blizu stanja ne vođenja, cijela struja I_q teče kroz opterećenje bez disipacije na pasivnom otporniku. Ova tehnika udvostručuje korisnost i dovodi je na najvećih 25% kod idealnih uvjeta.



Slika 4.1c Protutaktno pojačalo klase A.
Teorijski najveća korisnost: 50%.

Slika 4.1c prikazuje osnovni princip protutaktnog pojačala klase A. Stalni prednapon (U_{bias}) narinut je na baze izlaznog komplementarnog tranzistorskog para. Ovaj napon daje stalni tok mirne kolektorske struje kroz oba tranzistora, takve razine da omogući razinu signala koja ima od vrha do vrha zbroj pozitivnog i negativnog napona napajanja. Drugim riječima ako je napon napajanja $\pm 30V$, najveći napon će biti $U_{p-p} = 60V$. Tijekom rada oba tranzistora ostaju u linearnom području rada.

Dvije su glavne prednosti protutaktnog pojačala klase A u usporedbi s prva dva sklopa. Prvo, korisnost se može približiti vrijednosti 50% kod idealnih uvjeta i najvećeg napona na izlazu. U dinamičkim uvjetima, jedan tranzistor se stalno isključuje, a drugi uključuje, i obratno. Dok se jedan tranzistor uključuje, povećava se struja kroz njegov emiter, dok se drugi isključuje, što uzrokuje povećanje emitterske impedancije, prisiljavajući da više struje teče kroz opterećenje. Kako signal ide iz jednog ekstrema u drugi, struja kroz opterećenje je efektivno udvostručena u usporedbi s jednostrukom tehnikom aktivnog opterećenja na slici 4.1b što rezultira u dvostruko većoj efikasnosti.

Druga prednost ovog sklopa je da će odmah preći u klasu AB način rada kada izađe iz klase A načina rada. Kada je kombinacija najvećeg signala i opterećenja takva da mirna struja pređe dozvoljenu vrijednost, izlazni tranzistori će prestati voditi.

4.1.2. Proračun korisnosti

Za proračun korisnosti uzeti ćemo primjer protutaktnog pojačala klase A jer se ono najčešće koristi u današnjim modernim izvedbama (slika 4.1c). Proračun je izveden za jedan tranzistor, ali dobivena vrijednost korisnosti vrijedi za cijeli izlazni stupanj. Pretpostaviti ćemo da je vrijednost mirne struje jednaka polovici najveće struje koja može teći kroz izlazne tranzistore (slika 4.2). Radi jednostavnosti, pretpostaviti ćemo da se preostali napon ili napon zasićenja može zanemariti, i da se struja baze ($I_B = 0A$), poklapa s apscisom. Uz takvu se pretpostavku povećava pobudno područje preko radnog pravca od sjecišta s apscisom do sjecišta s ordinatom. Najveće amplitude napona i struje moći će se dobiti onda ako je radni pravac paralelan s

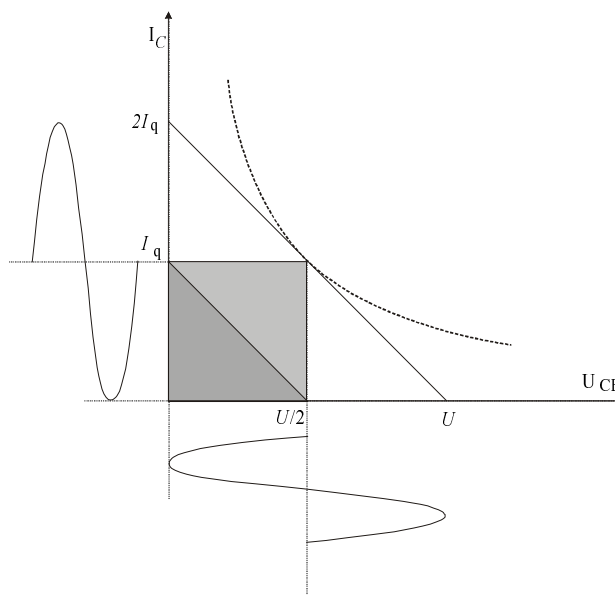
dijagonalom pravokutnika kojemu su stranice $U/2$ i I_q . Uz takav radni pravac struja se može povećati do vrijednosti $2I_q$, a napon do vrijednosti U . Najveća izmjenična snaga jednaka je produktu efektivnih vrijednosti najveće izmjenične komponente napona i najveće izmjenične komponente struje:

$$P_{i \max} = \frac{U/2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_q}{\sqrt{2}} = \frac{U \cdot I_q}{4}. \quad (4.1)$$

Iz izvora napajanja tranzistor u A klasi uzima uvijek istu snagu P_0 , bilo da signal djeluje ili ga nema. Uz maksimalno moguću pobudu dobiva se, kao što izlazi iz dane formule, izmjenična izlazna snaga $P_{i \max}$ koja je jednaka polovici privedene snage P_0 . Prema tome teorijski najveća korisnost iznosi:

$$\eta = \frac{P_{i \max}}{P_0} = \frac{\frac{U \cdot I_q}{4}}{U/2 \cdot I_q} = \frac{1}{2} \approx 50\%. \quad (4.2)$$

Odnos korisne snage prema privedenoj vidi se i iz odnosa geometrijskih veličina na slici 4.2. Privedena snaga razmjerna je površini pravokutnika sa stranicama $U/2$ i I_q , a izmjenična snaga je razmjerna površini pravokutnog trokuta kojemu je jedna kateta jednaka amplitudi struje, a druga kateta amplitudi napona. Budući da su amplitude jednake odgovarajućim stranicama pravokutnika, površina trokuta je jednaka polovici površine pravokutnika. Iz toga izlazi da je korisnost 50%, kao što je već utvrđeno.



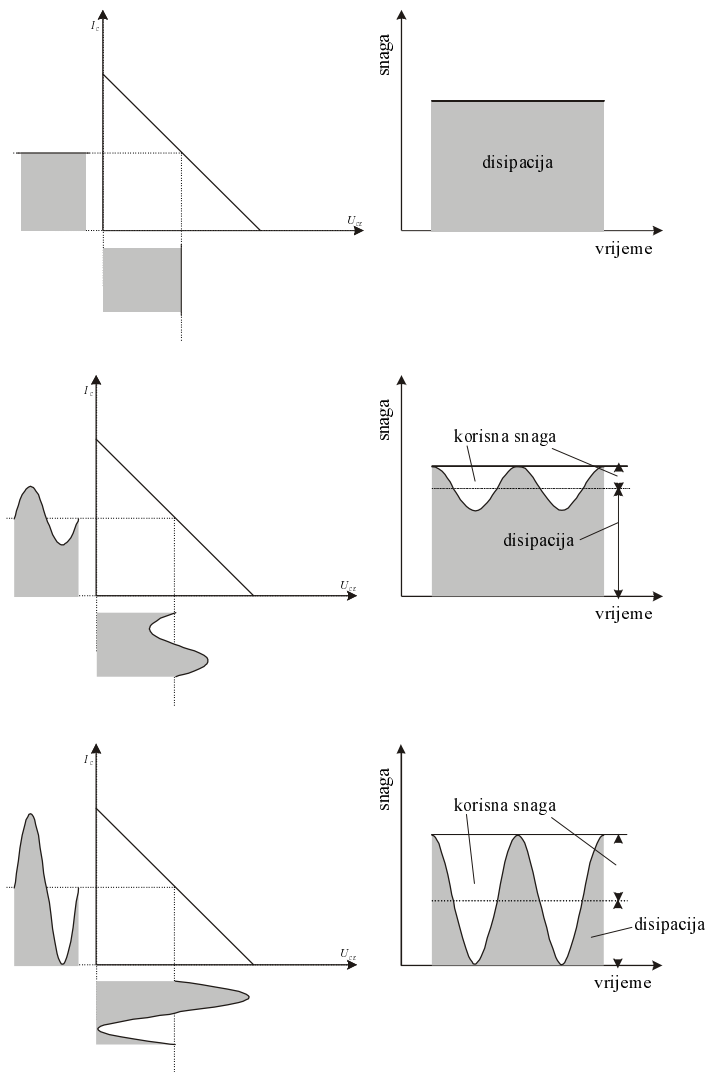
Slika 4.2 Valni oblici izlazne struje i napona na izlaznim tranzistorima u idealnom slučaju.

Treba uzeti u obzir da je ovo teorijska vrijednost, jer nije uzeto ograničenje struje i napona, kao i rezerve struje i napona. Praktički, najveća korisnost protutaktnog pojačala klase A je između 40% i 45%. Ne treba zaboraviti da je korisnost kod najvećeg izlaznog signala. Kako je prosječna snaga slušanja puno

manja, tako će i disipacija biti puno veća.

Na slici 4.3 prikazani su odnosi između korisne snage i disipacije u ovisnosti o razini pobudnog signala. Na lijevoj strani su prikazani radni pravci na izlaznim karakteristikama tranzistora, s pripadajućim valnim oblicima struje i napona, a na desnoj dijagrami trenutnih vrijednosti snage koja se troši u tranzistoru i korisne snage koja se prenosi na opterećenje.

Za konstruktora pojačala važniji je podatak o disipaciji snage nego podatak o korisnosti. Količina disipacije govori nam koju vrstu hlađenja treba primijeniti kako ne bi došlo do uništenja pojačala.



Slika 4.3 Ovisnost disipacije i izlazne snage o razini pobudnog napona.

Trenutnu disipaciju na tranzistoru protutaktnog pojačala klase A, koje pojačava sinusni signal $U_0 \sin(\omega t)$ na trošilu R_T možemo napisati kao:

$$P_{d(tren)} = \left[U - \left(\frac{U}{2} + U_0 \sin(\omega t) \right) \right] \cdot \left(\frac{U}{2R_T} + \frac{U_0 \sin(\omega t)}{R_T} \right). \quad (4.3)$$

Pretpostavljeno je da mirna struja iznosi točno polovicu najveće struje koju može dati izvor napajanja U/R_T . Napon U je napon napajanja pojačala. Integriranjem gornje jednadžbe po cijeloj periodi signala dobije se prosječna disipacija snage na tranzistoru:

$$P_{d(\text{pros})} = \frac{U^2}{4R_T} - P_0 \quad P_0 = \frac{U_0^2}{2R_T}. \quad (4.4)$$

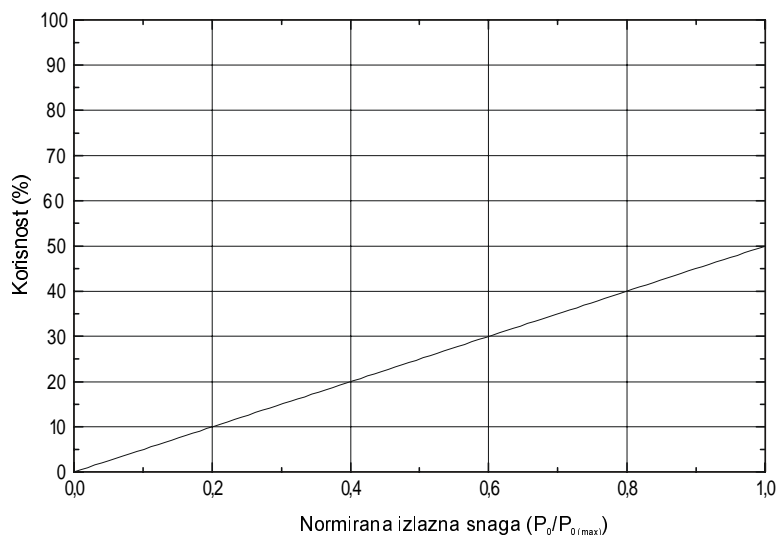
Dijeljenjem ovog rezultata s najvećom izlaznom snagom pojačala $P_{0(\text{max})} = U^2/8R_T$ (najveći izlazni napon $U_{0(\text{max})}$ jednak je polovici napona napajanja – slika 4.2), dobivamo ovisnost normirane disipacije o normiranoj izlaznoj snazi:

$$\frac{P_{d(\text{pros})}}{P_{0(\text{max})}} = 2 - \frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}. \quad (4.5)$$

Iz gornje jednadžbe možemo izračunati korisnost u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi.

$$\eta = \frac{P_0}{P_{d(\text{pros})} + P_0} = \frac{\frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}}{\frac{P_{d(\text{pros})}}{P_{0(\text{max})}} + \frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}} = \frac{1}{2} \frac{P_0}{P_{0(\text{max})}} \quad (4.6)$$

Na slici 4.4 prikazana je korisnost pojačala u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi. Iz dijagrama je vidljivo da je najveća disipacija, odnosno najmanja korisnost prisutna kada nema signala na izlazu pojačala.



Slika 4.4 Korisnost komplementarnog pojačala klase A u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi.

4.1.2.1. Korisnost kod reaktivnih opterećenja

Poznato je da zvučnik ne predstavlja čisto ohmsko opterećenje, pa je stoga važno da se provede i analiza korisnosti i disipacije za reaktivna opterećenja. Ako se u jednadžbu (4.3) ubaci ovisnost izlazne struje možemo pisati:

$$P_{d(tren)} = \left[U - \left(\frac{U}{2} + U_0 \sin(\omega t) \right) \right] \cdot \left(\frac{U}{2|Z_T|} + \frac{U_0 \sin(\omega t + \varphi)}{|Z_T|} \right). \quad (4.7)$$

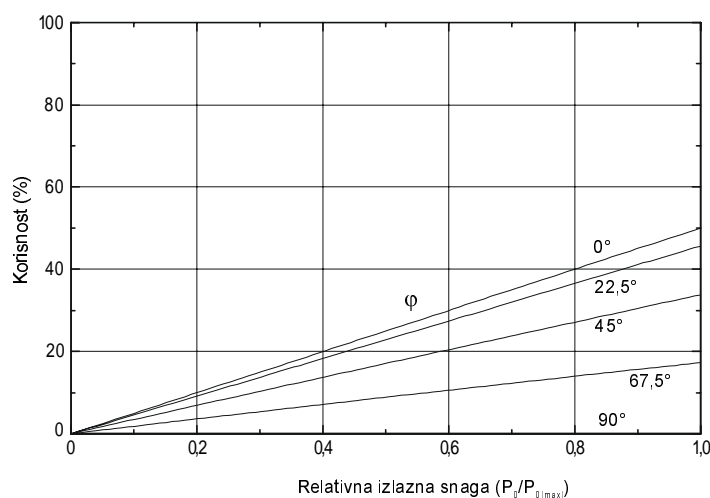
Ovdje φ predstavlja fazni pomak između struje i napona koji se javlja kod reaktivnih opterećenja (Z_T). Integriranjem gornjeg izraza, uzimajući u obzir da su granice integracije od φ do $(\varphi+2\pi)$ kako bi se uzela u obzir perioda u kojoj izlazni stupanj vodi struju, dobije se prosječna disipacija izlaznih tranzistora u ovisnosti o faznom pomaku opterećenja. Dijeljenjem dobivenog izraza s najvećom izlaznom snagom dobije se normirana prosječna disipacija u ovisnosti o faznom pomaku i normiranoj izlaznoj snazi:

$$\frac{P_{d(pros)}}{P_{0(max)}} = 2 + \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(max)}}} \cdot [1 - \cos(\varphi)] - \frac{P_0}{P_{0(max)}} \cdot \cos(\varphi). \quad (4.8)$$

Sada je moguće izračunati korisnost protutaktnog pojačala klase A u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi i faznom pomaku opterećenja.

$$\eta = \frac{\frac{P_0}{P_{0(max)}} \cos(\varphi)}{2 + \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(max)}}} \cdot [1 - \cos(\varphi)]} \quad (4.9)$$

Na slici 4.5 prikazana je ova ovisnost. Vidljivo je da s porastom faze rastu i gubici na izlaznim tranzistorima. Korisnost u slučaju faznog pomaka od 90° pri najvećem signalu pada s 50% na nulu.



Slika 4.5 Korisnost komplementarnog pojačala klase A u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi i faznom pomaku opterećenja.

4.1.3. Regulacija mirne struje

Kao što je već rečeno klasa A pojačala određena je time što kroz izlazni stupanj stalno teče određena mirna struja. Ova struja (I_q) mora biti malo veća od polovine najveće struje koja će teći kroz izlazni stupanj (slika 4.2). Na primjer, ako spojimo 8 ohmski otpornik na izvor napajanja od 24 V, najveća će struja kroz otpornik biti 3 A. Ako želimo napajati 8 ohmsko opterećenje pojačalom klase A iz izvora napajanja 24 V, mirna struja bi trebala biti oko 1,5 A. U idealnom slučaju izlazna struja će se kretati između 0 A i 3 A. No, u realnim uvjetima ove će vrijednosti biti manje.

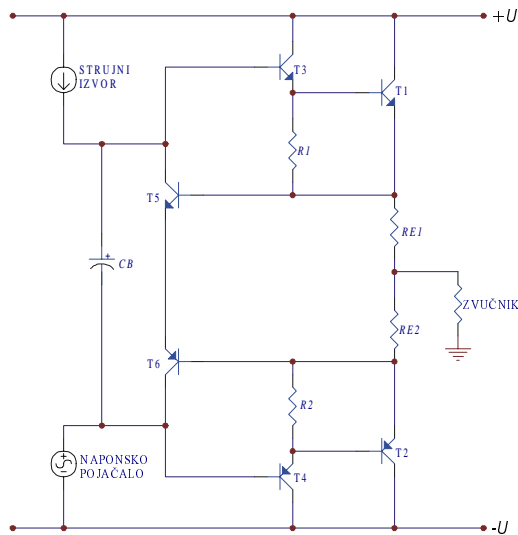
Vrijednost mirne struje kod klase A pojačala nije kritična, odnosno postoje veće tolerancije. Važno je samo da izlazni tranzistori rade u linearnom dijelu prijenosne karakteristike.

Slike 4.6 i 4.7 prikazuju dvije uobičajene izvedbe sklopova za održavanje mirne struje. Na slici 4.6, tranzistori T5 i T6 upravljani su zbrojem pada napona na otpornicima $RE1$ i $RE2$, koji je proporcionalan mirnoj struji I_q . Ako ovaj zbroj napona prijeđe razinu napona baza-emiter tranzistora T5 i T6, prednaponi na bazama od T3 i T4 će se smanjiti, i tako smanjiti mirnu struju. Ako se dogodi suprotno, da napon na otpornicima padne ispod napona baza-emiter (oko 0,7 V), prednapon se povećava, a time i mirna struja. Drugim riječima mirna struja je upravljana naponom baza-emiter tranzistora T5 i T6.

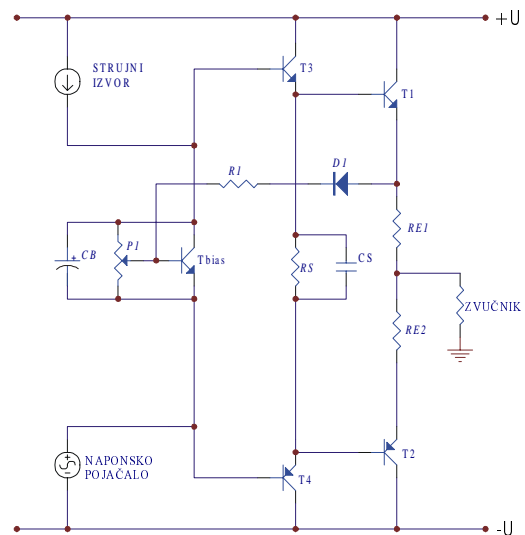
Zbroj pada napona preko $RE1$ i $RE2$ uvijek će biti proporcionalan mirnoj struji, čak i kod dinamičkih uvjeta. Pojedinačni padovi napona na $RE1$ i $RE2$ sadržavati će proporcionalne dijelove ulaznog signala, ali kako izlazni tranzistori (T1 i T2) dinamički rade u protufazi, zbroj padova napona preko $RE1$ i $RE2$ morati će uvijek biti jednak nuli, uz uvjet da su $RE1$ i $RE2$ jednaki. Naravno, ovo uključuje idealne uvjete. U realnim uvjetima postojati će razlika ovih otpornika, što će uzrokovati i malu razliku u radnim točkama tranzistora T1 i T2. Ova neravnoteža uzrokuje male dinamičke promjene u ukupnom naponu preko otpornika $RE1$ i $RE2$. Zbog toga se dodaje kondenzator CB između kolektora T5 i T6 radi stabilizacije prednapona.

Sklop na slici 4.6 ima nekoliko nedostataka. Pošto vrijednost mirne struje ovisi o padu napona preko otpornika $RE1$ i $RE2$, vrijednost ovih otpornika je ključna za određivanje mirne struje. Kako ovi otpornici moraju biti veće snage (otpornici snage 5W), vrlo je teško naći točnu vrijednost otpornika, a uz to ovi otpornici imaju velike tolerancije. Drugi nedostatak uključuje temperaturne promjene ulaznih karakteristika tranzistora T5 i T6. Kako raste temperatura spoja baza-emiter smanjuje se mirna struja. Zbog toga ovi tranzistori moraju biti dobro temperaturno izolirani.

Spoj na slici 4.6 ima i drugu funkciju, a to je zaštita od kratkog spoja na izlazu. Ako na primjer dođe do kratkog spoja na izlazu, cijeli će se izlazni signal pokušati pojaviti na otpornicima $RE1$ i $RE2$. Prije nego što se to dogodi, povećana struja baze od T5 i T6 ograničava najveću izlaznu struju, tako da odvaja signal od baza tranzistora T3 i T4.

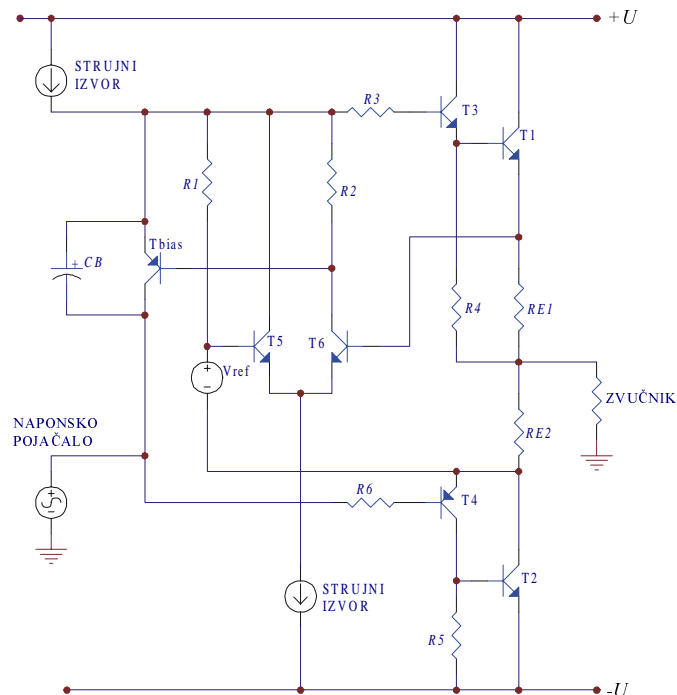


Slika 4.6 Balansirani regulator mirne struje.



Slika 4.7 Jednostruki regulator mirne struje.

Slika 4.7 prikazuje fleksibilniji regulator mirne struje. Napon sa $RE1$ se dovodi na bazu tranzistora T_{bias} preko $D1$ i $R1$. Emiter od tranzistora T_{bias} je električki povezan s $RE2$ preko spojeva baza-emiter od $T4$ i $T2$. Cijeli osjetilni pad napona sastoji se od pada na $RE1$, $RE2$ i napon baza-emiter od $T4$ i $T2$. Ova četiri pada napona su uspoređeni s naponom baza-emiter od tranzistora T_{bias} , što rezultira u prednaponu između kolektora i emitera od T_{bias} . Ako poraste osjetilni napon na $RE1$ (zbog porasta izlazne struje), prednapon se smanjuje zbog povećane struje baze od tranzistora T_{bias} , i obratno.



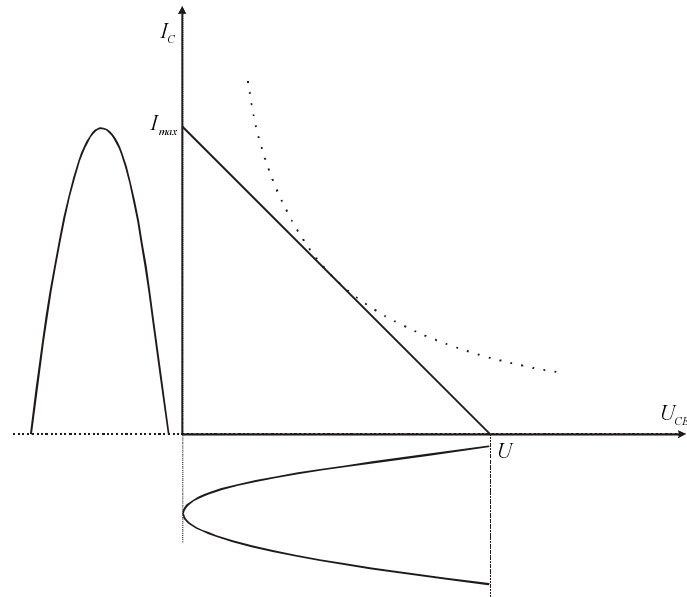
Slika 4.8 Poboļjšani sklop za kontrolu mirne struje.

Iako ovaj sklop ima bolje karakteristike od sklopa na slici 4.6, postoje i neki nedostaci. Problem je u tome što ulazne karakteristike od T2 i T4 utječu na prednapon, a nalaze se izvan kontrolnog kruga. Prednapon se podešava između kolektora i emitera od Tbias, a mi zapravo želimo kontrolu napona preko otpornika *RE1* i *RE2*. Temperaturne promjene od tranzistora Tbias i T2 se djelomično poništavaju, ali samo djelomično. Tranzistor Tbias je također temperaturno ovisan, te može uzrokovati promjenu mirne struje.

Kako bi se riješio ovaj problem, uvedena je novija izvedba sklopa za kontrolu mirne struje (4), koji je prikazan na slici 4.8. U principu mi moramo usporediti pad napona na otpornicima *RE1* i *RE2* s određenim referentnim naponom, što bi moglo uključiti dva diferencijalna pojačala. Umjesto dva možemo koristiti samo jedno, usporedbom referentnog napona s padom napona preko otpornika *RE2*. Jednostavan diferencijalni par T5 i T6 uspoređuje referentni napon s naponom na otporniku *RE2*, te uzrokuje da Tbias vodi više struje i smanji prednapon.

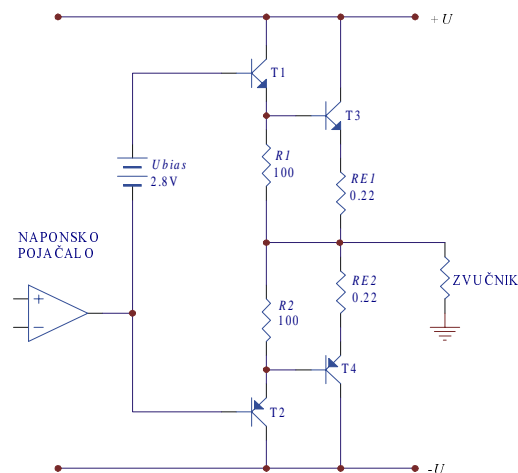
4.2. Klasa B

Rad klase B se zasniva na principu komplementarnosti tranzistora od kojih jedni pojačavaju pozitivnu, a drugi negativnu poluperiodu signala. Slika 4.9 prikazuje vremenski oblik signala na izlaznoj karakteristici izlaznog tranzistora.

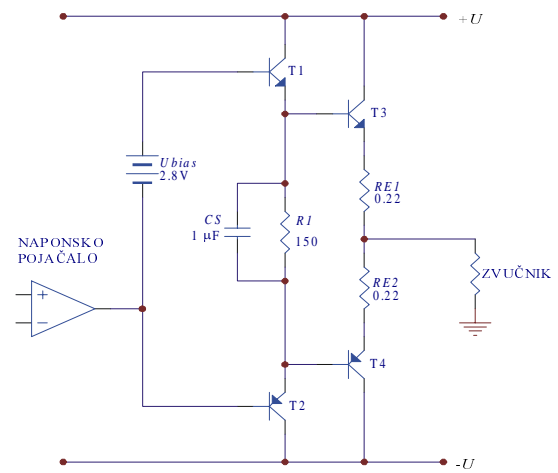


Slika 4.9 Oblik izlaznog signala kod pojačala klase B na jednom od komplementarnih tranzistora.

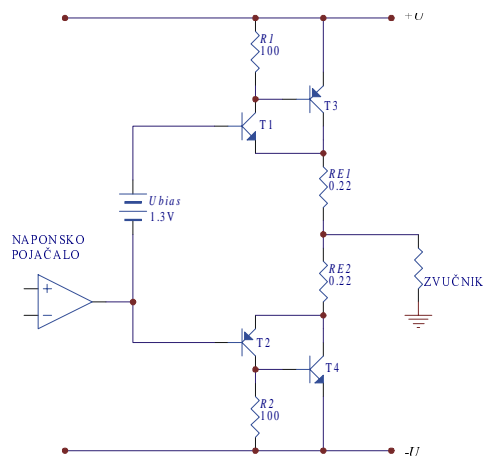
Pojačalo klase B se često naziva i protutaktno pojačalo, gdje se ovaj naziv odnosi na komplementarne tranzistore od kojih jedan služi kao izvor struje, dok drugi radi kao strujni odvod, i obrnuto. Drugim riječima, jedan tranzistor “gura” (*push*) struju, dok je drugi “vuče” (*pull*). No, u slučaju klase B ovo nije potpuno točno. Izlazni tranzistori ovdje služe samo kao izvori struje, dok kod suprotne poluperiode oni ne vode. Na slikama 4.10a do 4.10d prikazano je nekoliko izvedbi izlaznih stupnjeva klase B pojačala.



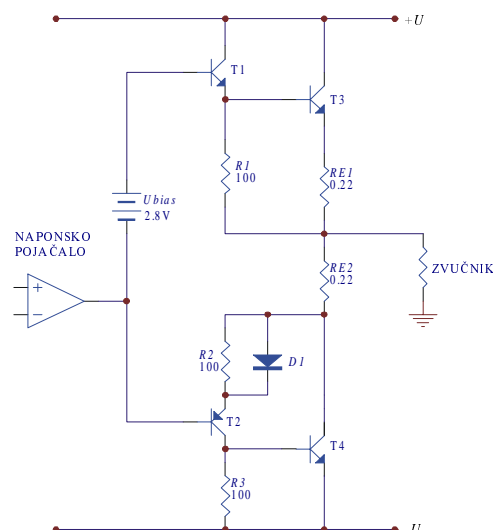
Slika 4.10a Jednostavan spoj emitorskog sljedila.



Slika 4.10b Poboľšani spoj emitorskog sljedila.



Slika 4.10c Darlingtonov spoj komplementarnih tranzistora.



Slika 4.10d Kvazi-komplementarni spoj.

4.2.1. Proračun korisnosti

Prvo treba napomenuti da je za konstruktora audio pojačala podatak o disipaciji važniji od podataka o korisnosti pojačala. Disipacija topline, odnosno gubitaka snage, određuje odabir izlaznih tranzistora i veličinu hladnjaka, odnosno način hlađenja.

Za analizu je pretpostavljeno da se koristi pojačalo s dvostrukim napajanjem $\pm U$ i koje ima izlazni napon najveće amplitude koja je jednaka naponu napajanja. [7]

Izlazni stupanj audio pojačala podložan je “trenutnoj” disipaciji zbog protoka struje kroz izlazni stupanj i napona na izlaznim tranzistorima, i “prosječnoj” disipaciji koja se dobiva integracijom trenutnih disipacija kroz određeno vrijeme. Ograničavajući faktor može biti trenutna ili prosječna disipacija ovisno o izlaznim tranzistorima i opterećenju.

Trenutna disipacija pojačala klase B koje pojačava sinusni napon $U_0 \sin(\omega t)$ na opterećenju R_T može se izraziti kao (slika 4.9):

$$P_{d(tren)} = [U - U_0 \sin(\omega t)] \frac{U_0 \sin(\omega t)}{R_T}. \quad (0 < \omega t < \pi) \quad (4.10)$$

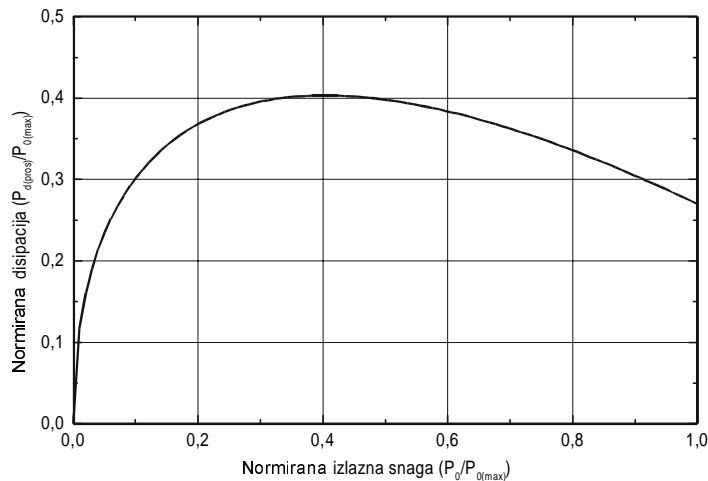
Integriranjem trenutne disipacije $P_{d(tren)}$ od 0 do π , odnosno tijekom jedne poluperiode kada vodi samo jedan komplementarni tranzistor (ili više njih), daje prosječnu disipaciju:

$$P_{d(pros)} = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{U^2}{2R_T} P_0} - P_0, \quad P_0 = \frac{U_0^2}{2R_T}. \quad (4.11)$$

Normiranjem ovog rezultata, odnosno dijeljenjem s najvećom izlaznom snagom $P_{0(max)} = U^2 / 2R_T$ dobivamo:

$$\frac{P_{d(\text{pros})}}{P_{0(\text{max})}} = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}} - \frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}. \quad (4.12)$$

Na slici 4.11a prikazana je ova ovisnost.

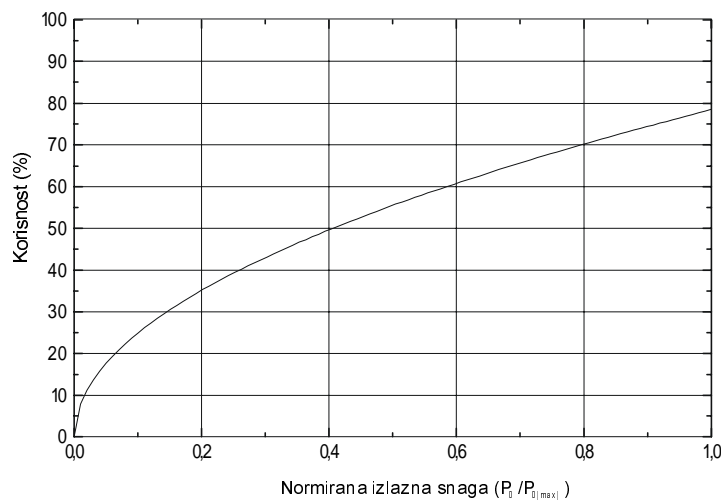


Slika 4.11a Normirana prosječna disipacija u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi.

Najveća je disipacija na 40,53% maksimalne izlazne snage (63,66% izlaznog napona). Iz gornjeg izraza možemo prikazati ovisnost korisnosti o normiranoj izlaznoj snazi.

$$\eta = \frac{\frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}}{\frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}}} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(\text{max})}}} \quad (4.13)$$

Ova ovisnost prikazana je na slici 4.11b.



Slika 4.11b Korisnost pojačala klase B u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi.

Najveću teorijsku korisnost dobiti ćemo prema slici 4.9 slijedećim proračunom. Sa strane izvora napajanja, tranzistori provode punovalno ispravljenu struju. Srednja vrijednost takve struje je $\pi/2$ puta manja od vršne vrijednosti, odnosno jednaka je $2 \cdot i_{c(\max)}/\pi$. Struja $i_{c(\max)}$ je najveća vršna vrijednost struje koja se javlja na opterećenju. Ovolika struja teče iz izvora napajanja uz napon U . Prema tome izvor napajanja daje snagu:

$$P_{CC} = \frac{2 \cdot U \cdot i_{c(\max)}}{\pi}. \quad (4.14)$$

Izlazna snaga je umnožak efektivnih vrijednosti najveće izlazne struje i napona. Sada možemo izračunati najveću teorijsku korisnost pojačala klase B:

$$\eta = \frac{P_{0(\max)}}{P_{CC}} = \frac{i_{c(\max)} \cdot U \cdot \pi}{4 i_{c(\max)} \cdot U} = \frac{\pi}{4} \approx 0,785 \rightarrow 78,5\% .$$

Ovo je teorijska vrijednost jer smo pretpostavili da je najveći izlazni napon jednak naponu napajanja. U praksi to nije izvedivo zbog napona zasićenja izlaznih tranzistora, koji smanjuje izlazni napon. Ako se radi o čisto omskom opterećenju realna korisnost kretati će se između 65% i 70%.

4.2.1.1. Korisnost kod reaktivnih opterećenja

Korisno je prvo proučiti slučaj idealnog pojačala klase B koje pojačava sinusni signal na kompleksnom opterećenju koje se mijenja od čisto ohmskog do potpuno reaktivnog. Kako opterećenje postaje reaktivno struja kasni ili prethodi naponu za fazu φ , te se povećava najveća disipacija jer struja kroz opterećenje teče djelomično kada na opterećenju raste napon.

Trenutna disipacija može se prikazati kao:

$$P_{d(\text{tren})} = [U - U_0 \sin(\omega t)] \left[\frac{U_0}{|Z_L|} \sin(\omega t + \varphi) \right]. \quad (4.15)$$

Prosječna disipacija može se dobiti integracijom jednadžbe (4.15):

$$P_{d(\text{pros})} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{U^2}{2R_L}} P_0 [1 + \cos(\varphi)] - P_0 \cos(\varphi). \quad (4.16)$$

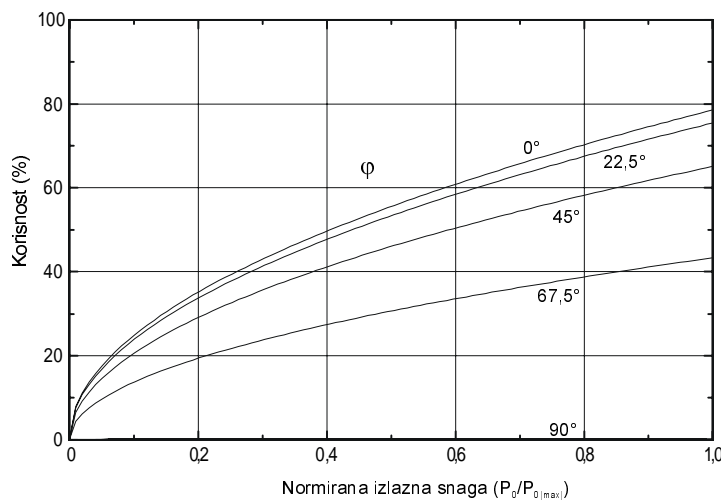
Dijeljenjem s najvećom izlaznom snagom dobije se normirana prosječna disipacija u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi:

$$\frac{P_{d(\text{pros})}}{P_{0(\max)}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(\max)}}} [1 + \cos(\varphi)] - \frac{P_0}{P_{0(\max)}} \cos(\varphi) \quad (4.17)$$

Koristosnost u ovisnosti o faznom pomaku i normiranoj izlaznoj snazi možemo izraziti kao:

$$\eta = \frac{\frac{P_0}{P_{0(\max)}} \cos(\varphi)}{\frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(\max)}} [1 + \cos(\varphi)]}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{P_0}{P_{0(\max)}}} \frac{\cos(\varphi)}{1 + \cos(\varphi)} \quad (4.18)$$

Na slici 4.12 prikazana je ova ovisnost.

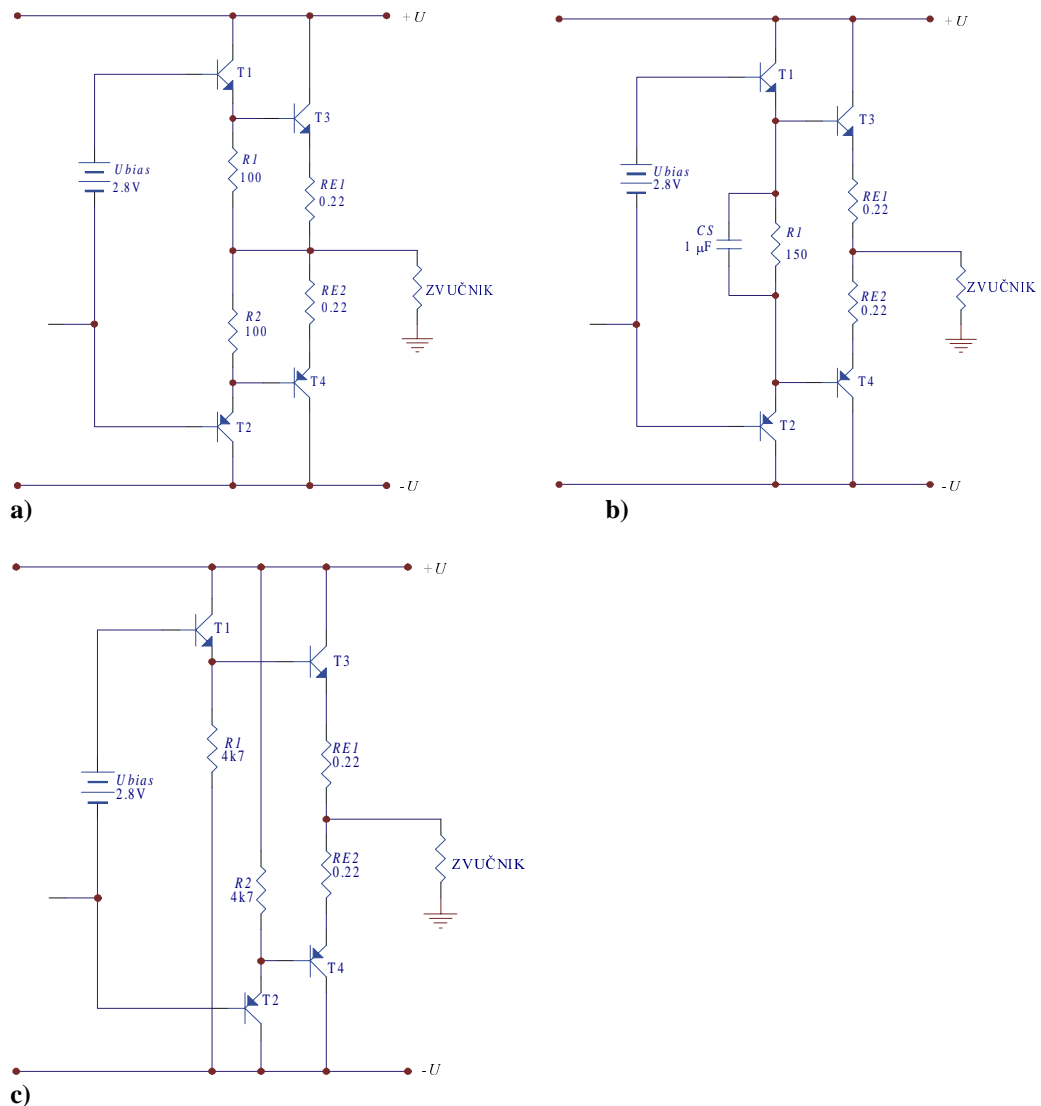


Slika 4.12 Koristosnost pojačala klase B u ovisnosti o normiranoj izlaznoj snazi i faznom pomaku opterećenja.

4.2.2. Sklop s emitterskim slijedilom

Na slici 4.13 prikazane su tri vrste ovog izlaznog stupnja. Prvi sklop je dvostruko emittersko slijedilo (slika 4.13a), gdje prvi tranzistor služi kao davač struje (*driver*), odnosno pobudni tranzistor izlaznim tranzistorima. Ova izvedba je slična Darlingtovom sklopu i za njega je karakteristično da se signal prenosi na izlaz preko dva spoja baza-emiter koji su spojeni u seriju, bez lokalne povratne veze (osim 100%-tne naponske povratne veze koja i inače postoji kod emitterskog slijedila). Tu su dva različita spoja baza-emiter između prednapona (U_{bias}) i izlaznog emitterskog otpornika RE , koji vode različite struje na različitim temperaturama. Generator prednapona treba kompenzirati oba spoja iako fizički može biti spojen samo s jednim.

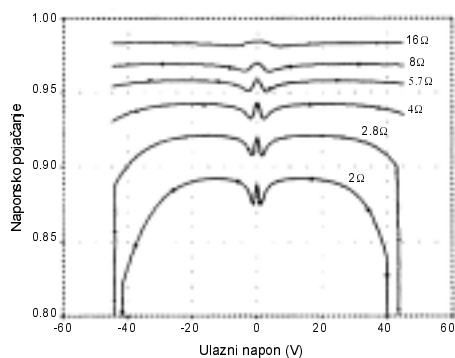
Na slici 4.13b prikazan je sklop koji se na prvi pogled ne razlikuje od onoga na slici 4.13a, ali ima jednu važnu razliku. Zajednički otpornik koji spaja emitere pobudnih tranzistora RI , koji nije spojen na izlaz, omogućuje pobudnim tranzistorima da okrenu prednapon spoja baza-emiter od tranzistora koji se isključuje. Pretpostavimo da se izlazni napon smanjuje prema preskočnom području; struja kroz $RE1$ je pala na nulu, ali ona kroz $RE2$ se povećava, što uzrokuje pad napona na njemu, što uzrokuje da baza od $T4$ ode više prema negativnom potencijalu. Ovaj porast u negativno se prenosi preko otpornika RI na bazu od $T3$. Na ovaj način se ubrzava isključivanje tranzistora $T3$, što smanjuje izobličenja zbog izbijanja baze.



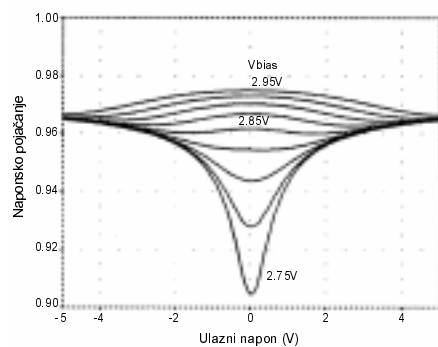
Slika 4.13 Tri izvedbe emitterskog sljedila.

Treća vrsta prikazana na slici 4.13c stalno održava pobudne tranzistore u klasi A, tako što su njihovi emitterski otpornici spojeni na suprotno napajanje. Na taj način se htjela postići bolja niskofrekvencijska kontrola izlaznih tranzistora, ali nisu uočena neka jako velika poboljšanja [3]. Disipacija na pobudnim tranzistorima je zbog toga povećana.

Linearnost ova tri sklopa kod velikih signala je skoro jednaka; svi imaju spojena dva spoja baza-emiter između ulaza i opterećenja. Na slici 4.14 prikazano je naponsko pojačanje sklopa u ovisnosti o razini signala. [3] Pad pojačanja sa smanjenjem opterećenog otpora je uzrokovan padom napona na emitterskim otpornicima izlaznih tranzistora. Uočljiva je pojava povećanja preskočnog područja s padom opterećenog otpora. Karakterističan je pad pojačanja na većim razinama napona i većim opterećenjima, što je uzrokovano velikim kolektorskim strujama. Povećani dio preskočnog područja s opterećenjem od 8Ω prikazan je na slici 4.15. Zanimljivo je da nema prednapona koji će dati potpuno ravnu prijenosnu karakteristiku.



Slika 4.14 Naponsko pojačanje emitterskog slijedila u ovisnosti o razini signala i opterećenju.

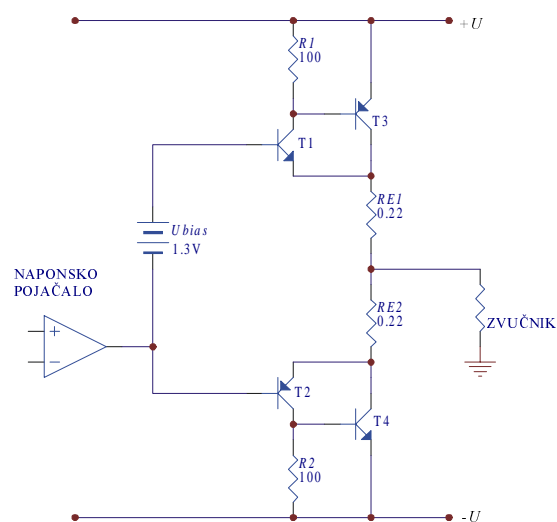


Slika 4.15 Preskočno područje emitterskog slijedila u ovisnosti o razini prednapona (U_{bias}).

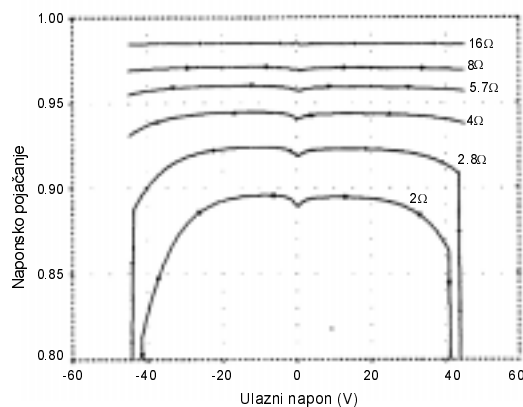
4.2.3. Darlingtonov spoj s komplementarnim tranzistorima - CFP (*Complementary Feedback Pair*)

Na slici 4.16 prikazan je ovaj sklop nazvan i *Sziklai-Pair*. Pobudni tranzistori su tako postavljeni da uspoređuju napon na izlazu s onim na ulazu. Lokalna povratna veza obećava bolju linearnost od izlaza s emitterskim slijedilom.

Smatra se da ovaj sklop ima bolju temperaturnu stabilnost od emitterskog slijedila [3], jer je spoj baza-emiter izlaznih tranzistora unutar lokalne negativne povratne veze, te na mirne uvjete utječe samo spoj baza-emiter od pobudnih tranzistora.



Slika 4.16 Darlingtonov spoj s komplementarnim tranzistorima.



Slika 4.17 Naponsko pojačanje CFP spoja u ovisnosti o ulaznom signalu i opterećenju.

Kao i kod emitterskog slijedila i ovdje pobudni tranzistori provode struju zajedno s izlaznim tranzistorima, tako da nije potrebno da oni rade u klasi A.

Naponsko pojačanje prikazano je na slici 4.17. Fourierova analiza izlaznog

signala pokazala je da su izobličenja ovog sklopa manja u odnosu na sklop emitterskog slijedila (Tablica 4.1).

Tablica 4.1 Usporedba izlaznih stupnjeva za različita opterećenja.

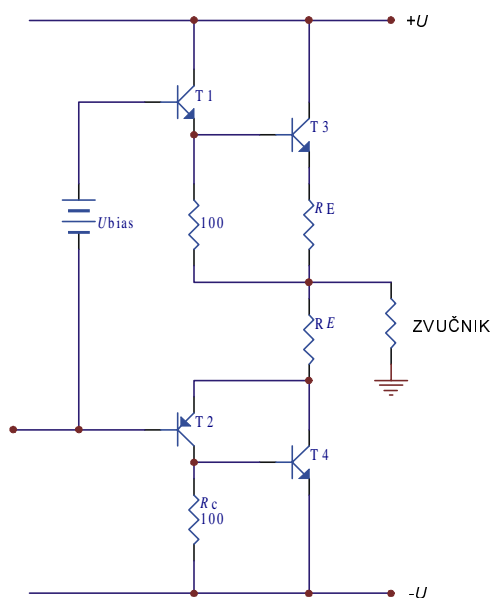
		Emitorsko slijedilo	CFP
8 Ω	THD	0,031%	0,014%
	A_v	0,97	0,97
4 Ω	THD	0,042%	0,030%
	A_v	0,94	0,94

4.2.4. Kvazi-komplementarni izlazni stupanj

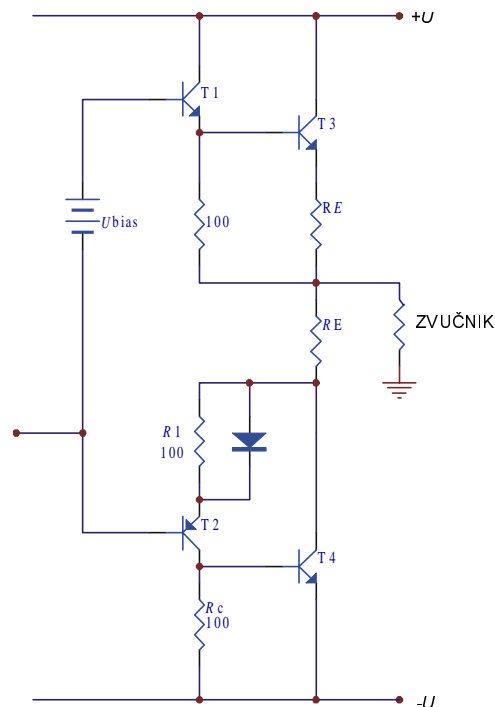
U osnovi ovaj sklop je ostatak prošlosti, odnosno koristio se u vremenima kada nije bilo komplementarnih PNP tranzistora. Standardna verzija prikazana na 4.18a poznata je po slaboj simetriji u preskočnom području, kao što je prikazano na slici 4.19a. Slika 4.19b pokazuje uvećano preskočno područje koje je kombinacija emitterskog slijedila i Darlingtonovog spoja s komplementarnim tranzistorima, te niti jedan prednapon ne može ukloniti oštar brid u pojačanju.

Simetrija se može poboljšati koristeći Baxandall diodu, kao što je prikazano na slici 4.18b te se karakteristika pojačanja približava onima na slikama 4.14 i 4.17 iako je u praksi preskočno područje veće.

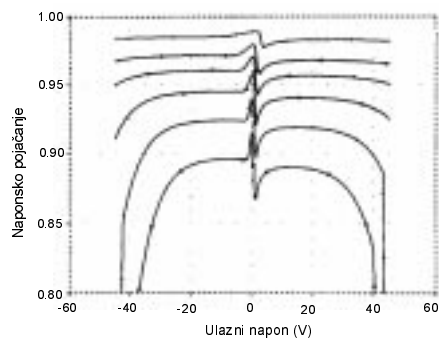
Najvažniji razlog korištenja ovog sklopa je novac, jer su PNP tranzistori općenito skuplji od komplementarnih NPN tranzistora.



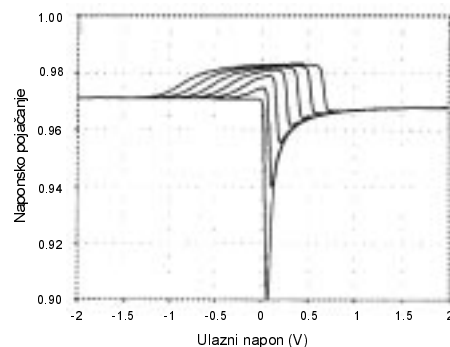
Slika 4.18a Kvazi-komplementarni izlazni stupanj.



Slika 4.18b Kvazi-komplementarni spoj s Baxandall diodom.



Slika 4.19a Naponsko pojačanje kvazi-komplementarnog izlaznog stupnja.



Slika 4.19b Uvećani dio preskočnog područja.

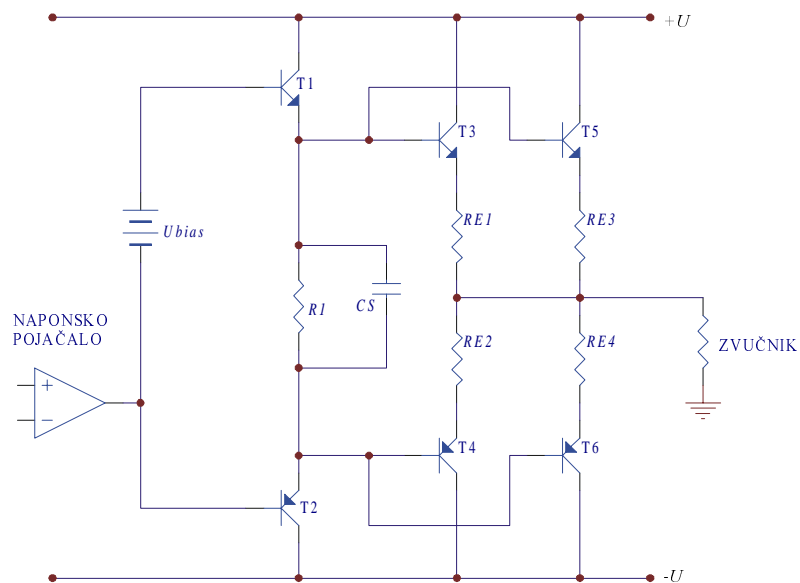
4.2.5. Paralelni spoj izlaznih tranzistora

Najočitija i najbolja metoda povećanja izlazne snage i smanjenja izobličenja na većim snagama je paralelno spajanje izlaznih tranzistora. Na slici 4.20 prikazane su dvije izvedbe za spoje emitorskog slijedila i CFP spoj.

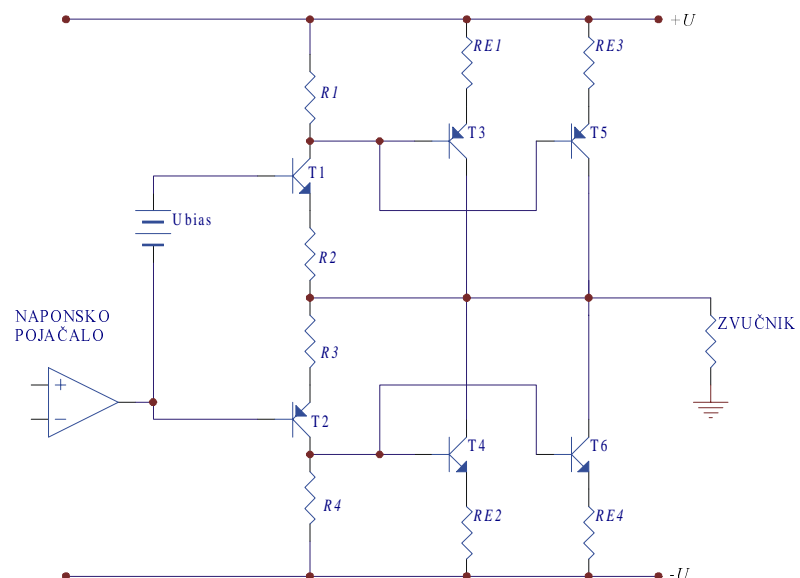
Općenito, postoji nekoliko pravila kojih se mora pridržavati kod spajanja bipolarnih tranzistora u paralelu. Najvažnije je, uključiti neku vrstu povratne veze, kako bi se omogućilo da oba izlazna tranzistora dijele jednaku jačinu struje, odnosno opterećenja. Najčešće se koriste emitorski otpornici RE , čije se vrijednosti kreću od 0,1 do 1 Ω .

Kako bi razjasnili ulogu ovih otpornika pogledajmo sliku 4.20a, gdje su tranzistori T3 i T5 spojeni u paralelu s emitorskim otpornicima od 0,33 Ω . Iako su T3 i T5 jednaki tranzistori, ulazne karakteristike će im se vjerojatno malo razlikovati. Pretpostavimo da je napon baza-emiter (U_{be}) od T3 manji od U_{be} od T5 za 10 mV. Kada na baze tranzistora dođe pozitivna poluperioda signala, tranzistor T3 će početi voditi prvi. Zbog razlike u strujama, napon na $RE1$ će biti veći nego na $RE3$, jer T3 vodi veću struju. Kada pad napona na $RE1$ prijeđe razliku između U_{be} napona (10 mV), tranzistor T5 biti će prisiljen voditi jer će zbroj napona U_{be} od T3 i pada napona na $RE1$ premašiti vrijednost napona U_{be} od T5. Kako struja s porastom signala dalje raste, nejednaki U_{be} naponi od T3 i T5 biti će poništeni nejednakim padom napona na $RE1$ i $RE3$, stvarajući strujnu ravnotežu (u stvarnosti postojati će razlika od 30 mA u ovom slučaju).

Emitorski otpornici su također korisni, jer omogućuju toplinsku kompenzaciju izlaznih tranzistora. Princip zaštite jednak je ovo prije spomenutom. Eventualno veće zagrijavanje jednog tranzistora uzrokovati će veći pad napona na otporniku RE i prisiliti drugi tranzistor da na sebe preuzme veću struju.



Slika 4.20a Paralelni spoj emitterskog slijedila.



Slika 4.20b Paralelni spoj komplementarnih tranzistora u Darlingtonovom spoju.

Kao što će biti objašnjeno kasnije emitterski otpornici su vrlo korisni kod strujne zaštite izlaznih tranzistora. Pad napona koji se na njima javlja služi kao osjetilni napon za zaštitne strujne krugove, jer će veća izlazna struja uzrokovati i veći pad napona na njima.

Kod nekih izvedbi paralelnog spoja, ubacuju se otpornici u baze izlaznih tranzistora, kako bi se poboljšala stabilnost i smanjila mogućnost VF oscilacija. Njihova vrijednost kreće se od 1 do 100 Ω .

4.2.6. Izlazni stupnjevi klase B s MOSFET-ima

Prvi MOSFET-i uporabljeni u audio pojačalima pojavili su se krajem 70-ih godina. Primijećeno je da MOSFET-i imaju bolje karakteristike od bipolarnih tranzistora kod pojačala većih snaga, ali prvi pokušaji s DMOS tranzistorima nisu bili obećavajući. To je bilo zbog toga što nije bilo dobrih komplementarnih tranzistora. Godine 1977. Hitachi je pokrenuo proizvodnju novog tipa planarnih DMOS tranzistora, koji se danas nazivaju "lateralni" MOSFET-i, koje se moglo proizvesti kao komplementarni par.

Svi tranzistori ovog tipa koji se primjenjuju za audio pojačala su obogaćenog tipa, što znači da dovod-slijev (*drain-source*) struja neće teći dok se između gata i slijeva ne narine napon. Ova karakteristika omogućuje relativno lagano ubacivanje MOSFET-a u dosadašnje sheme izlaznih pojačala.

Lateralni MOSFET-i imaju nekoliko prednosti u odnosu na bipolarne, ali uz neke zadržke.

MOSFET-i imaju prijelaz iz pozitivnog u negativni temperaturni koeficijent na niskim strujama od 200 mA ili manjim. Drugim riječima, lateralni MOSFET-i počinju s pozitivnim temperaturnim koeficijentom kao bipolarni, ali čim se dovodna struja poveća temperaturni koeficijent postaje negativan, te automatski ograničava struju s porastom temperature. To je odličan podatak baš za audio pojačala snage, jer eliminira mnoge komplikacije s temperaturnom stabilnosti koje postoje kod bipolarnih tranzistora. Prvo, više nije potrebno da tranzistor za prednapon termalno prati izlazne tranzistore. Drugo, više nema mehaničkih problema u svezi postavljanja tranzistora na hladnjak zbog termalnog praćenja tranzistora za prednapon. Treće, paralelno spajanje MOSFET-a je jednostavnije, jer nisu potrebni skupi emitterski degeneracijski otpornici, jer negativni temperaturni koeficijent automatski balansira izlazne struje.

Lateralni MOSFET-i su imuni na sekundarni proboj. To znači da se zaštitni strujni krugovi mogu ograničiti na jednostavne naponsko-strujne ograničivače.

Lateralni MOSFET-i nemaju pojavu sličnu padu strujnog pojačanja kao kod bipolarnih tranzistora. Ova karakteristika eliminira jedan od tri glavna uzroka izobličenja kod izlaznih stupnjeva.

Lateralni MOSFET-i su mnogo robusniji, odnosno skoro su neuništivi. Oni su zaštićeni intrinzičnom diodom protiv statičkog elektriciteta, imuni na sekundarni proboj, i imaju automatsko ograničenje struje. Kratko rečeno, skoro je nemoguće slučajno uništiti ove tranzistore. To je naročito važno kod pojačala velikih snaga.

Lateralni MOSFET-i, kao i svi MOSFET-i su naponski upravljani tranzistori, što znači da ne trebaju veliku struju pobudnih tranzistora kao što trebaju bipolarni tranzistori, osim one koja je potrebna za punjenje njihovog velikog ulaznog kapaciteta. MOSFET-i stvaraju manje opterećenje naponskom pojačalu, što omogućuje smanjenje izobličenja ovog dijela pojačala.

Lateralni MOSFET-i imaju puno šire frekvencijsko područje rada. Oni su pogodni za brže uključivanje i isključivanje zbog nedostatka manjinskih nosioca, zbog čega nema izobličenja zbog izbijanja baze.

Kod njih nema efekta spremanja naboja, tako da su imuni na izobličenja zbog izbijanja baze.

Nedostaci MOSFE-tranzistora su slijedeći.

Lateralni MOSFET-i traže veću mirnu struju od bipolarnih tranzistora za normalan rad. To dovodi do nešto manje korisnosti izlaznog stupnja, ali to se smatra

manjim nedostatkom. Lateralni MOSFET-i također imaju veći provodni otpor (*on-resistance*), što se očituje u većoj disipaciji kada je pojačalo jako opterećeno. No, u paralelnom spoju efekt postaje zanemariv. Zbog toga dolazi do pada izlazne snage za otprilike 5 do 7 % u usporedbi s bipolarnim tranzistorima i jednakim naponom napajanja.

Strmina lateralnih MOSFET-a je puno manja od istovrsnih bipolarnih tranzistora, što je ekvivalentno smanjenju linearnosti. Nekima će se ovo učiniti kao usporedba različitih parametara, ali kada se bipolarni tranzistor degenerira tako da mu se strmina izjednači s strminom MOSFET-a, vidljiva je veća linearnost bipolarnih tranzistora. [4]

Lateralni MOSFET-i su puno osjetljiviji na opasne parazitne oscilacije. One se mogu dosta smanjiti uporabom otpornika u gatu.

Cijena MOSFET-a zna bit nekoliko puta veća od cijene istovrsnih bipolarnih tranzistora.

Sve u svemu lateralni MOSFET-i se malo koriste u visoko-kvalitetnim uređajima, ali su svoju primjenu našli u profesionalnim pojačalima velike snage, baš zbog svoje izdržljivosti i pouzdanosti.

4.2.7. Izvedbe izlaznih stupnjeva s MOSFET-ima

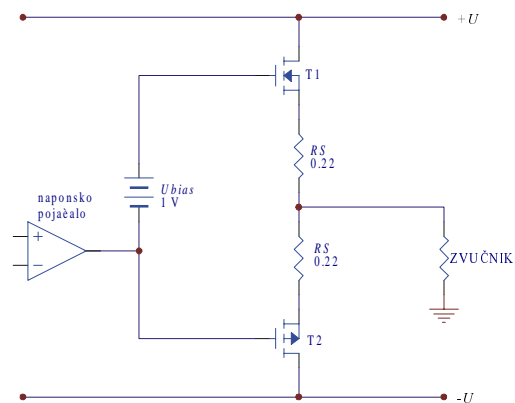
Kako se MOSFET-i ponašaju slično bipolarnim tranzistorima, barem u osnovnim funkcijama, izlazni stupnjevi izgledaju slično. Slike 4.21a do 4.21c prikazuju tipične izvedbe izlaznog stupnja.

Slika 4.21a prikazuje jednostruki spoj slijevnog slijedila. Ova izvedba je slična spoju emitorskog slijedila, ali bez pobudnih tranzistora. Slijevni otpornici RS nisu sami po sebi potrebni, ali služe kao osjetilni otpornici za zaštitne krugove. Izobličenja kod spoja bez povratne veze (*open-loop*) su veća od ekvivalentnog spoja s bipolarnim tranzistorima, zbog manje strmine MOSFET-a.

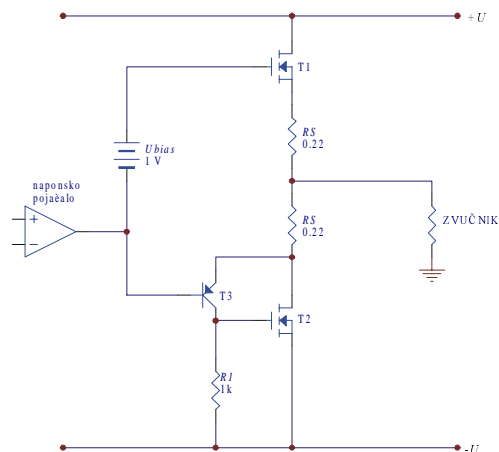
Slika 4.21b prikazuje kvazi-komplementarni spoj. Linearnost je dosta slaba zbog pomaka u strminama između “gornjeg” i “donjeg” hibridnog komplementarnog para s povratnom vezom (CFP). Može se povećati $RS2$ da bi se smanjio ovaj efekt, ali linearnost tada postaje ovisna o opterećenju. Ova izvedba se danas rijetko koristi.

Slika 4.21c prikazuje Darlingtonov spoj s komplementarnim tranzisotrima (CFP) spoj. Ovaj spoj se još i naziva “hibridni” zbog kombinacije bipolarnih i MOSFET-a. Linearnost ovog spoja je puno bolja od spoja sa slijevnim slijedilom. Konkretno izobličenja su skoro 10 puta manja. No, još uvijek je nekoliko puta slabija od ekvivalentnog CFP spoja s bipolarnim tranzistorima.

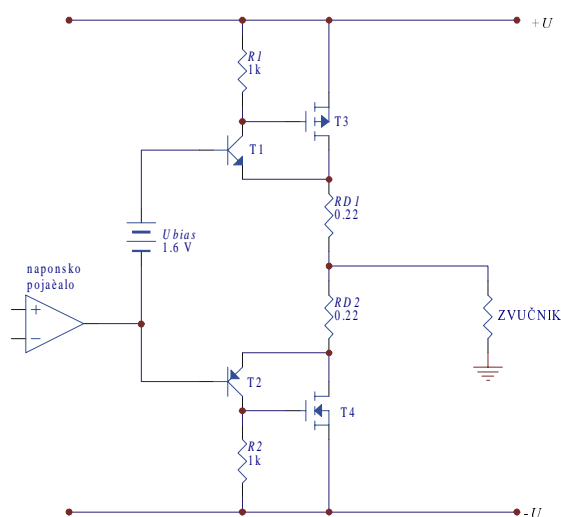
Slika 4.22a prikazuje paralelni spoj MOSFET-a u spoju slijevnog slijedila. Prikazane su tipične vrijednosti otpornika koji se koriste. Otpornici $R1$ i $R2$ omogućuju dodatnu stabilnost između velikog ulaznog kapaciteta MOSFET-a i naponskog pojačala.



Slika 4.21a Slijevno sljedilo



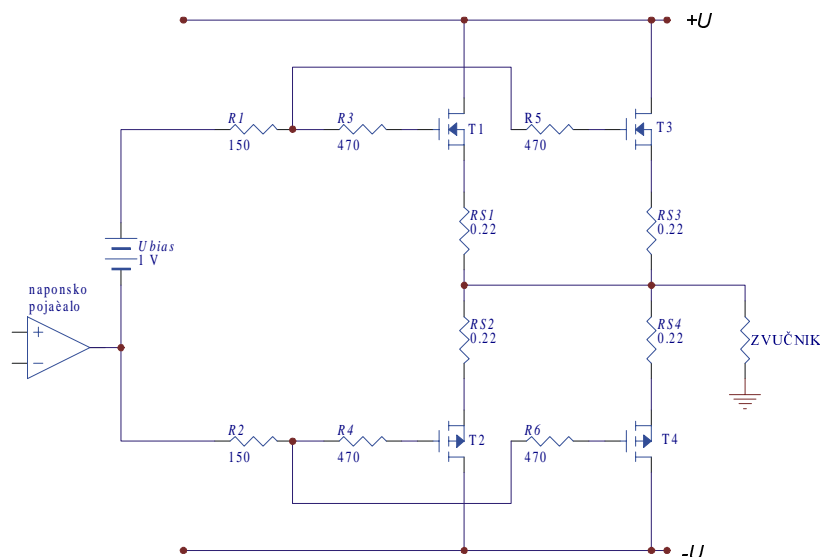
Slika 4.21b Kvazi-komplementarni spoj MOSFET-a.



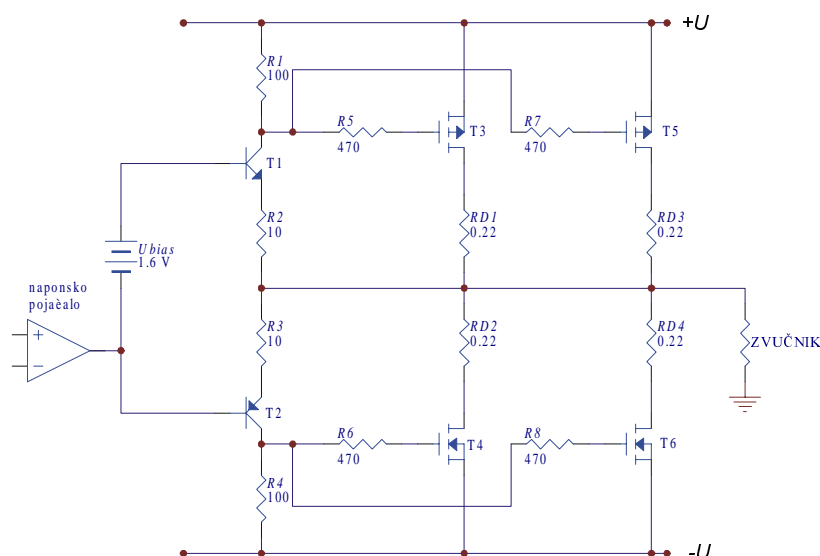
Slika 4.21c Hibridni Darlingtonov spoj s komplementarnim tranzistorima - CFP spoj.

Također postoji paralelna izvedba CFP spoja. Uočljivo je da je naponsko pojačanje bipolarnog pobudnog tranzistora postavljeno na 10, što daje neku vrstu prilagodnog sklopa protiv problema stabilnosti zbog fazno pomaknutog izlaznog signala koji se dovodi na ulaz bipolarnog stupnja s velikim pojačanjem. S prikazanim vrijednostima izdizanje pojačanja se događa na 8,9 MHz.

Čak i sa smanjenjem naponskog pojačanja pobudnih tranzistora, spoj na slici 4.22b ima relativno mala izobličenja. Za najbolje karakteristike tranzistori T1 i T2 na istoj slici trebali bi biti termalno "praćeni" pomoću Tbias tranzistora, no s manjim zahtjevima na stabilnost nego kod bipolarnih izlaznih stupnjeva. U ovom slučaju T1 i T2 će disipirati oko 3 do 4 W uz dvostruko napajanje od 85 V.



Slika 4.22a Paralelni spoj slijevnog slijedila.



Slika 4.22b Paralelni spoj komplementarnih tranzistora s povratnom vezom.

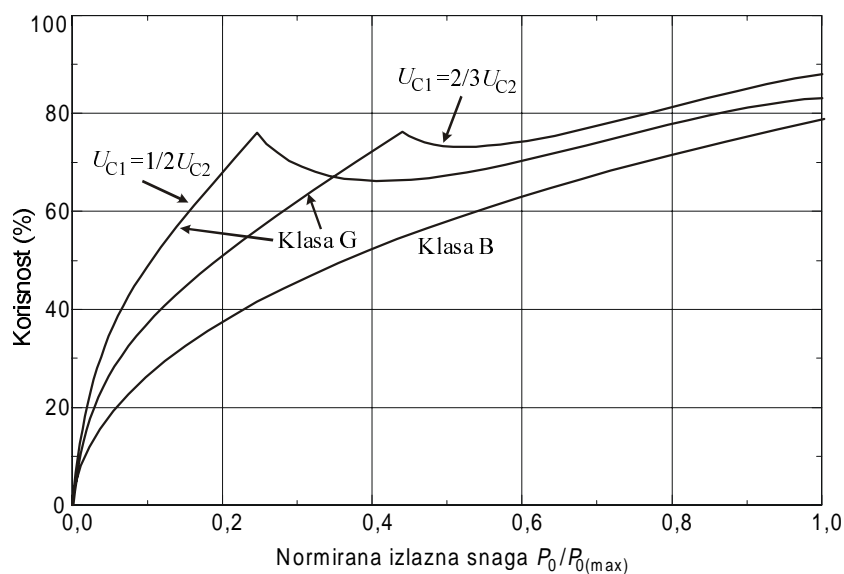
4.2.8. Izlazni stupnjevi s IGB-Tranzistorima

IGBT (*insulated gate bipolar transistor*) je relativno nova vrsta tranzistora. Oni su zapravo kombinacija bipolarnog i MOSFET-a, s velikom ulaznom impedancijom i malim saturacijskim naponom. Kao i svi novi tranzistori i ovi imaju malo komplementarnih parova.

Pošto se radi o kombinaciji dviju vrsta tranzistora, za njih vrijede jednake primjedbe. Dakle, problemi s temperaturnom stabilnošću kao kod bipolarnih tranzistora. No, njihova prvenstvena namjena nije audio područje, tako da se za sada još uvijek malo koriste.

4.3. Klasa G

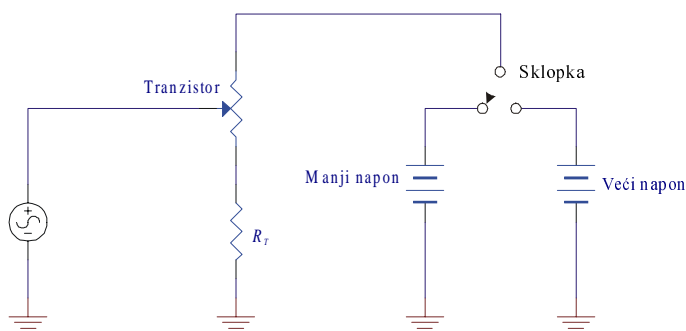
Kako je već rečeno u uvodu klasa G napravljena je samo s jednim ciljem, a to je povećanje korisnosti kod pojačala većih snaga. Općenito, pojačala snage imaju maksimalnu moguću izlaznu snagu i do 10 puta veću od srednje snage slušanja, zbog dinamičke promjene glazbenog signala. Zbog toga je efektivna izlazna snaga pojačala koje ima mogućnost davanja 100 W, negdje između 5 W i 10 W, kada je pojačalo podešeno da se izbjegne rezanje signala. Izračunato je da ukupna perioda u kojoj pojačalo daje 25 W negdje oko 1 do 2 % ukupne reprodukcije [9]. Ovo je dosta neefikasan rad pojačala. Korisnost klase B pojačala se smanjuje kako se smanjuje odnos između efektivne i maksimalne izlazne snage (slika 4.23).



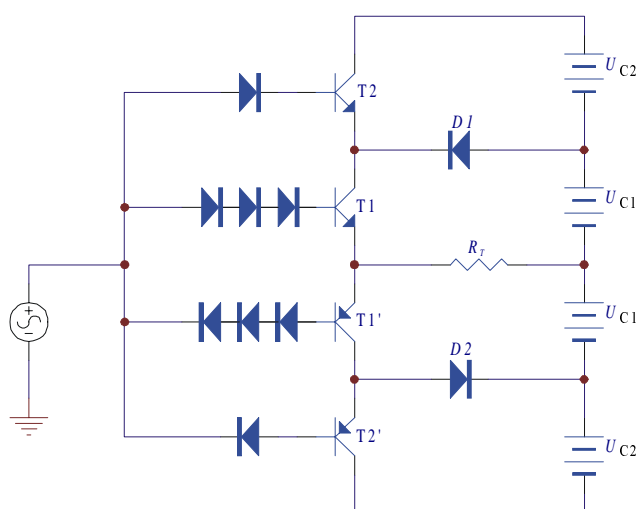
Slika 4.23 Usporedba korisnosti klase B i klase G pojačala.

Slika 4.24 prikazuje osnovni princip rada pojačala klase G. Kada se radi o manjim izlaznim snagama koristi se manji izvor napajanja, a kada izlazna snaga poraste uključi se veći. Na taj način su gubici u izlaznim tranzistorima znatno smanjeni. Korisnost bi bila još povećana kada bi se koristilo više naponskih izvora, koji bi se uključivali u ovisnosti o razini izlaznog signala.

Na slici 4.25 prikazana je osnovna shema izlaznog stupnja klase G. Kada je amplituda signala manja od U_{C1} , tranzistor T2 ne vodi jer se na njegovo spoju baza-emiter nalazi suprotno polarizirani napon. Kada signal poraste iznad napona U_{C1} , T2 počne voditi i struja teče iz većeg napona napajanja U_{C2} . Istovremeno, dioda D1 je suprotno polarizirana i odvaja napon U_{C1} . Dioda spojene s bazama tranzistora zadržavaju napon između kolektora i emitera tranzistora T1, na ekvivalentnom naponu dviju dioda, sprečavajući da tranzistor T1 prijeđe u zasićenje.



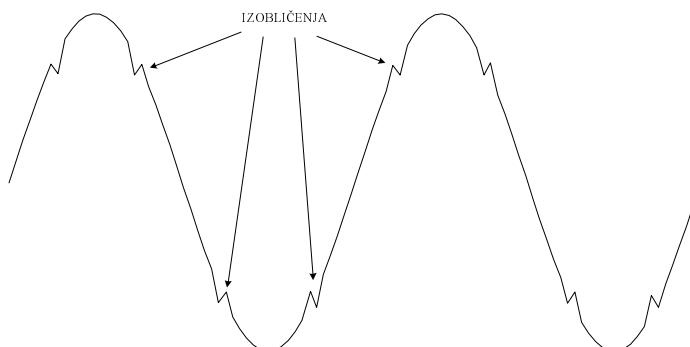
Slika 4.24 Načelna shema rada pojačala klase G.



Slika 4.25 Shema pojačala klase G.

Teoretska korisnost klase G pojačala prikazana je također na slici 4.23. Krivulje se mijenjaju ovisno o odnosu ova dva napona napajanja. Izmjereno je da odnos napona napajanja 1:3 daje maksimalnu korisnost za reprodukciju glazbe. Tada je srednja korisnost oko 43%, što je oko tri puta više od klase B [9].

Najveći problem klase G su izobličenja koja se javljaju zbog uključivanja i isključivanja različitih napajanja kao što je prikazano na slici 4.26. Uz neka poboljšanja, izobličenja ovih pojačala mogu se držati ispod 0,05%.



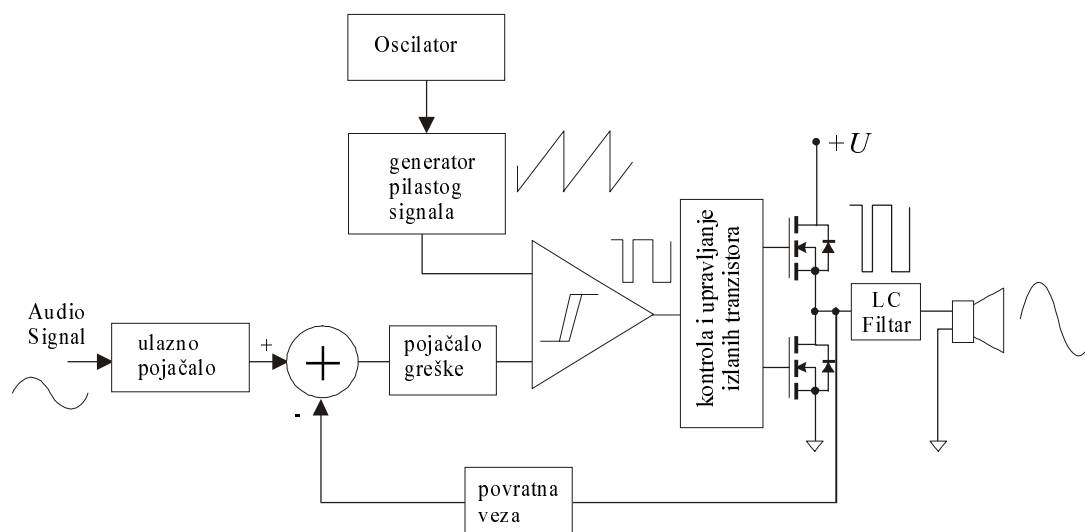
Slika 4.26 Izobličenja nastala zbog prekapčanja napajanja.

4.4. Klasa D

Pojačala snage klase D prvi put su predstavljena prije 50-ak godina. Do danas su vrlo malo korištena, zbog ograničenog frekvencijskog pojasa koji nije zadovoljavao audio standarde. Zbog modulacije koja koristi visokofrekvencijski nosioc, ondašnji tranzistori nisu mogli prenijeti veliku snagu na tako velikim frekvencijama. S pojavom novih tranzistora na bazi DMOS tehnologije, koji imaju dovoljno široko frekvencijsko područje rada, ponovo se uviđaju prednosti ovog tipa pojačala. Iako je riješen problem frekvencijskog pojasa, klasa D audio pojačala još uvijek ne zadovoljava u svakom pogledu audio standarde. To se prvenstveno odnosi na harmonička i neharmonička izobličenja, te pojavu visokofrekvencijskog šuma.

4.4.1. Princip rada

Osnovni princip rada audio pojačala klase D prikazan je na slici 4.27. Analogni signal dolazi do usporednog sklopa gdje se uspoređuje s pilastim signalom visoke frekvencije. Na izlazu iz usporednog sklopa dobije se PWM (*Pulse Width Modulation*) signal čije je trajanje periode modulirano analognim audio signalom na ulazu. Ovaj pravokutni signal s pulsno-širinskom modulacijom posjeduje samo dvije naponske razine.



Slika 4.27 Shema rada pojačala klase D.

PWM signal se dovodi do MOSFET-a koji se nalaze u izlaznom stupnju pojačala. Signal koji dovodimo na gate tranzistora okida ovaj tranzistor tako da on radi kao strujna sklopka. Dakle, na izlazu dobijemo isti PWM signal ali veće amplitude, koji se dovodi do zvučnika. Kako bi uklonili visoko frekvencijski dio ovog signala na izlaz je potrebno staviti nisko-propusni pasivni filter koji se sastoji od induktiviteta i kapaciteta.

Generator pilastog signala mora imati stabilnu frekvenciju oscilatora. Izlazni nisko-propusni filter je konstruiran tako da propušta frekvencije signala do 20 kHz. Ako se kojim slučajem pojavi pomak frekvencije oscilatora prema dolje, može se

dogoditi zbog premalene frekvencije uzorkovanja da visoko frekvencijske komponente uđu u čujno područje, odnosno da filter ne atenuira dovoljno visoko frekvencijske komponente. Tada dolazi do pojave aliasinga, te se pojave nove komponente signala.

Drugi problem koji se može pojaviti kod generatora pilastog signala je nelinearnost rastućih i padajućih (*rising and falling edge*) bridova signala. Kada se ovakav signal dovede do usporednog sklopa (*comparator*), usporedba signala više neće biti linearan proces, te će doći do izobličenja signala, odnosno pojave harmonika.

Najveća razina pilastog signala mora biti veća ili jednaka najvećoj razini audio signala, kako ne bi došlo do rezanja signala. Zbog toga napon napajanja generatora pilastog signala mora biti dosta stabilan.

Kod konstrukcije audio pojačala klase D u velikoj većini slučajeva koriste se dvije konstrukcije izlaznih pojačala: polu-mosna i mosna pojačala. Kao što smo spomenuli u uvodu u konstrukciji se koriste MOSFET tranzistori, koji rade kao naponski upravljana sklopka. Vrlo je važno da svi tranzistori u sklopu imaju što sličnije ulazne i izlazne karakteristike. Ako to nije slučaj tranzistori koji se nalaze u istom strujnom krugu neće biti istovremeno okidani, te će doći do suženja periode pravokutnog signala, a time i izobličenja audio signala. Za obje izvedbe izlaznog stupnja važno je da komplementarni tranzistori ne vode istovremeno, inače se povećava disipacija snage na njima.

Za konstrukciju pojačala klase D važna su nam tri parametra izlaznih tranzistora: maksimalni dopušteni napon (*drain-source brake down voltage* - U_{ds}), naboj gata (*gate charge* - Q_g), i prolazni otpor (*on-resistance* - $R_{ds(on)}$). Maksimalni napon U_{ds} nam određuje maksimalni napon napajanja, odnosno napon kod kojeg neće doći do oštećenja tranzistora. Veći Q_g uzrokuje i veću disipaciju snage na gatu tranzistora. Problem rezonancije, koji se pojavljuje zbog velikog ulaznog kapaciteta MOSFET-a, može se riješiti dodavanjem otpora u seriju s gatom, ali se tada i povećava vrijeme punjenja ulaznog kapaciteta, odnosno vrijeme okidanja (*switching*) tranzistora. Prolazni otpor $R_{ds(on)}$ mora biti što manji kako bi se smanjila disipacija snage na tranzistorima. No, MOSFET-ovi s malim $R_{ds(on)}$ otporom imaju i veće parazitne komponente, koje mogu stvoriti još veće gubitke i tako smanjiti efikasnost pojačala.

Na efikasnost rada utječe i izbor frekvencije uzorkovanja. Što je ona veća to se povećavaju gubici zbog okidanja (*switching losses*). Ako uzmemo nisku frekvenciju izlazni nisko-propusni filtri će morati imati oštar pad što poskupljuje izradu filtra.

4.4.2. Korisnost pojačala klase D

Korisnost ove klase najviše je određena odnosom opteretnog otpora prema ukupnom istosmjernom otporu u krugu, koji se sastoji od zbroja prolaznog otpora $R_{ds(on)}$ MOSFET-a, otpora žice (uključujući izlazni filter) i opterećenja.

U mosnom spoju koriste se dva tranzistora koji su istovremeno uključeni. Struja teče kroz njih, te preko izlaznih filtera prema opterećenju. Trenutna struja kroz opterećenje određena je naponom napajanja i ukupnim otporom:

$$U = I_{OPT} (2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T) \quad (4.19)$$

R_X označava sve ostale otpore kao što je otpor vodova. Ako pretpostavimo da kroz

opterećenje teče izmjenična struja, njena efektivna vrijednost glasi:

$$I_{ef} = \frac{I_{OPT}}{\sqrt{2}} \quad (4.20)$$

Snaga koja se troši na opterećenju, odnosno izlazna snaga je umnožak kvadrata efektivne struje i opterećenja R_T :

$$P_{IZL} = I_{ef}^2 \cdot R_T = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2}{(2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T)^2} \cdot R_T \cdot \quad (4.21)$$

Ukupna snaga se troši na opterećenju, prolaznom otporu, kao i na svim ostalim otporima:

$$P_{uk} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2}{2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_{OPT}} \cdot \quad (4.22)$$

Ako zanemarimo gubitke kod uključivanja i isključivanja izlaznih tranzistora, korisnost pojačala klase D je jednostavno odnos opterećenog otpora i ostalih otpora u krugu:

$$\eta = \frac{R_T}{2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T} \cdot \quad (4.23)$$

Ako uključimo gubitke kod uključivanja i isključivanja tranzistora, korisnost se može dobiti iz slijedećih izraza [8]:

$$P_{uk} = \frac{U^2/2}{(2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T)} + f_{PWM} \cdot U \cdot \left[2 \cdot \frac{\left(\frac{U}{2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T} \cdot \frac{2}{\pi} \right)^2}{I_{RATE}} + I_{RATE} \cdot t_{RR}^2 \right] \quad (4.24)$$

$$\eta = \frac{R_T}{(2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T)} \cdot \frac{16 \cdot U}{\pi^2 \cdot I_{RATE} \cdot (2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T) + 2 \cdot I_{RATE} \cdot \frac{t_{RR}^2}{U} \cdot (2 \cdot R_{ds(on)} + R_X + R_T)} \quad (4.25)$$

gdje su f_{PWM} – frekvencija uzorkovanja, I_{RATE} – brzina porasta struje komutacijske diode, t_{RR} – vrijeme pada struje kroz komutacijske diode. Komutacijska dioda služi za zaštitu MOSFET-a od napona suprotnog polariteta, a spaja se paralelno spoju dovod-slijev.

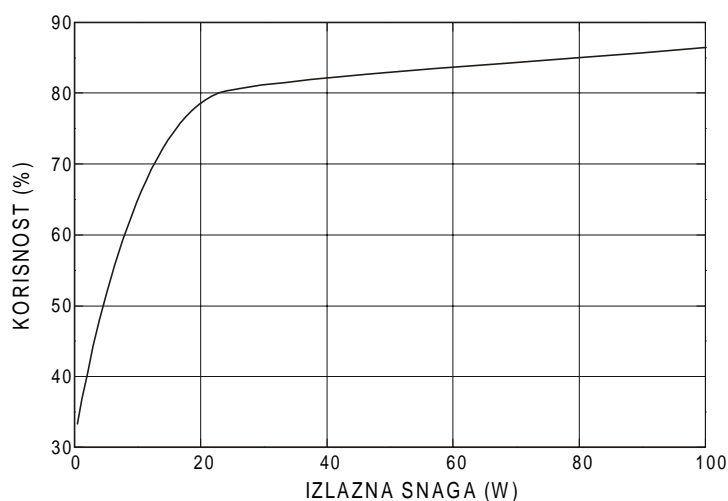
Na primjer, koristeći izlazne tranzistore s provodnim otporom $R_{ds(on)}=0,08\Omega$, uz

napon napajanja 36V, i frekvenciju okidanja 240 kHz, opteretni otpor od 4Ω , i brzinu komutacije (I_{RATE}) $100\text{ A}/\mu\text{s}$, te vrijeme obnavljanja (*reverse recovery time*) $t_{RR} = 100\text{ ns}$, korisnost pojačala će biti oko 84,1%.

Ako vrijeme obnavljanja poraste na 200 ns, korisnost će pasti na 72,5%, tako da ovaj podatak igra veliku ulogu.

Povećanje opterećenja na 8Ω , povećati će korisnost na 84,8%. S opterećenjem od 2Ω , korisnost pada na 77,7%.

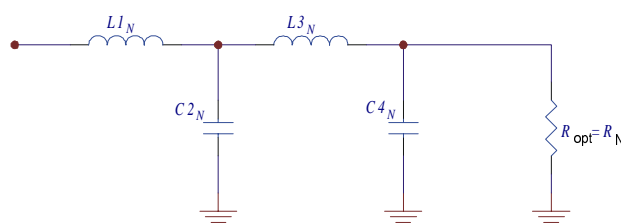
Bez obzira na to, korisnost pojačala klase D je puno veća od pojačala klase B, a naročito klase A. Najvažnije je smanjiti parazitne otpore i gubitke kod uključivanja i isključivanja tranzistora. Slika 4.28 prikazuje ovisnost korisnosti o izlaznoj snazi s opterećenjem od 4Ω , i napajanjem od 30V. Karakteristično je da korisnost naglo pada sa smanjenjem izlazne snage.



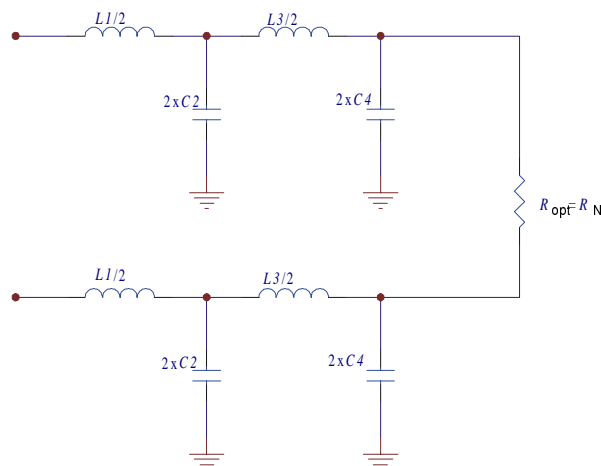
Slika 4.28 Ovisnost korisnosti o izlaznoj snazi klase D pojačala. [8]

4.4.3. Izlazni nisko-propusni filter

Izlazni pasivni filter ima zadatak odvojiti nisko-frekvencijski audio signal od visoko-frekvencijskog dijela PWM signala. To znači da frekvencija rezanja mora biti minimalno oko 20 kHz. Pri tome treba uzeti u obzir da zvučnik ne predstavlja čisto omski otpor, nego se njegova impedancija mijenja s frekvencijom. U ovakvoj konstrukciji izlaznog filtra, kada se na izlaz spoji realni zvučnik, može doći do izdizanja prijenosne karakteristike na mjestu frekvencije rezanja. To se može spriječiti dodavanjem otpornika u paralelu sa zvučnikom, koji će izgladiti karakteristiku. Kod konstrukcije se mora uzeti u obzir i serijski otpor induktiviteta.



Slika 4.29 Shema tipičnog nisko-propusnog filtra



Slika 4.30 Izvedba filtra za mosni spoj pojačala.

U ovisnosti o frekvenciji okidanja potrebno je odabrati pravi pad filtra, kako ne bi došlo do preklapanja frekvencijskih pojaseva. Četveropolni Butherworthov filter ima pad od 80 dB po dekadi. Čebiševljevi filteri imaju strmiji pad ali s većim pomakom u fazi i veće kašnjenje signala. Besselov filter nema skoro nikakvog kašnjenja, ali frekvencijski odziv nije ravan, a ni pad nije dovoljno strm. Na slici 4.29 prikazana je shema nisko-propusnog filtra koji se najčešće koristi kod pojačala klase D. Normirane komponente moraju se pretvoriti u stvarne vrijednosti induktiviteta i kapaciteta prema sljedećim izrazima:

$$\text{za induktivitete:} \quad L1 = L1_N \cdot \frac{R_N}{\omega_{3dB}} \quad L3 = L3_N \cdot \frac{R_N}{\omega_{3dB}}$$

$$\text{za kapacitete:} \quad C2 = \frac{C2_N}{R_N \cdot \omega_{3dB}} \quad C4 = \frac{C4_N}{R_N \cdot \omega_{3dB}}$$

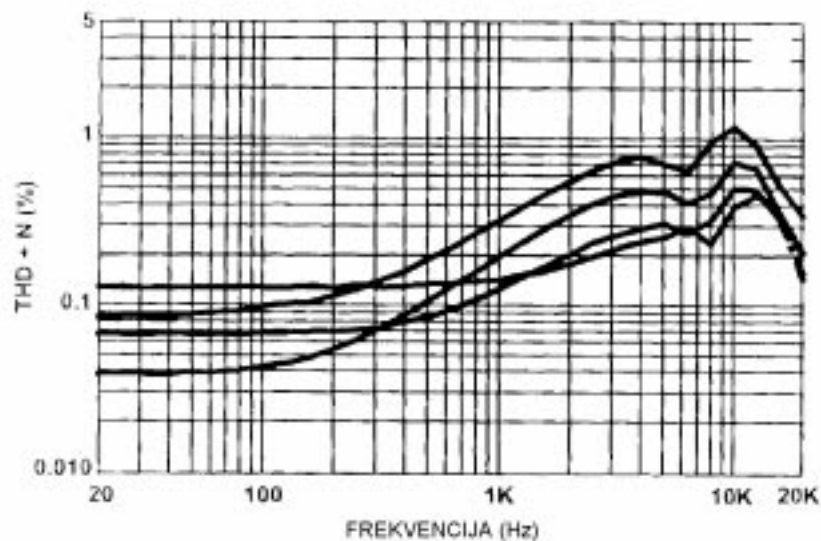
gdje je ω_{3dB} frekvencija rezanja u radijanima u sekundi, a R_N željena vrijednost opterećenja u ohmima. Za frekvenciju rezanja od 30kHz i opterećenje 4Ω , dobivamo sljedeće vrijednosti:

$$L1=32,482 \mu\text{H}; \quad L3=22,969 \mu\text{H}; \quad C2=2,092 \mu\text{F}; \quad C4=0,508 \mu\text{F}.$$

U slučaju mosnog spoja vrijednosti induktiviteta moraju biti prepolovljene, a vrijednosti kondenzatora udvostručene (slika 4.30).

4.4.4. Izobličenja

Smatra se da pojačala klase D imaju prevelika izobličenja. Dok vrijednost parametra THD+N na najvišim frekvencijama prelazi dopuštene granice, vrijednost parametra THD na frekvenciji 1 kHz, nalazi se ispod 1%, a kod nekih najnovijih modela i ispod 0,5%.



Slika 4.31 Ovisnost izobličenja o izlaznoj snazi za pojačalo klase D. [8]

Na niskim frekvencijama izobličenja znaju biti manja od izobličenja kod pojačala klase B, jer klasa D nema preskočnih izobličenja, odnosno ona su zanemarivo mala. No, na visokim frekvencijama (20 kHz) izobličenja prelaze vrijednost 1%. To je posljedica smanjenja pojačanja kako se približavamo gornjoj graničnoj frekvenciji povratne veze. Povratna veza tada ima manju mogućnost smanjenja izobličenja.

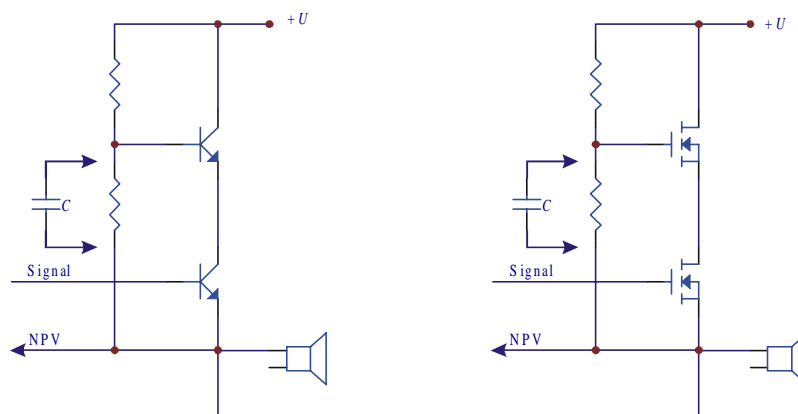
Još jedan uzrok izobličenja je istitravanje koje se pojavljuje na izlazu pojačala, a koje je uzrok parazitnih induktiviteta. Izobličenja uzrokuje i kašnjenje između okidanja suprotnih tranzistora. Slika 4.31 prikazuje ovisnost izobličenja i šuma o frekvenciji, za različite izlazne snage [8].

Trend porasta izobličenja s frekvencijom pojavio bi se i bez povratne veze, jer je na višim frekvencijama izraženije kašnjenje okidanja, koje je tada u većem odnosu prema periodu signala.

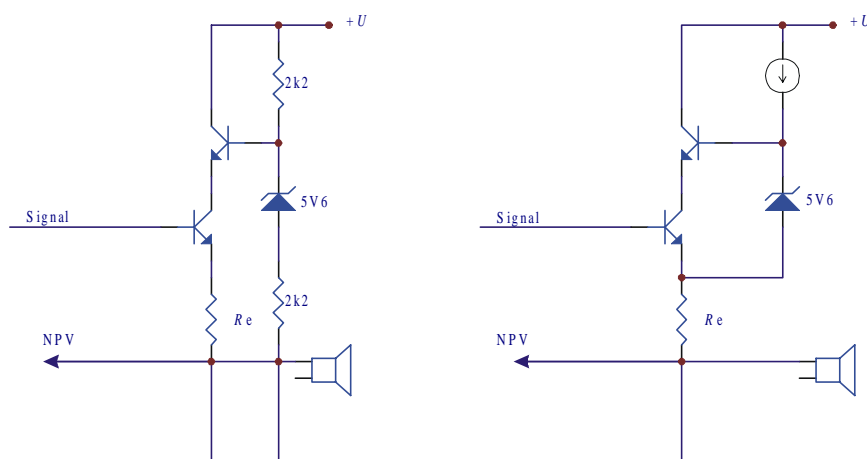
4.5. Dodatne izvedbe izlaznih stupnjeva

Kada izlazni napon prelazi najveći dozvoljeni napon između kolektora i emitera (slijeva i dovoda) izlaznih tranzistora koriste se totemski ili kaskodni spoj. U tom slučaju se izlazni tranzistori spajaju u seriju. Na slici 4.32a prikazan je takozvani “totemski” spoj (*totem-pole*). Kondenzator C može se staviti kako bi se poboljšao odziv na visokim frekvencijama, naročito kod bipolarnih tranzistora. Bilo bi dobro koristiti potpuno jednake tranzistore kako bi pad napona na njima bio jednak.

Slika 4.32b prikazuje kaskodni spoj (*cascoding*). Kod ovog spoja “gornji” tranzistor preuzima na sebe veći pad napona. Zbog toga “donji” tranzistor ima nešto manje vrijednosti najvećeg napona, te radi u linearnom području, a “gornji” tranzistor služi kao zaštita.



Slika 4.32a Totemski spoj izlaznih tranzistora.

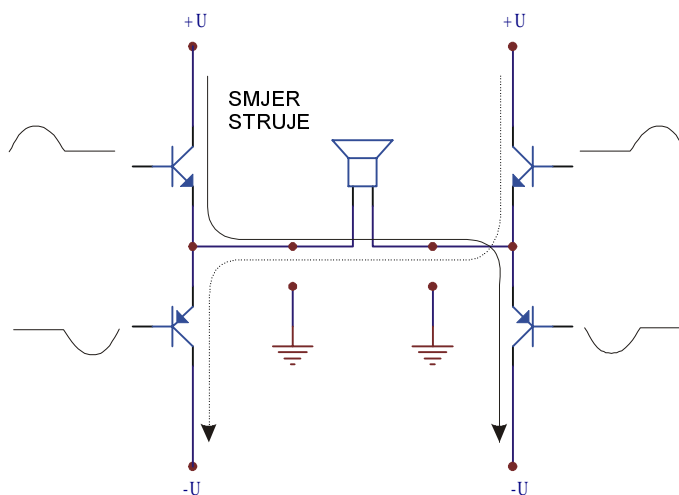


Slika 4.32b Kaskodni spoj izlaznih tranzistora.

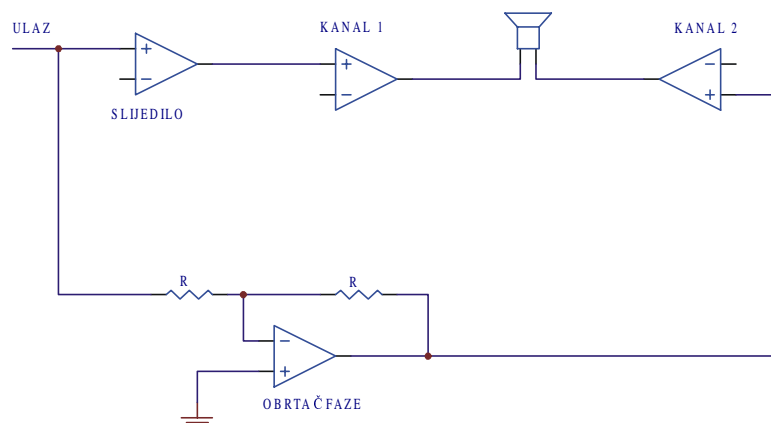
Mosni spoj dvaju pojačala omogućuje povećanje napona na opterećenju, a time i povećanje izlazne snage. Ovaj način spajanja se u pravilu koristi samo kod profesionalnih pojačala, gdje se stereo pretvara u mono pojačalo, veće izlazne snage.

Na primjer, imamo stereo pojačalo gdje svaki kanal daje $100W_{RMS}$ izlazne snage na 8Ω . To znači da će maksimalni napon na izlazu biti 40 V. Spajanjem u mosni spoj izlaznih kanala biti će najveći izlazni napon $2 \times 40 \text{ V} = 80 \text{ V}$. To znači da će izlazna snaga na opterećenju od 8Ω sada biti $P_{IZL} = 80^2 / (2 \times 8) = 400 W_{RMS}$. Pri tome svaki kanal mora biti tako konstruiran da izdrži veće izlazne struje.

Slika 4.33 prikazuje najčešću izvedbu mosnog spoja, s pripadajućim oblicima signala. Slika 4.34 prikazuje izvedbu sklopa za zakretanje faze u pojačalu, koji je potreban za dobivanje mosnog spoja.



Slika 4.33 Mosni spoj dvaju kanala pojačala.



Slika 4.34 Ulazni sklopovi za zakretanje faze signala.

U slučaju kada pojačalo treba predavati snagu zvučničkom sustavu koji se sastoji od više zvučnika, koristi se linijsko pojačalo, koje na izlazu ima transformator. Ono je naročito korisno ako se zvučnici nalaze daleko od pojačala, te smanjuje gubitke koji bi se mogli javiti u kablovima. U tom slučaju pojačalo radi kao što rade transformatori električne mreže. Također je korisno kada svi zvučnici nemaju jednaku impedanciju, što omogućuje bolje prilagođenje zvučničke impedancije na izlaz pojačala. Postoje 100 voltne i 70 voltne izvedbe, ovisno o konstantnom naponu na izlazu pojačala.

5. STABILNOST I IZOBLIČENJA POJAČALA

Na neki način audio pojačala su sama po sebi kontradiktorna. Cilj je konstrukcija linearnih krugova s gotovo nikakvim izobličenjima za reprodukciju glazbenog signala. S druge strane ona moraju raditi u uvjetima promjene signala od 100 dB, velike promjene opterećenje, velike promjene temperature, te istovremeno pojačavati signal kroz frekvencijsko područje od devet oktava.

Zbog ekstremnih uvjeta rada, jedan od najvažnijih problema svakog pojačala je njegova stabilnost. Pod stabilnosti se smatra frekvencijska stabilnost, odnosno sprečavanje samoscilacija, temperaturna stabilnost, te stabilnost kod promjene opterećenja.

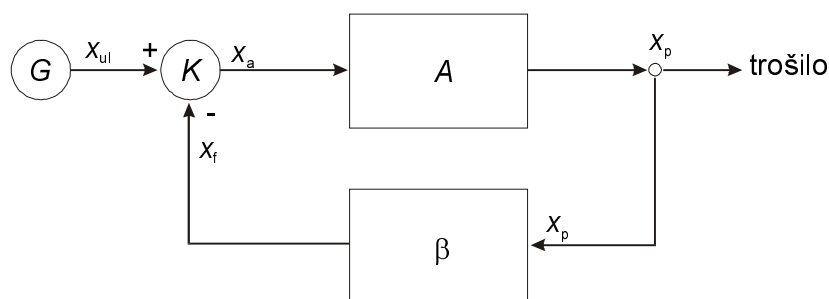
5.1. Povratna veza

Svako dovođenje energije, odnosno izmjeničnog signala, s izlaza pojačala kao cjeline, ili dijela pojačala, prema natrag, na ulaz, naziva se povratnom vezom. Ako se vraćeni signal slaže u fazi s ulaznim signalom radi se o pozitivnoj povratnoj vezi. Ako je vraćeni signal u protufazi s ulaznim signalom radi se o negativnoj povratnoj vezi.

Kod pojačala snage promatramo samo negativnu povratnu vezu, jer se pozitivna povratna veza povezuje s oscilatorima. Negativnom povratnom vezom mogu se dosta promijeniti karakteristike pojačala. U usporedbi s pojačalom bez negativne povratne veze, pojačalo s negativnom povratnom vezom ima slijedeće karakteristike:

- manje pojačanje;
- manje prigušno izobličenje;
- manje harmoničko izobličenje;
- manje fazno izobličenje;
- manje napone smetnji;
- manji ili veći ulazni otpor;
- manji ili veći izlazni otpor.

Od navedenih točaka jedini nedostatak je prva točka koja se odnosi na manje pojačanje. No, taj se nedostatak lako ispravlja korištenjem više stupnjeva pojačanja kako bi se postiglo željeno pojačanje. Sve ostale karakteristike su dobitak, zbog čega se danas ne rade pojačala bez povratne veze (osim kod pojačala klase D).



Slika 5.1 Tok signala u sklopu s povratnom vezom.

U pojačalima snage koristi se isključivo negativna povratna veza, tako da će se slijedeća analiza odnositi samo na tu vrstu povratne veze. Princip negativne povratne veze prikazan je na dijagramu toka na slici 5.1. Izvor signala G daje signal x_{ul}

pojačalu s negativnom povratnom vezom preko komparatora K . Signal iz komparatora dolazi do pojačala s pojačanjem A , koje samo po sebi nema povratnu vezu. Pojačalo pojačava signal x_a koji izlazi iz komparatora. Pojačani signal x_p predaje se trošilu, ali se i odvodi do grane povratne veze β koja signal s izlaza dovodi do komparatora na ulazu, gdje se uspoređuje sa signalom iz generatora signala. Iz dijagrama možemo dobiti relaciju:

$$x_a = x_{ul} - x_f. \quad (5.1)$$

Prijenosna funkcija pojačala definira se kao omjer izlaznog i ulaznog signala:

$$A = \frac{x_p}{x_a}. \quad (5.2)$$

Prijenosna funkcija grane povratne veze definira se također kao omjer izlaznog i ulaznog signala:

$$\beta = \frac{x_f}{x_p}. \quad (5.3)$$

Prijenosna funkcija cijelog sklopa s negativnom povratnom vezom A_f definira se kao omjer izlaznog signala x_p predanog trošilu i signala ulaznog generatora x_{ul} :

$$A_f = \frac{x_p}{x_{ul}}. \quad (5.4)$$

Iz gornjih relacija slijedi osnovna funkcija koja povezuje prijenosne funkcije pojačala A i grane povratne veze β s prijenosnom funkcijom A_f :

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A}. \quad (5.5)$$

Pri tome se pretpostavlja da navedene grane prenose signal samo u jednom smjeru koji je označen na slici 5.1. Dakle, zanemaren je utjecaj trošila na ulazni krug preko grane povratne veze.

Ako je pojačanje u grani povratne veze veće od jedan $|\beta A| \gg 1$, što znači da je pojačanje pojačala veliko, jedinica se u nazivniku jednadžbe (5.5) može zanemariti te dolazimo do izraza:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta}. \quad (5.6)$$

To znači da se jakom negativnom povratnom vezom postiže da pojačanje ne ovisi o samoj grani pojačala A , nego samo o grani povratne veze β , koja se obično sastoji samo od pasivnih elemenata koje je lako kontrolirati.

5.2. Stabilnost prednapona

Generator prednapona daje potrebni prednapon kod pojačala klase B, te mirnu struju kod pojačala klase A. U prvim izvedbama pojačala klase B, generator prednapona se sastojao od serijski spojenih dioda, koje su trebale dati jednaki pad napona kako bi se kompenzirali naponi baza-emiter izlaznih tranzistora. Ove diode stavljale su se na hladnjak kako bi mogle pratiti promjene temperature izlaznog stupnja. Pad napona baza-emiter s porastom temperature, trebao je uzrokovati pad napona na diodama. U stvarnosti temperaturne karakteristike dioda su drugačije od karakteristika spoja baza-emiter što je uzrokovalo loše temperaturno praćenje spoja baza-emiter.

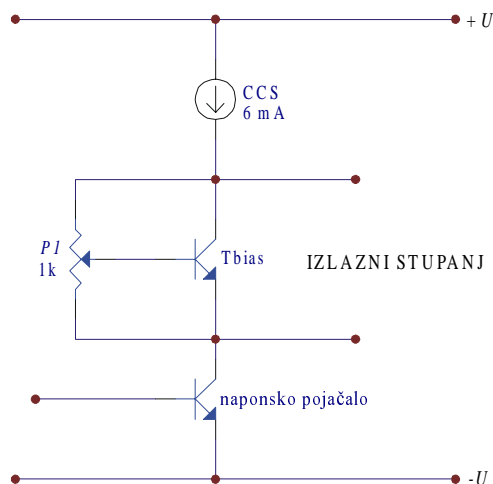
Ovaj se problem pokušao riješiti uvođenjem termistora, NTC otpornika ili kombinacije otpornika, silicijskih i germanijskih dioda. No, niti jedna od ovih metoda nije dala zadovoljavajuće rezultate. Problem leži u nelinearnom odnosu promjene napona i temperature kod spoja baza-emiter. Jedino rješenje bilo je uvođenje drugog tranzistora, tzv. "pojačalne diode".

Slike 5.2a do 5.2c prikazuju tri generatora prednapona koji rade na tom principu. Slika 5.2a prikazuje najjednostavniji oblik *Ube* "multiplikatora". Kao što se vidi, generator prednapona kod klase B je uvijek stavljen na izlaz naponskog pojačala, s tranzistorom postavljenim na isti hladnjak na kojem se nalaze izlazni tranzistori. Tranzistor *Tbias* je u stavljen u seriju sa strujnim izvorom (CCS), što čini aktivno opterećenje za tranzistor naponskog pojačala. Mirna struja naponskog pojačala (iz izvora CCS) stvara pad napona na potencijometru od $1k\Omega$. Polariteti su takvi da tranzistor *Tbias* vodi struju u ovisnosti o položaju *PI*. Kako se mijenja vrijednost *PI*, kolektorsko-emiterska impedancija od *Tbias* će se mijenjati u ovisnosti o toj vrijednosti. Pošto je vrijednost *CE*-impedancije od *Tbias* puno manja od vrijednosti *PI*, na njoj će biti sav pad napona. Ova izvedba stvara stabilan izvor prednapona koji će se mijenjati u ovisnosti o temperaturnim promjenama *Ube* napona od tranzistora *Tbias*.

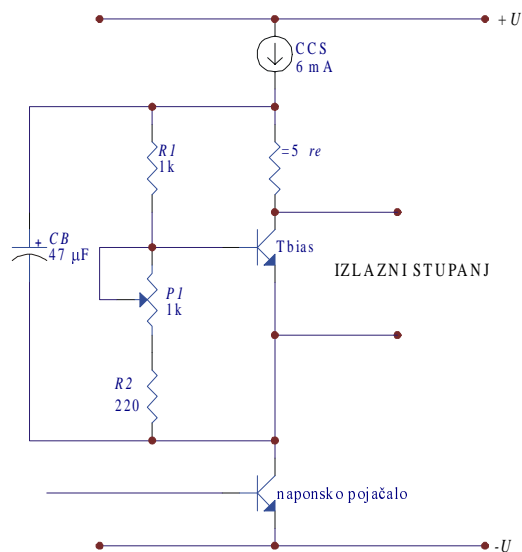
Kao i uvijek postoje neka poboljšanja ovog sklopa. Slika 5.2b prikazuje da se preko generatora prednapona može postaviti kondenzator *CB* radi stabilizacije samog prednapona. *CB* također služi za filtriranje visokofrekvencijski signala koji su posljedica preskočnih izobličenja. *PI* je zamijenjen s reostatom koji je potpuno postavljen u krug baza-emiter od tranzistora *Tbias*. Ovo je neka vrsta zaštite. Većina potencijometara nema nulti otpor zbog kontaminacije i korozije. Prema slici 5.2a ako potencijometar postavimo u donji položaj, tranzistor *Tbias* će prestati voditi, a prednapon će porasti na 6V. Bez termalne zaštite i pravilne konstrukcije, u tom slučaju će se izlazni tranzistori pregrijati i u konačnici biti uništeni. Ako se ista stvar dogodi u sklopu na slici 5.2b prednapon će pasti, što će uzrokovati samo veća preskočna izobličenja. Otpornici *R1* i *R2* na slici 5.2b služe samo da bi s potencijometrom dobili potrebnu osjetljivost i da bi prednapon bio u određenom području.

Svi bipolarni tranzistori imaju unutrašnju emittersku impedanciju *re* ovisnu o struji. Jednadžba po kojoj se ona izračunava glasi:

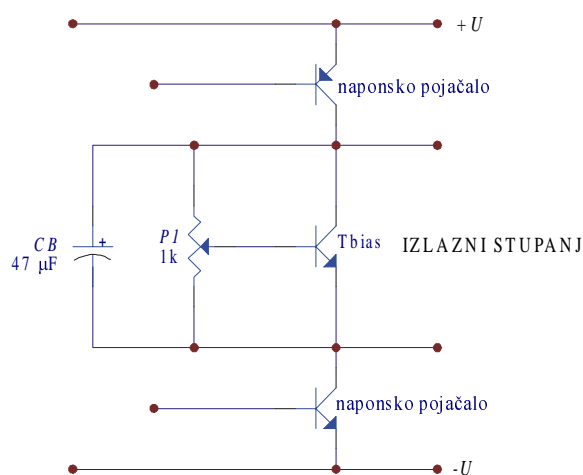
$$re = \frac{25}{Ic \text{ [mA]}}$$



Slika 5.2a Osnovni sklop pojačivačke diode (Ube multiplikator).



Slika 5.2b Poboljšani generator prednapona.



Slika 5.2c Generator prednapona za simetrično pojačalo.

Ovaj otpor re manifestira se kao male promjene prednapona U_{bias} , uzrokovane varijacijama napona napajanja i malim promjenama struje kroz tranzistor T_{bias} uzrokovane temperaturom. Ovi efekti utječu na stabilnost generatora prednapona. Da bi se oni poništili, stavlja se dodatni otpornik u kolektorski krug od tranzistora T_{bias} , kako bi se modificirao pad napona na potenciometru PI (slika 5.2b). Vrijednost tog otpornika je otprilike pet puta veća od otpora re .

Slika 5.2c prikazuje generator prednapona prilagođen za simetričnu izvedbu pojačala. Zbog većih mirnih struja koje teku kroz naponsko pojačalo utjecaj otpora re može se zanemariti. Bilo bi dobro promijeniti shemu na slici 5.2c kao na slici 5.2b, jer je izlazni stupanj i ovdje osjetljiv na preveliki prednapon.

Kod konstrukcije pojačala treba uzeti u obzir i termalno vremensko kašnjenje između izlaznih tranzistora i T_{bias} tranzistora. Da bi pojačalo normalno radilo s malim izobličenjima temperature ovih tranzistora trebaju biti izjednačene. No, zbog

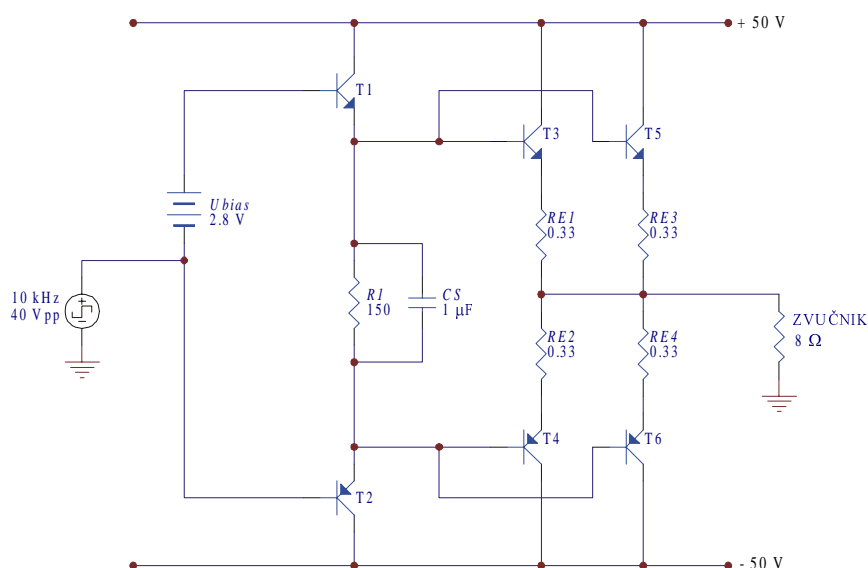
mehaničkih problema često nije moguće dobiti jednakost temperatura. Termalno vremensko kašnjenje može uzrokovati veća izobličenja, naročito u trenucima uključenja pojačala. U nekim izvedbama T_{bias} tranzistor se direktno postavlja na izlazni tranzistor kako bi kašnjenje bilo što manje.

5.3. Stabilnost izlaznog stupnja

Stabilnost izlaznog stupnja može se promatrati iz dva najvažnija aspekta: unutrašnje stabilnosti i vanjske stabilnosti. Unutrašnja stabilnost odnosi se na sposobnost izlaznog stupnja da ostane stabilan pod promjenama prednapona i ohmskog opterećenja. Vanjska stabilnost očituje se u stabilnosti na promjene reaktivnog opterećenja.

5.3.1. Unutrašnja stabilnost izlaznog stupnja

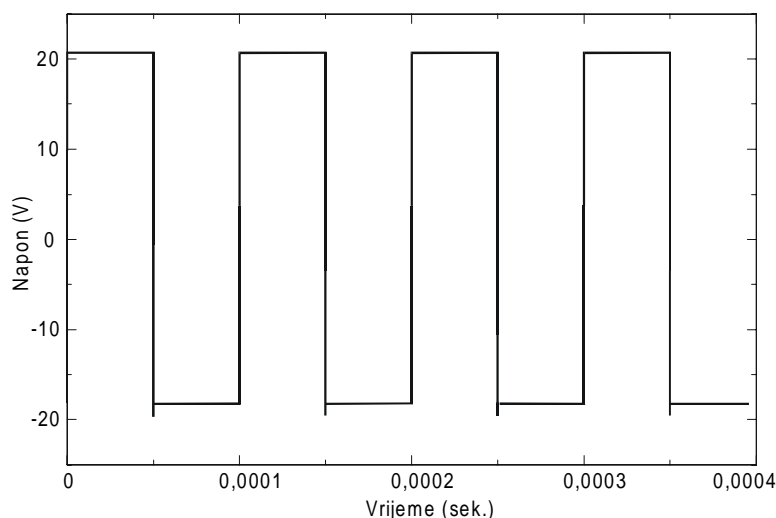
Slika 5.3a prikazuje shemu za analiziranje stabilnosti spoja emitterskog slijedila. Analiza je provedena u programu "Electronics Workbench 5.0". Stabilnost pojačala snage najbolje se analizira koristeći pravokutni napon, radi najlakšeg otkrivanja istitravanja, parazitnih oscilacija i generiranja visokih napona. [4] Slika 5.3b prikazuje izlazni signal sklopa na slici 5.3a. Može se vidjeti da ovaj sklop ima odličnu stabilnost, bez istitravanja i oscilacija. Malo izdizanje signala u negativnom području posljedica je malih unutrašnjih impedancija tranzistora.



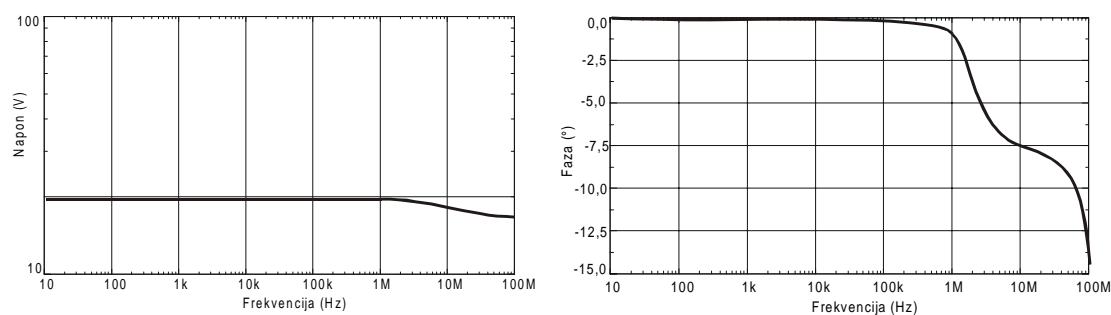
Slika 5.3a Električni krug za analiziranje stabilnosti emitterskog slijedila.

Frekvencijska analiza sklopa na slici 5.3c daje nam još neke informacije o ovom sklopu. Lijevi dijagram prikazuje frekvencijsku ovisnost naponskog pojačanja. Bez povratne veze pojačanje počinje padati na oko 2 MHz i pada na polovicu pri 100 MHz. Desni dijagram prikazuje frekvencijsku ovisnost faze. Izlazni signal je u fazi s ulaznim signalom do negdje oko 100 kHz. Iznad ove frekvencije, fazna razlika stalno

raste dok ne bude oko 14 stupnjeva na frekvenciji 100 MHz. Lagano izdizanje faze na kraju pojasa rezultat je razlike u unutrašnjim kapacitetima izlaznih tranzistora.



Slika 5.3b Izlazni signal sklopa na slici 5.3a



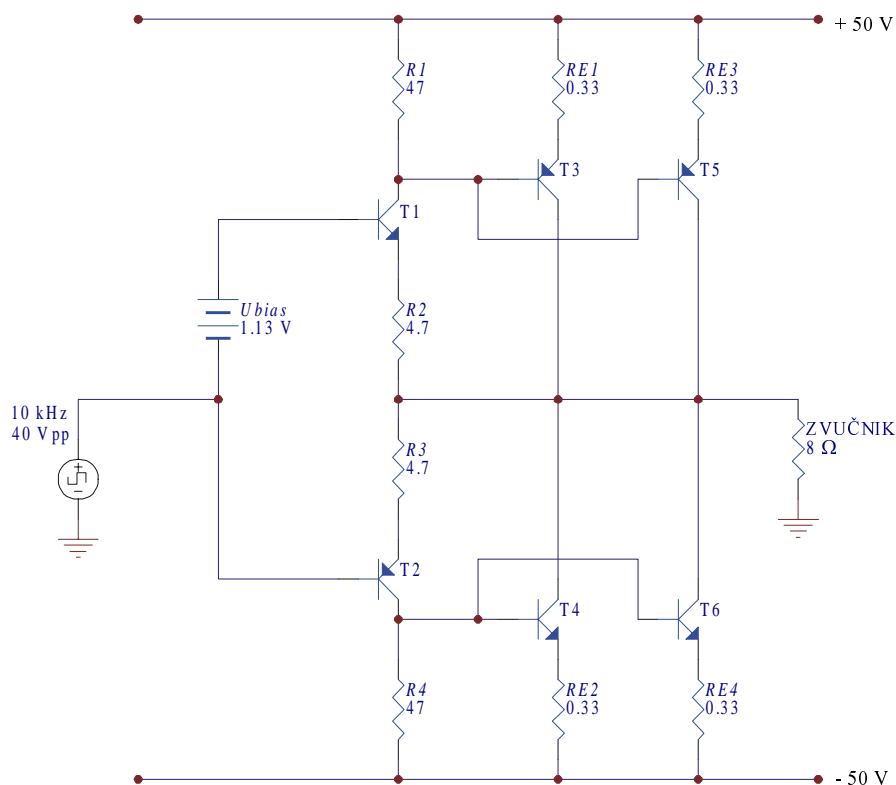
Slika 5.3c Frekvencijska analiza sklopa na slici 5.3a.

Slika 5.4a ilustrira sličnu shemu za analizu stabilnosti Darlingtonovog spoja s komplementarnim tranzistorima (CFP). Oscilogram na slici 5.4b pokazuje prisutnost unutrašnje nestabilnosti. Veliki skokovi napona od preko 10V otkrivaju da je unutrašnji kapacitet tranzistora velik.

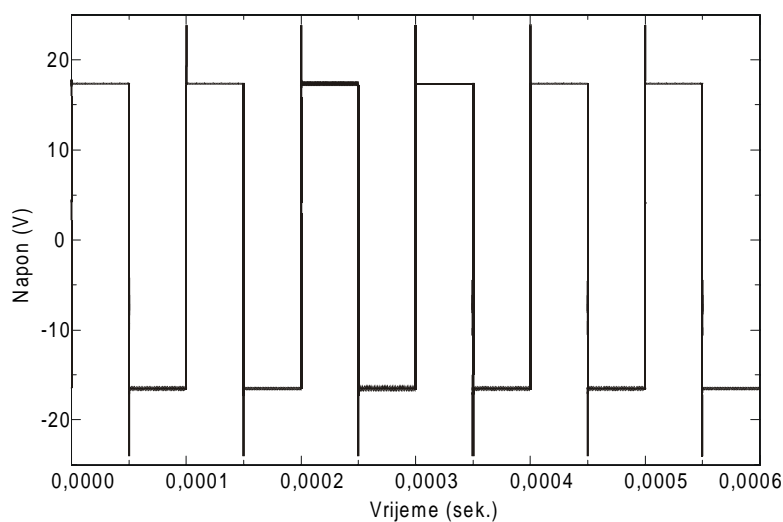
Postoje dva unutrašnja kapaciteta bipolarnih tranzistora koje trebamo uzeti u obzir kod konstrukcije pojačala: kapacitet baza-kolektor (izlazni kapacitet) i kapacitet baza-emiter. Ove dvije vrijednosti od velike su važnosti kod konstrukcije CFP spoja. Ako pogledamo oscilogram na slici 5.4b veliko izdizanje rastućih rubova signala posljedica su kombinacije dvaju unutrašnjih kapaciteta. Prisutna istitravanja su posljedica kapaciteta baza-emiter u kombinaciji s naponskom povratnom vezom ovog spoja.

Frekvencijska analiza spoja, prikazana na slici 5.4c, otkriva razloge lošeg odziva na pravokutni signal. Naponsko pojačanje je bliže jedinici nego kod spoja emitorskog slijedila. Zbog toga je efikasnost CFP spoja bolja. Problematično područje je oko 25 MHz, gdje se pojavljuje izdizanje karakteristike pojačanja. Ovo izdizanje ne bi nikako smjelo postojati. To znači primjenu unutrašnje pozitivne povratne veze, što bi moglo uzrokovati lokalne oscilacije ako se na izlaz priključi reaktivno opterećenje. Razlog ovom izdizanju karakteristike je dvopolna fazna karakteristika prikazana na desnom dijagramu.

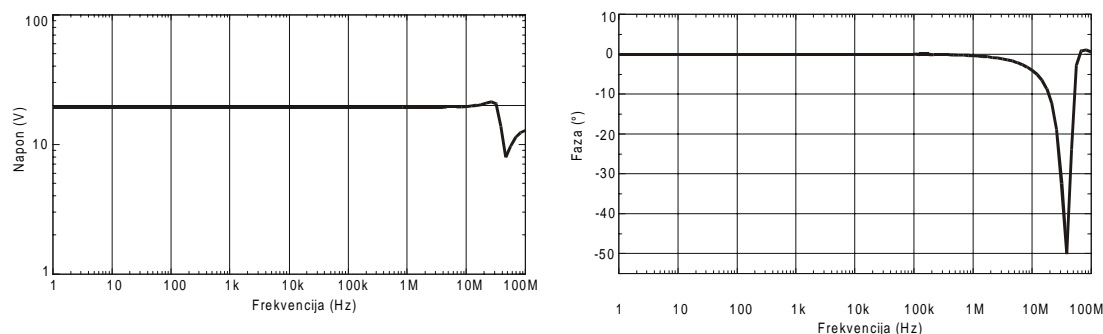
Dobra strana u svezi ovog problema je što je osjetljivost sklopa na tranzistorske vrijednosti kapaciteta izolirana samo na pobudne tranzistore. Ako se tranzistori T1 i T2 zamjene s nekima koji imaju male unutrašnje kapacitete problem nestabilnosti će nestati.



Slika 5.4a Električni krug za analizu stabilnosti sklopa komplementarnih tranzistora s povratnom vezom.



Slika 5.4b Oscilogram sklopa na slici 5.4a.

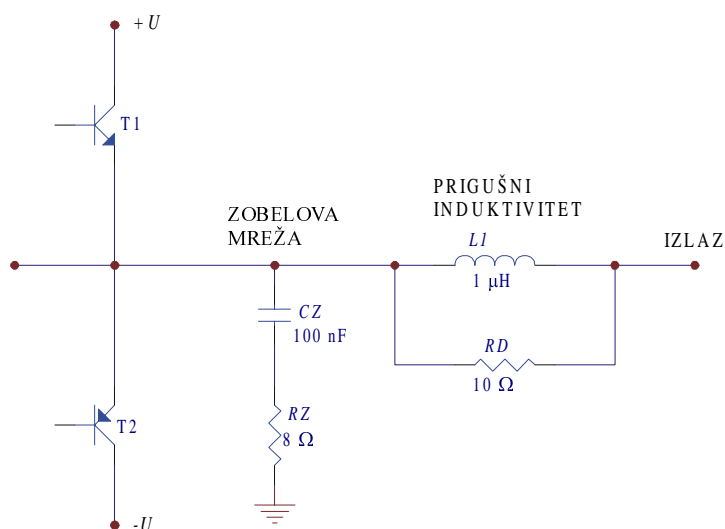


Slika 5.4c Frekvencijska analiza sklopa na slici 5.4a.

5.3.2. Vanjska stabilnost izlaznog stupnja

Vanjska je stabilnost ovisna o opterećenim uvjetima pojačala. Na slici 5.3a izlazni je stupanj bio opterećen 8 ohmskim otpornikom, koji je bio direktno spojen na izlaz. Iako ne postoji čisto ohmsko opterećenje pojačala, ono se često koristi jer ne postoji reaktivno opterećenje, koje bi bilo univerzalno i predstavljalo “standardni” zvučnik. Postoji mnogo kombinacija ohmskog i reaktivnog opterećenja kod modernih zvučnika, tako da je najbolje što možemo učiniti da testiramo pojačalo s čisto ohmskim opterećenjem, a da pri tome primijenimo potrebne tolerancije za reaktivno opterećenje. [3,4]

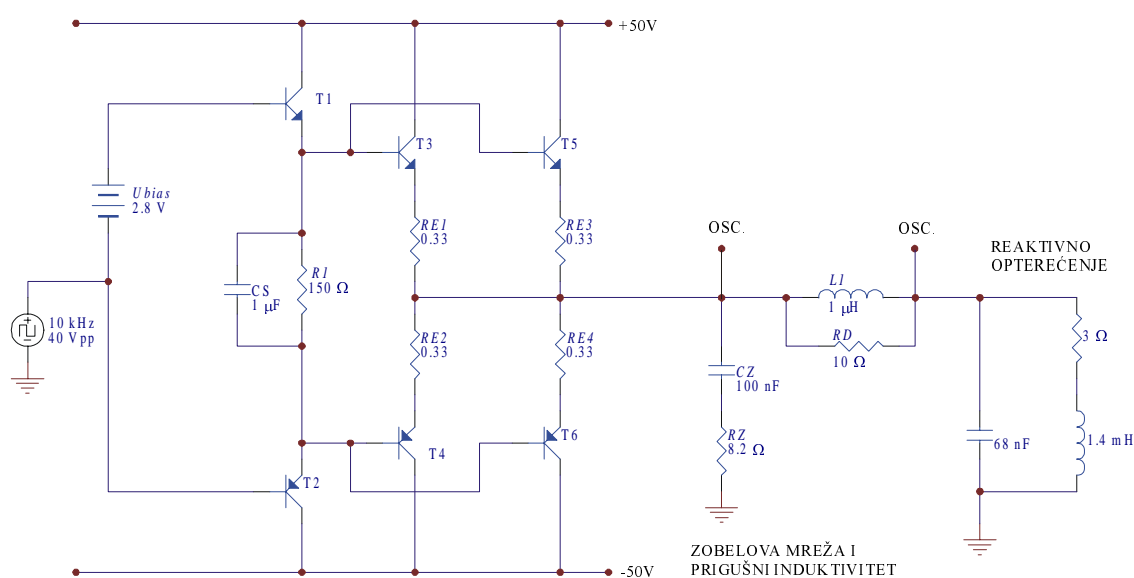
Realni zvučnici sastoje se od kombinacija induktivnih i kapacitivnih karakteristika. Iako se možda same zvučničke jedinice ne razlikuju previše, postoji velika razlika u pasivnim skretnicama. Zbog toga je, kao što smo već spomenuli teško kategorizirati zvučnike. Fazni pomaci i nepredviđene reaktancije mogu uzrokovati neželjene oscilacije i nestabilnosti izlaznog stupnja. Ako znamo da se povratna veza uzima s izlaza, preveliki fazni pomaci mogu ugroziti i Nyquistovu stabilnost, što može biti opasno. Zbog toga nam je potrebno nešto između izlaza i opterećenja što će smanjiti opasnost od nestabilnosti.



Slika 5.5 Zobelova mreža i prigušni induktivitet na izlazu pojačala.

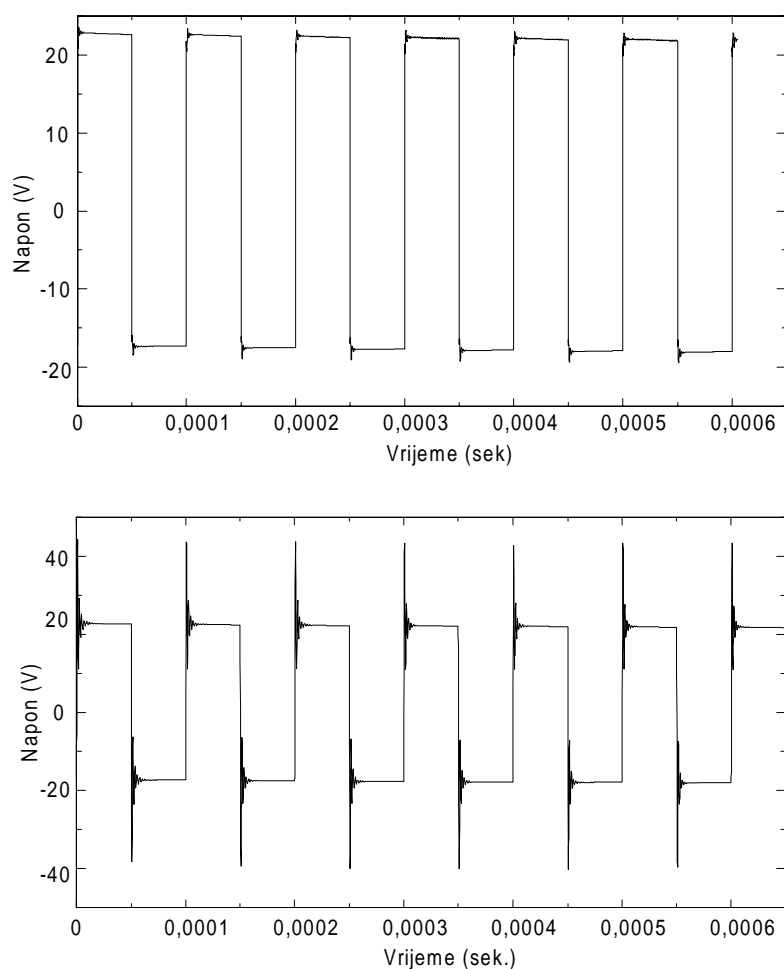
Slika 5.5 prikazuje dvije metode za poboljšanje stabilnosti izlaznog stupnja. Prva od njih se zove “Zobelova mreža”, koja se ponekad i naziva “Boucherotov spoj”. Njegova zadaća je smanjenje problema nastalih zbog induktivne komponente zvučničke impedancije. Praksa je pokazala da je emittersko slijedilo dosta otporno na ovaj problem, dok CFP spoj nije.

Vrijednost otpornika RZ obično se odabire tako da bude jednaka nominalnom opterećenju. Osim rijetkih iznimaka, to znači da bi on trebao biti oko 8 ohma odnosno 10 ohma. Tipične vrijednosti kondenzatora CZ kreću se između $0,047 \mu\text{F}$ do $0,15 \mu\text{F}$, ali se obično uzima vrijednost $0,1 \mu\text{F}$. Pri tome treba paziti na količinu disipacije na otporniku RZ kako ne bi pregorio. Za veličinu otpornika od 10Ω , kondenzatora od $0,1 \mu\text{F}$ i najvećeg napona na izlazu od 30 V , disipirana snaga će biti oko $1,1 \text{ W}$ na 20kHz . No, zbog mogućih oscilacija na višim frekvencijama disipacija će porasti, tako da se i to mora uzeti u obzir. Minimalno bi trebalo staviti da taj otpornik ima vrijednost 3Ω .



Slika 5.6a Krug za analizu efektivnosti Zobelove mreže i prigušnog induktiviteta.

Na višim frekvencijama, kapacitivna opterećenja i unutrašnji kapaciteti kablova mogu uzrokovati veći fazni pomak, odnosno preopterećenje pojačala. Zbog toga se u seriju s opterećenjem stavlja mali induktivitet kao na slici 5.5. Vrijednost induktiviteta kreće se od $1 \mu\text{H}$ do $7 \mu\text{H}$. Ovaj induktivitet uvijek bi trebao biti bez jezgre, zbog histerezne karakteristike materijala koji se stavljaju unutar zavojnice. Treba paziti da promjer korištene žice može izdržati najveće moguće izlazne struje (za bakrenu žicu vrijedi da jedan mm^2 presjeka, izdrži do 4 A struje). S njim u paralelu se stavlja ohmski otpornik vrijednosti između 4.7Ω i 10Ω , kako bi se u potpunosti smanjilo istitravanje koje može nastati zbog serijskog spoja induktiviteta i kapacitivnog opterećenja. Kao i u slučaju otpornika RZ , i ovdje treba uzeti u obzir disipaciju snage na njemu.



Slika 5.6b Oscilogram koji pokazuje efektivnost Zobelove mreže i izlaznog induktiviteta. Gore: prije Zobelove mreže. Dolje: poslije Zobelove mreže.

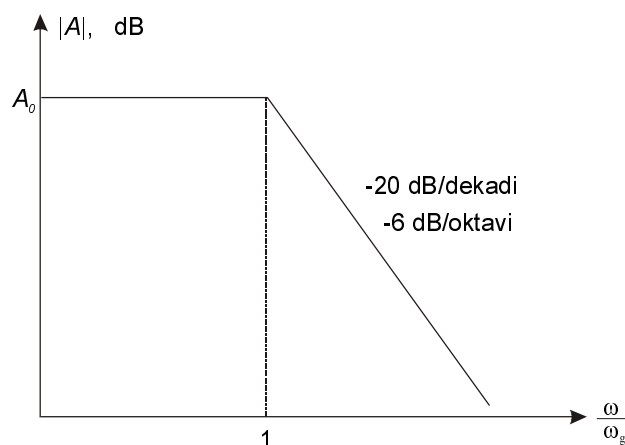
Na slici 5.6a prikazan je sklop za analizu efektivnosti Zobelove mreže i izlaznog induktiviteta. Pojačalo je opterećeno s najgorim mogućim opterećenjem. Na slici 5.6b prikazani su oscilogrami izlaznih signala. Na ulazu pojačala nalazi se generator pravokutnog signala. Na gornjem grafu se nalazi signal na izlazu pojačala, a na donjem signal na reaktivnom opterećenju.

5.4. Ukupna stabilnost pojačala

Nyquistova metoda analize stabilnosti sklopova s negativnom povratnom vezom jedna je od najčešće korištenih, a temelji se na grafičkom prikazu veličine

$$T(j\omega) = \beta A(j\omega) \quad (5.7)$$

u kompleksnoj ravnini za sve frekvencije od $-\infty$ preko nule do $+\infty$. Tako dobiveni polarni dijagram naziva se Nyquistov dijagram. Uz pomoć Nyquistova kriterija stabilnosti lako je odrediti da li je određeni sklop stabilan ili ne.



Slika 5.7 Bodeov dijagram pojačanja s jednim polom.

Kao primjer izračunavanja dijagrama poslužiti će nam sklop u čijoj se A -grani (slika 5.1) nalazi osnovno pojačalo s prijenosnom funkcijom s jednim polom:

$$A(p) = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_g}}. \quad (5.8)$$

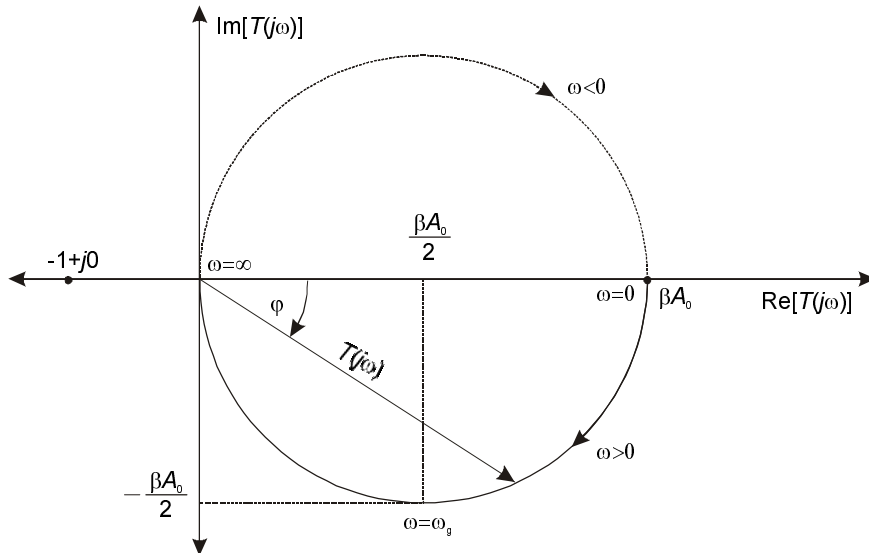
Ako pretpostavimo da je povratna veza β konstantna, tada dobijemo za veličinu $T(j\omega)$:

$$T(j\omega) = \beta A(j\omega) = \frac{\beta A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}}. \quad (5.9)$$

Na slici 5.7 prikazan je Bodeov dijagram prijenosne funkcije pojačala s jednim polom. Prebacivanjem gornjeg izraza u polarne koordinate dobije se modul i fazni kut veličine $T(j\omega)$:

$$|T(j\omega)| = \frac{\beta A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}, \quad (5.10)$$

$$\varphi = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_g}\right) \quad (5.11)$$

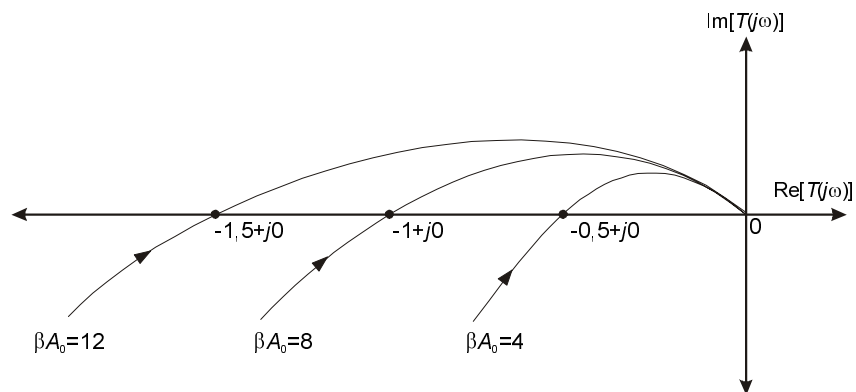


Slika 5.8 Nyquistov dijagram prijenosne funkcije s jednim polom.

Uvrštavanjem različitih vrijednosti za frekvenciju, fazu i modul u polarni dijagram, dobije se Nyquistov dijagram prikazan na slici 5.8. U slučaju pojačala čija prijenosna funkcija ima jedan pol Nyquistov dijagram ima oblik kružnice. Svakoj točki dijagrama odgovara jedna frekvencija. U slučaju da je frekvencija ω jednaka nuli, realni dio funkcije biti će $\text{Re}(T(j\omega)) = \beta A_0$, a imaginarni $\text{Im}(T(j\omega)) = 0$. Ako je frekvencija $\omega = \omega_g$ jednaka gornjoj graničnoj frekvenciji osnovnog pojačala, tada će biti $\text{Re}(T(j\omega)) = 0,5\beta A_0$ i $\text{Im}(T(j\omega)) = -0,5\beta A_0$.

Nyquistov kriterij stabilnosti glasi: ako Nyquistov dijagram ne obuhvaća točku $(-1+j\cdot 0)$ u kompleksnoj ravnini, sklop s povratnom vezom će biti stabilan. Dakle točka $(-1+j\cdot 0)$ je kritična točka, koja predstavlja granicu nestabilnosti.

Na slici 5.9 prikazan je povećani dio Nyquistovog dijagrama oko kritične točke. Radi se o pojačalu čija prijenosna funkcija ima tri pola. U prvom slučaju kada vrijedi da je $\beta A_0 = 4$, sklop će biti stabilan jer dijagram ne obuhvaća kritičnu točku. U drugom slučaju dijagram točno siječe kritičnu točku, te se sklop nalazi na rubu stabilnosti. U trećem slučaju sklop će biti nestabilan jer dijagram u potpunosti obuhvaća kritičnu točku.



Slika 5.9 Nyquistov dijagram u blizini kritične točke.

Kod konstrukcije pojačala nije važno samo znati da li će ono biti stabilno ili ne, nego je jednako važno znati kolika je ta stabilnost. Zbog toga su uvedene dvije veličine: amplitudno i fazno osiguranje.

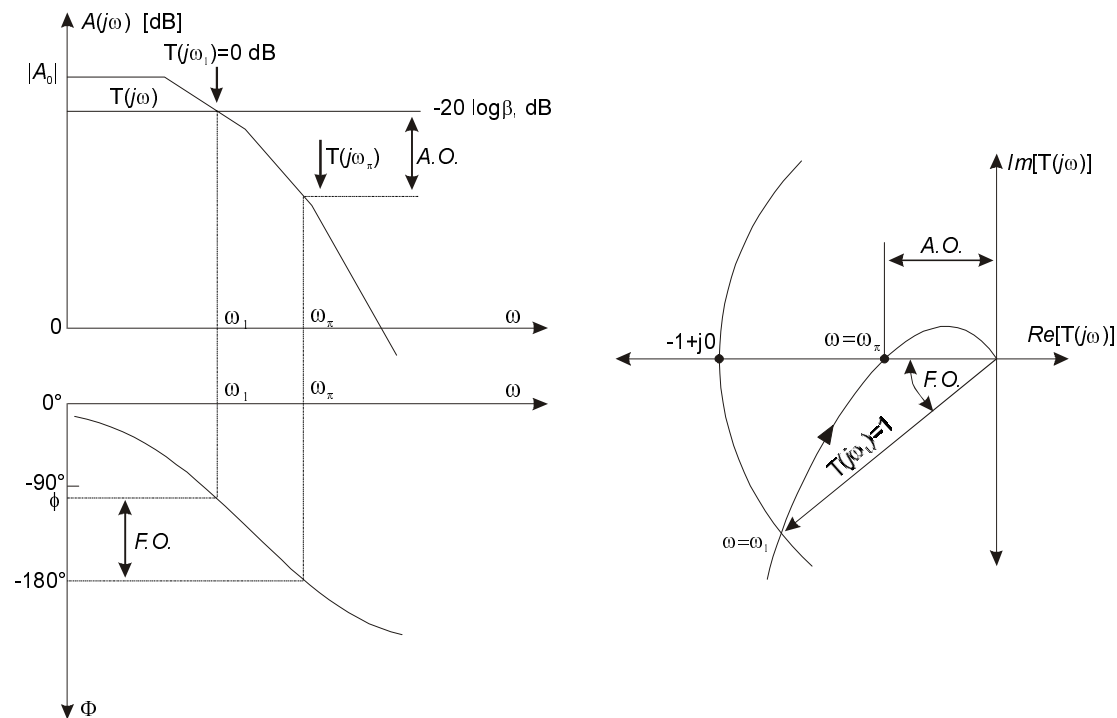
Amplitudno osiguranje najčešće se definira kao apsolutni iznos veličine $T(j\omega)$ na onoj frekvenciji ω_π na kojoj je fazni kut pojačanja jednak -180° . Dakle možemo napisati:

$$A.O.[dB] = 20\log|T(j\omega_\pi)| \quad (5.12)$$

Fazno osiguranje definirano je kao:

$$F.O. = 180^\circ + \varphi \quad (5.13)$$

gdje je φ fazni kut veličine $T(j\omega)$ na onoj frekvenciji ω_1 gdje ova veličina ima referentnu vrijednost (0 dB). Na slici 5.10 prikazano je izračunavanje amplitudnog i faznog osiguranja iz Bodeovog i Nyquistovog dijagrama.



Slika 5.10 Amplitudno i fazno osiguranje na Bodeovom i Nyquistovom dijagramu.

5.4.1. Određivanje vrijednosti kompenzacijskog kondenzatora

Kako ulazna impedancija naponskog pojačala pada s povećanjem frekvencije iznad točke FI , raste i potrebna struja iz ulaznog stupnja. Ulazni stupanj mora imati dovoljno veliku mirnu struju da može puniti kondenzator CC na višim frekvencijama koji se nalazi u lokalnoj povratnoj vezi naponskog pojačala (slika 3.1a).

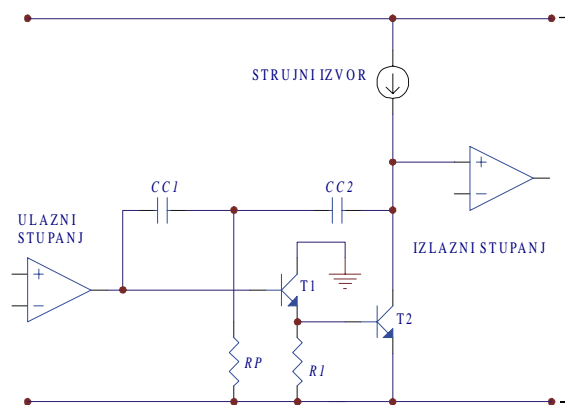
Jednadžba za izračunavanje najveće potrebne struje (I_{CC}) za punjenje kondenzatora CC glasi:

$$I_{CC} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot CC \cdot U_{NP \max} \quad (5.14)$$

Pretpostavimo da želimo odrediti najveću struju ulaznog stupnja za kapacitet CC vrijednosti 100 pF na 50 kHz uz opterećenje pojačala od 8Ω i snage $200 W_{RMS}$. Iz ovih podataka možemo izračunati najveći napon naponskog pojačala od 57 V. Sada možemo izračunati potrebnu mirnu struju, koja za ove podatke iznosi 1,79 mA.

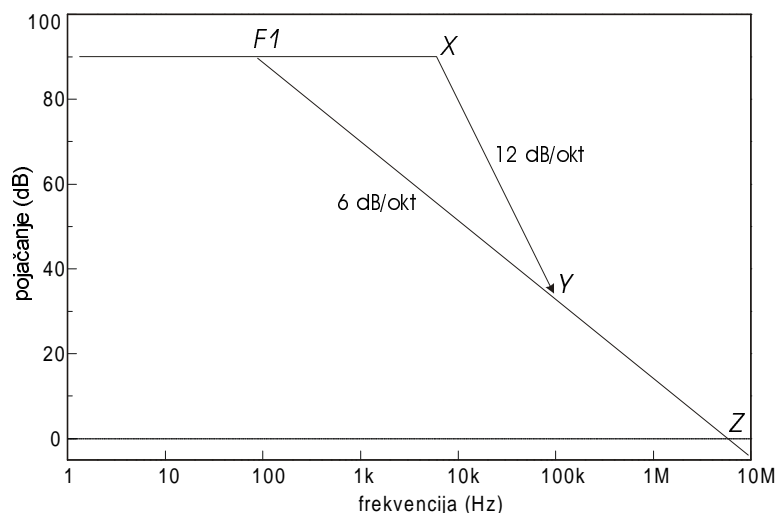
5.4.2. Dvopolna frekvencijska kompenzacija

Prema slici 5.11a, $CC1$ ima jednaku vrijednost kakvu bi imao kondenzator kod jednopolne kompenzacije. Vrijednost kondenzatora $CC2$ se obično uzima deset puta veća. Otpornik RP ima tipičnu vrijednost 1 k Ω . (3,4)



Slika 5.11a Naponsko pojačalo s dvopolnom kompenzacijom

Kondenzator $CC2$ i RP čine naponski djelitelj za izmjenični signal s kolektora od T2 prema negativnom napajanju. Na niskim frekvencijama, impedancija od $CC2$ je relativno velika prema RP , tako da $CC1$ vidi samo mali dio signala povratne veze. Kako raste frekvencija signala, impedancija od $CC2$ pada, dok nije postignuta frekvencija na kojoj su impedancije od $CC2$ i RP jednake. To je frekvencija gdje pojačanje počinje padati. Ako se odaberu prave vrijednosti, ova frekvencija bi trebala biti daleko u ultrazvučnom području.



Slika 5.11b Izgled frekventijske karakteristike pojaćanja kod dvopolne kompenzacije.

S porastom frekvencije iznad ove točke, počinju se dešavati dva procesa. Impedancija od $CC2$ počinje padati s 6 dB/okt, što uzrokuje povećanje napona preko otpornika RP jednakom brzinom porasta. Impedancija od $CC1$ također pada s 6dB/okt, što povećava veličinu povratne veze na bazi od T1. Sumirajući efekt porasta napona na R_P brzinom od 6 dB/okt i pad impedancije od $CC1$ istom brzinom, uzrokuje povećanje negativne povratne veze od 12 dB/okt. Na još višim frekvencijama impedancija od $CC2$ postaje zanemariva, što uzrokuje direktno spajanje kolektora i kondenzatora $CC1$. S daljnjim porastom frekvencije, pad pojaćanja će se vratiti na brzinu od 6 dB/okt dok pojaćanje ne padne na 0 dB. Frekvencija na kojoj je pojaćanje jednako 0 dB, jednaka je onoj kada bi se primijenila jednopolna kompenzacija.

Slika 5.11b prikazuje kako djeluje dvopolna kompenzacija. Kao što je prikazano pojaćanje na niskim frekvencijama ostaje ravno do otprilike 100 Hz, što određuje točku $F1$. Linija od točke $F1$ do točke Z označuje pad od 6 dB/okt za jednopolnu kompenzaciju. Točka Z određuje frekvenciju na kojoj je pojaćanje jednako jedinici (0 dB). Kod dvopolne kompenzacije, područje ravnog pojaćanja produžuje se do točke X (otprilike 20 kHz). Od točke X do točke Y pad iznosi 12 dB/okt. Kod točke Y impedancija od $CC2$ postaje zanemariva, te se dvopolna kompenzacija vraća na jednopolnu.

Treba uzeti na znanje da će se kod točke X pojaviti lagano izdizanje karakteristike. Ono je rezultat pomaka faze od $CC2$ i RP , kombinirano s dodatnim faznim pomakom od $CC1$, što rezultira u maloj pozitivnoj povratnoj vezi koja se dovodi na bazu tranzistora T1.

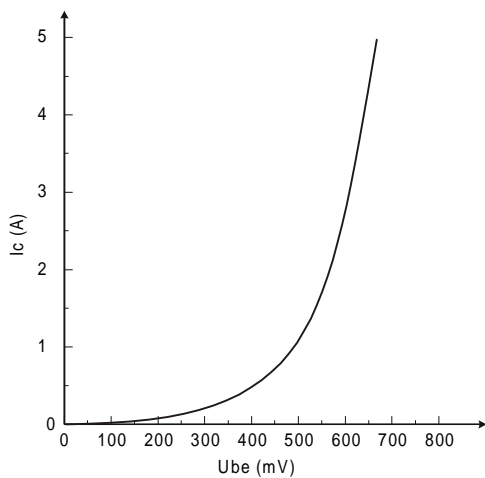
5.5. Izobličenja pojačala

5.5.1. Preskočna izobličenja

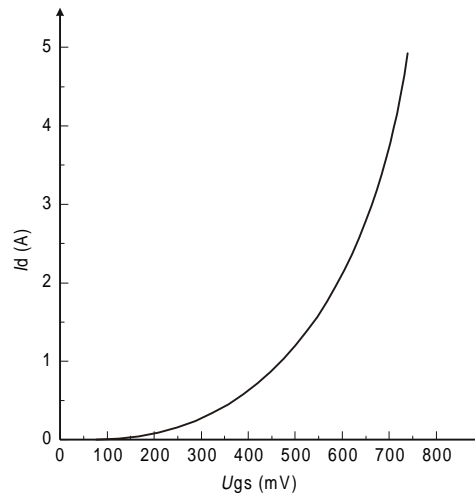
Svi konstruktori pojačala slažu se u jednom, da su preskočna izobličenja najveći problem kod izlaznih pojačala klase B. Samo postojanje klase A je neka vrsta izbjegavanja preskočnih izobličenja. Iako je istina da se preskočna izobličenja ne mogu izbjeći, tako je i istina da se ona mogu spustiti na jako malu razinu, gdje će biti jedva zamjetljiva. Uz dobru konstrukciju i pridržavanje pravila izrade pojačala, preskočna izobličenja se mogu spustiti na razinu izobličenja nekih pojačala klase A.

Preskočna izobličenja nastaju zbog izgleda ulaznih eksponencijalnih U_{be}/I_c karakteristika (ili U_{gs}/I_d kod MOSFET-a) (slike 5.12a i 5.12b). Preskočna izobličenja se pojavljuju kod prolaska signala kroz nulu, tako da je potrebno primijeniti prednapon. Prednapon (U_{bias}) može dosta pomoći u smanjenju ovih izobličenja, ali eksponencijalni oblik prijenosnih karakteristika ne može se pretvoriti u linearni, bez obzira na veličinu prednapona.

Na slikama 5.13a i 5.13b prikazane su prijenosne karakteristike klase B pojačala prije i poslije kompenzacije preskočnih izobličenja. Dakle da bi klasa B prenosila točno svaku poluperiodu, potrebno je na baze izlaznih tranzistora dovesti prednapon, koji ispravlja prijenosnu karakteristiku.

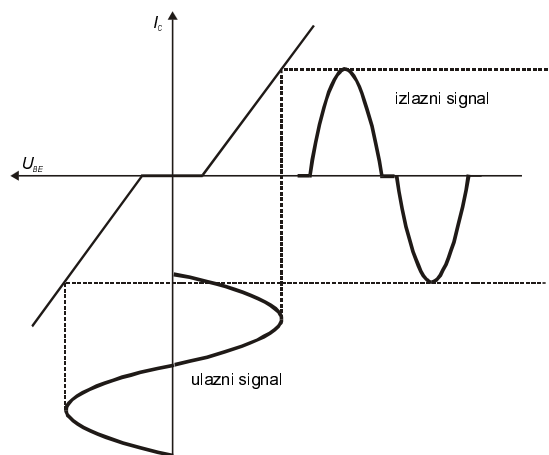


Slika 5.12a Ulazna karakteristika bipolarnog tranzistora

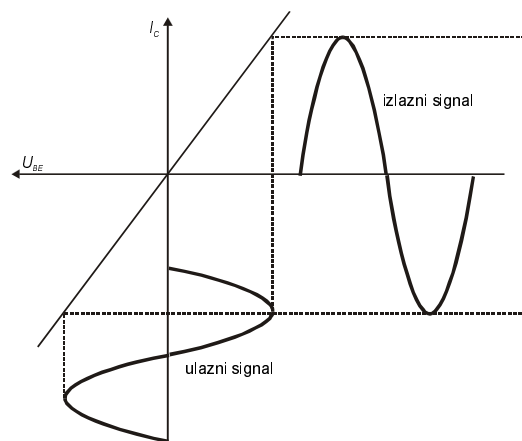


Slika 5.12b Ulazna karakteristika MOSFET-a

Razina preskočnih izobličenja nije konstantna, nego se smanjuje s povećanjem razine izlaznog signala. Slika 5.14a prikazuje shemu za analiziranje preskočnih izobličenja pri različitim amplitudama signala. Prednapon iznosi 0 volti, kako bi preskočna izobličenja došla do izražaja. Razina generatora signala postavljena je na $1 V_{RMS}$, a izlazni signal prikazan je na slici 5.14b. Preskočno izobličenje pojavljuje se kao stepeničasti signal u sredini. To znači da će se najveći harmonici pojaviti u NF području. Ako povećamo signal na $4 V_{RMS}$, dobije se signal kao na slici 5.14c.

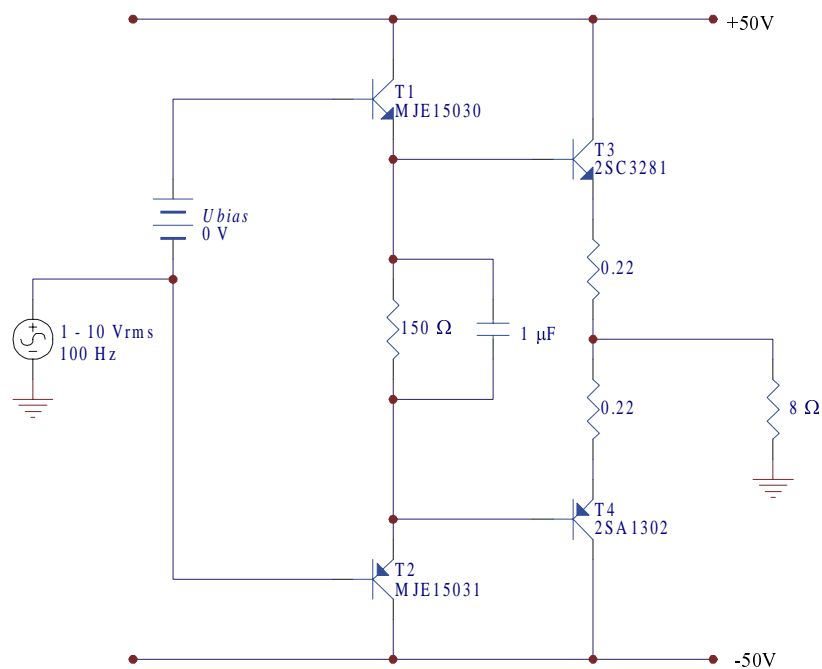


Slika 5.13a Preskočno izobličenje kod klase B.

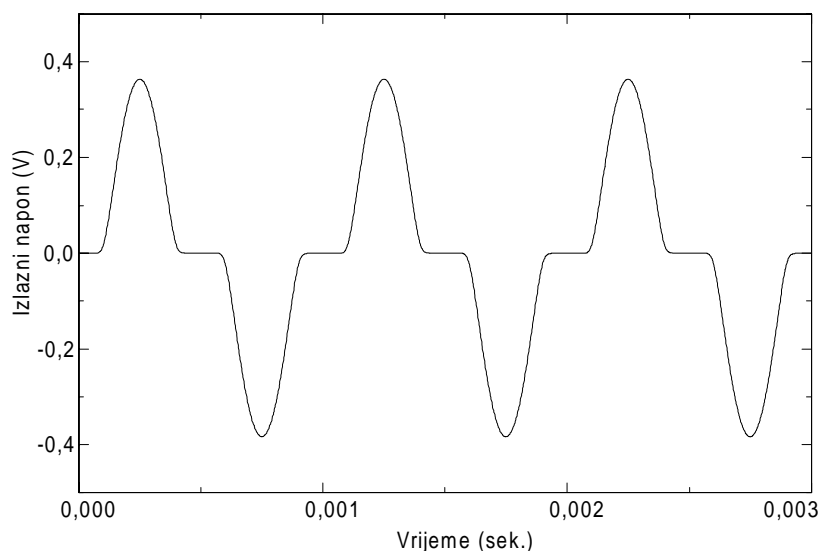


Slika 5.13b Dodavanjem prednapona prijenosna karakteristika se ispravlja.

Glavni princip uključen u ova dva testa je taj da se s povećanjem amplitude pojavljuju izraženiji harmonici na višim frekvencijama. Primijećeno je da negativna povratna veza efikasnije smanjuje izobličenja u niskofrekvencijskom području. Sa smanjenjem amplitude signala povećavaju se harmonici na niskim frekvencijama.



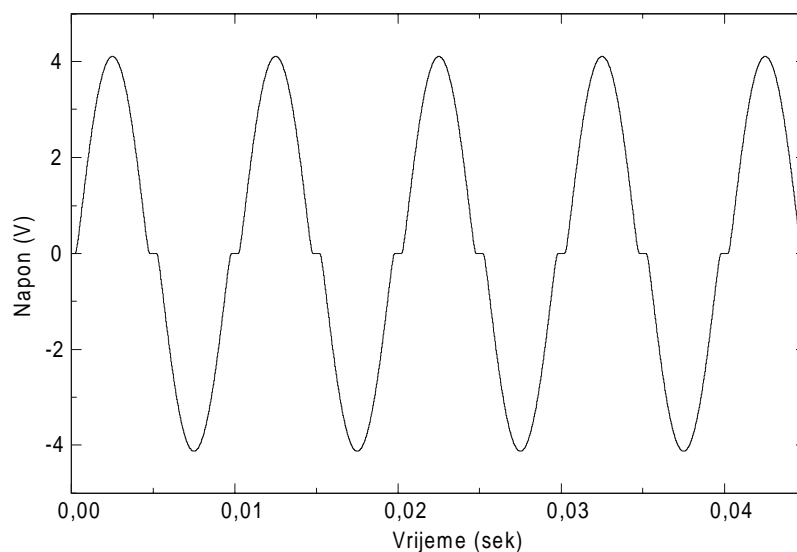
Slika 5.14a Shema izlaznog stupnja za analizu preskočnih izobličenja.



Slika 5.14b Oscilogram izlaznog napona sklopa na slici 5.13a.

Smanjenje preskočnih izobličenja s povećanjem amplitude izlaznog signala nije linearna funkcija. Ovisno o vrsti izlaznog stupnja i razini prednapona, preskočna izobličenja će se smanjivati sa povećanjem razine signala, ali smanjenom brzinom. Razina izobličenja na najmanjim razinama signala mogu biti tri puta veća od izobličenja na najvećem signalu.

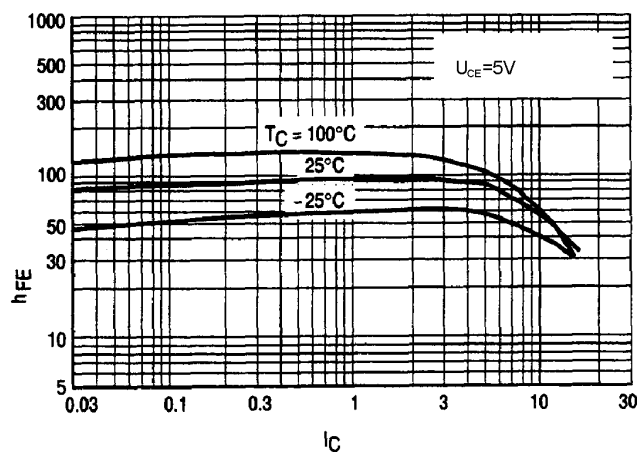
Izlazni stupnjevi s emitterskim slijedilom imaju bolje karakteristike u tom području, naročito na snagama ispod 1 W. Darlingtonovi spoj s komplementarnim tranzistorima ima mnogo uže preskočno područje, što uzrokuje povećanje harmonika na višim frekvencijama. U oba slučaja uz primjenu negativne povratne veze i prikladnog prednapona, izobličenja se mogu smanjiti na razinu nečujnu za ljudsko uho.



Slika 5.14c Oscilogram izlaznog napona sklopa na slici 5.13a uz povećanje amplitude.

5.5.2. Izobličenja zbog velikog signala (pad strujnog pojačanja)

Svim se bipolarnim tranzistorima strujno pojačanje (β) smanjuje s povećanjem kolektorske struje. Kod izlaznih pojačala to može uzrokovati izobličenja zbog velikog signala. To znači da kod većih struja pojačanje više neće biti konstantno. (slika 5.15)



Slika 5.15 Strujno pojačanja izlaznog bipolarnog tranzistora u ovisnosti o jačini struje. Vidljiv je pad pojačanja iznad kolektorske struje od 3 A. (T_C je radna temperatura tranzistora)

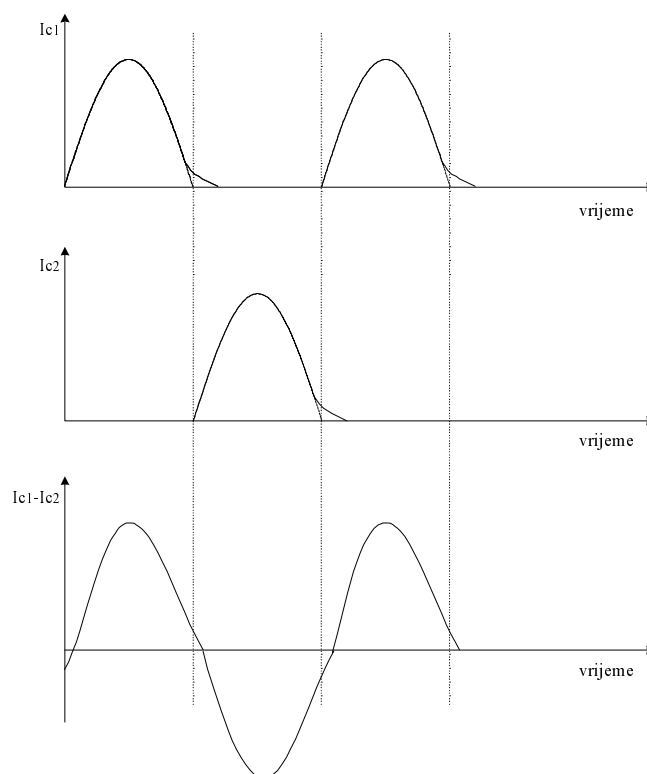
To je glavni uzrok povećanja izobličenja na višim razinama signala, naročito ako se 8 ohmski zvučnik zamjeni s 4 ohmskim. Ovaj je problem izraženiji kod pobudnih tranzistora, nego kod izlaznih tranzistora. Na prvi pogled to izgleda čudno, jer će izlazni tranzistori imati najveću promjenu struje. No, treba uzeti u obzir da s povećanjem izlazne struje raste i struja koja teče kroz prethodne stupnjeve. Pošto se prethodni stupnjevi sastoje od tranzistora malih snaga s veći strujnim pojačanjem, oni su mnogo podložniji većim promjenama strujnog pojačanja.

Darlingtonov spoj s komplementarnim tranzistorima je manje podložan ovom problemu zbog lokalne povratne veze. Ako se konstrukcijom opterećenje, koje vide prethodni stupnjevi, drži konstantnim neće biti problema s velikim signalima. Rješenje se nudi u Darlingtonovom spoju u prethodnom stupnju, ali on može dovesti do nestabilnosti zbog dodatnog faznog pomaka.

Zbog toga je izbor pobudnih tranzistora jako važan. Ovaj tranzistor trebao bi imati veliko strujno pojačanje, kao i visoke naponske i frekvencijske granice.

5.5.3. Izobličenja zbog izbijanja baze (*switching distortion*)

Ova izobličenja se pojavljuju kod komplementarnih tranzistora zbog njihove nemogućnosti brzog uključivanja i isključivanja kada signal prolazi kroz nulu (slika 5.16). Na višim audio frekvencijama kašnjenje se može manifestirati tako da oba tranzistora vode, što uzrokuje izobličenja slična udvostručenju strmine. Zbog toga se ova izobličenja često zamjenjuju s preskočnim izobličenjima. Razlika se može odmah uočiti jer izobličenja zbog izbijanja baze nestaju na niskim frekvencijama. U ekstremnim slučajevima ova izobličenja mogu uzrokovati pregrijavanje tranzistora.



Slika 5.16 Izobličenja koja nastaju zbog nedovoljno brzog izbivanja baze.

Kod spoja emitterskog slijedila ova se izobličenja mogu izbjeći dodavanjem otpornika između emitera pobudnih tranzistora. Kod Darlingtonovog spoja komplementarnih tranzistora s povratnom vezom, poništavanje ovih izobličenja zahtijevati će dva dodatna napona napajanja s nešto većom razinom. Pošto je ovo nepraktično, izobličenja se mogu eliminirati korištenjem tranzistora s niskim izlaznim kapacitetom.

5.5.4. Izobličenja zbog opterećenja naponskog pojačala

Ovo izobličenje se pojavljuje zbog nepodudaranja impedancija između izlaznog stupnja i naponskog pojačala, uz problem nelinearnog opterećenja ulazne impedancije izlaznog stupnja. Glavni problem može biti naponsko pojačalo s prevelikom izlaznom impedancijom ili izlazni stupanj s premalom i nelinearnom ulaznom impedancijom.

U slučaju da se koriste izvedbe s aktivnim opterećenjem naponskog pojačala, ovo izobličenje se gotovo u potpunosti može eliminirati, ako je ulazna impedancija izlaznog stupnja dovoljno velika. Neke izvedbe koriste male otpornike (oko 100 Ω) koji se stavljaju između naponskog pojačala i izlaznog stupnja kako bi se povećala ulazna impedancija izlaznog stupnja. Uobičajenije je postavljanje malih otpornika (od 4,7 do 10 Ω) u seriju s emiterima pobudnih tranzistora.

5.5.5. Izobličenja zbog serijskih kapaciteta

Ova izobličenja nastaju na niskim frekvencijama zbog postojanja serijskih kondenzatora na ulazu pojačala i kondenzatora u povratnoj vezi (sprečavaju pojačanje istosmjerne komponente). Ovo izobličenje postaje zamjetljivo samo ako frekvencija signala i vrijednost kapaciteta stvaraju zamjetljivi pad napona preko spomenutih kondenzatora. Rješenje ovog problema je povećanje vrijednosti kapaciteta, tako da se smanji donja granična frekvencija pojačanja pojačala.

5.5.6. Izobličenja zbog osigurača

Kod nekih pojačala koristi se osigurač u seriji s opterećenjem, kako bi spriječio oštećenje zvučnika u slučaju prestanka rada izlaznog stupnja. Ako je struja koja teče kroz ovaj osigurač blizu granice njegovog pregaranja, grijanje će uzrokovati promjenu otpora osigurača. Na niskim frekvencijama, gdje termalne promjene otpora osigurača prate frekvenciju signala doći će do izobličenja.

Ova se izobličenja mogu izbjeći stavljanjem “jačeg” osigurača, ali se gubi zaštita. Osiguranje se treba provesti elektronički radi brzine. U slučaju da elektroničko osiguranje ne proradi, izlazni stupanj je osiguran preko osigurača koji se nalaze u napajanju.

5.6. Brzina promjene signala (*slew rate*)

Brzina promjene signala označuje brzinu promjene napona na izlazu pojačala. Na neki način ovaj podatak označuje brzinu pojačala. Izraz, brzina promjene, prvo se upotrebljavao kod operacijskih pojačala, ali je prilagođen i za pojačala snage, koja su u osnovi operacijska pojačala prilagođena za veće izlazne signale.

Ova karakteristika se označuje u voltima po mikrosekundi, opisujući najveću moguću promjenu signala na izlazu. Brzina promjene signala može se koristiti za određivanje vremena porasta (rastući brid signala) i vremena pada (padajući brid signala). Ova se vrijednost obično mjeri uz pomoć pravokutnog signala, te mjerenjem vremena porasta i vremena pada na izlazu. Pojačalo se mora opteretiti s ohmskim otporom.

Postoji nekoliko izraza koji povezuju brzinu promjene signala, frekvenciju i frekvencijski pojas snage:

$$\text{Najveća frekvencija signala} = \frac{\text{brzina promjene} \left(\frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \right)}{2\pi \cdot U_{\text{izl(max)}}} \quad [\text{MHz}].$$

Pretpostavimo pojačalo s brzinom promjene od 30 V/μs, te želimo znati najveću frekvenciju signala pri kojoj će izlazni napon još biti 35,3 Vrms. Ovaj efektivni napon odnosi se na oko 50 V maksimalnog napona. Iz ovih podataka izlazi da je najveća frekvencija oko 95 kHz. Dakle, pojačalo s brzinom promjene od 30 V/μs može reproducirati sinusni signal frekvencije 95 kHz i razine napona od 35,3 Vrms.

Sljedeća tablica 5.1 prikazuje odnos izlazne snage pojačala i brzine porasta za frekvencijski pojas od 80 kHz. Opterećenje je 8 ohma. U slučaju opterećenja od 4 ohma, mora se brzina promjene udvostručiti. [4]

Tablica 5.1 Odnos preporučene nazivne izlazne snage pojačala i brzine porasta za frekvencijski pojas od 80 kHz.

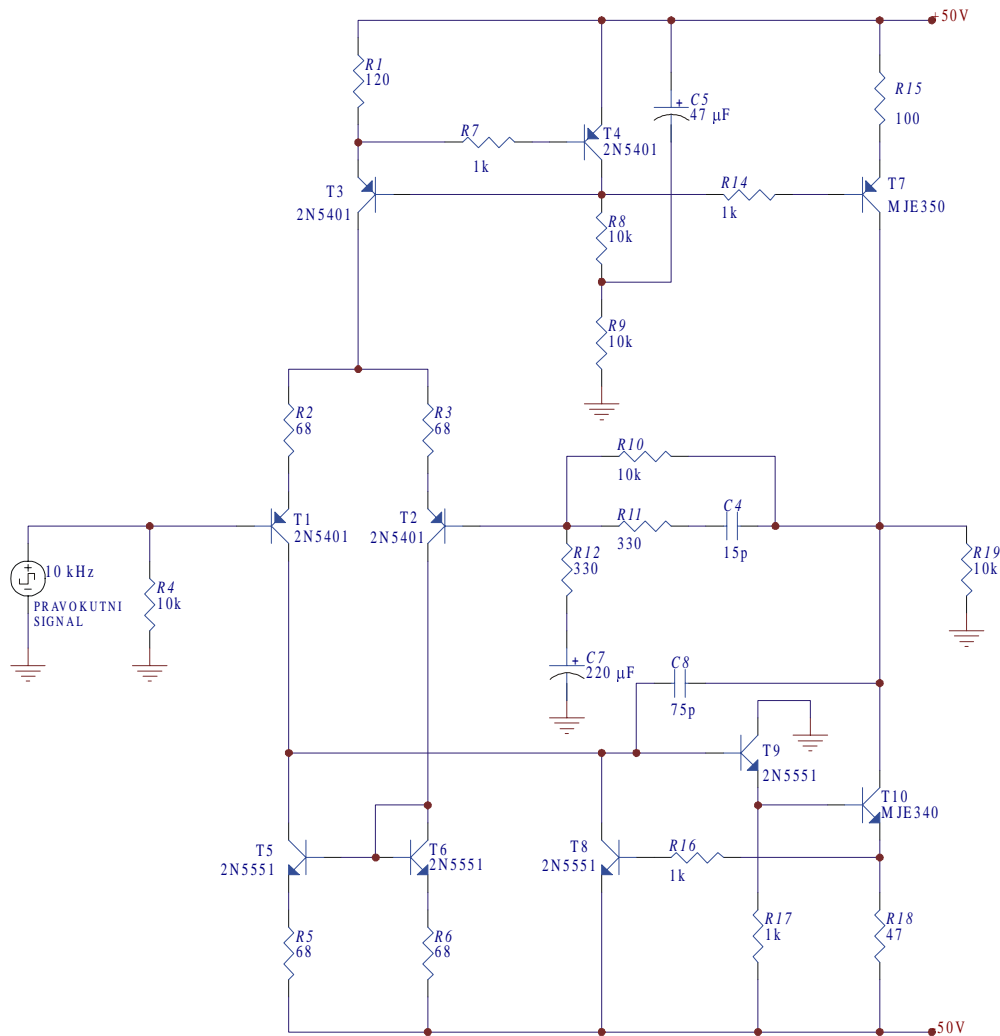
Izlazna snaga (W)	Brzina promjene (V/μs)
32	11
64	16
125	23
250	32
500	45
1000	64

5.6.1. Poboljšanje brzine promjene signala

Povremeno, postoji potreba za povećanjem brzine promjene signala, naročito kod pojačala velikih snaga.

Ograničenja brzine promjene signala kod pojačala snage ovise o odnosu između ulaznog stupnja i naponskog pojačala. Jednostavno rečeno, brzina porasta će ovisiti o opskrbljivanju strujom kompenzacijskih kondenzatora CC i biti će ograničena najvećim strujama naponskog pojačala i ulaznog stupnja.

Slika 5.17a prikazuje strujni krug ulaznog stupnja i naponskog pojačala za koji je provedena analiza brzine porasta. Na ulazu se nalazi generator signala frekvencije 10 kHz, a naponsko pojačalo je opterećeno s otpornikom od 10 k Ω . Kompenzacijski kondenzator ima oznaku $C8$.

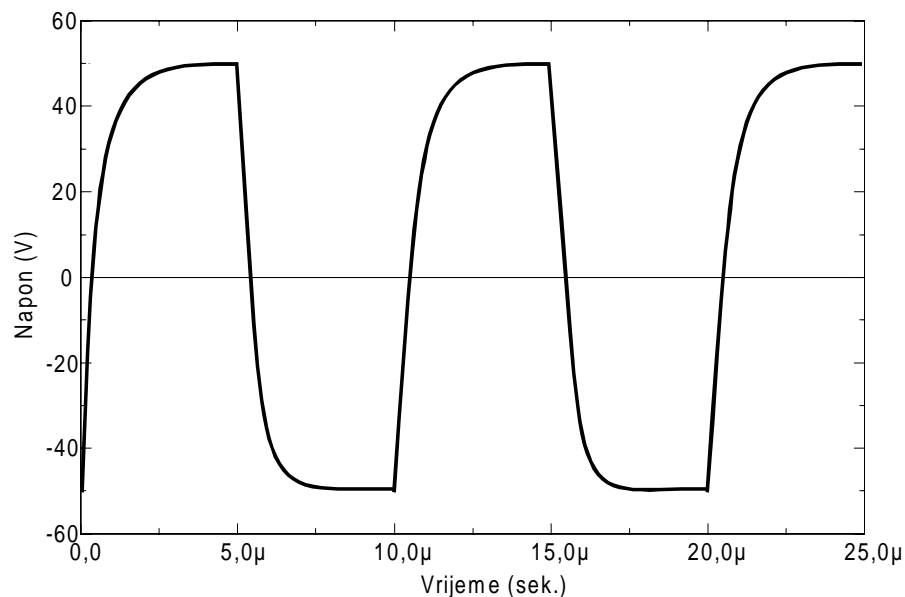


Slika 5.17a Ulazni stupanj i naponsko pojačalo visoke kvalitete za analizu brzine porasta.

Kada se na ulazu pojavi rastući brid signala, tranzistor T1 će biti isključen. Struja će teći od strujnog izvora T7, preko kondenzatora $C8$, do strujnog zrcala (T5). U ovom slučaju najveća struja kroz kompenzacijski kondenzator je ograničena najvećom strujom koju daje strujni izvor spojen na izlaz naponskog pojačala (T7). Kada se na ulazu pojavi negativni brid signala, provesti će tranzistor T1. Sada će

struja teći od strujnog izvora T3, preko T1, do tranzistora T10. U ovom slučaju najveća struja je ograničena strujom koji daje strujni izvor T3. Ovo je primjer asimetrične brzine promjene signala.

Kako bi se poboljšala brzina promjene signala sklopa na slici 5.17a, rješenje se može naći u povećanju mirne struje kroz ulazni stupanj i naponsko pojačalo, ili smanjenjem vrijednosti kondenzatora C8. Pri tome treba paziti na Nyquistovu stabilnost.



Slika 5.17b Oscilogram sklopa na slici 5.11a.

Izlazni signal sklopa na slici 5.17a prikazan je na dijagramu na slici 5.17b. Vidi se da je pozitivna brzina porasta oko $26 \text{ V}/\mu\text{s}$, a negativna oko $40 \text{ V}/\mu\text{s}$. Kako strujni izvor naponskog pojačala daje veću struju od strujnog izvora ulaznog diferencijalnog para, manja pozitivna brzina promjene signala rezultat je kapaciteta kolektor-baza tranzistora T7. Zbog toga je bolje na tom mjestu upotrijebiti unipolarni umjesto bipolarnog tranzistora. No, ova promjena ima smisla samo kod pojačala preko 150 W na 8 ohma.

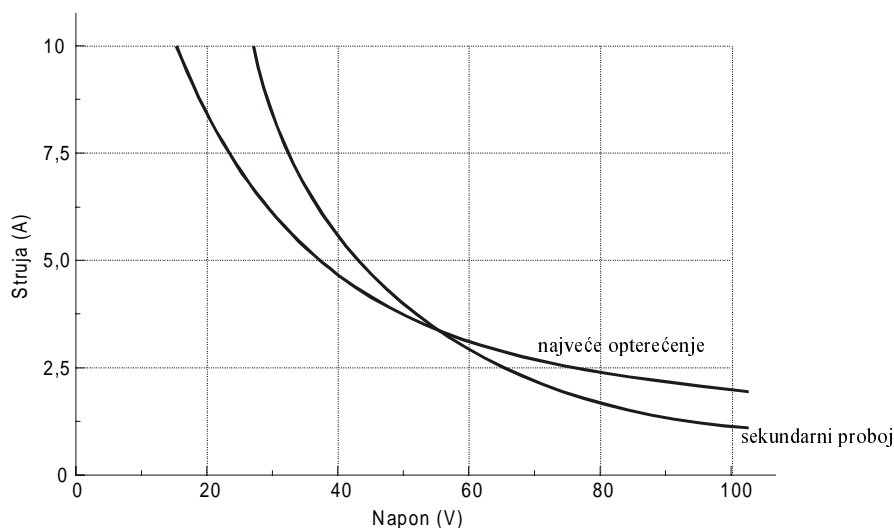
6. ZAŠTITA POJAČALA

6.1. Zaštita bipolarnih tranzistora

Osnovno pravilo konstrukcije pojačala je da ne smijemo prijeći gornje granice naponskih i strujnih parametara bipolarnih tranzistora (ili bilo koje elektroničke komponente). Te granice odnose se na maksimalni napon i struju, najveći napon baza-emiter, te na termička ograničenja.

Prvi parametar odnosi se na najveći napon, opisan oznakom U_{CE} , što označava najveći dopušteni napon između kolektora i emitera. Osnovno pravilo je da ovaj napon bude dvostruko veći od zbroja napona napajanja. Ovako veliko osiguranje uzeto je zbog reaktivnih opterećenja. Na primjer ako je napajanje pojačala ± 40 V, U_{CE} parametar trebao bi iznositi $(40+40) \times 2 = 160$ V. U slučaju da postoji zaštita od prevelikog napona uzima se da najveći napon bude dvostruko veći od najvećeg mogućeg napona. U slučaju našeg primjera on bi bio $40 \times 2 = 80$ V. Obično su tranzistori koji mogu izdržati velike napone dosta skupi. U tom slučaju je moguće napraviti kaskadni spoj dvaju tranzistora koji imaju manja naponska ograničenja.

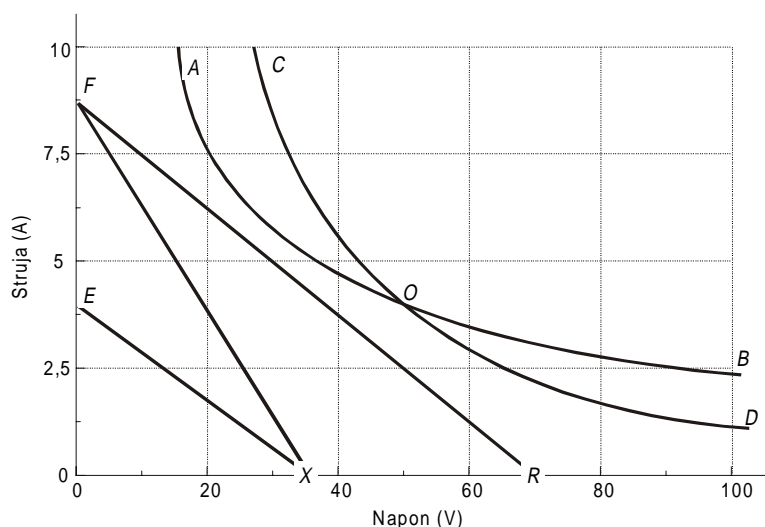
Bipolarni tranzistori pate od jednog problema koji se naziva “sekundarni proboj” (*secondary breakdown*). Rezultat sekundarnog proboja je pojava “vrućih” točaka (*hot spot*) na silikonskom materijalu. On se javlja kada napon postane prevelik i dovodi do Earlyjevog efekta (smanjenje širine baze), mijenjajući smjer struje. Kombinacija ovih efekata dovodi do termalnog proboja i konačno do uništenja tranzistora, odnosno kratkog spajanja kolektora i emitera.



Slika 6.1 Područje sigurnog rada za zamišljeni bipolarni tranzistor.

Ova pojava se ne može lako opisati formulama ili parametrima. Zbog toga proizvođači uz svoje proizvode daju dijagram koji predstavlja “područje sigurnog rada” (*safe operating area – SOA*). Slika 6.1 prikazuje jedan takav dijagram za izmišljeni tranzistor. Sigurno područje rada nalazi se ispod ove dvije krivulje. Sa dijagrama je vidljivo da kod napona od 100 V, najveća struja može biti oko 2 A (tranzistor snage 200 W). Ali, prema krivulji sekundarnog proboja najveća struja kod

ovog napona može biti samo oko 1,25 A. Ove krivulje omogućuju konstrukciju zaštitnog sklopa koji će držati tranzistor u dozvoljenim granicama.



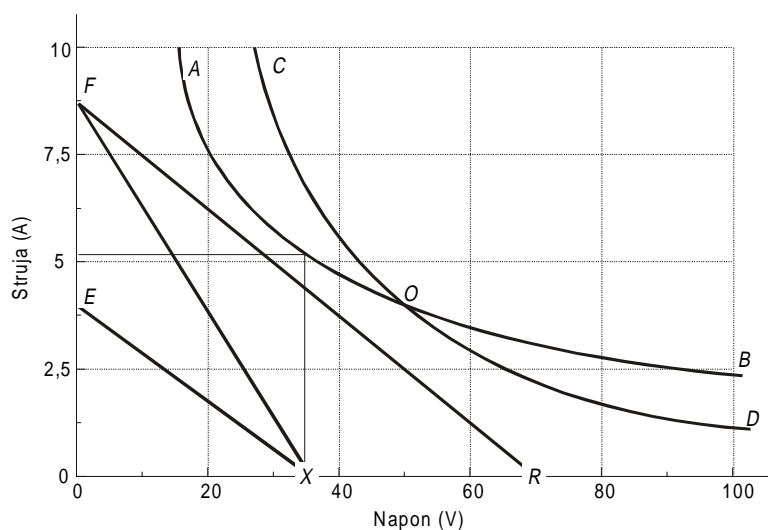
Slika 6.2 Proračun područja sigurnog rada za izmišljeno pojačalo.

Slika 6.2 prikazuje prvi korak u razvoju zaštitnog sklopa. Radi proračuna uzeti ćemo da je napon napajanja ± 35 V. Radni pravac za 8 ohmsko opterećenje nacrtan je stavljanjem točke *X* na 35 volti i računanjem najveće struje. U ovom primjeru najveća će struja biti $35/8 = 4,3$ A. Točka *E* postavljena je na ordinatu kod 4,3 A, i povučen je pravac između točaka *E* i *X*, što predstavlja radni pravac. Ovaj pravac predstavlja sve naponske i strujne uvjete koji se mogu pojaviti kod ohmskog opterećenja od 8 ohma. Ista metoda vrijedi kod 4 ohmskog opterećenja, te je predstavljena pravcem između točaka *F* i *X*. Kako zvučnik predstavlja reaktivno opterećenje, to moramo uzeti u obzir. U najgorem slučaju reaktivno opterećenje dovest će do povećanja napona koji je jednak dvostrukom naponu napajanja, što iznosi 70 V, a označen je točkom *R*. Konačno, povučen je pravac najgorih mogućih uvjeta, od točke *R* do točke *F*. Zaštita izlaznih tranzistora trebala bi držati tranzistor u području lijevo od pravca *FR*, što će osigurati da tranzistor radi u sigurnom području.

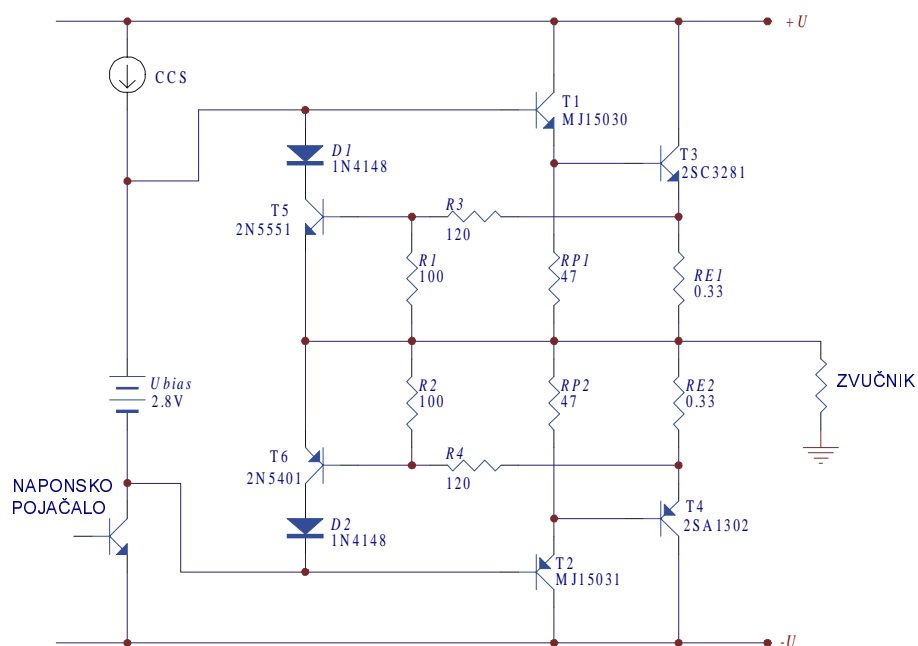
Na slici 6.3 prikazana je strujna zaštita koja ograničava struju na oko 5,1 A. Povučena je vodoravna crta od točke na ordinati gdje je struja 5,1 A, do linije koja označava napon napajanja na apscisi. Dobiveni pravokutnik predstavlja područje u kojem se neće uključiti zaštita pojačala. Vidljivo je da je cijeli radni pravac *EX* unutar zaštitne površine. Napajanje od 35 V predstavlja najveći mogući napon na opterećenju što iznosi oko 76 Wrms na opterećenju od 8 ohma. U slučaju opterećenje od 4 ohma, najveći napon ograničen je na 18 V, što iznosi oko 36 Wrms.

Prema području sigurnog rada, potpuno je sigurno da će tranzistor dati do 150 Wrms zvučniku od 4 ohma.

Slika 6.4 prikazuje spoj emitorskog slijedila s jednostavnim zaštitnim krugom. *RE1* služi kao osjetilo struje, koja stvara pad napona na njemu. Ovaj pad napona dovodi se na djelitelj napona koji čine *R3* i *R1*, koji dovodi napon na bazu od tranzistora *T5*. Ako struja kroz opterećenje poraste preko postavljene granice, napon na bazi od *T5* će porasti što će uzrokovati pad impedancije između kolektora i emitera od *T5*. Na taj način se odvodi struja iz baze od pobuđivačkog tranzistora *T1*, a time se ograničava izlazna struja. Kada struja padne ispod postavljene granice, sklop nastavlja normalno raditi.



Slika 6.3 Prikaz zaštite jednostavnog naponsko-strujnog ograničivača.



Slika 6.4 Izvedba jednostavnog sklopa za ograničenje struje.

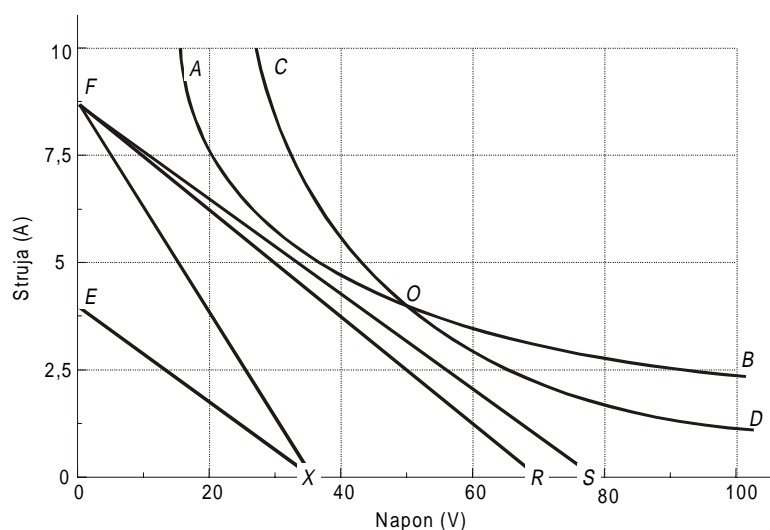
Diode $D1$ i $D2$ sprečavaju da tranzistori $T5$ i $T6$ vode za vrijeme suprotne poluperiode. To se može dogoditi ako pad napona na otpornicima RE postane prevelik, što može uzrokovati suprotan smjer vođenja ova dva tranzistora. U primjeru na slici struja je ograničena na oko 4 A. Ako je provodni napon baza-emiter tranzistora $T5$ oko 0,6 V, najveća struja može se dobiti iz izraza:

$$I_{\max} = \frac{U_{BE} \cdot \frac{R3 + R1}{R1}}{RE1} = \frac{0,6 \cdot \frac{120 + 100}{100}}{0,33} \approx 4 \text{ A}.$$

Prednost ovog sklopa je jednostavnost izvedbe, što se odražava na ukupnu cijenu uređaja.

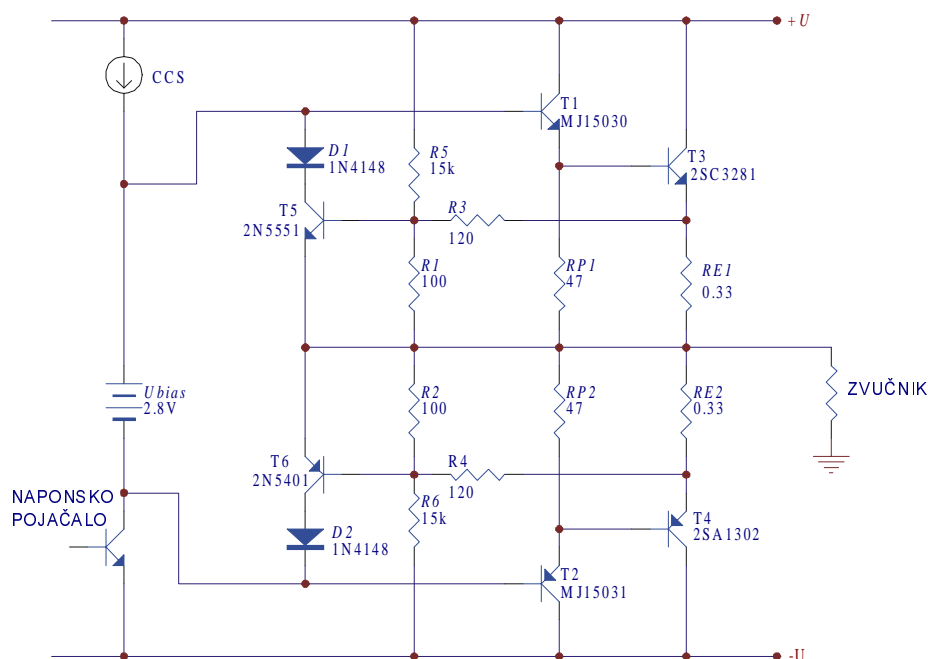
6.1.1. Jednonagibna (*single-slope*) i dvonagibna (*dual-slope*) zaštitna metoda

Slika 6.5 predstavlja poboljšanu i praktičniju zaštitnu metodu izlaznog stupnja. Ova zaštita predstavljena je pravcem *FS* koja obuhvaća skoro cjelokupno područje sigurnog rada. Vidljivo je da zaštita ne ovisi o opterećenju, što omogućuje maksimalnu iskoristivost, bez narušavanja sigurnosti rada. Električki krug koji omogućuje ovakvu zaštitu treba istovremeno nadgledati i struju i napon.



Slika 6.5 Područje sigurnog rada za jednonagibnu zaštitu.

Jednonagibni naponsko-strujni zaštitni krug na slici 6.6 pruža zaštitu prikazanu na dijagramu 6.5. Skoro je potpuno jednak sklopu na slici 6.4, uz iznimku dodatnih otpornika *R5* i *R6*. Ova dva otpornika spojena su na napajanje i daju stalni istosmjerni napon na bazama zaštitnih tranzistora *T5* i *T6*. Kada je izlaz na nultom potencijalu, istosmjerni napon je stabilan. No, kada se izlazni napon počne mijenjati, istosmjerni napon se također mijenja proporcionalno razlici između napona napajanja i napona na izlazu pojačala. Na primjer, ako je napajanje 40 V, a izlaz je na 0 V, postojati će razlika potencijala od 40 V između napajanja i izlaza. To će uzrokovati pojavu istosmjernog napona na bazama od *T5* i *T6*, preko djelitelja napona *R5-R1* i *R6-R2*. Ako signal na izlazu poraste na 32 V, razlika između napajanja i izlaza pasti će na 8 V. Istosmjerni napon će zbog toga također pasti na oko 20% prijašnjeg napona.

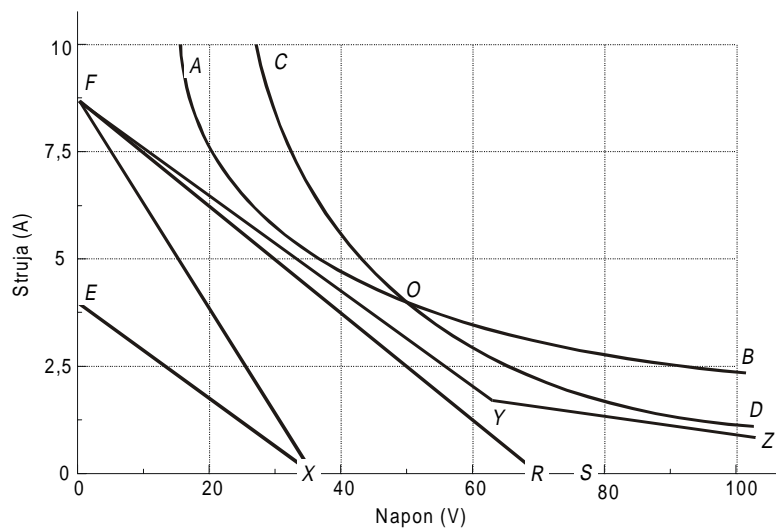


Slika 6.6 Izvedba sklopa za jednonagibnu zaštitu.

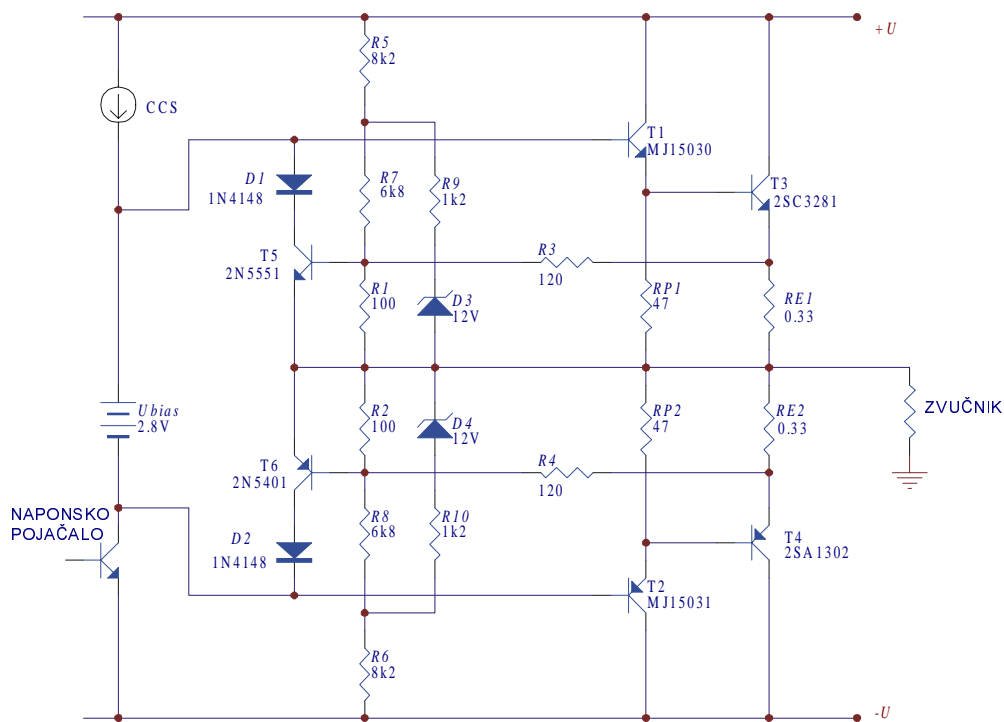
Kako bi se još više iskoristile mogućnosti izlaznog stupnja konstruirani su puno kompleksniji zaštitni sklopovi. Iako je jednonagibna metoda jako praktična, moguće je smanjiti broj izlaznih tranzistora korištenjem veće površine područja sigurnog rada (slika 6.7). Pravac FS promijenjen je u dvonagibni odziv, s točkom prekida Y i omogućuje veće područje rada u području visokog napona. Ovo područje se može dobiti i kod jednolinijske metode, ali uz smanjenje najveće struje. Ako produžimo pravac ZY prema y -osi, najveća struja biti će samo 3 A.

Slika 6.8 prikazuje sklop koji omogućuje dvonagibnu zaštitu. Kako je ova metoda nepraktična za jedan komplementarni par izlaznih tranzistora, na slici su vidljiva dva para. Princip rada je sličan sklopovima na slikama 6.4 i 6.6 uz izuzetak dodatne zener-diode, koja omogućuje proširenje područja rada. Uz izlazni napon 0 V, zener-dioda $D3$ ograničava napon preko $R7$ i $R1$ na otprilike 17 V. Pod time uvjetima, istosmjerni napon na bazi od $T5$ je puno manji nego što bi bio bez zener-diode, omogućujući zaštitu opisanu djelom pravca YZ . Kada napon na izlazu poraste na 20V, dioda $D3$ prestane voditi. Na razinama napona od 20 V i više, zaštita je opisana pravcem FY , koja radi kao sklop na slici 6.6.

Ovaj sklop omogućuje izlaznu snagu oko 130Wrms na 8 ohma, i oko 200Wrms na 4 ohma.



Slika 6.7 Područje sigurnog rada za dvonagibnu zaštitu.

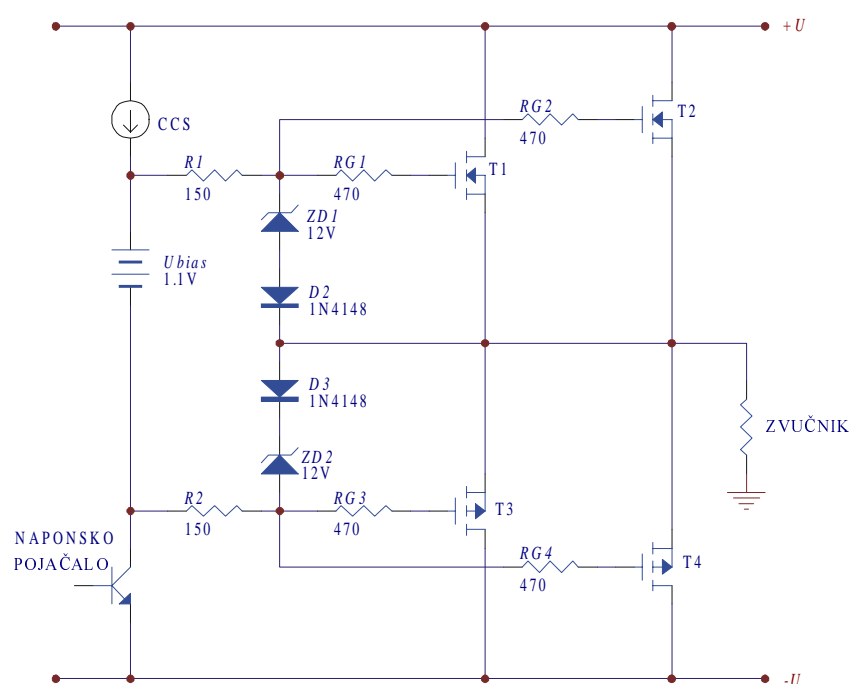


Slika 6.8 Izlazni stupanj sa sklopom za dvonagibnu zaštitu.

6.2. Zaštita MOSFET-ova

MOSFET-i su puno izdržljiviji od bipolarnih, tako da su i zaštitni sklopovi jednostavniji. MOSFET-i izdržavaju svakakve teške uvjete bez posebnih zaštita. To omogućuju:

1. Unutrašnje diode koje brzo kratko spajaju gat kada temperatura pretjerano poraste.
2. Najveće temperature silikonskog spoja veće su nego kod bipolarnih tranzistora.
3. Zbog pozitivnog temperaturnog koeficijenta postoji strujna samozaštita, uzrokovana povećanjem prolaznog otpora, kod porasta struje.
4. Lateralni MOSFET-ovi su imuni na sekundarni proboj.

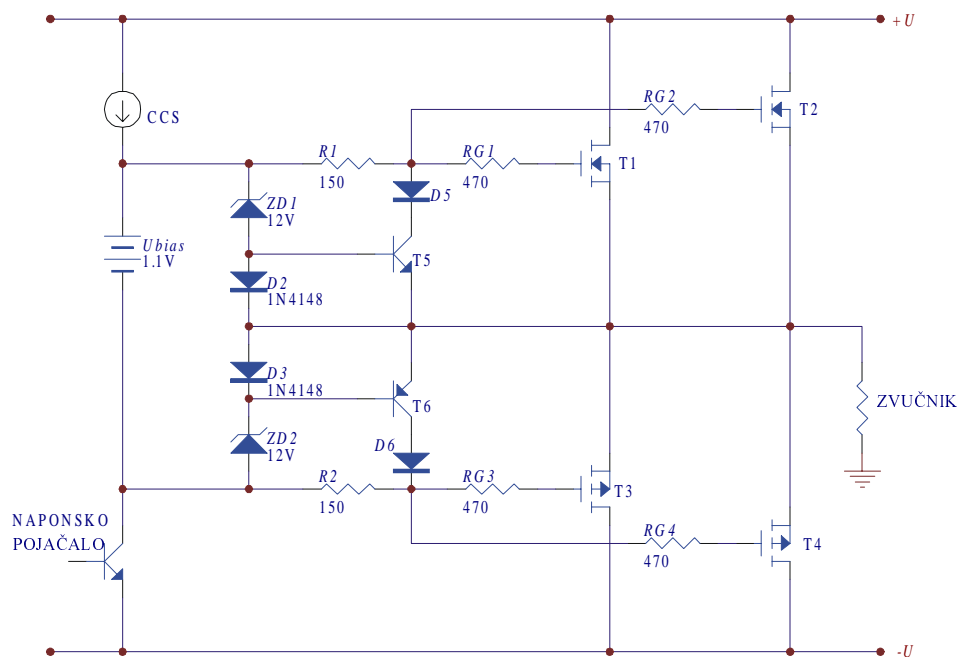


Slika 6.9a Jednostavan sklop za zaštitu MOSFET-a s zenerovim diodama.

Posljedica ovoga je da su zaštitni krugovi svedeni na nekoliko pasivnih komponenata, odnosno bitno je samo ograničiti napon između gata i slijeva.

Slike 6.9 prikazuje dvije metode koje omogućuju prikladnu zaštitu izlaznog stupnja s MOSFET-a. Slika 6.9a prikazuje najuobičajeniju metodu. Zaštita od prevelikog napona na ulazu napravljena pomoću zener-dioda. Dioda $D2$ i $D3$ izoliraju gatove od izlaznog napona. Otpornici $R1$ i $R2$ ograničavaju preveliku struju ako zener dioda počne voditi.

U slučaju da se radi o protutaktnoj izvedbi jednostavan sklop sa slike 6.9a biti će prespor da zaštiti izlazne tranzistore. Sklop na slici 6.9b omogućiti će puno bržu reakciju. Kada zener-dioda $ZD1$ počne voditi, tranzistor $T5$ će provesti zbog pada napona na diodi $D2$, te kratko spojiti ulaz i izlaz.



Slika 6.9b Zaštitni sklop za brže izlazne stupnjeve s velikim porastom signala.

7. TERMALNA DINAMIKA I PRORAČUN HLADNJAKA

Kod projektiranja audio pojačala potrebno je pažnju obratiti i na mehaničku izvedbu. Iako sam vanjski izgled ovisi o konstruktoru, postoji nekoliko parametara koje treba uzeti u obzir kod izgradnje pojačala.

Termalna dinamika, odnosno problem grijanja, jedan je od najvažnijih problema kod konstrukcije pojačala. Naime, problem je u tome što se izlazni tranzistori zbog gubitaka dosta griju, te ako toplina nije efikasno odvedena, oni će biti uništeni, dakle doći će to temperaturnog preopterećenja (*thermal overload*).

Do termalnog preopterećenja doći će ako kroz izlazni stupanj teče veća struja od dozvoljene, što rezultira u većoj disipaciji. To se događa u slučajevima kada su pojačala opterećena manjim opterećenjem od nazivnog. Zbog toga je dosta važno provesti strujnu zaštitu objašnjenu u šestom poglavlju.

Drugi uzrok termalnog preopterećenja je nedostatna zaštita od toplinskog bijega izlaznog stupnja s bipolarnim tranzistorima. Kod MOSFET-a toplinski bijeg ne postoji zbog pozitivnog temperaturnog koeficijenta prolaznog otpora. Pravilnom konstrukcijom regulatora mirne struje toplinski bijeg trebao bi se izbjeći. Regulator mirne struje automatski kompenzira bilo kakve pomake prednapona zbog pomaka temperature.

Do temperaturnog preopterećenja može brzo doći ako pojačalo pokazuje visokofrekvencijske oscilacije. Već kod osnovne konstrukcije pojačala oscilacije bi trebale biti smanjenje na najmanju moguću mjeru.

7.1. Toplinski otpor

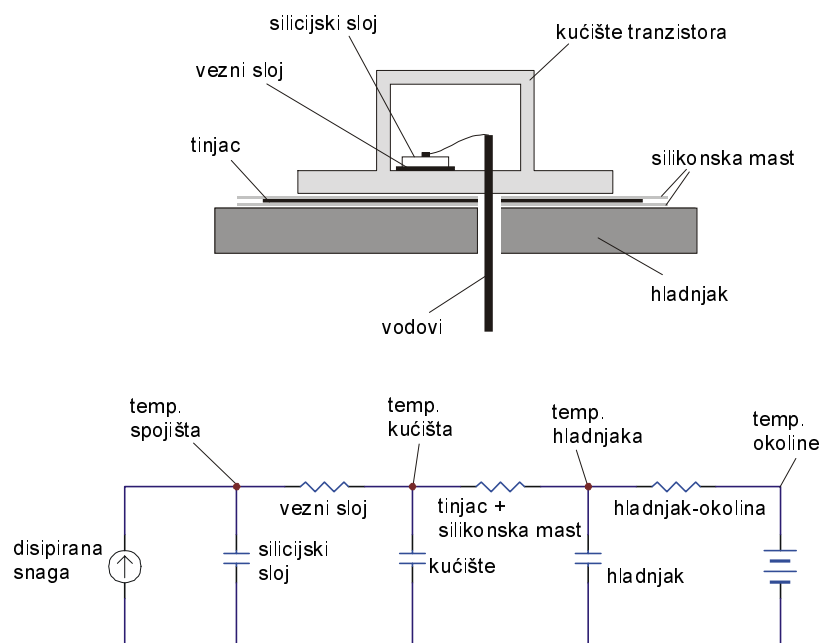
Izlazni stupanj se pod normalni uvjetima rada grije, te prevelika temperatura može uništiti izlazne tranzistore. Uspješna zaštita protiv temperaturnog preopterećenja ne uključuje samo korištenje velikog hladnjaka, nego je potrebna malo detaljnija analiza i proračun. Zbog faktora sigurnosti i pouzdanosti kod proračuna moramo uzeti u obzir sve moguće uvjete u kojima će pojačalo raditi.

Svi izlazni tranzistori, izolatori i hladnjaci označeni su svojim toplinskim otporom (R_{TH}). Ovaj parametar je označen stupnjevima celzijusa (ili kelvina) u odnosu na disipaciju u wattima. Na primjer Motorolin tranzistor MJ15003 ima toplinski otpor između silicijskog spoja i kućišta tranzistora (R_{THJC}) 0,7 °C/W. Inače, tranzistori se počinju grijati od silicijskog spoja prema van.

Toplinski otpor nam kaže koliko se poveća temperatura spoja za svaki watt disipacije. Na primjer ako neki spoj ima toplinski otpor 0,5 °C/W, sa svakim wattom disipacije njegova će se temperatura povećati za pola stupnja. Ako se na ovom uređaju disipira snaga od 50 W_{RMS}, njegova će temperatura narasti za 25 °C.

Kod konstrukcije audio pojačala snage postoje četiri termalna otpora koje trebamo uzeti u obzir (slika 7.1):

1. R_{THJC} – toplinski otpor između silicijskog spoja i kućišta tranzistora
2. R_{THCS} – toplinski otpor između kućišta tranzistora i hladnjaka
3. R_{THINS} – toplinski otpor električkog izolatora tranzistora od hladnjaka
4. R_{THSA} – toplinski otpor između hladnjaka i okolnog prostora.



Slika 7.1 Temperaturna nadomjesna shema izlaznog tranzistora.

Toplinski otpor silicijskog sloja (R_{THJC}) daje proizvođač i ne može da ga se mijenjati. Toplinski otpor između kućišta i hladnjaka (R_{THCS}) ovisi o veličini tranzistora, o glatkoći stražnje strane tranzistora i sili pritiskanja između hladnjaka i tranzistora. U slučaju izlaznih tranzistora visoke snage ovaj parametar je jako mali (oko $0,1 \text{ }^\circ\text{C/W}$).

Kod izlaznih tranzistora površina koja dolazi u dodir s hladnjakom obično je spojena s jednom od nožica, odnosno vodova tranzistora. Na primjer kod bipolarnih tranzistora to je obično kolektor. Zbog raznoraznih razloga, kao što je na primjer sigurnost, hladnjak će biti uvijek na nultom potencijalu, tako da mora postojati električka izolacija između hladnjaka i tranzistora. To se postiže električkim izolatorima, koji uz to imaju i mali toplinski otpor kako bi lakše provodili toplinu.

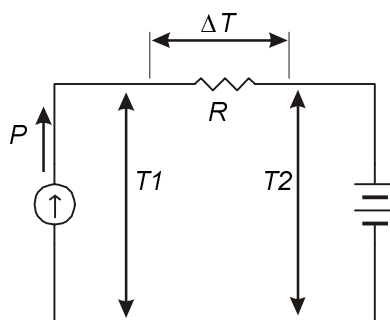
Tradicionalni način ovakve izolacije je korištenje mica (tinjac) izolatora i silikonske masti. Kada bi se pod povećalom pogledale površine hladnjaka i stražnje strane tranzistora vidjelo bi se da površine nisu savršeno ravne. Zbog toga je potrebna silikonska mast da popuni te udubine. U novije vrijeme koriste se izolatori na bazi silikonske gume koji imaju manji toplinski otpor od mica izolatora.

Kada se znaju četiri spomenuta termalna otpora, može se izračunati ukupni toplinski otpor između silicijskog spoja i okolnog prostora (R_{THJA}):

$$R_{THJA} = R_{THJC} + R_{THCS} + R_{THINS} + R_{THSA} \quad [7.1]$$

Kontinuirano strujanje topline od silicijskog sloja prema okolini možemo prikazati nadomjesnom električkom shemom na slici 7.2. Toplinsku struju P u shemi zamjenjuje električna struja P koju proizvodi strujni izvor. Temperaturama T_1 i T_2 odgovaraju padovi napona T_1 i T_2 , a razlici temperature ΔT odgovara pad napona na toplinskom otporu R kruga. U krugu se nalazi baterija koja predstavlja “protunapon” atmosfere, odnosno okoline. Iz sheme izlazi da je prema toplinskom Ohmovom zakonu toplinski otpor kruga:

$$R = \frac{\Delta T}{P}. \quad [7.2]$$



Slika 7.2 Električna nadomjesna shema procesa odvođenja topline.

Primjer proračuna ukupnog toplinskog otpora sustava proveden je sa tranzistorom MJ15003 koji su postavljeni na hladnjak s toplinskim otporom $R_{THSA} = 2^\circ\text{C/W}$. Uz pretpostavku da je R_{THINS} izolatora $0,4^\circ\text{C/W}$ i R_{THCS} je tipično $0,1^\circ\text{C/W}$. Prema proizvođaču tranzistor MJ15003 ima toplinski otpor $R_{THJC} 0,7^\circ\text{C/W}$. Dakle:

$$R_{THJA} = 0,7 + 0,1 + 0,4 + 2 = 3,2^\circ\text{C/W}.$$

Toplinski otpor između kućišta i hladnjaka R_{THCS} i toplinski otpor izolatora R_{THINS} ponekad je teško definirati, tako da ih možemo zamijeniti s vrijednosti $0,5^\circ\text{C/W}$. Dakle, ostale su dvije varijable o kojima treba brinuti; toplinski otpor između silicijskog spoja i kućišta tranzistora R_{THJC} , koji daje proizvođač tranzistora, i otpor između hladnjaka i okoline R_{THSA} , odnosno toplinski otpor hladnjaka.

Najvažniji podatak kod proračuna termalne dinamike izlaznog stupnja je maksimalna dopuštena temperatura silicijskog sloja. Cilj je držati radnu temperaturu spoja što nižom. Najveću dopuštenu temperaturu spoja također daje proizvođač tranzistora. Na primjer tranzistor MJ15003 ima maksimalnu temperaturu 200°C . Ako radna temperatura preraste ovu temperaturu doći će do temperaturnog proboja u tranzistoru. Temperatura silicijskog spoja može se dobiti ako se zna ukupni toplinski otpor i ukupna disipacija izlaznog stupnja:

$$T_J = (P_D \times R_{THJA}) + T_A \quad [7.2]$$

gdje je P_D disipacija u wattima, a T_A temperatura okoline u stupnjevima celzijusa.

Za spomenuti primjer pojačala s tranzistorima MJ15003 možemo izračunati temperaturu spoja ako pretpostavimo da je ukupna disipacija 50 W . Ukupni toplinski otpor iznosi $3,2^\circ\text{C/W}$. Iz gornje jednadžbe dobije se da je temperatura spoja oko 160°C , i tome još treba pridodati temperaturu okoline, koja se obično uzima da je 25°C (kod ekstremnih uvjeta treba paziti na odabir prave temperature okoline). Sada je ukupna radna temperatura 185°C , što je manje od dozvoljenih 200°C , ali još uvijek previsoko. Za pouzdan rad pojačala u svim uvjetima ova temperatura mora biti niža.

7.2. Proračun hladnjaka

Kod odabira prikladnog hladnjaka mora se obratiti pažnja na nekoliko parametara. Prvo, treba odrediti maksimalnu temperaturu hladnjaka kod najveće disipacije. Kod mehaničke konstrukcije pojačala hladnjaci često služe kao nosivi element, te korisnici mogu doći s njim u dodir. Zbog toga njegova temperatura ne smije biti prevelika.

Na drugom mjestu treba odrediti temperaturu pri kojoj će se uključiti temperaturna zaštita pojačala. Pretpostavlja se da se radi o nenormalnim uvjetima rada kod kojih bi moglo doći do porasta temperature. Temperaturna zaštita ne smije isključiti pojačalo kod normalnog rada pojačala.

Osim toga, potrebno je i odrediti radnu temperaturu silicijskog spoja. Velike temperaturne razlike mogu dosta skratiti vijek trajanja izlaznih tranzistora, te je poželjno temperaturu silicijskog sloja držati što nižom.

Na zadnjem mjestu nalazi se podatak o ukupnoj disipaciji pojačala. Ova procjena mora se napraviti prije nego što se krene u mehaničku konstrukciju pojačala.

Kod pojačala klase A stvar je dosta jednostavna jer je najveća disipacija u stanju mirovanja, tako da je potrebno samo pomnožiti struju mirovanja i napon napajanja. Kod pojačala klase B stvar je nešto kompliciranija. Teoretski, dobro konstruirano pojačalo klase B ima iskorištenje od 78,5% na najvećoj snazi. U realnim uvjetima efikasnost je dosta manja i kreće se do ispod 70% kod MOSFET pojačala. Ovi podaci vrijede samo za čisto ohmska opterećenja. Kako zvučnik nikada nije čisto ohmsko opterećenje, tako će i realna efikasnost pojačala biti manja, te će se kod kompleksnijih signala kretati oko 60%. Također treba uzeti u obzir da impedancija zvučnika dosta varira, te može na nekim frekvencijama pasti ispod nominalne.

Nema formule prema kojoj bi se točno izračunala efikasnost pojačala, tako da je ovaj podatak stvar iskustva samog konstruktora. Prema nekim autorima najbolje je uzeti u obzir da je efikasnost pojačala klase B u najgorim uvjetima oko 50%. [3,4]

Na primjeru jednog pojačala biti će izračunat potreban toplinski otpor hladnjaka i radna temperatura silicijskog spoja, uz pretpostavku pojačala s naponom napajanja od 55 V_{DC}, koje će biti opterećeno s zvučnikom nominalne impedancije 4Ω.

1. U najgorim uvjetima kod opterećenja od 4Ω, doći će do pada napona napajanja. U većini slučajeva radi se o 10-postotnom padu napona.
2. Najveća razina signala biti će tada oko 50 V. Efektivna vrijednost napona biti će dakle 35,35 V_{RMS}.
3. Najveća disipacija pojačala klase B biti će kada je napon na izlazu oko 64% maksimalnog napona. Dakle, 64% od maksimalnog efektivnog napona iznosi 22,6V_{RMS}.
4. Kvadriranjem dobivenog napona i dijeljenjem s opterećenjem od 4 Ω, dobije se 40,7% najveće izlazne snage. U ovom primjeru najveća snaga pri najgorim uvjetima iznosi 127,69 W. Pod tim uvjetima iskorištenje pojačala kreće se oko 50%. Dakle, najveća moguća disipacija pod najgorim uvjetima biti će oko 130 W.
5. Sada možemo izračunati približni toplinski otpor hladnjaka. Kako ne želimo da temperatura hladnjaka poraste za 45 °C (45 °C + 25 °C = 70 °C), ona se može podijeliti s disipacijom od 130 W i dobije se vrijednost otpora od 0,35 °C/W.
6. Ako pretpostavimo da će pojačalo ove snage imati dva para izlaznih tranzistora, dakle ukupno četiri, svaki tranzistor će disipirati otprilike 32,5 W_{RMS}.

Pretpostaviti ćemo da ostali toplinski otpori imaju slijedeće vrijednosti:

$$R_{THJC} = 0,7 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{THCS} = 0,1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{THINS} = 0,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{THSA} = 0,35 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

7. Kako smo pretpostavili da će izlazni tranzistori biti smješteni na istom hladnjaku, proračun pojedinih silicijskih spojeva zahtijevati će da se toplinski otpor hladnjaka pomnoži s četiri. Dakle R_{THSA} morati će biti $1,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.
8. Tada ukupni toplinski otpor iznosi $R_{THJA} = 0,7 + 0,1 + 0,4 + 1,4 = 2,6 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.
9. Množenjem ukupnog termalnog otpora i disipacije jednog tranzistora dobije se da je temperatura silicijskog spoja $2,6 \text{ } ^\circ\text{C/W} \times 32,5 \text{ W} = 84,5 \text{ } ^\circ\text{C}$. Pribrajanjem temperature okoline dobije se $109,5 \text{ } ^\circ\text{C}$. Dakle, ukupna temperatura spoja biti će ispod maksimalne dozvoljene temperature.
10. Najveći prirast temperature hladnjaka biti će $0,35 \text{ } ^\circ\text{C/W} \times 130 \text{ W} = 45,5 \text{ } ^\circ\text{C}$. Dodavanjem temperature okoline, dobije se temperatura hladnjaka od $70,5 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Korištenjem 8 ohmskog zvučnika disipacija će biti manja, a s time i temperatura silicijskog spoja i temperatura hladnjaka.

7.3. Prisilno hlađenje

Toplinski otpor hladnjaka može se smanjiti korištenjem ventilatora za prisilno hlađenje strujom zraka. U tom slučaju položaj hladnjaka nije važan, jer se efekt prirodnog strujanja zraka gubi pred prisilnim strujanjem.

Proračun hladnjaka uz uporabu ventilatora prilično je jednostavan. Potrebno je samo znati korekcijski faktor, koji ovisi o “jačini” ventilatora, odnosno o količini zraka koju može potjerati u određenom vremenu (litre u sekundi ili kubični metri na sat). U slijedećoj tablici prikazana je ovisnost korekcijskog faktora o protoku zraka [12]:

Tablica 7.1 Ovisnost korekcijskog faktora o protoku zraka ventilatora.

Količina zraka m^3/h	Faktor korekcije k	Količina zraka m^3/h	Faktor korekcije k
30	0,80	140	0,40
40	0,73	150	0,38
50	0,67	160	0,37
70	0,56	180	0,35
100	0,48	200	0,33
120	0,44		

Većina ventilatora koji se koriste u tu svrhu ima protok zraka od $150 \text{ m}^3/\text{h}$, što znači da će faktor korekcije biti 0,38. Smanjeni toplinski otpor hladnjaka možemo izračunati prema jednadžbi:

$$R_{THSAHL} = R_{THSA} \cdot k. \quad [7.3]$$

Korištenjem ovog tipa ventilatora, hladnjak iz gornjeg primjera imao bi toplinski otpor oko $0,133 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

Prema tome temperatura silicijskog sloja biti će tada oko $81 \text{ }^\circ\text{C}$, a temperatura hladnjaka oko $43 \text{ }^\circ\text{C}$.

Korištenjem ventilatora možemo dosta smanjiti dimenzije hladnjaka, te u konačnici smanjiti ukupnu cijenu pojačala.

8. KONSTRUKCIJA NAPAJANJA

Konstrukcija napajanja je dosta važan dio svakog audio pojačala, jer napajanja dobrim dijelom određuje kvalitetu pojačala.

Prve izvedbe napajanja bile su jednostavne s nereguliranim istosmjernim naponskim izvorima, koji su se sastojali od transformatora, ispravljača i ispravljačkih kondenzatora (*reservoir capacitors*). Pošto su prva audio pojačala bila nesimetrična s kondenzatorom ili transformatorom na izlazu, tako su prvi izvori napajanja bili jednostruki, odnosno samo s jednim polaritetom napona.

S razvojem diskretnih komponenata napušteni su neregulirani izvori napajanja s jednim polaritetom napona, te su uvedeni dvostruki izvori napajanja (dvostrukog polariteta) zbog novih izvedbi simetričnih pojačala.

Regulirani izvori napajanja zadržali su se samo kod visokokvalitetnih pojačala, gdje su kvaliteta zvuka i mala izobličenja važnija od efikasnosti.

Također se koriste i istosmjerno-istosmjerni pretvarači (*DC-DC converter*), odnosno takozvani SMPS (*switch-mode power supply*) pretvarači, čije su prednosti male dimenzije, ali postoje problemi s emitiranjem visokih frekvencija.

8.1. Karakteristike tri vrste napajanja

Dvostruki istosmjerni neregulirani izvor je pouzdan i jednostavan način napajanja. Što se tiče troškova, oni su puno manji nego kod reguliranog izvora napajanja, ali mogu biti veći nego kod SMPS izvora, ako se ovi posljednji proizvode u velikim količinama. Neregulirani izvori omogućuju davanje velikih strujnih vrhova kod tranzijentnih signala.

Neregulirani naponski izvori imaju dva nedostatka. Prvi je kolebanje signala, odnosno signal nije čisto istosmjerni, zbog izbivanja i nabijanja ispravljačkih kondenzatora. Drugi je preslušavanje kanala preko napajanja. Veliki ispravljački kondenzatori mogu smanjiti kolebanje signala na malu razinu, ali ovo treba uzeti u obzir kod konstrukcije pojačala i proračuna otpornosti pojačala na promjenu napona napajanja. Problemi preslušavanja mogu se poništiti pravilnom uporabom ispravljačkih prenosnih kondenzatora.

Veliki transformatori izvor su elektromagnetskih valova. Neoklopljeni E+I slojni transformatori imaju najlošije karakteristike. Toroidni transformatori imaju prednost zbog relativno malih dimenzija i male razine elektromagnetskog zračenja. Ispravljači za visoke struje, također mogu biti izvor elektromagnetskog zračenja, zbog uključivanja i isključivanja ispravljačkih dioda. Ovaj problem se može riješiti korištenjem kondenzatora koji se stavljaju u paralelu sa svakom diodom.

Jedina prednost koju imaju regulirani naponski izvori jest nepostojanje kolebanja napona napajanja. Ovakvi izvori imaju efikasnost 30% manju od nereguliranih izvora, tako da je potrebno hlađenje, što povećava cijenu pojačala. Danas je uporaba reguliranih izvora kod pojačala za široko tržište bezpredmetna, jer dobro konstruirano pojačalo s nereguliranim napajanjem ne bi trebalo imati problema s kolebanjem napona.

Općenito gledajući linearni regulirani izvori napona su loš izbor s bilo koje točke gledišta. Oni su skuplji, više podložni problemima u radu i zahtijevaju visoki

istosmjerni napon. Oni mogu ozbiljno smanjiti karakteristike pojačala, što se tiče tranzijentnih signala (pojačalo nema dinamiku), brzine promjene signala i visokofrekvencijske stabilnosti. Jedina njihova prednost jest potpuna eliminacija kolebanja napona (*ripple*), ali se skoro čisti istosmjerni napon može dobiti i dobrom konstrukcijom ostalih izvora napajanja.

SMPS izvori imaju prednost manjih dimenzija i manje kolebanje napona u usporedbi s nereguliranim izvorima napajanja. Njihov nedostatak je visoka razina elektromagnetskog zračenja, kompleksnost izvedbe, slaba pouzdanost rada i slabi odziv na tranzijentne signale (u usporedbi s nereguliranim izvorima).

Neregulirani istosmjerni izvori imaju nedostatak težine i cijene transformatora, a kod nekih transformatora postoji i zamjetljiva razina elektromagnetskog zračenja. U svakom drugom pogledu oni imaju prednost pred ostale dvije vrste napajanja (ako se gleda iz kuta audio pojačala).

8.2. Izbor transformatora kod nereguliranog napajanja

Glavni dio svakog nereguliranog napajanja jest transformator. On je najčešće i najskuplji dio svakog napajanja. Njegovi nedostaci su velike dimenzije i težina, naročito kod pojačala većih snaga.

Najvažniji podatak za opis transformatora jest VA karakteristika. Ova karakteristika nam pokazuje odnos najveće struje i napona na sekundaru. Na primjer, transformator s dva sekundara s naponom 30 V i strujom 3 A, imati će 180 VA ($30 \times 3 \times 2 = 180 \text{ VA}$).

Postoje različita mišljenja o veličini transformatora koji bi trebao biti upotrijebljen u audio pojačalu. Glazba i govor imaju takvu karakteristiku da im je odnos maksimalne i srednje vrijednosti velik. To znači da pojačalo čiji je ulazni potencijometar postavljen na najveću vrijednost (bez rezanja signala na izlazu), neće zvučniku davati maksimalnu snagu. Na primjer ako postavimo potencijometar tako da na izlazu dobijemo $100 W_{\text{RMS}}$ sinusne snage, s glazbenim testnim signalom na izlazu ćemo dobiti oko $60 W_{\text{RMS}}$.

Zbog toga većina proizvođača pojačala postavljaju vrijednost transformatora na 70% najveće sinusne snage. Jedino vrijeme kada će pojačalo pojačavati sinusne signale jest vrijeme testiranja.

Jedini problem koji se može pojaviti kod izbora manjeg transformatora jest njegovo grijanje, koje u konačnici može uništiti transformator. To se može dogoditi u situacijama kada pojačalo stalno radi pod maksimalnim opterećenjem. Zbog toga je potrebno primijeniti nekakvu vrstu toplinske zaštite.

Manji transformator više je podložan kolebanju i smanjenju napona napajanja kod većih izlaznih struja.

Elektromagnetsko zračenje koje proizvodi transformator uzrokuje indukciju neželjenih struja u vodovima i žicama. Osnove elektrotehnike govore nam da je jačina inducirano signala obrnuto proporcionalna kvadratu udaljenosti. Dakle, najefikasniji način smanjenja ove vrste bruma je postavljanje transformatora što dalje od osjetljivih i neizoliranih vodova (vodovi malih razina struja i napona).

Toroidalni transformatori proizvode najmanje elektromagnetskog zračenja, zbog čega se i najviše koriste. Drugi po redu su slojni, oklopljeni E+I transformatori. Neoklopljeni E+I transformatori su najgori izbor, ali imaju i najmanju cijenu.

8.3. Ispravljački sklop

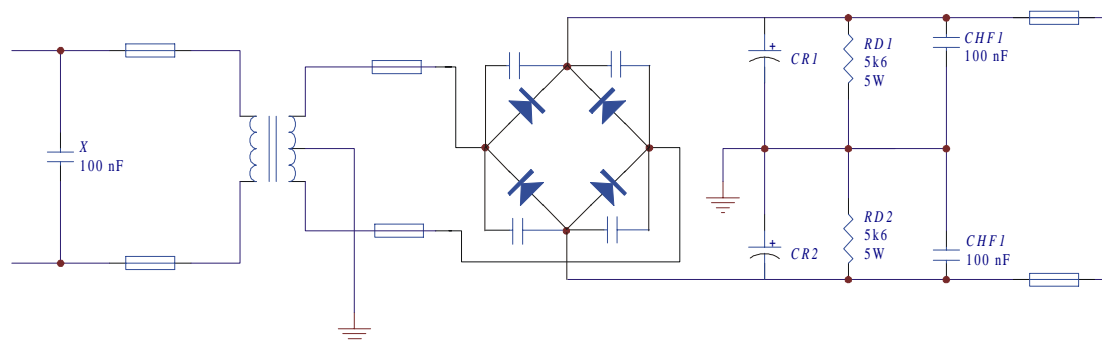
Kod modernih pojačala snage rijetko se koristi ispravljački sklop (Greatzov sklop) napravljen od diskretnih dioda. Najčešće se koriste modularni ispravljački sklopovi. Oni su mali, jeftini i imaju odlične karakteristike. Kod većih izlaznih struja treba omogućiti hlađenje ispravljačkog sklopa.

Kako bi se smanjila emisija visokofrekvencijskih signala prilikom isključivanja i uključivanja ispravljačkih dioda, preporučuje se postavljanje kondenzatora u paralelu sa svakom diodom, kao što je prikazano na slici 8.1. Ovi kondenzatori imaju tipične vrijednosti oko 100 nF. Pri tome treba uzeti u obzir da izdrže željeni napon.

Emisija VF signala također se može dosta smanjiti korištenjem kondenzatora X, koji se stavlja paralelno s primarom transformatora. Njegova vrijednost je također oko 100 nF, ali mora izdržati napon veći od maksimalne vrijednosti mrežnog napona.

Drugi najvažniji dio svakog ispravljačkog sklopa su ispravljački kondenzatori. Njihov kapacitet prvenstveno ovisi o najvećoj izlaznoj struji. Ako je struja velika, a vrijednost njihovog kapaciteta mala doći će do velikog kolebanja napona napajanja (*ripple*), što će uzrokovati izobličenja signala. [3,4]

Većina proizvođača uzima za svakih 10 W_{RMS} izlazne snage oko 1.000 μF. U slučaju da se radi o 100-wattnom pojačalu trebati će nam minimalno 10.000 μF po svakom ispravljačkom kondenzatoru. No, ove vrijednosti mogu dosta varirati od proizvođača do proizvođača.



Slika 8.1 Ispravljački sklop pojačala

Otpornici *RD1* i *RD2* služe za sigurno pražnjenje ispravljačkih kondenzatora koji imaju veliki kapacitet, kod isključenja pojačala. Oni također služe kao osiguranje protiv uništenja ispravljačkih kondenzatora, kada se dogodi da jedan ili oba osigurača pregore, pa dolazi do opasnog porasta napona na kondenzatorima. Vrijednost ovih otpornika kreće se od 2.2 do 10 kΩ.

Mali kondenzatori *CHF1* i *CHF2* služe za uzemljenje neželjenih visokofrekvencijskih signala koji se mogu inducirati u vodovima. Ovi se kondenzatori obično stavljaju uz svako napajanje i njihova vrijednost se kreće do 100 nF.

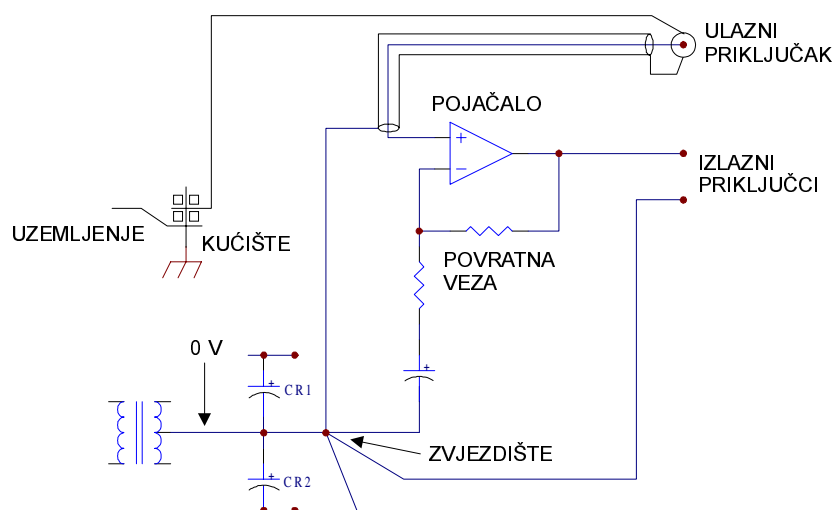
8.4. Tehnike spajanja u pojačalu

Ovo je dosta važna tema, jer će o pravilnom ili nepravilnom spajanju ovisiti i količina šuma i brujanja na izlazu pojačala. Na slici 8.2 prikazana je shema pravilnog spajanja u pojačalu.

Ulazni vodovi izmjeničnog signala trebali bi biti isprepleteni s vodovima istosmjernog napona napajanja. Na taj način se poništavaju neželjeni signali u istosmjernim vodovima.

Svi vodovi nultog potencijala trebali bi biti spojeni u točku zvjezdišta, kao što je prikazano na slici. Ulazni vodovi koji dovode signal niske razine iz predpojačala, trebali bi biti oklopljeni.

Vodovi koji vode veliku struju, odnosno signal velike razine trebali bi biti što deblji. Obično se uzima pravilo da površina presjeka od 1 mm^2 odgovara struji do 4A.



Slika 8.2 Pravilno spajanje vodova nultog potencijala kod audio pojačala.

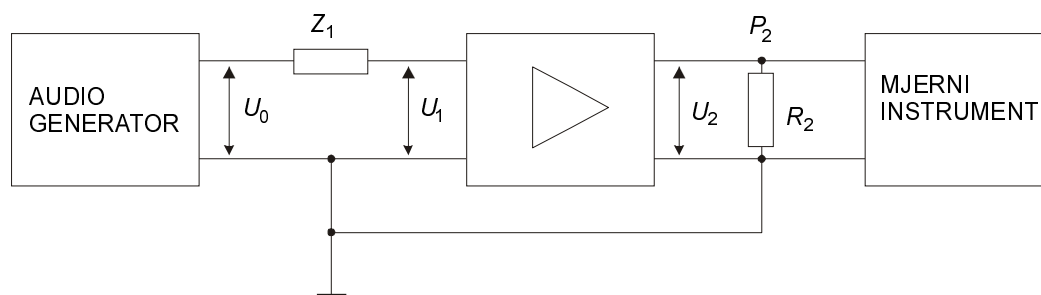
9 MJERENJA NA POJAČALIMA

Mjerenje i testiranje audio pojačala dosta je važna tema, kao što je i kod svih ostalih audio uređaja. Mjerenjem se određuje ne samo kvaliteta pojačala, nego i sigurnost i pouzdanost rada cijelog sustava. Testiranje obuhvaća dosta široki raspon karakteristika pojačala od izobličenja i frekvencijske karakteristike do otpornosti na promjenu temperature ili promjene napona. U ovom poglavlju obrađeni su način i metode mjerenja samo osnovnih parametara koji se odnose na kvalitetu pojačanja signala. Pri tome ćemo se služiti nekim osnovnim pojmovima koji su ovdje navedeni.

- Nazivni ulazni napon (U_{1naz}), to je napon na ulazu, koji uz regulator glasnoće na maksimum (i horizontalnu frekvencijsku karakteristiku) pobuđuje pojačalo do nazivne izlazne snage. Ta vrijednost se zove i osjetljivost pojačala, a daje se za svaki ulaz posebno. Ova karakteristika zove se i nazivni napon izvora, jer nazivni ulazni napon odgovara prosječnom naponu izvora audio signala, priključenog na određeni ulaz pojačala.
- Nazivni ulazni otpor (R_{ulnaz}), to je propisani ulazni otpor pojačala (za određeni izvor audio signala, koji ima nazivni otpor izvora, desetak puta manji od R_{ulnaz}).
- Nazivna izlazna snaga (P_{2naz}), to je snaga na izlazu pojačala, opterećenog nazivnim opterećenim otporom, uz trajnu sinusnu pobudu. Ova snaga je zadana frekvencijom (1 kHz) i propisanim izobličenjem (nazivnim ukupnim harmoničkim izobličenjem $k_{uk\ naz}$, koje se može propisati s obzirom na klasu pojačala).
- Nazivni opteretni otpor (R_{2naz}), to je propisani izlazni opteretni otpor pojačala.
- Nazivni izlazni napon (U_{2naz}), to je napon na nazivnom opteretnom otporu, koji daje nazivnu izlaznu snagu, uz nazivni ulazni napon na ulazu pojačala.

Ove radne karakteristike su propisane da bi se uspostavili ispravni uvjeti za mjerenje pojačala, a dane su u specifikacijama proizvođača. One čine osnovu za mjerenje drugih karakteristika audio pojačala.

Slika 9.1 prikazuje osnovnu mjernu blok-shemu audio pojačala. Kod mjerenja pojačala, unutarnji otpor izvora signala ne smije biti jednak nuli, već mora imati određenu vrijednost. Audio-generatori, koji se u tim mjerenjima koriste imaju obično vrlo male unutarnje otpore, pa se uključuju ulazne mjerne impedancije (Z_I). Ovi elementi trebaju simulirati unutarnje impedancije određenih izvora audio signala, i spajaju se serijski u ulazni krug. U praksi tih impedancija nema, i napon $U_0=U_1$ pobuđuje pojačalo.



Slika 9.1 Osnovna blok shema mjerenja na pojačalima.

9.1 Izbor nazivnog opterećenja

Za testiranje audio pojačala potreban nam je otpor koji bi trebao simulirati zvučnik. Kako ne postoje jednaki zvučnici, koji bi imali jednake frekvencijske karakteristike impedancije ili ohmski otpor, praktički je nemoguće provesti referentna mjerenja sa zvučnikom. Ako bi se i koristio zvučnik, on bi morao izdržati dosta velike kontinuirane sinusne signale. Kako većina zvučnika nije napravljena za rad s kontinuiranim signalima, to bi bilo teško provesti bez njegova oštećenja. Zbog toga je potrebno koristiti nadomjesne otpore.

Najčešće se koriste ohmska opterećenja. Ovakvo opterećenje mora izdržati dosta velike snage, ako se želi mjeriti pojačala čija snaga dostiže par kilowatta. Zbog toga se koriste žičani otpornici koji se najčešće izvode kao zavojnica. Zbog toga im se mijenja otpor s frekvencijom. Treba uzeti u obzir da se otpor ne smije promijeniti do frekvencije od 20 kHz.

Kao što je već rečeno čisto ohmski otpor ne predstavlja realno opterećenje, jer postoji malo zvučnika koji imaju ohmsko opterećenje u čitavom frekvencijskom području.

Zbog toga se često koristi kombinacija ohmskog i reaktivnog opterećenja, odnosno kombinacija otpornika, kondenzatora i induktiviteta. Kondenzatori i induktiviteti moraju biti takvi da izdrže velike struje i napone, što poskupljuje izradu ovakvih opterećenja.

9.2 Frekvencijska karakteristika

Frekvencijska karakteristika ili amplitudna karakteristika pojačala prikazuje u obliku dijagrama ovisnost izlaznog napona o frekvenciji, pa je ona ujedno i prikaz linearnih amplitudnih izobličenja u pojačalu.

Kako ova karakteristika prikazuje odnos ulaznog i izlaznog napona u ovisnosti o frekvenciji, naziva se i prijenosnom karakteristikom pojačala.

Iz dijagrama frekvencijske karakteristike može se odrediti širina prijenosnog frekvencijskog pojasa pojačala. Širina pojasa je određena donjom i gornjom graničnom frekvencijom, kada pojačanje padne za 3 dB prema pojačanju na frekvenciji od 1 kHz.

Mjerenje frekvencijske karakteristike pojačala provodi se prema blok-shemi na slici 9.1. Pojačalo se pobuđuje signalom sinusnog napona, frekvencije 1 kHz, tako da na opteretnom otporu $R_2=R_{2\text{ naz}}$ bude izlazni napon $U_2=U_{2\text{ naz}}/2$. Tako postavljena ulazna razina se tokom mjerenja drži konstantnom, pa se uz promjenu frekvencije mjeri izlazni napon. Prilikom mjerenja regulator glasnoće mora biti na maksimumu.

9.3 Izobličenja

Izobličenja se općenito mogu definirati kao neželjena promjene koje se događaju valnom obliku signala prilikom prijenosa.

Razlikujemo dva slučaja, kada je:

- signal na izlazu iz pojačala izobličen, a da pri tome nije došlo do generiranja novih komponenti;
- signal na izlazu iz pojačala izobličen, a da pri tome dolazi do generiranja novih komponenti, koje nisu bile prisutne na ulazu.

U prvom slučaju se radi o linearnim, a u drugom o nelinearnim izobličenjima signala. Osim ove osnovne podjele izobličenja u prijenosu, govorimo i o tranzijentnim izobličenjima, koja se zbog svojih specifičnosti izdvajaju u posebnu treću grupu.

9.3.1 Linearna izobličenja

Linearna izobličenja ne generiraju nove tonove ali efektivno mijenjaju amplitudu i vremenske odnose između postojećih frekvencijskih komponenti u signalu, pa on poprima novi oblik.

Linearna izobličenja u audio pojačalima mogu biti amplitudna i fazna.

Amplitudna izobličenja nastaju uslijed promjene pojačanja s promjenom frekvencije. U audio pojačalima su ova izobličenja uglavnom neizbježna, a pojavljuju se u slučajevima ograničenja ili promjene frekvencijske karakteristike audio uređaja. Zbog toga treba konstruirati pojačala koja će imati ravnu karakteristiku pojačanja u cijelom frekvencijskom području.

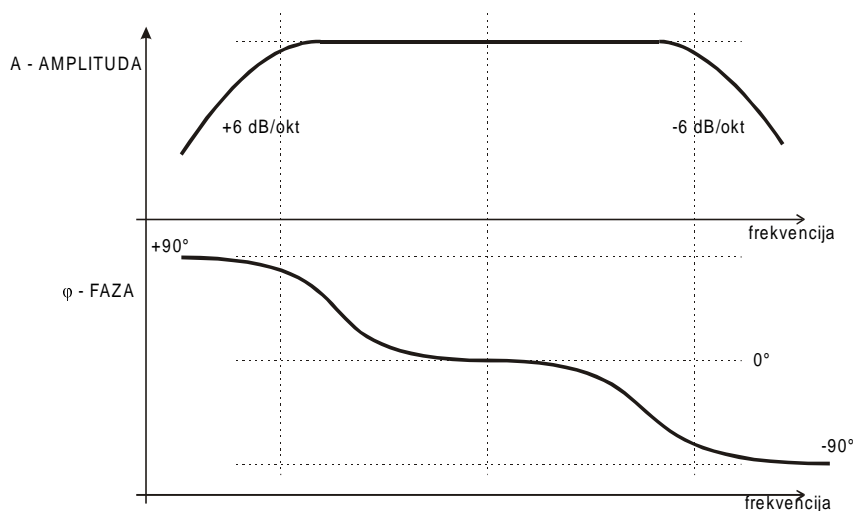
Amplitudna izobličenja prikazuje frekvencijska, odnosno amplitudna karakteristika pojačala.

Fazna izobličenja nastaju kada se fazna karakteristika pojačala nelinearno mijenja s frekvencijom. Ova izobličenja nastaju zbog promjene faznih odnosa između sastavnih komponenti signala u prijenosnom sustavu. Fazna izobličenja se obično događaju kada se uključe reaktivni elementi u krugove pojačala, da bi se ograničila ili modelirala frekvencijska karakteristika. Stoga će najveće promjene faznog kuta biti oko graničnih frekvencija pojačala, dok će intenzitete tih promjena ovisiti o kvaliteti uređaja.

Fazna izobličenja se zovu i vremenska izobličenja ili vremensko kašnjenje (*time delay*), jer je fazna razlika u frekvencijskoj domeni pomak kuta, a u vremenskoj domeni vremenski pomak.

Ukoliko želimo izvesti linearni fazni sustav, tada sve komponente u prijenosu (određenih frekvencija) moraju na izlazu kasniti za istu jedinicu vremena, a faza im se

mora mijenjati linearno s frekvencijom, tako da u istim frekvencijskim odnosima raste za isti omjer.



Slika 9.2 Amplitudna i fazna karakteristika.

U linearnim sustavima će promjena u amplitudnoj karakteristici odgovarati točkama infleksije u faznoj karakteristici, odnosno nagibima amplitudne karakteristike od 6 dB/okt mora odgovarati fazni pomak od 90°, kod 12 dB/okt od 180°, itd. To znači da fazni pomak, koji nastaje u sustavu na nekoj frekvenciji, treba biti funkcija nagiba krivulje amplitudne karakteristike na toj frekvenciji (slika 9.2).

Fazna izobličenja pogoršavaju impulsno ponašanje, odnosno tranzijentnu karakteristiku pojačala.

Kod stereofonskih sustava je jednako faziranje dosta važno, jer je uho dosta osjetljivo na fazne razlike između kanala.

Mjerenje fazne karakteristike provodi se signalom sinusnog napona konstantne amplitude. Pomoću mjerača faze mjeri se odnos između ulaznog i izlaznog signala na nazivnom otporu.

9.3.2 Nelinearna izobličenja

Ukoliko ne postoji direktna proporcionalnost ulaznih i izlaznih veličina govori se o nelinearnim sustavima, u kojima nastaju i nelinearna izobličenja, koja mogu biti harmonička i neharmonička.

Osnovna karakteristika nelinearnih izobličenja je pojava novih izlaznih komponenata, koje ne postoje u spektru ulaznog signala. Nelinearni elementi u takvim spojevima su karakterizirani nelinearnom zavisnosti, koje se u općem slučaju opisuje beskonačnim redom potencija. Na taj se način izlazni napon (U_{iz}) može izraziti kao:

$$U_{iz} = aU_{ul} + bU_{ul}^2 + cU_{ul}^3 + dU_{ul}^4 + \dots \quad [9.1]$$

Pobudni napon (U_{ul}) može biti izmjenični signal ili više nezavisnih izmjeničnih signala odjednom. Prvi član (aU_{ul}) je linearni dio, pa se izobličenje prikazuje ostatkom.

9.3.2.1 Harmonička nelinearna izobličenja

Ova nelinearna izobličenja nastaju kada se nelinearni element pobuđuje jednim sinusnim signalom.

Ako se uzme kao pobudni signal napon $U_{ul} = U \cos \omega t$, može se vidjeti da se u izlazu pojavljuju uz osnovni ton i komponente koje imaju frekvencije $2\omega t$, $3\omega t$, $4\omega t$, itd. Komponenta s dvostrukom frekvencijom zove se drugi harmonik osnovnog vala, komponenta s trostrukom frekvencijom treći harmonik, itd.

Zbog generiranja harmoničkih komponenata, izobličenja ove vrste se zovu harmonička nelinearna izobličenja.

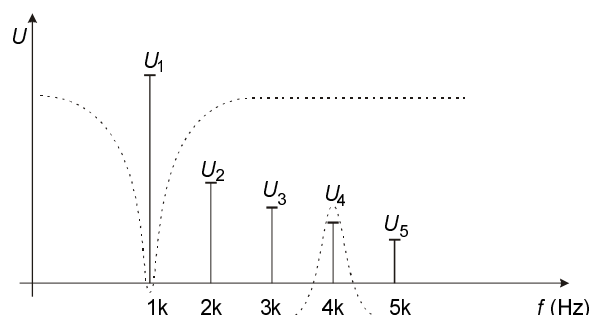
Mjerenje ovih izobličenja audio pojačala se izvodi prema blok-shemi na slici 9.1, a na izlaz se priključuje mjerni most ili selektivni voltmetar. Mjerenje se provodi sinusnim signalom frekvencije 1 kHz, tako da je na opteretnom otporu $R_2=R_{2naz}$ nazivni izlazni napon (odnosno uz nazivnu izlaznu snagu), na dva načina (slika 9.3):

- mjerenje ukupnog harmoničkog izobličenja (k_{uk}) s mjernim mostom, kojim se izdvaja osnovni val a mjeri suma svih preostalih harmonika u izlaznom signalu;
- mjerenje amplitude svakog harmonika zasebno, to je tzv. harmonička analiza, a instrument se naziva frekvencijski analizator.

Ukoliko su poznate komponente na izlazu moguće je odrediti koliko izobličenje unosi nelinearni element, odnosno pojačalo.

$$k_{uk} = \sqrt{\frac{U_{f_2}^2 + U_{f_3}^2 + U_{f_4}^2 + \dots}{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2 + U_{f_3}^2 + U_{f_4}^2 + \dots}} \cdot 100\% \quad [9.2]$$

Faktor harmoničkog izobličenja izražen u postocima zove se ukupno harmoničko izobličenje – k_{uk} (THD – *Total Harmonic Distortion*), i to je podatak koji se obično daje kao mjera harmoničkih izobličenja audio pojačala.



Slika 9.3 Mjerenje harmoničkih izobličenja.

9.3.2.2 Neharmonička nelinearna izobličenja

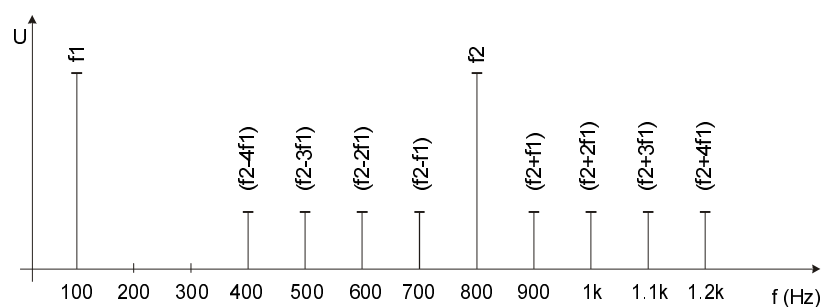
Ova nelinearna izobličenja nastaju kada se nelinearni element pobuđuje s dva ili više signala.

Ako se uzme pobudni napon $U_{ul} = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$, može se vidjeti da se u izlazu uz osnovne valove pojavljuju komponente koje imaju frekvencije $2\omega_1$, $2\omega_2$, $(\omega_1 \pm \omega_2)$, $(\omega_1 \pm 2\omega_2)$, $(2\omega_1 \pm \omega_2)$, $2(\omega_1 \pm \omega_2)$, itd.

Neharmoničke komponente u izlaznom signalu pokazuju da kod neharmoničkog izobličenja dolazi do amplitudne i frekvencijske modulacije komponentata više frekvencije od komponente niže frekvencije. Odnosno da se uz ostale pojavljuju i komponente koje su rezultat miješanja ili intermodulacije dvaju signala, pa se ova izobličenja zovu i intermodulacijska izobličenja.

Ukoliko je ovo izobličenje izazvano signalima sinusnih valnih oblika, govorimo o statičkom intermodulacijskom izobličenju (odnosno o statičkom izobličenju, u koju grupu ide i harmoničko izobličenje), kod kojega veličina izobličenja ovisi o amplitudi signala. U praksi se ova izobličenja zovu intermodulacijska izobličenja – IMD.

Ukoliko je ovo izobličenje izazvano signalima sinusnog i tranzijentnog oblika, govorimo o dinamičkom intermodulacijskom izobličenju – DIM, kod kojega veličina izobličenja ovisi o amplitudi i o frekvenciji signala.



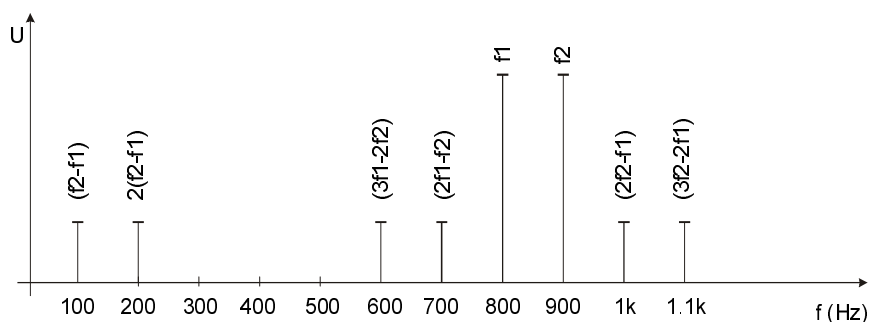
Slika 9.4 Intermodulacijsko izobličenje.

Intermodulacijsko izobličenje prikazano je na slici 9.4, gdje se vide produkti intermodulacije nastali pobudom nelinearnog elementa s dva sinusna signala frekvencije $f_1 = 100$ Hz i $f_2 = 800$ Hz.

Često se ispituje i specijalan slučaj intermodulacijskog izobličenja, to je izobličenje razlika frekvencije. U tom se slučaju razmatraju samo komponente koje su razlike između osnovnih komponenti i njihovih harmonika, dok IM razmatra oboje i sumu i razliku komponenti. Ovaj slučaj izobličenja se naziva i intermodulacijsko izobličenje razlika frekvencija (*difference-frequency intermodulation distortion – DFIM*).

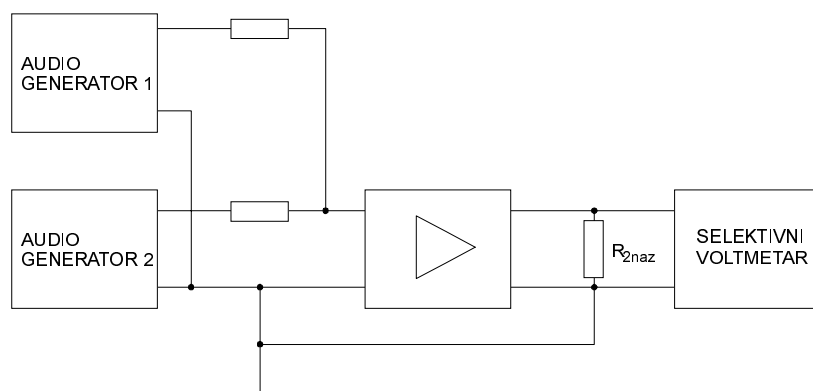
Vrijednost mjerenja izobličenja razlike frekvencija je u tome, što se na taj način ispituju izobličenja na gornjoj granici frekvencijskog pojasa pojačala (jer su komponente izobličenja još uvijek unutar prenošenog područja).

Primjer ovog IM izobličenja prikazan je na slici 9.5, gdje je izobličenje nastalo pobudom nelinearnog elementa s dva sinusna signala, frekvencije $f_1 = 800$ Hz i $f_2 = 900$ Hz.



Slika 9.5 Intermodulacijska izobličenja razlika frekvencija.

Mjerenje intermodulacijskih izobličenja audio pojačala se izvodi prema blok-shemi na slici 9.6. Pojačalo se pobuđuje s dva sinusna signala, iz dva audio-generatora. Jedan sinusni napon je s nižom frekvencijom (f_1) i većom amplitudom (U_{f1}), a drugi s višom frekvencijom i manjom amplitudom (U_{f2}). Normirane frekvencije signala su $f_1=250\text{Hz}$ i $f_2=8\text{kHz}$, s odnosom amplituda $U_{f1}:U_{f2}=4:1$. Ukoliko pojačalo sadrži nelinearne elemente, u izlaznom signalu će se pojaviti produkti intermodulacije, koji su prikazani na slici 9.7.

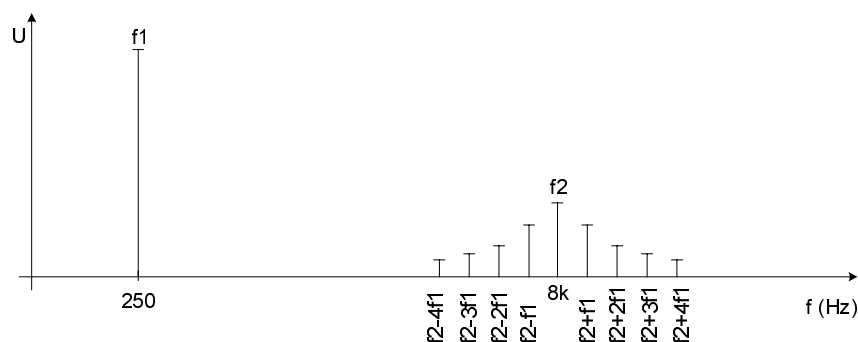


Slika 9.6 Blok-shema mjerenja intermodulacijskih izobličenja.

Pobudni naponi iz audio-generatora moraju imati točno određene vrijednosti, da ne dođe do preuzbuđenja pojačala. Ako je U_{pnaz} vršne vrijednosti nazivnog ulaznog napona pojačala, onda vršne vrijednosti pobudnih napona U_{pf1} i U_{pf2} moraju biti slijedećih odnosa:

$$U_{pnaz} = U_{pf1} + U_{pf2}, \quad U_{pf1} = 4 \cdot U_{pf2}.$$

Dakle audio-generator 1 (s mjernom frekvencijom f_1) se tako ugodi da pojačalo postigne 80% svog nazivnog izlaznog napona. Tada se audio-generator 2 (s mjernom frekvencijom f_2) ugodi na četvrtinu vrijednosti pobudnog napona audio-generatora 1, pa se izvede mjerenje IM izobličenja.



Slika 9.7 Intermodulacijska izobličenja dva signala s odnosnom amplituda 4:1.

Na izlazu pojačala se selektivnim voltmetrom očitaju naponi osnovnog vala više frekvencije (U_{f2}) i produkta miješanja ($U_{f1\pm f2}$, itd. – dovoljno je do četvrtog reda). Pomoću izmjerenih napona može se izraziti faktor intermodulacije:

$$m = \frac{\sqrt{(U_{f2+f1} + U_{f2-f1})^2 + (U_{f2+2f1} + U_{f2-2f1})^2 + (U_{f2+3f1} + U_{f2-3f1})^2 + \dots}}{U_{f2}} \cdot 100 \% \quad [9.3]$$

Osim opisane metode mjerenja intermodulacijskih izobličenja po DIN-u, u upotrebi su i dvije metode po SMPTE-u (*Society of Motion Picture and Television Engineers – USA*).

- Prva metoda po SMPTE-u je ista kao i po DIN-u, samo su mjerne frekvencije pobudnih signala $f_1 = 60$ Hz i $f_2 = 7$ kHz.
- Druga metoda po SMPTE-u je različita po mjernom procesu, ovdje se iz podataka o amplitudno moduliranom i demoduliranom valu nosiocu više frekvencije izračunava IM izobličenje, koje zapravo predstavlja veličinu dubine modulacije signala. Mjerenja se izvode kod nazivne izlazne snage, sa frekvencijama pobudnih signala $f_1 = 1$ kHz i $f_2 = 10$ kHz, odnosa amplituda $U_{f1}:U_{f2} = 4:1$.

Mjerenja IM izobličenja razlika frekvencija izvodi se (po CCIF-u, *International Telephonic Consultative Committee*) prema blok shemi na slici 9.6. Ispitni signal se sastoji od dva sinusna signala jednake amplitude, s vrlo bliskim frekvencijama ($f_1 = 14$ kHz i $f_2 = 15$ kHz). Zbroj napona pobudnih signala mora biti jednak nazivnom ulaznom naponu, da bi se mjerenje izvelo uz nazivnu izlaznu snagu pojačala.

Pobudne frekvencije se uzimaju tako da budu ispod gornje granične frekvencije pojačala, ali se ne smiju uzeti preblizu, da frekvencija njihove razlike ($f_2 - f_1$) ne padne ispod donje granične frekvencije. Na taj će način ova mjerenja biti vrlo korisna za procjenu nelinearnosti na gornjem dijelu frekvencijske karakteristike pojačala, gdje harmonička analiza i mjerenje IM izobličenja ne daju rezultate.

Selektivnim voltmetrom se mjere diskretni naponi pojedinih produkata intermodulacije, mjereći samo one IM komponente čije su frekvencije niže od

frekvencije osnovnih valova, to su (prema slici 9.5): $a=(U_{f2}-U_{f1})$, $b=(2U_{f1}-U_{f2})$, $c=2(U_{f2}-U_{f1})$, $d=(3U_{f1}-U_{f2})$, itd.

Obzirom na ove podatke faktor intermodulacije razlika frekvencija je:

$$m_r = \frac{a + b + c + d + \dots}{U_{f1} + U_{f2}} \cdot 100 \% \quad [9.4]$$

Osim ove metode mjerenja IM izobličenja razlika frekvencija u upotrebi je i druga metoda po CCIF-u, kod koje se mjeri napon ukupnih produkata IM. Kod ove metode se koriste isti pobudni naponi kao i u prvom slučaju, a mjere se ukupni produkti intermodulacije samo parnog reda, tj. $(f_2 - f_1)$, $2(f_2 - f_1)$, $3(f_2 - f_1)$,... Faktor modulacije razlika frekvencija po ovoj metodi se izračunava kao odnos napona ukupnih produkata IM i napona osnovnih valova ($U_{f1}+U_{f2}$).

9.3.3 Tranzijentna izobličenja

Mjerenje osnovnih karakteristika prijenosnog sustava izvodi se sinusnim signalima konstantne naponske amplitude. No, nosioci obavijesti u audio prijenosnom lancu nisu niti vremenski konstantnih amplituda, niti vremenski konstantnih frekvencija, već fizikalne veličine koje se mijenjaju kao funkcije vremena, odnosno tranzijentne su prirode. Iz tog razloga se dinamičko ispitivanje prijenosnih sustava izvodi impulsnim valnim oblicima sa strmim čelom vala, za što su najpogodniji: pravokutni signal, pravokutni impuls, impulsni ton, itd. Na taj način se određuje tranzijentna karakteristika (tranzijentni odziv), koja pokazuje tranzijentna izobličenja, odnosno impulsno ili tranzijentno ponašanje sustava.

Razlikujemo impulsno ponašanje pojačala uz uvjete rada malim i velikim signalima.

Uvjete rada malim signalima ima ono pojačalo koje radi u linearnom području svoje prijenosne karakteristike. U ovim uvjetima mogu u pojačalu nastati linearna izobličenja, a glavna karakteristika je vrijeme porasta.

Vrijeme porasta (*rise time*), T_r (μ s), je određeno linearnim izobličenjima pojačala, a to je vrijeme potrebno da čelo pobudnog impulsa, u izlaznom signalu pojačala, poraste od 10% do 90% svoje amplitude. Vrijeme porasta je definirano gornjom graničnom frekvencijom pojačala, koja je ujedno i granična frekvencija širine prijenosnog pojasa, uz uvjete rada malim signalima. Tako za jednostepeno RC pojačalo vrijedi:

$$f_g = \text{širina prijenosnog pojasa} = \frac{0,35}{T_r(\mu s)} \cdot 10^6 \text{ (Hz)} \quad [9.5]$$

Uvjete rada velikim signalima ima ono pojačalo kod kojega su signali u prijenosu toliko veliki, da pojačalo radi i izvan linearnog područja prijenosne karakteristike. U ovim uvjetima mogu u pojačalu nastati linearna i nelinearna (statička i dinamička) izobličenja.

U ovim uvjetima rada, uz tranzijentnu pobudu pojačala, mora se računati sa novim faktorom, koji ima vrlo veliki utjecaj na kvalitetu prijenosa, to je brzina

promjene napona (*slew rate*). Ovaj faktor je određen strminom bokova signala, pa je tako ovisan o amplitudi i frekvenciji. Iz tog razloga se sinusni signali većih amplituda i viših frekvencija također smatraju tranzijentnom pobudom.

Određivanje brzine porasta izvodi se tranzijentnim signalom sa strmim čelom, koji pobuđuje pojačalo do razine izlaznog signala, uz dozvoljeno TIM izobličenje (obično $<0,1\%$). Iz slike 9.8 se vidi, da uz rast izlaznog napona pojačala, raste i kut α , pa je kod najvećeg dozvoljenog izlaznog napona i strmina pravca a najveća, tada je:

$$SR = dU/dt = \tan \alpha_{\max} \quad (\text{V}/\mu\text{s}). \quad [9.6]$$

Tako se pojačala dijele na “brza” sa SR od nekoliko desetaka do nekoliko stotina $\text{V}/\mu\text{s}$, i “spora” koja imaju SR do nekoliko desetaka $\text{V}/\mu\text{s}$.

Uz vrijednost SR je određeno i vrijeme porasta ograničeno brzinom porasta (T_{SR}), prema relaciji:

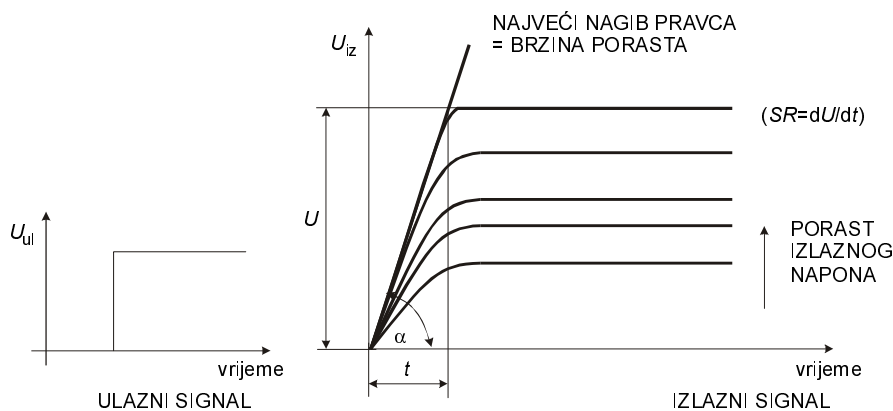
$$T_{\text{SR}} = 2 \cdot U_p / SR \quad (\mu\text{s}), \quad [9.7]$$

gdje je U_p vršna vrijednost najvećeg izlaznog napona.

Osim toga brzinom promjene napona određena je i širina prijenosnog pojasa (odnosno maksimalna dozvoljena frekvencija pojasa snage) pojačala, za uvjete rada velikim signalima. Ta je frekvencija ograničena brzinom porasta, za punu snagu pojačala, prema relaciji:

$$f_{\text{SR}} = SR \cdot 10^6 / 2\pi U_p \quad (\text{Hz}). \quad [9.8]$$

Širina pojasa ograničena brzinom promjene signala ne može se, kod određivanja svojstava nekog pojačala, izjednačiti sa širinom pojasa uz uvjete rada s malim signalima. Širina pojasa ograničena sa SR je prouzročena unutarnjom nelinearnošću, koja je zapravo oblik dinamičkog preopterećenja unutar pojačala. Iznad frekvencije ograničene sa SR, izlazni se napon zbog rezanja počinje deformirati i dobivati trokutasti oblik, tj. počinju jaka IM izobličenja. Naprotiv ograničenje širine pojasa kod uvjeta rada malim signalima je prouzročeno RC nagibom frekvencijske karakteristike, bez popratnih nelinearnosti.



Slika 9.8 Način izračunavanja brzine porasta izlaznog signala.

9.4 Izlazna snaga i osjetljivost

Nazivna izlazna snaga pojačala (*continuous sine-wave power*) je radna snaga koju može dati pojačalo na nazivnom izlaznom otporu, uz sinusnu pobudu i određeno ukupno harmoničko izobličenje.

Prema normama DIN-a 45 500 nazivna izlazna snaga je ona snaga koju daje pojačalo uz pobudu sinusnim signalom konstantne naponske amplitude (uz frekvenciju 1 kHz), najmanje za vrijeme od 10 minuta, uz ukupno harmoničko izobličenje $k_{uk} < 1\%$. Temperatura okoline treba iznositi $+15^{\circ}\text{C}$ do $+35^{\circ}\text{C}$ i mrežni napon $220\text{ V} \pm 1\%$ te $50\text{ Hz} \pm 1\%$, uz minimalnu širinu pojasa snage od 40 Hz do 12,5kHz.

Često se uz podatak za nazivnu izlaznu snagu u karakteristikama pojačala daje i muzička izlazna snaga.

Napon nestabiliziranog mrežnog ispravljača ovisi o pobudi, odnosno o izlaznoj snazi pojačala (klasa B i AB). Iako su signali u slučaju reprodukcije glazbe tranzijentnog karaktera ipak veći dio pobude ima neku srednju vrijednost, tako da je napon ispravljača viši nego za vrijeme najvećih vršnih vrijednosti. No zbog velikog kapaciteta izlaznih kondenzatora ispravljača može neko kratko vrijeme napon ispravljača biti visok i uz veliku pobudu. Odnosno za sasvim kratke tranzijentne zvučne impulse pojačalo može imati veću izlaznu snagu nego uz trajnu sinusnu pobudu, pa se takva snaga zove muzička izlazna snaga pojačala. Ta snaga je obično veća za oko 20% do 30% od nazivne izlazne snage. Kod dobro dimenzioniranih i konstruiranih ispravljača (reguliranih i nereguliranih) pojačala uglavnom nema razlike između nazivne i muzičke snage.

Prema normama DIN-a muzička izlazna snaga je ona snaga pojačala uz koju će se održati propisano izobličenje ($k_{uk} < 1\%$), ako napona napajanja izlaznog stupnja ostane na istoj vrijednosti koju je imao bez pobude.

Uz nazivnu izlaznu snagu daje se i tolerancija (u wattima ili postocima), na primjer $100\text{ W} \pm 3\text{ W}$ ili $100\text{ W} \pm 3\%$.

Česti podatak koji se navodi u specifikacijama pojačala je širina pojasa snage, koja se definira kao frekvencija na kojoj pojačalo može isporučiti pola svoje nazivne snage, a određenim maksimalnim ukupnim harmoničkim izobličenjima.

Mjerenje nazivne snage audio pojačala izvodi se prema blok shemi 9.1, sa propisanim opterećenim otporom $R_2 = R_{2naz}$. Uz pobudni napon frekvencije 1 kHz, mjeri se nazivni izlazni napon na nazivnom izlaznom otporu, uz određenu razinu harmoničkih izobličenja:

$$P_{2naz} = \frac{U_{2naz}^2}{R_{2naz}}. \quad [9.9]$$

Često se daje dijagram ovisnosti ukupnih harmoničkih i intermodulacijskih izobličenja o izlaznoj snazi.

9.5 Odnos signal-smetnja i dinamika

Uz pobudu iz nekog izvora signala, izlazni napon na opteretnom otporu audio pojačala sastoji se iz željenog dijela – korisnog signala i neželjenog dijela – produkta nelinearnih izobličenja i šuma.

Naponom šuma na izlazu pojačala zovu se svi naponi šumova i smetnji koji nastaju u tom dijelu prijenosnog lanca, na niskim i visokim frekvencijama tonskog spektra, a sastoji se od:

- napona šuma, koji dolazi na ulaz pojačala iz izvora pobudnog signala (vanjski šum)
- napona šuma, koji nastaje u samom pojačalu (šum pojačala ili unutarnji šum).

Mjerenje šuma pojačala izvodi se na tri načina, kao mjerenje odnosa signal-smetnja (širokopojasno i preko psfometričkog filtra) i mjerenje spektra šuma.

Mjerenje odnosa signal-smetnja, provodi se prema blok-shemi 9.1. Prvo se uz nazivni ulazni napon (frekvencija 1kHz) izmjeri izlazni napon (U_2) pojačala na nazivnom otporu. Nakon toga se pobudni napon ukloni, a na ulaz se spoje otpornici u ovisnosti da li se radi o nisko-omskom ili visoko-omskom ulazu. Ako je ulaz nisko-omski stavlja se otpornik od $2,2k\Omega$, a ako je visoko-omski otpornik od $47k\Omega$ u paralelu s $250pF$. Nakon toga se izmjeri razina šuma na izlazu pojačala. Šum možemo mjeriti širokopojasno (odnosno u čitavom frekvencijskom pojasu pojačala) ili pomoću psfometričkog filtra raznih karakteristika. Kod vrijednosti odnosa signal-smetnja treba biti navedeno s kojom karakteristikom je mjeren šum. Odnos signal-smetnja tada iznosi:

$$S/\check{S} = 20 \cdot \log(U_2/U_{\check{s}}) \quad (\text{dB}). \quad [9.10]$$

Odnos signal-smetnja se mjeri za dvije izlazne snage: za nazivnu snagu i snagu od 50mW po kanalu.

Dinamika pojačala usko je vezana s odnosnom signal-smetnja. Ona označava razliku između najglasnijeg (fortissima) i najtišeg (pianissima) signala nekog izvora zvuka. Dinamika prosječnog orkestra koji svira u živo kreće se do 90 dB. Kod pojačala dinamika označava vrijednost između najvećeg signala i razine signala koja se nalazi 10 ili 20 dB iznad razine šuma, ovisno o kojoj se vrsti pojačala radi. Za visokokvalitetna pojačala uzima se vrijednost 20 dB, a za kućna pojačala 10 dB iznad razine šuma. Pri tome harmonička izobličenja moraju biti ispod propisane razine.

9.6 Ulazni i izlazni otpor

Ulazni otpor pojačala predstavlja opterećenje za prethodne stupnjeve (primjenjuje se princip naponskog prilagođenja). Ukoliko je unutarnji otpor izvora signala radni, dolazi do dijeljenja napona i do pogoršanja odnosa signal-smetnja. Ukoliko je unutarnji otpor izvora i reaktivnog karaktera, dolazi i do utjecaja na frekvencijsku karakteristiku izvora i cijelog pojačala. Tablica 9.1 prikazuje vrijednosti ulaznih impedancija za različite vrste pojačala.

Tablica 9.1 Vrijednost ulazne impedancije za razne vrste pojačala.

Vrsta pojačala	Ulazna impedancija
Kućna pojačala, integrirana	10k – 200kΩ
Visoko-kvalitetna kućna pojačala	600 – 2MΩ
Profesionalna pojačala	5k – 20kΩ

Prevelika ulazna impedancija može uzrokovati pojavu elektrostatskog šuma, a preniska može predstavljati preveliko opterećenje za izvor signala.

Mjerenje ulaznog otpora prema “metodi -6 dB” izvodi se tako, da se ulazu u seriju spoji promjenjivi otpornik. Prvo se, uz vrijednost otpora 0 na izlazu ugodni neki napon. Nakon toga se vrijednost otpora mijenja dok izlazni napon ne padne na polovicu prijašnje vrijednosti. Tada će vrijednost promjenjivog otpornika odgovarati ulaznom otporu pojačala.

Kod pojačala s ulaznim otporom većim od 10kΩ, mjerenje se izvodi pomoću dva otpornika. Jedan se stavlja u seriju s ulazom i njegova vrijednost bi trebala biti približno jednaka ulaznom otporu pojačala. Drugi, koji je promjenjiv, se stavlja u paralelu s ulazom pojačala. U prvoj fazi promjenjivi otpornik nije uključen, te se na izlazu podesi neki nazivni napon. Nakon toga se priključi promjenjivi otpornik i tako se ugodni da na izlazu napon padne na polovicu prijašnje vrijednosti. Ulazni otpor pojačala tada je jednak vrijednosti promjenjivog otpornika.

Pojačala se rade s relativno velikom povratnom vezom, koja smanjuje izlazni otpor pojačala, koji je puno manji od opterećenog otpora. Zbog toga se pojačala mogu smatrati kao naponski izvor.

Izlazni otpor pojačala nam govori kako će različite opteretne impedancije utjecati na rad pojačala, odnosno na izlazni napon pojačala. Ako je opteretna impedancija puno veća od izlaznog otpora pojačala, izlazni napon se neće mijenjati s promjenom opterećenja.

Mjerenje izlaznog otpora pojačala provodi se na slijedeći način. U prvoj fazi mjerenja uz neopterećeni izlazni krug ugađa se neki referentni napon U_0 . Nakon toga se na izlaz priključi otpornik R_2 , tako da napon na izlazu padne za -1 dB (U_2). Izlazni otpor pojačala je tada:

$$R_{IZ} = \frac{U_0 - U_2}{U_2} \cdot R_2. \quad [9.11]$$

Isti postupak se provodi za sve frekvencije od interesa.

Faktor prigušenja označava odnos između nazivnog opterećenog otpora i izlaznog otpora pojačala. Kao i izlazni otpor ova vrijednost nam govori koliko je pojačalo otporno na promjenu opterećenja. Kako je vrijednost izlaznog otpora pojačala u pravilu jako mala (miliohmi), faktor prigušenja je dosta visok. No, dosta je neprecizno opisivati opteretne mogućnosti pojačala samo s jednim faktorom, jer se impedancija zvučnika mijenja s frekvencijom. Također treba uzeti u obzir i impedanciju spojnih kablova koja može biti sumjerljiva s izlaznim otporom pojačala.

9.7 Preslušavanje kanala

Preslušavanje nastaje kada pobudni signal dospije iz jednog kanala u drugi. To je naročito izraženo kod slabo konstruiranih stereo pojačala, kod koji kanali imaju jednako napajanje.

Mjerenje preslušavanja kod stereo pojačala se izvodi tako da se u jedan kanal dovede pobudni napon frekvencija između 250 Hz do 1 kHz. Na ulaz drugog kanala se spoji otpornik od $47\text{k}\Omega$ u paraleli s 250pF . Oba kanala su opterećena nazivnim otporima. Uz izmjerene vrijednosti izlaznog napona pobuđenog kanala ($U_{21\text{naz}}$) i nepobuđenog kanala (U_{22}), može se izračunati preslušavanje pojačala:

$$\text{Preslušavanje} = 20 \cdot \log \frac{U_{21\text{naz}}}{U_{22}} \quad (\text{dB}). \quad [9.12]$$

9.8 Subjektivno testiranje

Osim objektivnih mjerenja, za potpunu ocjenu pojačala dobro je provesti i subjektivne testove, odnosno slušne testove. Iskusan slušatelj može dosta dobro procijeniti kvalitetu pojačala bez da su provedena objektivna mjerenja.

Prvo je potrebno odabrati prikladne glazbene ulomke sa širokim dinamičkim rasponima i brzim tranzijentima. Također bi trebalo odabrati nekoliko vrsta glazbe, klasična, rock,...

Najčešće korištena metoda je usporedna metoda gdje se testira nekoliko pojačala, ali tako da slušatelji ne znaju koje pojačalo trenutno svira. Pri tome treba paziti da razina na svim pojačalima treba biti jednaka, kao i korišteni zvučnici.

10. ODABIR I PODJELA POJAČALA PO KAKVOĆI

Nakon što je obrađen način rada svakog dijela pojačala, mjerenja i testiranja pojačala došli smo do poglavlja gdje se pokušalo pojačala podijeliti po kvaliteti, načinu rada, pouzdanosti i ostalim parametrima. Dakle, koja su pojačala najbolja za kuću, odnosno za široku uporabu, kolika je gornja granica snage. Koja su pojačala dobra za profesionalnu uporabu i slično.

Najveća potrebna zvučna razina slušanja glavni je kriterij za odabir snage i vrste pojačala. pri tome treba uzeti u obzir i akustičke karakteristike prostora za slušanje, njegovu veličinu, apsorpciju, vrijeme odjeka, kao i površinu slušališta, kao i raspored zvučnika u zoni slušanja.

Sustavi za ozvučenje velikog broja slušalaca, između 1.000 i 5.000 osoba imaju snagu pojačala do 20 kW, ili više. S druge strane, uz osjetljivost i kvalitetu zvučnika za kućnu uporabu, zadovoljavajuća vršna razina postiže se s pojačalima 10 W po kanalu.

U sobama s vremenom odjeka oko 0.5 s, volumena $V=80 \text{ m}^3$ (prema IEC-u definirana slušaonica visine 2.8 m, dužine 6.7 m i širine 4.5 m), uz par zvučnika osjetljivosti 86 dB/W na udaljenosti od 1 m, s privedenom električnom snagom stereo signala od 1 W, postiže se razina zvučnog tlaka na mjestu slušanja od oko 80 dBA.

Razine od 100 dBA do 106 dBA mogu ostvariti i manji audio sustavi, dok se razine od 112 dBA postiže u studijima i rock koncertima.

Za suvremene zvučničke sustave osjetljivosti 90 dB/W na udaljenosti 1 m u smjeru osi zvučnika, potrebna snaga pojačala po kanalu za određenu razinu dana je u tablici 10.1. Iz ove je tablice vidljivo kako raste izlazna snaga pojačala s razinom zvučnog tlaka.

Tablica 10.1 Potrebna snaga pojačala za određenu razinu zvučnog tlaka. Osjetljivost zvučničkog sustava je 90dB/W.

Razina (dBA)	94	100	106	112
snaga po kanalu (W)	9	36	150	600

Za slušanje glazbe u kućnim uvjetima 30 W po kanalu je više nego dovoljno uz zvučnike čija je osjetljivost 90 dB/W na 1 metar udaljenosti. Međutim ako je osjetljivost zvučničkog sustava niža, npr. 84 dB/W tada je potrebno 120 W po kanalu.

Slijedeći faktor o kojem treba voditi računa je dinamika. Mnogi komercijalni glazbeni programi su komprimirani s pomoću kompresora i limitera, tako da je odnos vršne razine prema srednjoj 5 do 10 dB. To znači da uz srednju subjektivnu razinu glasnoće pojačalo treba osigurati 10 dB veću razinu da bi se mogle prenijeti vršne vrijednosti signala. Pretpostavimo da je srednja razina 90 dB i da se ona postiže s 5 W. Da bi se osiguralo prenošenje vršnih vrijednosti s dozvoljenim izobličenjem i dakako bez rezanja signala i preopterećenja biti će potrebna snaga od 50 W.

Digitalni audio signali koji dolaze iz digitalnih uređaja (CD, MD, DAT,...) imaju znatno veću dinamiku koja dostiže i 20 dB iznad srednje razine. Za takve programske materijale uz iste uvjete, tj. srednje razine 90 dB potrebna je snaga pojačala od 500 W. U praksi za kućnu namjenu kompromisna snaga je oko 150 W.

Radi postizanja što veće dinamike potrebno je voditi računa i o šumu pojačala. Za kvalitetnu reprodukciju razina šuma mora biti 20 dB niža od najtišeg signala.

U slijedećim odlomcima navedene su osnovne karakteristike svake klase pojačala, područje primjene, razine izobličenja, itd.

10.1. Klasa A

Kada govorimo o klasi A pojačala misli se na komplementarni spoj jer se on najčešće koristi. Najveća teorijska korisnost ovog spoja je 50% kod najvećeg signala. To pokazuje osnovni nedostatak pojačala klase A, relativno malu korisnost. To je zbog toga što izlazni tranzistori provode cijelu periodu audio signala kako bi se izbjegla preskočna izobličenja koja se javljaju kod klase B. Da bi se to postiglo potrebno je da kroz izlazne tranzistore stalno teče relativno velika mirna struja. Zbog toga je disipacija i najveća kada nema signala na izlazu, a najmanja kod najvećeg signala.

S druge strane pojačala klase A imaju najmanja izobličenja od svih audio pojačala, jer je izbjegnuto preskočno izobličenje koje je najčujnije izobličenje kod izlaznih pojačala. Smatra se da je konstrukcija pojačala klase A jedna od najjednostavnijih, jer nije potrebno obratiti veliku pažnju kontroli mirne struje, jer će klasa A promjenom prednapona u najgorem slučaju preći u klasu AB.

Zbog toga ova pojačala imaju jako usku primjenu u kvalitetnim kućnim audio sustavima. Ona su nepraktična za razglasne sustave, jer prosječni razglas snage 20kW disipirao bi u najboljem slučaju 40kW topline. Zbog toga bi troškovi izrade i hlađenja ovih pojačala bili jako veliki.

Snaga ovih pojačala kreće se do 100W na 8 ohma, a sustavi većih snaga su jako rijetki.

10.2. Klasa B

Kod ove klase izlazni tranzistori provode jednu poluperiodu audio signala. Zbog toga je korisnost puno veća od korisnosti pojačala klase A. Najveća teorijska korisnost iznosi 78,5%, pod uvjetom da se radi o čisto ohmskom opterećenju, i najvećem signalu na izlazu.

Da bi pojačala klase B provodila točno 180° periode signala potrebno im je dodati prednapon da bi se kompenzirao pad napona baza-emiter izlaznih tranzistora.

Klase B i AB se razlikuju po veličini prednapona, odnosno mirne struje koja teče kroz izlazni stupanj. Dok klasa B pojačava točno 180° periode signala, klasa AB zbog veće mirne struje pojačava više od 180°. Zbog toga je disipacija kod klas AB nešto veća, ali su izobličenja manja.

Klasa B ima dosta široko područje primjene. Od kvalitetnih kućnih audio sustava, do razglasnih sustava. Snaga se kreće od nekoliko desetaka do nekoliko stotina watta po kanalu.

Može se reći da je ova vrsta pojačala i njene inačice najraširenija.

10.3. Klasa G, H

Ove dvije klase u osnovi rade na principu klase B, jer izlazni stupnjevi pojačavaju poluperiodu signala. Razlika se očituje u više razina napona napajanja ili promjenjivom naponu napajanja. Klasa G koristi više izvora napajanja, dok kod klase H imamo složene sklopove koji prate razinu ulaznog signala i prema njemu dinamički podešavaju, uz pomoć dodatnog pojačala, napon napajanja.

Pošto je odnos vršne i srednje vrijednosti glazbenog materijala od 5 do 10 dB, izračunato je da se najveće razine signala pojavljuju vrlo kratko vrijeme, odnosno konkretno 2 do 10% vremena. Višestrukim napajanjem htjelo se povećati korisnost pojačala na srednjim i nižim razinama signala.

Primjena ovih pojačala je strogo profesionalna. Snaga ovih pojačala kreće se od nekoliko stotina do kilowatta, jer se samo na većim snagama isplati ušteda snage, zbog kompleksnosti sklopova.

Izobličenja ovih pojačala su nešto veća od pojačala klase B, ali se ona mogu zanemariti u usporedbi sa smanjenjem disipacije.

10.4. Klasa D

Ova vrsta pojačala koristi sasvim drugačiji princip pojačanja. Koristi se pulsno-širinska modulacija, zbog čega se ova pojačala često nazivaju i digitalnim, zbog dvije razine signala. Način rada izlaznog stupnja omogućuje jako veliku korisnost, koja se kreće do 90%. Zbog toga ova pojačala su postala interesantna za profesionalnu primjenu gdje je velika korisnost dosta važna.

Nedostatak ove vrste pojačala su relativno velika izobličenja, koja su veća od svih spomenutih klasa pojačala. Osim toga zbog korištenja visokih frekvencija postoji dosta velika emisija elektromagnetskih valova od nekoliko stotina kiloherca.

Prednost pojačala klase D je u mogućnosti direktnog pretvaranja digitalnog signala iz CD uređaja u pulsno-širinski signal, bez korištenja digitalno-analogne pretvorbe čime se zadržava velika dinamika i niska razina šuma.

U tablici 10.2 uspoređene su sve klase audio pojačala snage s obzirom na korisnost, cijenu, težinu i razinu izobličenja.

Tablica 10.2 Usporedba karakteristika klasa izlaznih pojačala.

karakteristika	nisko	srednje	visoko
disipacija	D, G, H	B, AB	A
težina	D, G, H	B, AB	A
cijena	D, G, H	G, H, B, AB	A
izobličenja	A	B, AB, G, H	D

11. PRAKTIČNI DIO

U sklopu magistarskog rada konstruirano je i izrađeno dvokanalno pojačalo čija je shema prikazana na slici 11.1. Pojačalo je namijenjeno za kućnu uporabu, pa mu je gornja granica snage postavljena na 100 W na zvučnicima s impedancijom od 8Ω . Originalna shema je preuzeta od Motorole [10]. Na njoj su napravljene neke izmjene u svrhu smanjenja izobličenja i povećanja kvalitete, te jednostavnosti izvedbe.

Prvo je izmijenjena konstrukcija strujnih izvora (T1 i T2) koji napajaju simetrične diferencijalne parove (T3, T4, T5, T6). Pseudo strujni izvor zamijenjen je strujnim izvorom s tranzistorom i diodama. Na taj način je radna točka ulaznih diferencijalnih parova puno stabilnija i otpornija na promjene napona napajanja. Mjerenja su pokazala puno manju razinu harmoničkih izobličenja.

Struja kroz svaki od tranzistora u paru iznosi oko 1 mA, što drži ulazne tranzistore u linearnom području. Pojačanje ulaznog dijela iznosi oko 20 dB

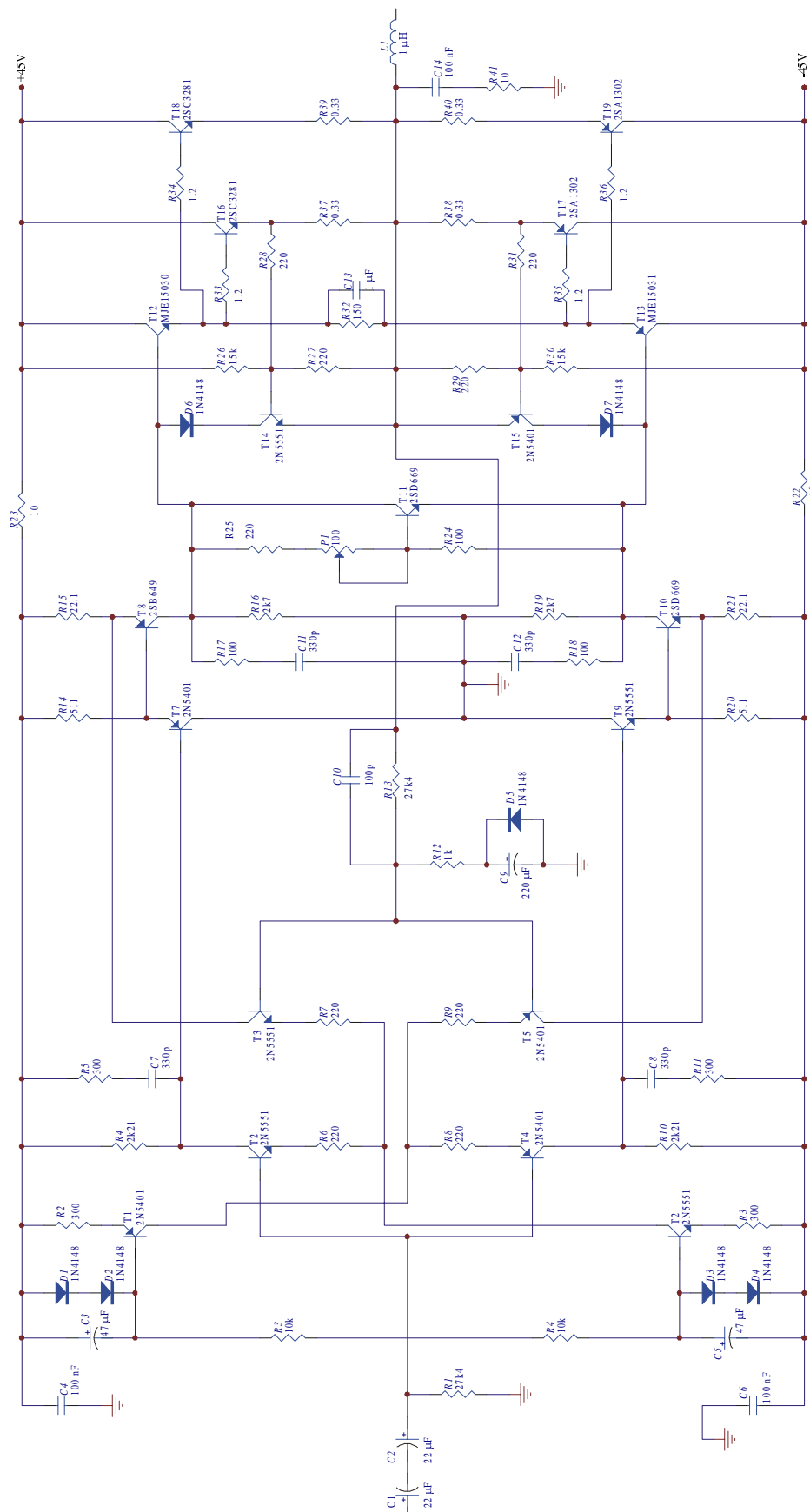
Slijedeći stupanj se sastoji od Darlingtonovog naponskog pojačala koje ima naponsko pojačanje od otprilike 41 dB. Mirna struja kroz naponsko pojačalo osigurana je strujnim izvorom čija struja ovisi o otpornicima *R15* i *R21*. Struja kroz otpornik *R4* (*R10*) iznosi spomenutih 1 mA, što daje napon na njemu od 2.21V. Kada se oduzmu naponi baza-emiter tranzistora T9 i T10 (T7, T8), čiji zbroj iznosi otprilike 1,1V, napon na otpornicima *R15* i *R21* biti će oko 1,1 V. Tada će struja kroz naponsko pojačalo iznositi oko 50 mA.

Karakteristika ovog pojačala je malo pojačanje bez povratne veze koje iznosi samo 60-ak dB. Zbog toga primijenjena povratna veza iznosi oko 30 dB. Naponsko pojačanje pojačala iznosi oko 30 dB.

Izlazni stupanj se sastoji od dva para tranzistora spojenih u paralelu kao emiterско slijedilo. Karakteristike upotrijebljenih tranzistora navedene su u tablici 11.1. Na slici 11.2 prikazane su karakteristike izlaznih tranzistora. Korišteni izlazni tranzistori imaju dosta ravnu karakteristiku pojačanja u ovisnosti o razini izlazne struje. Na taj se način se htjela postići niska razina izobličenja i na najvećim izlaznim snagama, što je i potvrđeno kasnijim mjerenjima na pojačalu.

Tablica 11.1 Osnovne karakteristike korištenih tranzistora.

Karakteristika	Tranzistori	2SC3281	MJE15030	2SD669A	2N5551
		2SA1302	MJE15031	2SB649A	2N5401
V_{CE0}		200 V	150 V	160 V	160 V
I_C		15 A	8 A	1,5 A	600 mA
I_B		1,5 A	2 A	10 mA	5 mA
Disipacija ($T_C = 25^\circ\text{C}$)		150 W	50 W	20 W	1,5 W
Temperatura silikonskog spoja		150°C	150°C	150°C	-
$h_{FE}(T_C = 25^\circ\text{C})$		100	150	200	200

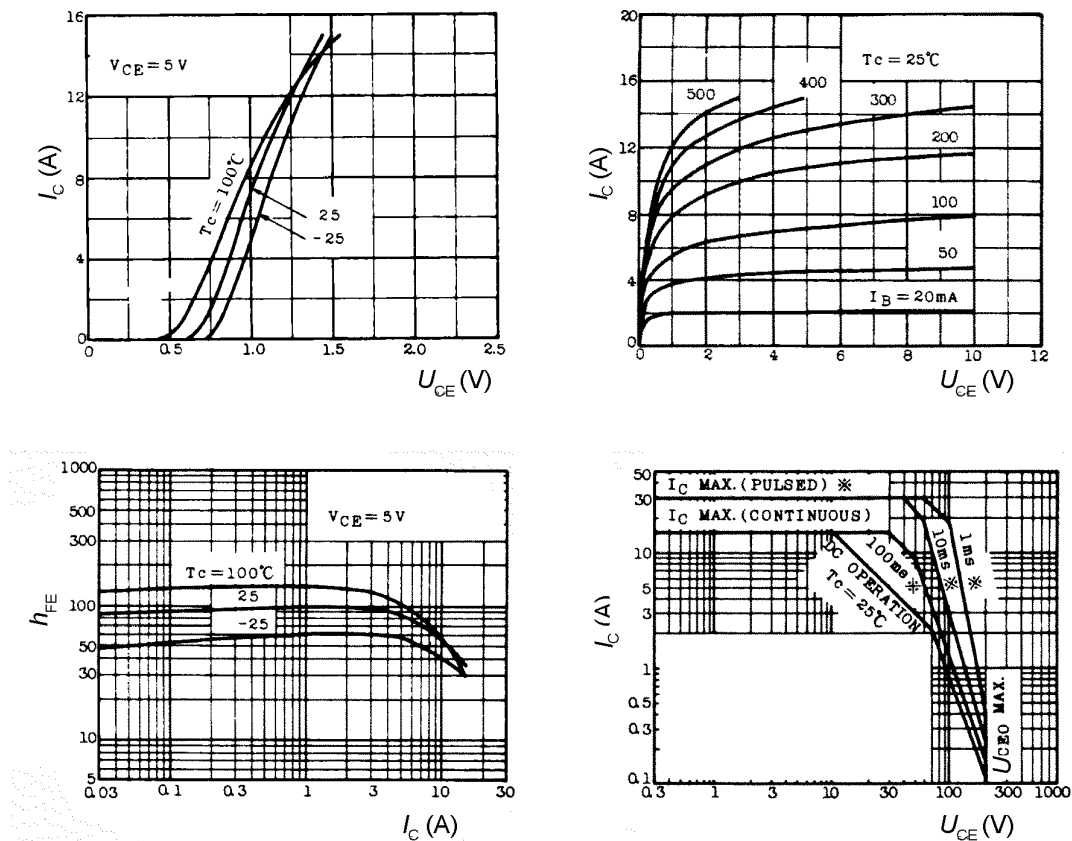


Slika 11.1 Shema pojačala.

Sklop za ograničenje izlazne struje izveden je u jednonagibnoj izvedbi. Ovisno o opterećenju će se mijenjati i izlazna snaga pojačala. Na opterećenju od 4Ω pojačalo daje izlaznu snagu od 150 W.

Napajanje pojačala iznosi $\pm 45V$. Na taj način će maksimalni izlazni napon biti 40V. To omogućuje izlaznu snagu na opterećenju od 8 ohma od $100W_{RMS}$.

Praksa je pokazala da će u najgorem slučaju iskorištenje pojačala biti samo 50%, tako da će i gubici biti oko 100W, pri najvećoj izlaznoj snazi. Ako se zbroje izlazne snage oba kanala i njihovi gubici u najgorem slučaju, ukupna snaga potrebna za kvalitetan rad pojačala biti će 400 VA. Odabran je toroidni transformator snage 500 VA, kao dodatno osiguranje, radi stabilnosti napona napajanja.

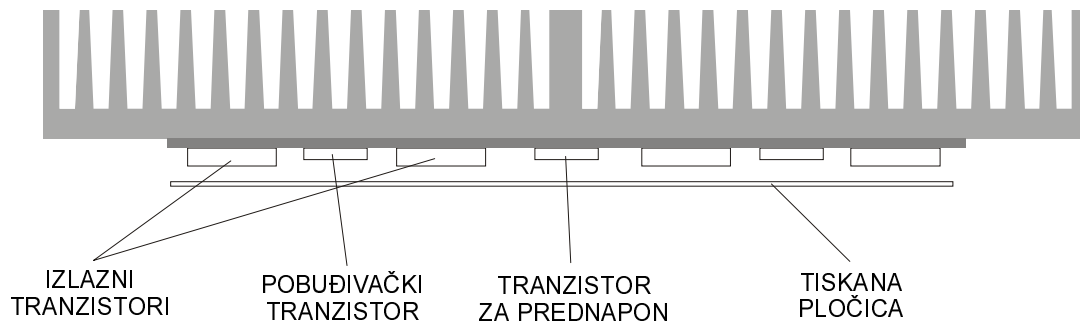


Slika 11.2 Karakteristike izlaznih tranzistora.

U ispravljaču se nalaze dva ispravljačka kondenzatora od $10.000\ \mu F$ za svaku naponsku liniju, dakle ukupno $2 \times 20.000\ \mu F$. na taj način je osiguran stabilan napon napajanja bez prevelikog kolebanja do izlaznih struja od 10A u svakom kanalu.

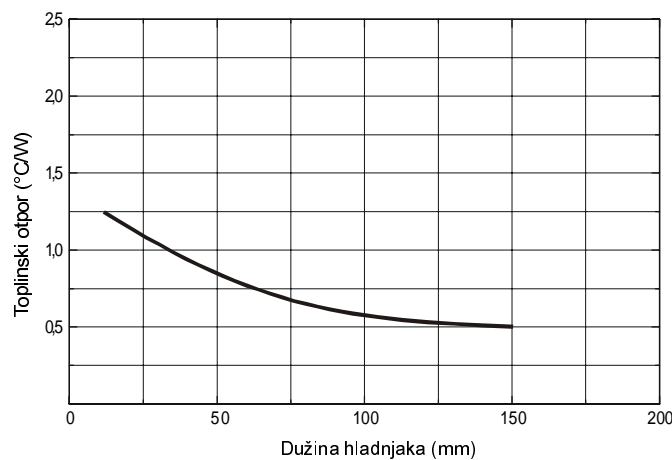
Na slici 11.3 prikazan je zaštitni sklop pojačala i zvučnika. On sprječava pojavu istosmjernog napona na izlazu pojačala. Ako taj napon postane veći od 0.6V sklop automatski odvaja izlazni stupanj od zvučnika pomoću mehaničkog releja. Osim toga sklop sprječava pregrijavanje pojačala uz pomoć temperaturne sklopke koja otvara strujni krug pri temperaturi od $90^{\circ}C$. Sklop osigurava i "mekano" (*soft clip*) uključivanje i isključivanje pojačala.

otpor od $0,6 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Na svaki dio je postavljen jedan par NPN i PNP tranzistora. Hladnjaci su međusobno spojeni aluminijskom pločom debljine 2 mm (slika 11.4).



Slika 11.4 Položaj tranzistora na hladnjaku (pogled odozgo).

Kako smo već spomenuli disipacija u najgorem slučaju će biti 100W po kanalu. To znači da će svaki izlazni tranzistor disipirati oko 25W ($100\text{W}/4$ tranzistora). To znači da će svaki par na jednom hladnjaku disipirati 50W topline. Ako želimo da temperatura hladnjaka ne prijeđe 70°C , to znači da će ako oduzmemo temperaturu okoline od 25°C , temperatura hladnjaka porasti za oko 45°C . Iz toga možemo izračunati toplinski otpor hladnjaka koji bi trebao biti manji od $45^\circ\text{C}/50\text{W}=0,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Odabran je hladnjak proizvođača "Fischer Elektronik" oznake SK416, koji uz dužinu od 100mm ima toplinski otpor oko $0,6 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ (slika 11.5).



Slika 11.5 Karakteristike hladnjaka oznake SK416.

Ukupni toplinski otpor između silikonskog sloja i okoline za jedan tranzistor će biti $R_{\text{THJA}}=0,6 + 0,1 + 0,4 + 1,8 (2 \times 0,9) = 2,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Temperatura silikonskog sloja pojedinog izlaznog tranzistora biti će $R_{\text{THJA}} \times P_{\text{DISJED}} + T_{\text{OKOLINE}} = 2,9 \text{ } ^\circ\text{C/W} \times 25\text{W} + 25^\circ\text{C} = 97,5 \text{ } ^\circ\text{C}$. Kao što se vidi temperatura silikonskog spoja neće prijeći kritičnu temperaturu.

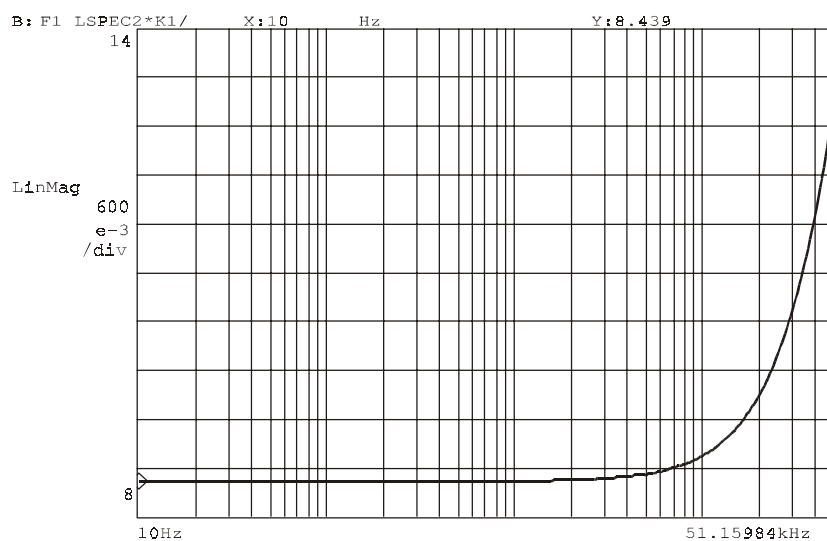
Pobudni tranzistori i tranzistor za prednapon su također stavljeni na isti hladnjak. Disipacija pobudnih tranzistora je relativno mala i neće bitno utjecati na promjenu temperature hladnjaka. Postavljanje tranzistora za prednapona na hladnjak zajedno s izlaznim i pobudnim tranzistorima omogućuje praćenje pomaka napona

baza-emiter izlaznih tranzistora s promjenom temperature, i s time korekciju prednapona.

11.1. Mjerenja na pojačalu

U tablici 11.3 navedene su osnovne karakteristike izvedenog pojačala. Na slijedećim slikama prikazani su rezultati mjerenja frekvencijske karakteristike, harmoničkih i intermodulacijskih izobličenja.

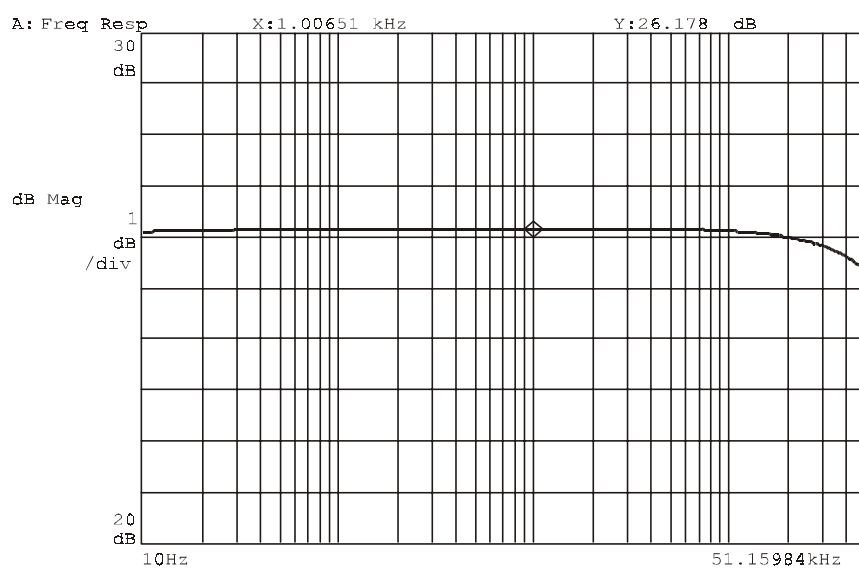
Mjerenja su provedena uz pomoć frekvencijskog analizatora HP35665A i multimetra Keithley 196 System DMM. Na slici 11.6 prikazana je frekvencijska ovisnost vrijednosti otpora otpornika koji je služio kao opterećenje pojačala.



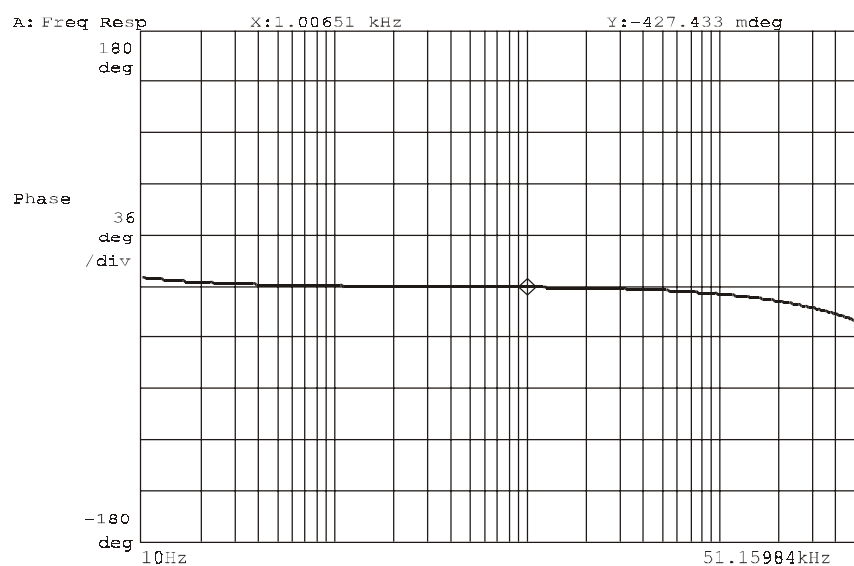
Slika 11.6 Frekvencijska ovisnost otpora korištenog u mjerenjima.

Tablica 11.3 Osnovne karakteristike pojačala.

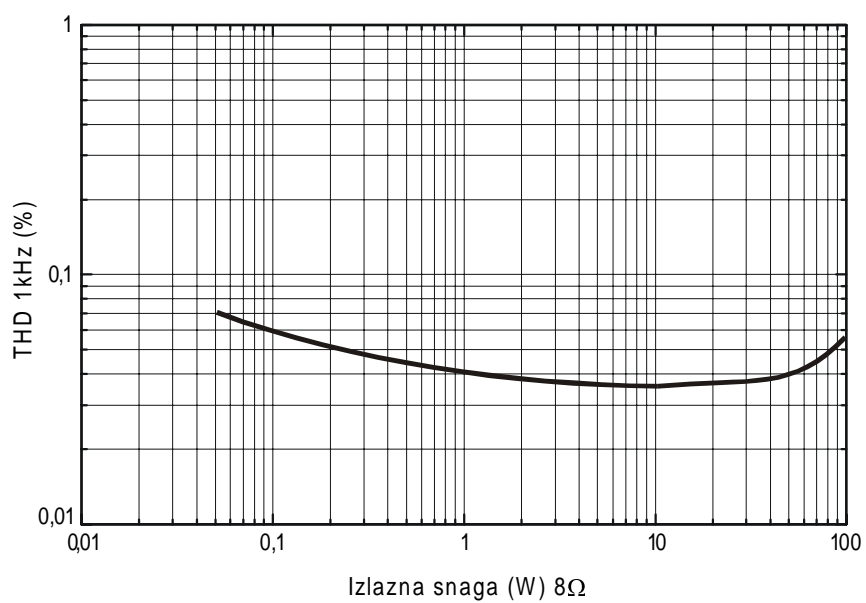
Karakteristika	Vrijednost
Nazivna snaga (po kanalu) 8Ω	100 W
Osjetljivost ($100 W_{RMS}$)	$1,2 V_{RMS}$
Osjetljivost ($50 mW_{RMS}$)	$27 mV_{RMS}$
S/N (psofometrički filtar) $100W_{RMS}$	107 dB
S/N (širokopojasno) $100W_{RMS}$	98 dB
Dinamika ($THD_{1kHz} < 0.05\%$)	87 dB
Ulazni otpor	11 k Ω
Izlazni otpor (NF)	0,06 Ω
Izlazni otpor (VF)	0,14 Ω
Faktor prigušenja ($8\Omega - NF$)	133
Faktor prigušenja ($8\Omega - VF$)	56
Brzina porasta (slew rate)	48 V/ μ s
Preslušavanje kanala	70 dB



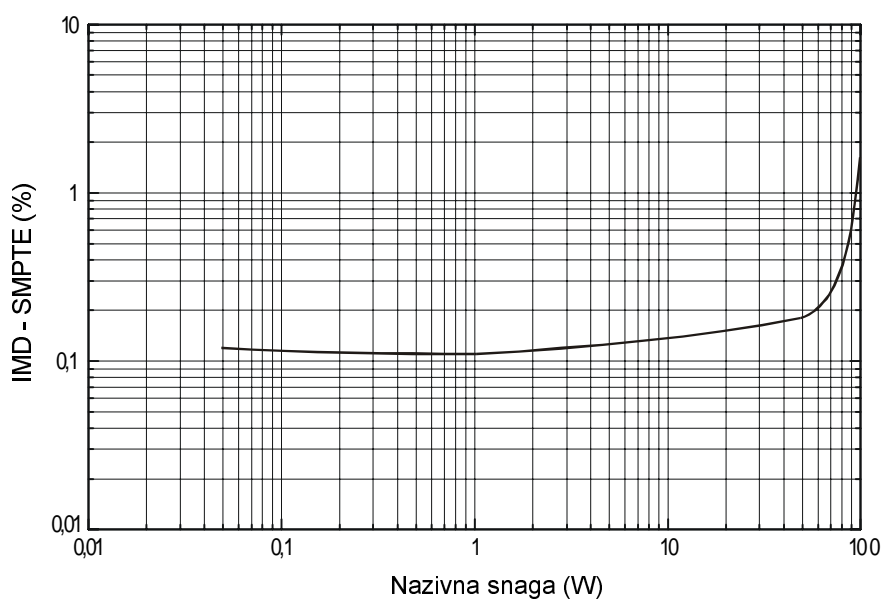
Slika 11.7 Frekvencijska karakteristika pojačanja pojačala



Slika 11.7 Fazna karakteristika pojačala.



Slika 11.8 Ovisnost harmoničkih izobličenja o izlaznoj snazi (1 kHz).



Slika 11.9 Ovisnost intermodulacijskih izobličenja o izlaznoj snazi (mjerena su provedena po SMPTE metodi).

12. ZAKLJUČAK

Pojačalo snage je jedan od najvažnijih dijelova elektroakustičkog lanca, i zadatak ovog sklopa je prenošenje pojačanog signala prema opterećenju, odnosno zvučniku, sa što manje izobličenja, odnosno promjena signala, koji dovodimo na ulaz pojačala.

Zvučnici pretvaraju električku snagu koju im predaje pojačalo u akustičku. Njihova impedancija nije konstantna, odnosno ima realni i imaginarni dio, te se mijenja s frekvencijom. Razine napona i struja koje teku kroz izlazni stupanj su za red veličine veće od onih koje teku kroz predpojačala, odnosno prethodne stupnjeve pojačala.

Iz toga slijedi da je pojačalo snage opterećenije od predpojačala što uzrokuje veću razinu izobličenja, a i mora se veća pažnja posvetiti stabilnosti cijelog sklopa. Zbog toga su zahtjevi na kakvoću pojačala dosta visoki.

Korištenjem izvora signala koji koriste digitalni zapis, dinamika cijelog elektroakustičkog lanca se povećala, te su zahtjevi na svaki dio lanca, pa tako i na pojačala snage, povećani. Da bi se signal iz izvora kvalitetno prenio, pojačala moraju imati nisku razinu šuma, mala izobličenja i veliku dinamiku. Osim toga moraju biti otporna na velike promjene opterećenja, odnosno karakteristike im se ne bi smjele bitno promijeniti s promjenom impedancije zvučnika.

Današnja moderna pojačala snage sastoje se od tri stupnja: ulazni stupanj, naponsko pojačalo i izlazni stupanj. Svaki od tri stupnja mora zadovoljiti određene standarde kako bi kakvoća pojačala bila što veća.

Kao što se može vidjeti iz teoretskog i praktičkog izlaganja pojačalo snage je relativno kompleksan sklop u kojem se posebna pažnja mora pridati odabiru komponenti, te utjecaju jednog stupnja na drugi.

Ovisno o području i načinu primjene ovisiti će ne samo odabir klase pojačala, nego i snaga pojačala. Za kućnu uporabu važno je da pojačalo ima što manja izobličenja, odnosno kakvoća izvedbe stavljena je na prvo mjesto. Kod profesionalnih, razglasnih pojačala, snaga i korisnost dolaze na prvo mjesto ispred niske razine izobličenja. Također, ova vrsta pojačala mora biti pouzdana, odnosno otporna na vanjske utjecaje.

U sklopu magistarskog rada konstruirano je i izvedeno dvokanalno pojačalo u klasi B, snage 100 W na 8Ω . Na njemu se primijenjena sva teorijska znanja navedena u magistarskom radu. Mjerenja su pokazala relativno niska izobličenja pojačala, odnosno razinu izobličenja karakterističnu za klasu B pojačala. Zbog korištenja diferencijalnog ulaznog stupnja s niskošumnim tranzistorima pojačalo ima relativno visoku dinamiku i odnos signal-smetnja. Zbog relativno velikog faktora prigušenja, pojačalo je dosta otporno na promjene opterećenja. Dvokanalna konstrukcija sa zajedničkim napajanjem dala je relativno malo preslušavanje kanala.

Daljnji razvoj pojačala snage kreće se u smjeru još većeg smanjenja izobličenja i to naročito intermodulacijskih izobličenja, te u smjeru povećanja korisnosti uz zadržavanje jednake kakvoće pojačala. Veća pažnja posvećuje se interakciji pojačala s opterećenjem, odnosno zvučnikom i njegovim utjecajem na čitav sklop. Sve veće korištenje digitalnih izvora signala povećati će i zahtjeve na pojačala snage, kao jedan od dijelova digitalnog elektroakustičkog lanca.

Popis literature:

- [1] Jelaković, Tihomir: "Tranzistorska audiopojачala", Školska knjiga, Zagreb 1991.
- [2] Duncan, Ben: "High Performance Audio Power Amplifiers", Newnes, An imprint of Butterworth-Heinemann Ltd, Oxford 1996
- [3] Self, Douglas: "Audio Power Amplifier Design Handbook", Newnes, An imprint of Butterworth-Heinemann Linacre House, Jordan Hill, Oxford 1996
- [4] Slone, G. Randy: "High-Power Audio Amplifier Construction Manual", McGraw-Hill, New York 1999
- [5] Jelaković, Tihomir: "Zvuk – sluh – arhitektonska akustika", Školska knjiga, Zagreb 1978.
- [6] Sweeney, Daniel and Mantz, Steve: "An Informal History of Solid-State Amps", Audio, June 1988, p46
- [7] Benjamin, Eric: "Audio Power Amplifiers for Loudspeaker Loads", JAES, Vol. 42, No. 9, Sept. 1994. p670
- [8] Danz, George E.: "Class-D Audio II Evaluation Board (HIP4080AEVAL2)", Intersil Corporation, Application Note AN9525.2, March 1996.
- [9] Sampei, T., Ohashi, S., Ohta, Y., and Inoue, S.: "Highest Efficiency and Super Quality Audio Amplifier Using MOS Power FETs in Class G Operation", IEEE Trans. On Consumer Electronics, Vol. CE-24, N0. 3, August 1978.
- [10] Hefley, Andrew: "100 And 200 Watt High Fidelity Audio Amplifiers Utilizing A Wideband-Low Feedback Design", Motorola Semiconductor Application Note AN1308, Motorola Inc., 1992.
- [11] Fischer Elektronik, katalog 1997
- [12] Milobar, Božo, Židan Alfred: "Spojevi s integriranim sklopovima II", Tehnička knjiga, Zagreb 1985.
- [13] Jelenčić, Ivan: "Upute za auditorne i laboratorijske vježbe iz tonfrekvencijske tehnike", Sveučilište u Zagrebu, Elektrotehnički fakultet, Zagreb, 1989.
- [14] Biljanović, Petar: "Elektronički sklopovi", Školska knjiga, Zagreb, 1989.
- [15] Raab, H. Frederick: "Average Efficiency of Class-G Power Amplifiers", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol CE-22, May 1986, P145
- [16] Ball, G.: "Distorting Power Supplies", Electronics & Wireless World, Dec 1990, P1084
- [17] Sandman, A.: "Class S: A Novel Approach to Amplifier Distortion", Wireless World, Sept 1982, P38
- [18] Lin, H. C.: "Transistor Audio Amplifier", Electronics, Sept 1956, P173
- [19] Pass, S. Nelson, "Amplifier With Gain Stages Coupled for Differential Error Correction", U.S. Patent Nr. 5,376,899, Dec. 27, 1994.
- [20] Self, D.: "High Speed Audio Power", Electronics & Wireless World, Sept 1994.

-
- [21] Goldberg, J, and Sandler, M.: "Comparison of PWM Modulation Techniques for Digital Power Amplifiers", Proc. IOA, Nov 1990.
 - [22] Sandler, M. and Goldberg, J. M.: "Noise Shaping and Pulse Width Modulation for An All-Digital Audio Power Amplifier", JAES, Vol.39, June 1991.
 - [23] Morgan, E.: "Crossover Distortion in Class B Amplifiers", Electronics & Wireless World, July 1987.
 - [24] Duncan, B.: "Ultra High-Power Amplifiers: The Rationale", Proc. IOA, Vol.15, part 7, 1993.
 - [25] Self, D.: "Speaker Impedance Meters", Electronics World, November, 1997.
 - [26] Linsley-Hood, J.: "Gain Stage Investigations", Electronics World, July, 1998.
 - [27] Margan, E.: "Amplifier Instability", Electronics World, April, 1998.
 - [28] Pauly, E. D.: "High Fidelity Switching Audio Amplifiers Using TMOS Power MOSFETs", Motorola Semiconductor Application Note, AN1042, 1989.
 - [29] Walker, P. J.: "Audio Amplifier Load Specification", Wireless World, Dec. 1975.
 - [30] Ball, G.: "Distorting Power Supplies", Electronics & Wireless World, Dec. 1990.
 - [31] Jonathan, S., Lemon, G.: "A Non-linear Load for Power Amp Testing", 5th Australian AES preprint B3-4027, 1995.
 - [32] Court, S. J.: "Damping Factor", Wireless World, July 1974.
 - [33] Mitchell, P.W.: "A Musically Appropriate Dynamic headroom Test for Power Amplifiers", AES preprint 2504-07, 1987.

ŽIVOTOPIS

Ivan Đurek, rođen je 7. rujna 1972. godine u Zagrebu, gdje je i pohađao osnovnu školu. Nakon završetka osnovne škole 1987. godine upisao se u Matematičko-informatički obrazovni centar “Vladimir Popović” u Zagrebu, gdje je s odličnim uspjehom maturirao 1991. godine. Iste godine upisuje se na Elektrotehnički fakultet u Zagrebu.

Diplomirao je s odličnim uspjehom 18. prosinca 1996. godine na smjeru Radiokomunikacije i profesionalna elektronika” s diplomski radom pod naslovom: “Primjena ultrazvuka u industriji”.

Od 1. veljače 1997. godine zaposlio se kao znanstveni novak na Fakultetu elektrotehnike i računarstva na projektu Ministarstva znanosti “Procesiranje audio signala u telekomunikacijama”, čiji je voditelj prof.dr.sc. Branko Somek sa Zavoda za elektroakustiku. Iste godine upisuje poslijediplomski studij na smjeru Radiokomunikacije i profesionalna elektronika. Od tada do danas surađuje kod izrade znanstvenih radova na domaćim i stranim znanstvenim skupovima. Suraduje u nastavi i redovitim aktivnostima Zavoda.