

ŠOLSKI CENTER VELENJE
ELEKTRO IN RAČUNALNIŠKA ŠOLA
Trg mladosti 3, 3320 Velenje

Mladi raziskovalci za razvoj Šaleške doline

RAZISKOVALNA NALOGA
**RAZVOJ IN IZDELAVA MOČNOSTNEGA
OJAČEVALNIKA**

Tematsko področje: elektrotehnika, elektronika in robotika

Avtor:

Matej Meža, 4. letnik

Mentor:

Klemen Hleb, dipl. inž. elektrotehnike (UN)

Velenje, 2022

Raziskovalna naloga je bila opravljena na ŠCV Velenje, Elektro in računalniški šoli, 2022.

Mentor: Klemen Hleb, dipl. inž. elektrotehnike (UN)

Datum predstavitve: april 2022

KLJUČNA DOKUMENTACIJSKA INFORMACIJA

ŠD ŠC Velenje, šolsko leto 2021/2022

KG razvoj / izdelava / ojačevalnik / elektronika

AV MEŽA, Matej

SA HLEB, Klemen

KZ 3320 Velenje, SLO, Trg mladosti 3

ZA ŠC Velenje, Elektro in računalniška šola

LI 2022

IN Razvoj in izdelava močnostnega ojačevalnika

TD Raziskovalna naloga

IJ SL

JI sl/en

AI Cilj naloge je razviti, optimizirati in izdelati močnostni ojačevalnik za projekcijo zvoka na večjih zabavah ali za ozvočenje manjših prireditev, ki bo primerljiv s tekmeci na trgu. Izdelan bo iz cenovno ugodnih, dostopnih in recikliranih komponent. V teoretičnem delu naredim matematično podprt pregled osnovne teorije tranzistorskih ojačevalnih stopenj ter opišem delovanje analognega močnostnega ojačevalnika in vseh njegovih delov na primeru. V praktičnem delu raziščem že obstoječe naprave in s pomočjo teorije, lastnih izkušenj in simulacij razvijem močnostno stopnjo, ter jo po izdelavi prototipa optimiziram. Pri izvedbi uporabim zavržene elektronske komponente, ki jih ustrezno z minimalnimi stroški po potrebi predelam. Na koncu opravim obsežne meritve na svojem izdelku ter njemu primerljivemu ojačevalniku za profesionalno uporabo in ju med sabo cenovno ter funkcionalno primerjam. Ojačevalnik tudi preizkusim na terenu in iz lastnih izkušenj o ozvočenju razpravljam o uporabnosti in funkcionalnosti naprave. Izdelek ustrezno ovrednotim in izpostavim pomembnost ekologije pri izdelavi elektronskih naprav, ter kako lahko implementacija le-te zniža ceno izdelave profesionalnih naprav.

KEYWORD DOCUMENTATION

NDŠC Velenje, Elektro in računalniška šola, 2022

CX development / realization / power amplifier / electronics

AUMEŽA, Matej

AA HLEB, Klemen

PP 3320 Velenje, SLO, Trg mladosti 3

PB ŠC Velenje, Elektro in računalniška šola, 2021

PY 2022

TI Development and realization of a power amplifier

TR Research work

LA SL

AL sl/en

AB Aim of the following research paper is to develop, optimize and realize a power amplifier, for sound projection at bigger parties or for sound reinforcement in small venues. The product will be comparable with similar devices on the market. It will be realized with cost effective, widely available and recycled components. In the theoretical part, I create a mathematically reinforced examination of elementary knowledge of transistor amplifiers, with an understandable description regarding the workings of an analog power amplifier and all of its elements on an example circuit. In the practical part, I do a research of readily available appliances on the market. With the help of theory, simulations and experience, I develop a power amplifier stage and realize it after prototyping, with using recycled components. In the end I perform extensive measurements on my product and on a comparable, professional and commercially available one. I compare both devices by the price and by functionality. I also test the amplifier in real conditions and from self experience in sound engineering, give an approximation of its use and functionality. The product is graded and I present the importance of ecological thinging at realization stage of electronic devices and how it may lower the manufacturing price of professional grade equipment.

KAZALO

1.	Uvod.....	1
1.1	Ideja naloge.....	1
1.2	Hipoteze.....	1
2.	Teoretični del.....	2
2.1	Osnovna teorija ojačevalnikov	2
2.1.1	Vloga močnostnega ojačevalnika.....	2
2.1.2	Bistveni parametri ojačevalnikov.....	3
2.1.3	Bistveni parametri bipolarnih tranzistorjev in simboli.....	6
2.1.4	Enostopenjski tranzistorski predojačevalnik – stopnja s skupnim emitorjem.....	7
2.1.5	Diferencialni ojačevalnik – diferencialna stopnja.....	17
2.1.6	Aktivni tokovni generatorji	20
2.1.7	Stopnja s skupnim kolektorjem – emitorski sledilnik.....	23
2.2	Močnostni ojačevalniki.....	25
2.2.1	Blok shema močnostnega ojačevalnika.....	25
2.2.2	Delovanje močnostnega ojačevalnika	25
2.2.3	Mirovni tok izhodne stopnje	33
2.2.4	Vezje za nastavitev izhodnega mirovnega toka ali »bias« vezje.....	33
2.2.5	Skupno ojačenje močnostnega ojačevalnika in povratna vezava.....	35
2.2.6	Millerjeva kompenzacija	38
2.2.7	Razredi delovanja izhodne stopnje.....	40
2.2.8	Napajanje.....	45
3.	Praktični del.....	48
3.1	Načrtovanje dela	48
3.1.1	Idejna zasnova naprave in cilji	48
3.1.2	Pregled obstoječih naprav na trgu	49
3.1.3	Blok shema naprave	50

3.1.4	Pregled razpoložljivih delov za reciklažo	50
3.2	Razvojna dela	52
3.2.1	Razvoj močnostnega dela – končne stopnje.....	52
3.2.2	Predelava vhodne stopnje in atenuator	70
3.2.3	Zaščita za zvočnike	71
3.2.4	Napajalno vezje	72
3.2.5	Transformator.....	74
3.2.6	Projektiranje in izdelava tiskanih vezij	77
3.2.7	Predelava ohišja in montaža	79
3.3	Meritve in testiranje.....	83
3.3.1	Opis meritev in priprava.....	83
3.3.2	Meritve mojega ojačevalnika	86
3.3.3	Meritve ojačevalnika Samson Servo 200	92
3.3.4	Testiranje obeh ojačevalnikov.....	95
3.4	Rezultati meritev	96
4.	Hipoteze	97
5.	Razprava.....	97
5.1	Ugotovitve.....	97
5.2	Ekologija	97
5.3	Zaključek.....	98
6.	Viri in literatura.....	98
6.1	Knjižni viri	98
6.2	Spletni viri.....	99
7.	Shema ojačevalnika.....	101

KAZALO SLIK

Slika 1: Princip shema močnostnega ojačevalnika	2
Slika 2: Imena priključkov, simbola in polariteta PNP ter NPN tranzistorja	6
Slika 3: Ojačevalnik s skupnim emitorjem	7
Slika 4: Hibridno nadomestno vezje BJT tranzistorja.....	10
Slika 5: Odvisnost h parametrov od delovne točke	11
Slika 6: Poenostavljeno H nadomestno vezje.....	11
Slika 7: H nadomestno vezje za skupni emitor	12
Slika 8: »re« model tranzistorja	12
Slika 9: "Hibridni pi model" BJT tranzistorja	13
Slika 10: Poenostavljen "Hibridni pi model" BJT tranzistorja.....	13
Slika 11: AC nadomestno vezje ojačevalnika s skupnim emitorjem	14
Slika 12: Enostopenjski RC filter	15
Slika 13: Diferencialni ojačevalnik	17
Slika 14: Tokovni generator	20
Slika 15: Osnovni aktivni tokovni generator.....	20
Slika 16: Tokovni generator z Zener diodo.....	21
Slika 17: Tokovni generator s tokovnim zrcalom	22
Slika 18: Tokovni generator s povratno vezavo	22
Slika 19: Emitorski sledilnik	23
Slika 20: Nadomestno vezje emitorskega sledilnika	23
Slika 21: Nadomestno vezje emitorskega sledilnika za prikaz izhodne impedance	24
Slika 22: Blok shema močnostnega ojačevalnika	25
Slika 23: Preprosta shema močnostnega ojačevalnika	26
Slika 24: Ojačenje močnostnega ojačevalnika pri nizkih frekvencah	27
Slika 25: Nadomestno vezje NOS	28
Slika 26: IS močnostnega ojačevalnika	31
Slika 27: Izhodna stopnja - bremenski delilnik	32
Slika 28: Tranzistor kot dioda	34
Slika 29: "Ube" množilnik	34
Slika 30: Popoln poenostavljen močnostni ojačevalnik	36
Slika 31: Realen poenostavljen močnostni ojačevalnik	37
Slika 32: Millerjeva kompenzacija.....	38

Slika 33: Bodejev diagram ojačevalnika	39
Slika 34: Izhodna kar. tranzistorja - razredi delovanja.....	41
Slika 35: Vhodna kar .tranzistorja- razredi delovanja.....	41
Slika 36: Vezave izhodnih stopenj 1	42
Slika 37: Vezave izhodnih stopenj 2	43
Slika 38: Darlingtonov in Sziklaijev par	44
Slika 39: Izhodna stopnja - enojno napajanje.....	45
Slika 40: Toroidni in EI transformator	46
Slika 41: Primer simetričnega napajanja	46
Slika 42: Primer ojačevalnika na trgu - the t.amp S-150 MK 2	49
Slika 43: Primer ojačevalnika na trgu - Samson Servo 200.....	49
Slika 44: Blok shema naprave	50
Slika 45: Slika notranjosti Dynacord S1200	51
Slika 46: Kvazikomplementarna izhodna stopnja.....	53
Slika 47: Prva testna topologija.....	55
Slika 48: Slika 1 prve simulacije.....	56
Slika 49: Slika 2 prve simulacije.....	57
Slika 50: Slika 3 prve simulacije.....	58
Slika 51: Aktivni tokovni generator / nadomestek RT.....	58
Slika 52: Slika 1 druge simulacije.....	59
Slika 53: Slika 2 druge simulacije.....	59
Slika 54: Ube množilnik.....	60
Slika 55: Slika 1 tretje simulacije.....	61
Slika 56: Slika 2 tretje simulacije.....	61
Slika 57: Topologija "NOS s tokovnim zrcalom"	62
Slika 58: Slika 1 četrte simulacije	62
Slika 59: Slika 2 četrte simulacije	63
Slika 60: "Olepšana" shema topologije z novo NOS	63
Slika 61: Slika 1 pete simulacije	64
Slika 62: Slika 2 pete simulacije	65
Slika 63: Slika 3 pete simulacije	65
Slika 64: Končna shema pred prototipom	66
Slika 65: Prototip.....	68

Slika 66: Improvizirano napajanje prototipa	68
Slika 67: Končna shema močnostnega ojačevalnika	70
Slika 68: Shema vhodne stopnje Dynacord S1200	70
Slika 69: Priklop atenuatorja in vhodne stopnje	71
Slika 70: Zaščitni modul	72
Slika 71: Napajalnik	73
Slika 72: Shema transformatorja Dynacord S1200	74
Slika 73: Transformator z odvitim sekundarjem	75
Slika 74: Napol navit sekundar	75
Slika 75: Končano navijanje sekundarja	76
Slika 76: Priključki sekundarja	76
Slika 77: Končan transformator	77
Slika 78: Sprojektirana tiskanina ojačevalnika	77
Slika 79: Sprojektirana tiskanina napajalnika	78
Slika 80: Pogled na narejena tiskana vezja	79
Slika 81: Sestavljen ojačevalnik	80
Slika 82: Atenuator – potenciometra	81
Slika 83: Pogled ojačevalnika od zadaj	81
Slika 84: Sprednji pogled izdelka	82
Slika 85: Zadnji pogled izdelka	82
Slika 86: Vrhnji pogled izdelka	82
Slika 87: Kalibrirana skala Osciloskopa	85
Slika 88: Priprava delovnega mesta	86
Slika 89: Meritev mirovnega toka mojega ojačevalnika	87
Slika 90: Meritev napetosti šuma mojega ojačevalnika	88
Slika 91: Meritev maksimalne izhodne napetosti mojega ojačevalnika	88
Slika 92: Meritev harmonskega popačenja mojega ojačevalnika	90
Slika 93: Harmonsko popačenje mojega ojačevalnika pri močnem clipu	91
Slika 94: Merjenje delovne moči	91
Slika 95: Meritev napetosti šuma Samson Servo 200	92
Slika 96: Meritev maksimalne izhodne napetosti Samson Servo 200	93
Slika 97: Meritev harmonskega popačenja Samson Servo 200	94
Slika 98: Meritev porabe Samson Servo 200	94

MEŽA, M., Razvoj in izdelava močnostnega ojačevalnika
Raziskovalna naloga, Šolski center Velenje, Elektro in računalniška šola, 2022 X

Slika 99: Slika monitorjev in ojačevalnika 95

Slika 100: Tabela z rezultati meritev..... 96

1. Uvod

1.1 Ideja naloge

V vsakdanjem življenju se srečujemo s poslušanjem glasbe, bodisi v osebni avtomobilu, ko se peljemo v službo, bodisi na domačem kavču, ko gledamo filme ali največkrat, ko poslušamo glasbo na mobilnem telefonu. Kakovost zvočne slike na teh napravah je velikokrat okrnjena, zato se poraja želja po kakovostnejši reprodukciji zvoka ali po višji glasnosti zvoka, za kar potrebujemo ustrezen močnostni ojačevalnik. Močnostne avdio ojačevalnike uporabljamo tako v domačem kinu kot na večjih koncertnih prizoriščih za projekcijo zvočne slike do vseh poslušalcev.

Cilj naloge je razviti, optimizirati in izdelati močnostni ojačevalnik za projekcijo zvoka na večjih zabavah ali za ozvočenje manjših prireditev, ki bo primerljiv s komercialnimi tekmeci in bo izdelan deloma iz na trgu dostopnih in deloma iz recikliranih komponent. Ojačevalnik bo sorazmerno enostaven za uporabo ter zanesljiv.

1.2 Hipoteze

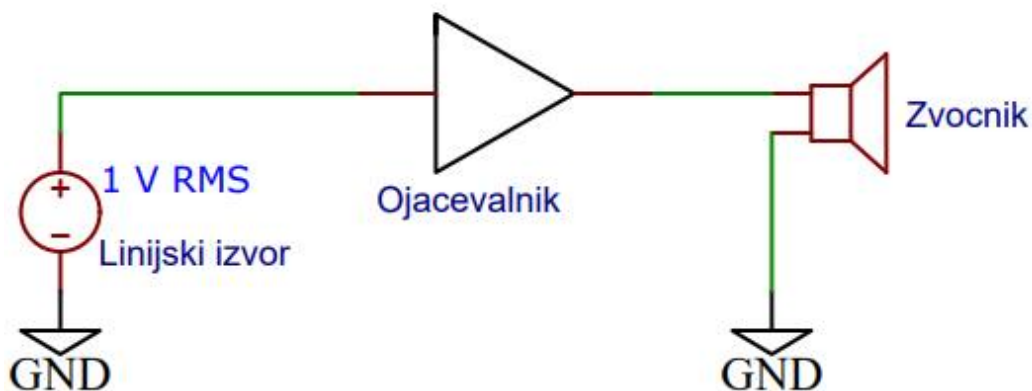
- a) Ojačevalnik dosega željene vrednosti parametrov
- b) Ojačevalnik je možno izdelati iz delno recikliranih komponent
- c) Ojačevalnik je primerljiv s podobnimi napravami na trgu

2. Teoretični del

2.1 Osnovna teorija ojačevalnikov

2.1.1 Vloga močnostnega ojačevalnika

Vloga močnostnega ojačevalnika je pretvorba linijskega signala v močnostni signal, ki poganja breme, kar pa je v našem primeru zvočnik. Linijski signali, ki se prenašajo po linijskih vodih, so izmenični signali na izhodu predvajalnikov glasbe, mešalnikov zvoka, izhodov zvočnih kartic in običajno znašajo od 1 do 3 V RMS. Ti linijski vodi ne prenašajo velikega toka, največ $100 \mu A$, zato mora biti vhodna impedanca ojačevalnika sorazmerno visoka. Običajno znaša od 10 do $100 \text{ k}\Omega$. Zvočnik ima kot elektromehanski pretvornik zelo majhno impedanco, od 4 do 16Ω . Zato mora močnostni ojačevalnik zagotoviti tako visoko napetost, kot visok tok. Napetostno ojačenje močnostnih ojačevalnikov komercialnih močnostnih ojačevalnikov je običajno od 20 do 30-krat. V praksi bo ojačevalnik z ojačenjem 20, pri vhodni napetosti 1 V RMS, na bremenu z impedanco 8Ω povzročil moč 50 W. Idealno mora biti izhodna impedanca ojačevalnika zelo nizka, kar pomeni, da se obnaša kot napetostni vir, ki napaja breme. [6]



Slika 1: Princip shema močnostnega ojačevalnika
Vir: Lasten

2.1.2 Bistveni parametri ojačevalnikov

a) **Ojačenje** je razmerje med izhodno in vhodno napetostjo ojačevalnika. Poznamo napetostno ojačenje, ojačenje moči in tokovno ojačenje.

- Napetostno ojačenje: $A_u = \frac{U_2}{U_1}$
- Ojačenje moči: $A_p = \frac{P_2}{P_1}$
- Tokovno ojačenje: $A_I = \frac{I_2}{I_1}$

Ojačenje je številka brez enote, ki nam določa, kolikokrat večja je izhodna veličina od vhodne. Ker ojačenje nima enote, je težko za predstavbo, zato uporabljamo logaritemsko skalo. Osnovna enota za ojačenje je Bel. [1], [6], [7]

Bele definiramo kot:

$$A_B = \log A_P = \log \frac{P_2}{P_1} = A_B [B]$$

Za 10-krat manjšo enoto »decibel« (dB), enačbo pomnožimo z 10:

$$A_B = 10 \log A_P = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = A_B [dB]$$

Za izračun napetostnega ojačenja, upoštevamo, da je:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Iz tega lahko zapišemo:

$$A_P = \frac{U_2^2}{U_1^2} * \frac{R_{vh}}{R_{izh}}$$

In sledi končna enačba za izračun ojačenja v decibelih:

$$A_{dB} = 20 \log \frac{U_2}{U_1} + 10 \log \frac{R_{vh}}{R_{izh}}$$

b) Frekvenčne meje in frekvenčna karakteristika

Frekvenčna karakteristika nam pove odziv ojačevalnika na pasovni širini, ki jo želimo ojačati. Ker imamo opravka z avdio ojačevalnikom, želimo ojačati frekvence slišnega območja človeškega ušesa, kar pomeni pas od 20 Hz do 20 kHz. Zgornja frekvenčna meja ojačevalnika ne sme biti 20 kHz, ampak mora biti znatno višja, zaradi stabilnosti in pravilnega delovanja. Pasovne širine komercialnih avdio ojačevalnikov znašajo od 20 Hz do 100 kHz. Spodnjo frekvenčno mejo nam določa blokirni kondenzator na vhodu in izhodu, če je prisoten. Zgornjo frekvenčno mejo pa določa izbira tranzistorjev (podatek f_T), kompleksnost izvedbe in Millerjev kondenzator. [1], [6], [7]

c) Popačenje

O popačenju govorimo, ko signal na izhodu dobi nove frekvenčne komponente, ali pride do spremembe nivoja različnih frekvenc. Poznamo linearna in nelinearna popačenja. Linearna popačenja so manj škodljiva in nastanejo zaradi nelinearnosti frekvenčne karakteristike ojačevalnika. Ta popačenja zaznamo kot spremembo barve zvoka, kar v praksi pomeni več visokih, manj srednjih tonov ipd.

Nelinearna popačenja nastanejo pri ojačenju zaradi nelinearnosti elementov, napajanja, ali preobremenitve ojačevalnika. Na izhodu opazimo nove frekvenčne komponente, ki niso prisotne na vhodu. Imenujemo jih harmoniki, opazujemo jih lahko z analizatorjem spektra. V praksi je zaželeno, da pri vhodni testni frekvenci na izhodu dobimo minimalno vrednost katerekoli harmonske komponente. Ko ojačevalnik preide v preobremenitev, angl. clip, se količina harmonikov nesorazmerno poveča. Za človeško uho so sodi harmoniki bolj prijetni kot lihi. Tranzistorska vezja, večinoma povzročajo lihe harmonike pri preobremenitvi, zato je zvok preobremenjenega ojačevalnika neprijeten. Ojačevalnik moramo prilagoditi skupaj z zvočniki tako, da bomo dosegli željen nivo zvočnega tlaka za željeno področje uporabe in pri tem ojačevalnika ne bomo preobremenili. [1], [6], [7]

d) Šum

Izhodni signal vedno vsebuje šum. Za meritev šuma uporabimo testno frekvenco, npr. 1 kHz na vhodu, na izhodu pa izmerimo amplitudo signala. Na vhodu nato naredimo kratek stik ter ponovno izmerimo amplitudo signala na izhodu. Za primerjalni podatek se podaja obeh izmerjenih signalov, razmerje signal – šum, ki ga izračunamo po enačbi:

$$S/N = 20 \log \frac{U_2}{U_{\xi}}$$

- U_2 – izhodna napetost (s testno frekvenco)
- U_{ξ} – napetost šuma (brez testne frekvence)
- S/N – razmerje signal šum, v dB.

Za razmerje signal – šum velja, da večje kot je, boljše je. V komercialnih močnostnih ojačevalnikih znaša od 80 do 120 dB. Odvisno je od topologije in delovanja ojačevalnika, izvedbe tiskanega vezja, postavitve komponent, napajanja ter ožičenja in izvedbe ohišja. [1], [6], [7]

e) Izhodna moč

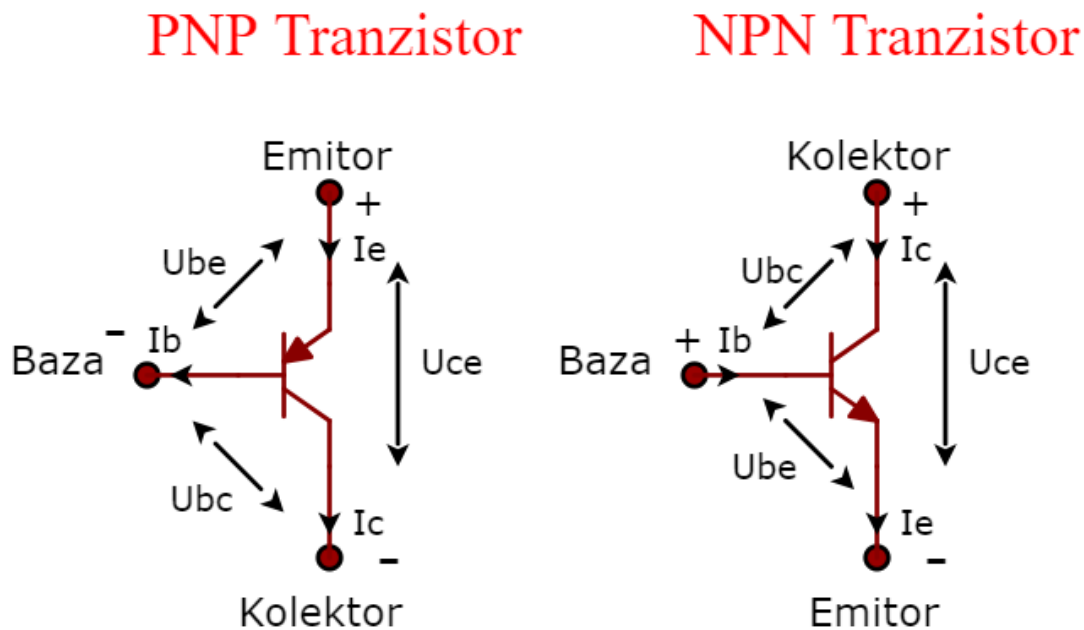
Izhodna moč je definirana kot moč, ki jo lahko ojačevalnik konstantno zagotavlja bremenu, torej zvočniku. Odvisna je od maksimalne vrednosti napetosti, ki jo lahko ojačevalnik zagotovi bremenu. [1], [6], [7]

f) Stabilnost

Stabilnost se odraža kot imunost naprave na spreminjajoče se okoliške dejavnike, kot so okoliška temperatura, vlaga, mehanske poškodbe in navsezadnje najpomembnejše priključeno breme. Proizvajalec močnostnega ojačevalnika mora ojačevalnik prilagoditi tako, da se bo obnašal približno enako pri vseh vrstah razmer ter da bo stabilen z različnimi zvočniki, ki bodo priključeni nanj. [1], [6], [7]

2.1.3 Bistveni parametri bipolarnih tranzistorjev in simboli

Bipolarni tranzistor je osnovni element za gradnjo ojačevalnikov. V osnovi je tranzistor trielektrodni polprevodniški element, namenjen ojačenju signalov. Poznamo dva tipa bipolarnih tranzistorjev, PNP in NPN tip. Pri NPN tipu tranzistorja sta kolektor in baza pozitivna priključka, emitor pa je negativen. Pri PNP tipu sta baza in kolektor negativna, emitor pa je pozitiven. Simboli, polariteta, imena priključkov so razvidni na spodnji sliki.[1],[5],[8]



Slika 2: Imena priključkov, simbola in polariteta PNP ter NPN tranzistorja
Vir: Lasten

a) Bistveni parametri bipolarnega tranzistorja [1],[5],[8]

- Tokovno ojačenje beta ali h_{fe}

Beta je količnik med kolektorskim in baznim tokom in je parameter brez enote. Za malosignalne tranzistorje, kot je npr. BC547 znaša okoli 300, za izhodne tranzistorje, kot je 2N3055, pa znaša od 20 do 100. Beta je parameter, ki se med tranzistorji zelo razlikuje in je močno temperaturno odvisen. Ko se tranzistor segreva, se beta povečuje, zato je potrebno vezje sprojektirati tako, da ni močno odvisno od bete. Oznaka h_{fe} v angleščini pomeni h, forward, emitor. Je hibridni parameter, ki nastopa v hibridnem modelu tranzistorja za orientacijo s skupnim emitorjem. Njegova vrednost je ekvivalentna parametru beta.

- Trajno dovoljen kolektorski tok I_{Cmax}

Je podan v katalogu, in je poleg bete odločilen parameter pri projektiranju vezij.

Pomembno je, da vrednosti trajno dovoljenega kolektorskega toka ne presežemo, zaželeno pa je, da imamo vedno vsaj 30 do 50 % rezerve.

- Trajno dovoljena napetost med kolektorjem in emitorjem U_{CEmax}

Je podana v katalogu in je prav tako ne smemo preseči. Tudi tukaj je zaželjena rezerva. Če imamo napajalno napetost 95 V, ne bomo izbrali tranzistorja z U_{CEmax} 100 V, temveč z vsaj 120 V ali 150 V.

- Medspojna kapacitivnost C_{bc}

Pri visokih frekvencah se kapacitivnost med bazo in kolektorjem povečuje in zmanjšuje pasovno širino ojačevalnika. Tudi ta je podana v katalogu.

- Tranzitna frekvenca f_T

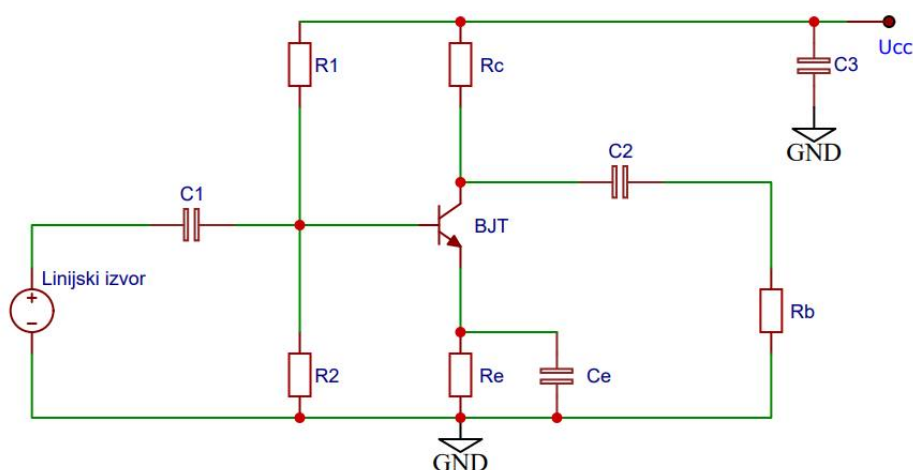
Vsak tranzistor ima v katalogu podano tranzitno frekvenco ali f_T , ki nam določi zgornjo frekvenčno mejo.

2.1.4 Enostopenjski tranzistorski predojačevalnik – stopnja s skupnim emitorjem

- a) Orientacije [1],[5],[8]

Poznamo različne orientacije tranzistorjev, glede na to, kateri priključek je skupen. Poznamo orientacijo s skupnim emitorjem, orientacijo s skupno bazo in orientacijo s skupnim kolektorjem. Orientaciji s skupnim emitorjem in skupnim kolektorjem sta največkrat uporabljeni pri močnostnih ojačevalnikih, zaradi določenih lastnosti, ki jih bomo videli kasneje.

- b) Ojačevalnik s skupnim emitorjem [1],[5],[8]



Slika 3: Ojačevalnik s skupnim emitorjem
Vir: Lasten

Ojačevalna stopnja s skupnim emitorjem, s stabilizacijo delovne točke, je vidna na zgornji sliki. Osnovne lastnosti stopnje s skupnim emitorjem so veliko napetostno ojačenje, sorazmerno

velika izhodna upornost ter srednja vhodna upornost. Zato se ta stopnja uporablja na vhodih močnostnih ojačevalnikov ali v predojačevalniku. Upora R_1 in R_2 služita za nastavitev baznega toka in ustrezne napetosti med bazo in emitorjem. Kolektorski upor R_C določa kolektorski tok, kot bomo kasneje videli tudi ojačenje skupaj z emitorskim uporom R_E . Emitorski upor R_E je dodan zaradi temperaturne stabilizacije vezja. Na vhodu imamo vir signala, ki je priključen preko blokirnega kondenzatorja C_1 na vhod ojačevalnika. Ta kondenzator nam loči enosmerno napetost potrebno za nastavitev delovne točke tranzistorja od vhodne izmenične napetosti. Podobno imamo tudi na izhodu blokirni kondenzator C_2 , da ločimo DC napetost na kolektorju od bremena, saj ojačujemo le izmenično napetost. Kondenzator C_E kratkosklene emitorski upor R_E za izmenične signale. Vsi ti kondenzatorji nam skupaj z upornostmi za njimi predstavljajo enostopenjske RC filtre, ki nam določajo spodnjo frekvenčno mejo ojačevalnika. Kondenzatorji morajo biti dovolj veliki, da je spodnja frekvenčna meja manjša ali enaka 20 Hz. Kondenzator, ki je priključen čez napajanje, skrbi za preprečevanje motenj na napajalnih vodih.

c) DC analiza ojačevalnika s skupnim emitorjem [1], [5], [8]

Da bi lahko ojačevalnik deloval pravilno, moramo zagotoviti ustrezne enosmerne pogoje v vezju. Da se lahko lotimo DC analize vezja, moramo poznati napajalno napetost U_{CC} in h_{fe} parameter tranzistorja. Ker projektiramo predojačevalno vezje, moramo izbrati malosignalni tranzistor, na primer BC 547. Ko imamo ta dva podatka, se lotimo analize po korakih.

1. Korak: Določitev I_C kolektorskega toka. V kolikor projektiramo predojačevalnik brez osnove za ojačenje, lahko kolektorski tok določimo »na pamet«, in kasneje vidimo kakšno napetostno ojačenje nam je ta odločitev prinesla.

2. Za zgornjo ojačevalno stopnjo, bi torej imeli podatke:

- U_{CC} – napajalno napetost
- I_C – kolektorski tok
- h_{fe} – tokovni ojačevalni faktor

3. Korak : Izračuni uporov. Najprej iz tranzistorske enačbe določimo bazni tok.

$$I_B = \frac{I_C}{h_{fe}}$$

Zaradi stabilnosti vezja vključimo emitorski upor. Padec napetosti na njem določimo na osnovi praktičnih izkušenj. Vrednost izberemo od 10 do 15 % napajalne napetosti U_{CC} . [1]

$$U_{RE} = 10 \% \text{ od } U_{CC}$$

Po napetostnem Kirchhoffovem zakonu lahko izračunamo padec napetosti U_{R2} na uporu R_2 . Napetost med bazo in emitorjem je 0.7 V, kar je prebojna napetost diode.

$$U_{R2} = U_{BE} + U_{RE}$$

Tok, ki ga poganja napetostni vir U_{CC} , se razdeli na dva toka, na kolektorski tok I_C ter na tok čez upora R_1 in R_2 . Ta upora sestavljata napetostni delilnik. Tok, ki teče v ta delilnik, imenujmo prečni tok I_P . Prečni tok v tem delilniku se deli na dva toka, na bazni tok tranzistorja I_B , ki se preko notranje diode in emitorskega upora zaključuje na maso ter na tok skozi upor R_2 , I_{R2} . Ker želimo, da je razmerje napetosti na delilniku konstantno in neodvisno od obremenitve, bomo za prečni tok I_P izbrali tok, ki je mnogo večji od baznega toka. Od 10 do 50-krat večji od baznega toka I_B . [1]

$$I_P = 20 * I_B$$

Izračunajmo s pomočjo Kirchhoffovih zakonov upora R_1 in R_2 .

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{R2}}{I_P}$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}}$$

Da lahko računamo dalje, si izberemo potencial na kolektorju, ki je enak seštevku napetosti U_{CE} med kolektorjem in emitorjem in napetosti U_{RE} . Ker je točka izhoda kolektor, nam kolektorski potencial določa vrednost enosmerne napetosti na izhodu. Če hočemo doseči polno izkrmiljenje ojačevalnika, moramo postaviti to točko na polovico napajalne napetosti $\frac{U_{CC}}{2}$. Ker nam kolektorski upor R_C določa ojačenje stopnje, enosmerno delovno točko izhoda in kolektorski tok, je njegova vrednost bistvenega pomena. Da je napetost na kolektorju točno na polovici napajanja, ni bistvenega pomena. Če izberemo manjši ali večji upor R_C zaradi potrebe po določenem ojačenju, to lahko storimo. Izračunajmo torej kolektorski upor za največje izkrmiljenje.

$$U_{RC} = \frac{U_{CC}}{2}$$

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C}$$

Izračunajmo še emitorski upor:

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_C + I_B}$$

S tem smo zaključili izračun DC parametrov vezja.

d) AC analiza ojačevalnika s skupnim emitorjem [1], [5], [8]

V DC analizi smo tranzistor postavili v aktivno področje delovanja, da lahko ojača izmenični signal, ne da bi ga popačil. Zanimajo nas še najpomembnejši parametri, napetostno ojačenje stopnje A_u ter vhodna in izhodna upornost stopnje R_{vh} , R_{izh} . Da bi lahko opravili izračun teh parametrov, moramo tranzistor zamenjati z modelom za izmenične signale.



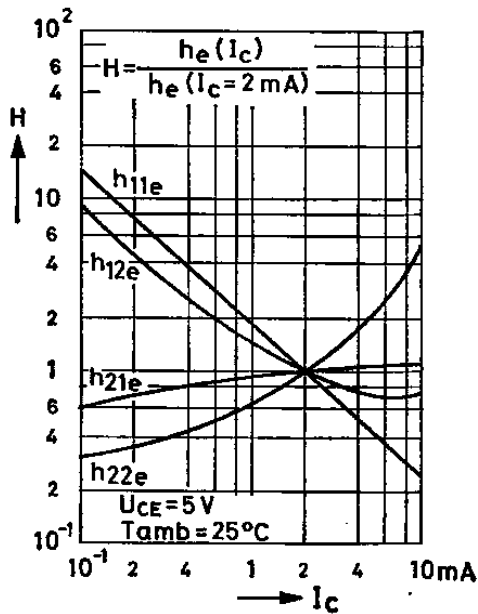
Slika 4: Hibridno nadomestno vezje BJT tranzistorja
 Vir: [1]

Na zgornji sliki je prikazano izmenično nadomestno vezje tranzistorja, s H parametri. Parametri h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} , se imenujejo hibridni parametri tranzistorja.

- h_{11} – vhodna upornost (Ω)
- h_{12} – povraten vpliv izhoda na vhod (brez enote)
- h_{21} – tokovno ojačevalni faktor (brez enote)
- h_{22} – izhodna prevodnost ($\frac{1}{\Omega} = S$)

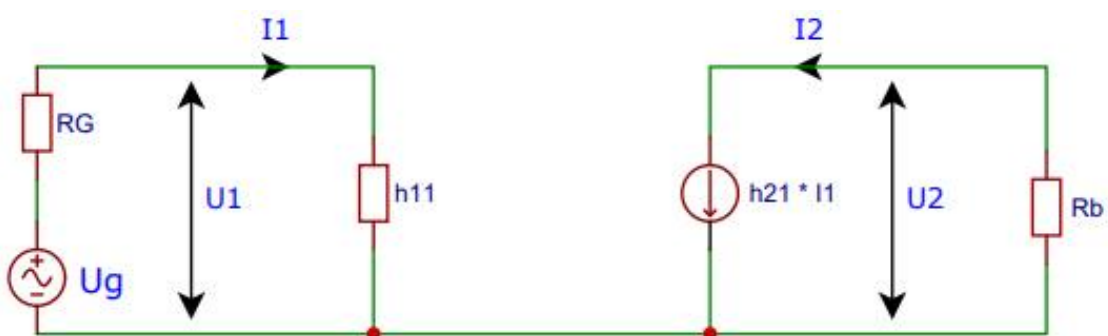
Hibridni parametri tranzistorja se dajo izmeriti za posamezen tranzistor, in nato uporabiti pri projektiranju vezji. Včasih so hibridne parametre proizvajalci podajali v katalogih tranzistorjev. H parametri so odvisni od delovne točke, zato so podani v odvisnosti od delovne točke – kolektorskega toka.

Upornost R_G nam predstavlja notranjo upornost napetostnega vira, katerega napetost ali tok hočemo ojačati, U_G pa napetost tega vira. R_B je breme, na katerem se pojavi ojačan signal.



Slika 5: Odvisnost h parametrov od delovne točke
 Vir: [1]

Iz slike 5 je razvidno, da lahko za ojačevalnike majhnih signalov razberemo hibridne parametre iz kataloga proizvajalca. Parametri so enostavno izmerljivi in bi jih lahko ob določenih preizkusih izmerili tudi sami. Ker pa je običajno parameter h_{22} zelo majhen, kar pomeni zelo veliko izhodno upornost, ga lahko pri majhnih signalih zanemarimo. Zanemarimo lahko tudi parameter h_{12} , ki je tudi ta zelo majhen, kar pomeni, da je vpliv izhoda na vhod zanemarljiv. Če upoštevamo le parametra h_{11} in h_{21} , dobimo poenostavljeno H nadomestno vezje.

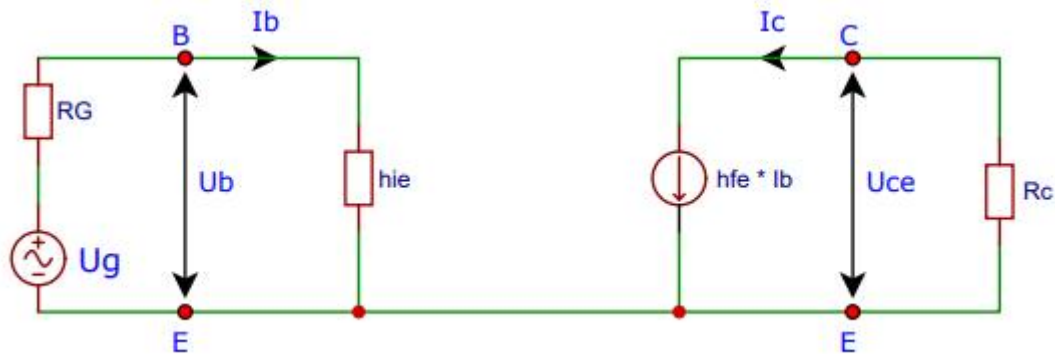


Slika 6: Poenostavljeno H nadomestno vezje
 Vir: [1]

Če preimenujemo parametre za orientacijo s skupnim emitorjem, lahko zapišemo :

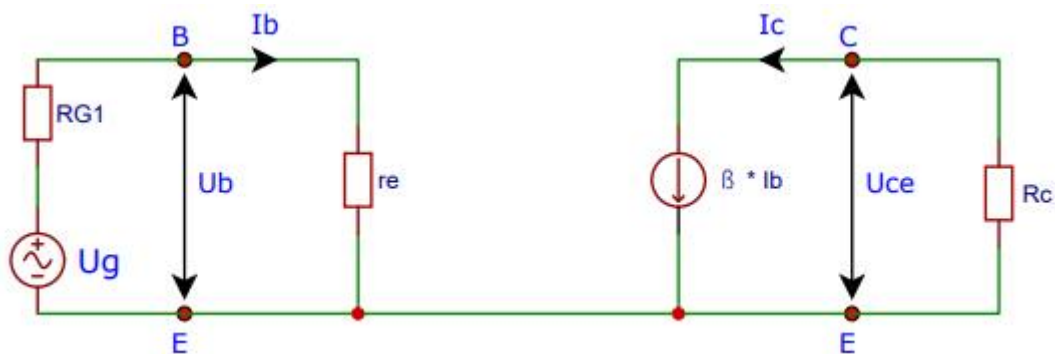
- $h_{11} = h_{ie} - H$ – input emitor – vhodna upornost tranzistorja
- $h_{21} = h_{fe} - H$ – forward emitor – tokovno ojačevalni faktor

Dobimo torej nadomestno vezje za ojačevalnik s skupnim emitorjem.



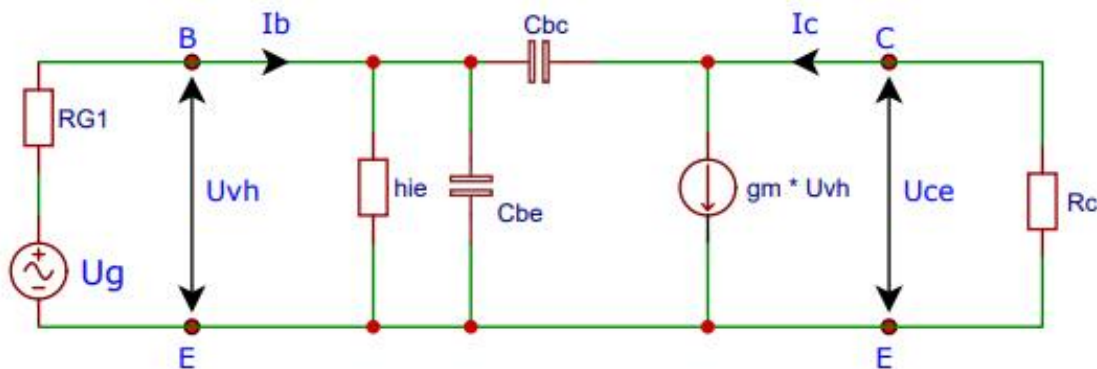
Slika 7: H nadomestno vezje za skupni emitor
 Vir: [1]

Z uporabo zgornjega nadomestnega vezja naredimo napako okoli 10 % ali malo več, vendar je to pri projektiranju praktično, saj so naši izračuni dosti hitrejši, grobe prilagoditve pa lahko izvajamo med testiranjem vezja. Iz zgornjega vezja lahko izpeljemo še »re model«. Prav tako omenimo še »hibridni pi model«.



Slika 8: »re« model tranzistorja
 Vir: [8]

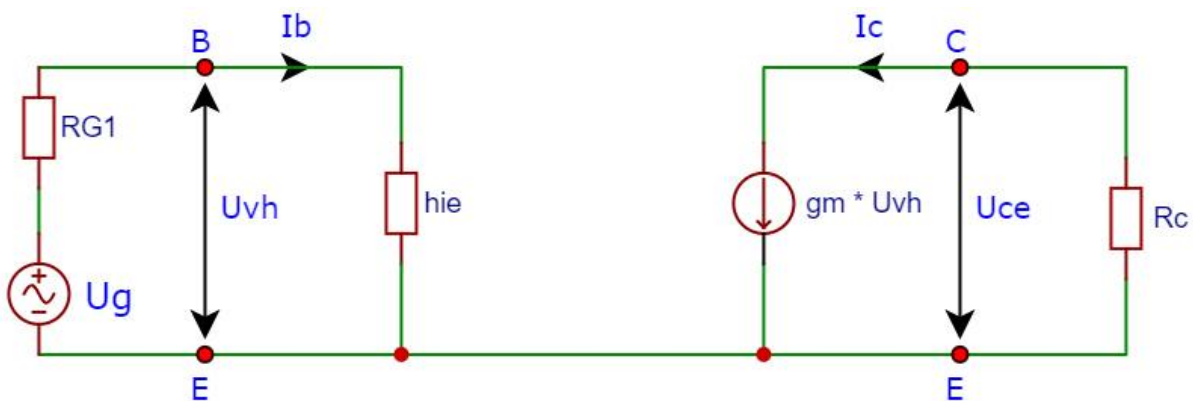
Na sliki 8 je viden »re« model bipolarnega tranzistorja, kjer je parameter $h_{fe} = \beta$, parameter $h_{ie} = r_e$.



Slika 9: "Hibridni pi model" BJT tranzistorja

Vir: [6]

H parametri pri visokih frekvencah niso konstantni, zato je potrebno za visoke frekvence za vsako frekvenco posebej izmeriti H parametre, kar ni praktično, zato poznamo »hibridni pi model«, ki upošteva medelektrodne kapacitivnosti.



Slika 10: Poenostavljen "Hibridni pi model" BJT tranzistorja

Vir: [6]

Na sliki 10 je viden poenostavljen »hibridni pi« model, ki je zelo podoben hibrinemu nadomestnemu vezju, z veliko spremembo. Izhoda ne tretiramo več kot tokovno reguliran tokovni generator, temveč kot napetostno reguliran tokovni generator.

Prenosna prevodnost g_m ali angl. transconductance, je definirana kot sprememba kolektorskega toka, po spremembi napetosti med bazo in emitorjem.

$$g_m = \frac{dI_C}{dU_{BE}}$$

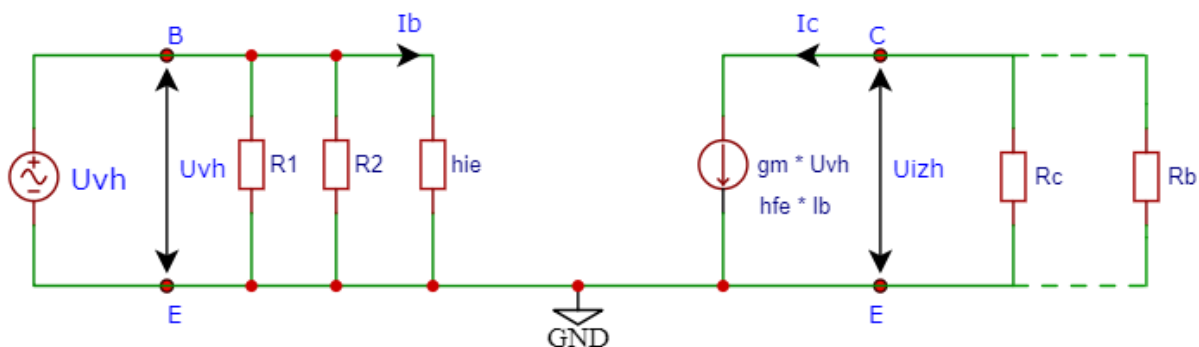
Če upoštevamo teorijo o diodi in uporabimo Schockleyev približek [21], da je termalna napetost diode U_T pri sobni temperaturi, enaka 26 – 27 mV, lahko z nekaj »kompleksnega« izražanja pridemo do zelo uporabnega izraza [22]:

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{I_C}{26 \text{ mV}}$$

Po pregledu vseh modelov, se odločimo za model, s katerim bomo izračunali AC parametre ojačevalnika. Če povzamemo, smo spoznali za naš primer, ko operiramo z avdio frekvencami, da vzamemo ali poenostavljen H model ali poenostavljen »hibridni pi model«. Največja razlika v izračunih bo prisotna zaradi enkrat uporabljenega h_{fe} parametra, drugič pa uporabljene prenosne prevodnosti g_m , ki pomeni uporabo približka termalne napetosti diode. U_T in h_{fe} se spreminjata s temperaturo, ampak je U_T dosti manj občutljiv na temperaturne spremembe kot h_{fe} . Pri projektiranju vezji uporabljamo oba. Izbira modela je odvisna od znanih podatkov in od vrste vezja, ki ga projektiramo.

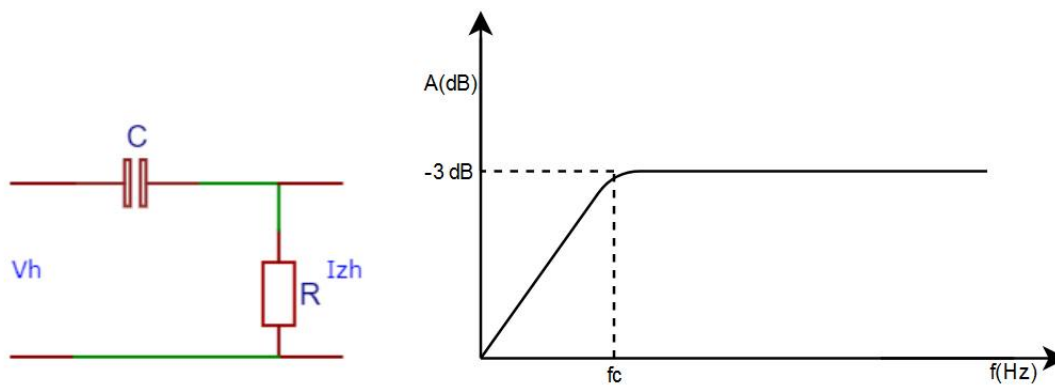
e) AC Analiza s poenostavljenim hibridnim modelom [1], [5], [8]

1. Korak: Vse enosmerne napajalne vire kratko sklenemo in tranzistor zamenjamo s hibridnim nadomestnim vezjem. (Slika 11).



Slika 11: AC nadomestno vezje ojačevalnika s skupnim emitorjem
 Vir: Lasten

Če kratkosklenemo DC napetost na viru, dobimo vzporedno vezavo napetostnega delilnika na vhodu, ki ga predstavljata R_1 in R_2 . Sledi model tranzistorja. Na kolektorski strani imamo k vzporedno tokovnemu generatorju vezan upor R_C in bremenski upor R_B , ki predstavlja notranjo upornost izhodne stopnje. Upor R_E v modelu in izračunih ni prisoten, ker je premoščen s kondenzatorjem C_E , ki emitorski upor kratkosklene za izmenično napetost. Vezna kondenzatorja na vhodu in izhodu nista prisotna v AC analizi, saj predpostavimo da predstavljata kratek stik za AC napetost. Vhodni in izhodni vezni kondenzator predstavljata enostopenjska RC filtra, skupaj z upornostma za njima.



Slika 12: Enostopenjski RC filter

Vir: https://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_3.html

Vhodni vezni kondenzator C_1 , ima »za sabo« vezano vzporedno vezavo R_1 , R_2 in h_{ie} . Za spodnjo frekvenčno mejo določimo 20 Hz in računamo po naslednji enačbi:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_N f_c}$$

$$\frac{1}{R_N} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{ie}}$$

Dobljena vrednost za avdio frekvence je v praksi od 100 nF pa vse do 100 μF, odvisno od upornosti, ki sledi veznemu kondenzatorju. Podobno velja za izhodni kondenzator C_2 , le da ima ta »za sabo« vezano notranjo upornost naslednje stopnje oz. bremenski upor R_B .

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_B f_c}$$

Kondenzator C_E , ki premošča emitorski upor za izmenične signale mora prav tako biti dovolj velik, da je frekvenčna meja dovolj nizka. V praksi vzamemo za vrednost upornosti kar vrednost emitorskega upora R_E [1], za spodnjo frekvenčno mejo pa prav tako vzamemo 20 Hz.

$$C_E = \frac{1}{2\pi R_E f_c}$$

Ko dobimo vrednost kondenzatorjev, vzamemo prvo večjo vrednost po lestvici. Če so kondenzatorji večji, nimamo težav, izogibamo pa se elektrolitskih kondenzatorjev, saj se z leti

starajo in jim raste serijska upornost, angl. ESR, kar je nezaželen pojav, saj nam slabi signal med stopnjami.

Izpeljemo napetostno ojačenje stopnje:

$$A_u = \frac{U_{izh}}{U_{vh}}$$

$$A_u = \frac{U_{izh}}{U_{vh}} = \frac{-I_C * (R_C \parallel R_B)}{I_B * (R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie})} = \frac{-I_B * h_{fe} * (R_C \parallel R_B)}{I_B * (R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie})} = \frac{-h_{fe} * (R_C \parallel R_B)}{(R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie})}$$

Po izražanju pridemo do izraza za izračun napetostnega ojačenja naše stopnje. Negativni znak pred kolektorskim tokom je prisoten zaradi smeri toka, ki je negativna. V imenovalcu, kjer imamo vzporedno vezavo uporov R_1 , R_2 in parametra h_{ie} , lahko upora R_1 in R_2 običajno zanemarimo, saj je upornost h_{ie} mnogo manjša od vzporedne kombinacije R_1 in R_2 , torej lahko zapišemo:

$$R_1 \parallel R_2 \gg h_{ie}$$

$$A_u = \frac{U_{izh}}{U_{vh}} = \frac{-h_{fe} * (R_C \parallel R_B)}{h_{ie}}$$

$$h_{ie} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_C}$$

Dobili smo enačbo za izračun napetostnega ojačenja stopnje. Določimo še vhodno in izhodno upornost stopnje. Vhodna upornost R_{VH} je vzporedna kombinacija upornosti R_1 , R_2 , h_{ie} , izhodna upornost pa je kar kolektorski upor R_C .

$$R_{VH} = (R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie})$$

$$R_{IZH} = R_C$$

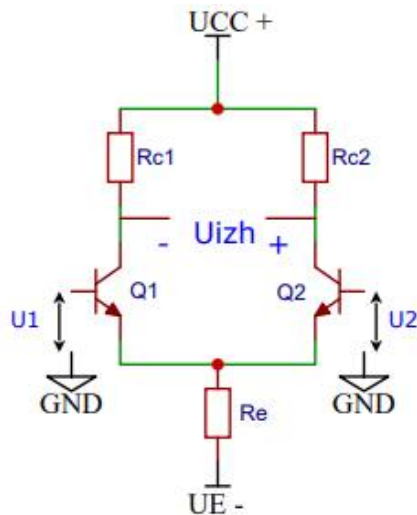
Izrazimo še napetostno ojačenje stopnje z uporabo prenosne prevodnosti g_m oziroma z uporabo poenostavljenega »hibridnega pi« modela.

$$A_u = \frac{U_{izh}}{U_{vh}} = \frac{-I_C * (R_C \parallel R_B)}{U_{vh}} = \frac{-g_m * U_{vh} * (R_C \parallel R_B)}{U_{vh}} = -g_m * (R_C \parallel R_B)$$

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{I_C}{26 \text{ mV}}$$

2.1.5. Diferencialni ojačevalnik – diferencialna stopnja

Kot vhodna stopnja močnostnih ojačevalnikov je pogosto uporabljen diferencialni ojačevalnik. Sestavljen je iz dveh emitorskih stopenj, katerih kolektorski tokokrog je povezan preko emitorskega upora, ki služi kot generator konstantnega toka za stopnjo. Uporabimo lahko tudi aktivni tokovni generator.



Slika 13: Diferencialni ojačevalnik

Vir: Lasten

Na vhodnih sponkah običajno ne želimo enosmerne napetosti zaradi potrebe po veznih kondenzatorjih, lahko priključimo upor R_E na negativno napetost in se izognemo baznim uporom. Izhod jemljemo med kolektorjema, zaradi simetričnosti vezave sta kolektorski napetosti enaki, zato na izhodu ni enosmernega premika izmenične komponente, angl. DC Offset.

Enosmerno delovanje vezja:

Ko na vhodih ni priključen signal, je na obeh bazah enaka napetost, zato sta oba tranzistorja enako odprta. Ob upoštevanju napetosti, lahko zapišemo:

$$U_1 = U_{BE1} + U_{RE} + (-U_E)$$

Enako velja za drugi tranzistor:

$$U_2 = U_{BE2} + U_{RE} + (-U_E)$$

Če želimo imeti na vhodih napetost 0 V, izračunamo napetost U_E .

$$U_E = -(U_{BE1} + U_{RE})$$

Ko na vseh vhodih ni signalov, sta oba tranzistorja enako odprta, zato je napetost na kolektorjih enaka. Če napetost na vhodu prvega tranzistorja naraste, se tranzistor bolj odpre, poveča se kolektorski tok, zaradi njega se poveča tudi emitorski tok, analogno se poveča tudi padec napetosti na upor R_E . Večja napetost na upor R_E povzroči manjšo napetost med bazo in emitorjem drugega tranzistorja, ki se zapre. Napetost na kolektorju prvega tranzistorja pade, na drugem tranzistorju pa naraste. Na izhodu drugega tranzistorja je signal v fazi z vhodnim, na izhodu prvega pa v protifazi. Diferencialni ojačevalnik nam vhodno napetost razdeli v dve obrnjeni napetosti, ki se seštejeta v izhodno napetost.

Ponavadi uporabljamo oba vhoda ojačevalnika. Ko pripeljemo na vhoda ista signala, je ojačenje enako nič, ko pa pripeljemo na vhoda različna signala, nam ojačevalnik ojača razliko vhodnih napetosti. Napetostno ojačenje lahko torej zapišemo kot:

$$A_U = \frac{U_{IZH}}{U_1 - U_2}$$

Sofaznih napetosti ojačevalnik ne ojačuje, protifazne pa nam ojača. Zaradi difference vhodnih napetosti se tudi imenuje diferencialni ojačevalnik. Delovanje lahko znatno izboljšamo, če namesto emitorskega upora uporabimo aktivni tokovni generator. Ker takrat dosežemo večjo simetrijo stopnje, zato so nelinearna popačenja manjša.

Pomemben parameter CMRR ali rejekcijski faktor nam pove, kako simetrična je diferencialna stopnja. Izračunamo ga kot količnik med izhodno napetostjo v protifaznem krmiljenju in izhodno napetostjo v sofaznem krmiljenju na vseh vhodih. CMRR je merilo kvalitete ojačevalnika, večji kot je, bolj ojačevalnik slabi sofazna signala na vseh vhodih. V praksi znaša od 10^3 do 10^6 . Za močnostne ojačevalnike ta parameter ni bistven. Bistven je pri predojačevalnikih majhnih signalov in pri balansiranih povezavah mikrofona, kjer želimo slabiti sofazne motnje zaradi dolgih povezovalnih vodnikov.

Izmenično delovanje vezja:

Če zapišemo napetostno ojačenje ene emitorske stopnje, z uporabo hibridnega pi modela, dobimo :

$$A_U = \frac{U_{IZH1}}{U_{VH1}} = \frac{-I_{C1} * R_C}{U_{VH1}} = \frac{-g_m * U_{VH1} * R_C}{U_{VH1}}$$

$$A_U = -g_m * R_C$$

Za izračun ojačenja te stopnje v praksi uporabimo poenostavljene enačbe.

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{I_C}{26 \text{ mV}}$$

$$h_{ie} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_C}$$

$$g_m \approx \frac{1}{h_{ie}}$$

$$A_U = -g_m * R_C = -\frac{1}{h_{ie}} * R_C = -\frac{R_C}{h_{ie}}$$

Stopnji lahko dodamo še emitorske upore, s katerimi zmanjšamo nelinearna popačenja, a s tem zmanjšamo tudi ojačenje, podobno kot pri stopnji s skupnim emitorjem. Te upore moramo upoštevati v poenostavljenem izračunu napetostnega ojačenja. Prištejemo jih notranji emitorski upornosti h_{ie} . Emitorski upor, ki je zdaj v vezju, služi kot generator konstantnega toka za oba tranzistorja. Ker teče tok vedno skozi oba tranzistorja, moramo upoštevati dvojni parameter h_{ie} in R_E , da dobimo izraz diferencialnega ojačenja, za izhodni signal pri odprtem drugem vhodu in signalu na prvem vhodu.

$$A_{Ud} = \frac{R_C}{2(h_{ie} + R_E)}$$

Zgornja enačba predstavlja poenostavljen izračun diferencialnega ojačenja stopnje, ko je pripeljan na vhod samo en signal, drug vhod pa je odprt. V kolikor nismo uporabili emitorskih uporov za stabilizacijo delovne točke, spustimo R_E pri izračunu. Ker večkrat iz ojačevalnika vzamemo izhod samo ene stopnje in ne diferencialnega, je ojačenje ene stopnje v tem primeru polovica diferencialnega ojačenja. Zgornji izraz torej delimo z dva.

$$A_U = \frac{R_C}{4(h_{ie} + R_E)}$$

Pogoji za simetričnost vezave so: uporaba tranzistorjev enakih tipov, uporaba enakih kolektorskih uporov, uporaba enakih emitorskih uporov. Temu primerna je tudi notacija veličin v enačbah, ki je napisana, upoštevajoč enakosti elementov. [3], [6], [5]

2.1.6. Aktivni tokovni generatorji

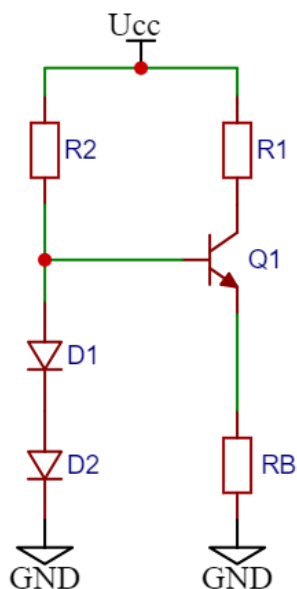
Aktivni tokovni generatorji ali generatorji konstantnega toka so zelo pomemben del vsakega ojačevalnika. Že pri diferencialnem ojačevalniku smo videli, da se je emitorski upor R_E obnašal kot generator konstantnega toka za stopnjo. Ker pa je upor temperaturno odvisen element, lahko uporabimo namesto njega aktivno vezje s tranzistorjem. Ker obstaja ogromno izvedb tokovnih generatorjev, ga v vezju pri analizi običajno označimo z njegovim simbolom. Puščica označuje smer toka.



Slika 14: Tokovni generator

Vir: Lasten

Glavna lastnost tokovnega generatorja je, da tok, ki ga odda bremenu, ni odvisen od napetosti na bremenu. Ta pojav je zaželen pri skoraj vseh polprevodniških elementih, že npr. pri LED diodi, predvsem pa pri simetričnih vezjih, kot je diferencialni ojačevalnik.



Slika 15: Osnovni aktivni tokovni generator

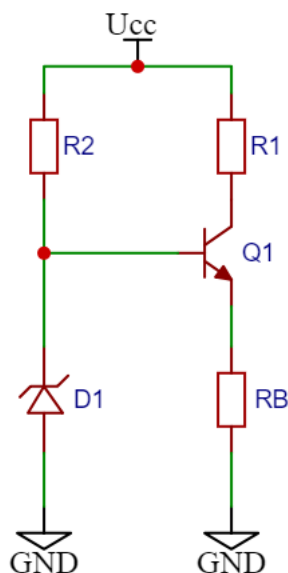
Vir: [6]

Večina tokovnih generatorjev dela na principu znane napetosti na kolektorskem uporu. Če

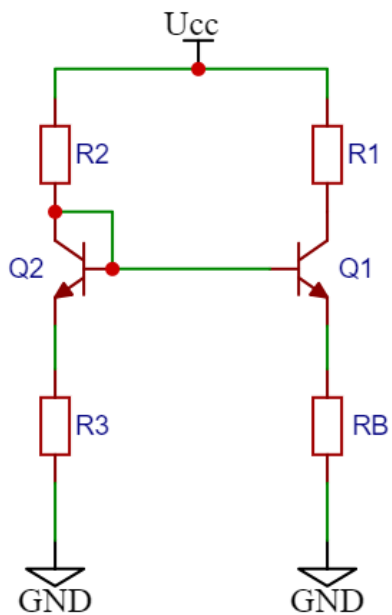
poznamo to napetost, lahko vedno izračunamo kolektorski tok, ki je enak bremenskemu toku in nazivnemu toku tokovnega generatorja. Vezava na sliki 15 je ena izmed osnovnejših. Napetostni delilnik na bazi tvori upor R_2 in dve usmerniški diodi. Namesto usmerniških diod bi lahko uporabili upor, uporabljeni sta prav zaradi temperaturne kompenzacije vezja, pa tudi zaradi enostavnosti, saj nam je padec napetosti na usmerniški diodi dobro poznan. Ta napetostni delilnik nam da znano napetost na bazo tranzistorja. Če odštejemo padec med bazo in emitorjem, poznamo napetost med emitorjem in maso, kar pa je napetost na uporu R_B , ki je v tem primeru breme. Tok skozi ta upor je enak toku skozi kolektorski upor in je nazivni tok tokovnega generatorja. Kolektorski tok je v veliki meri neodvisen od napetosti na kolektorju, torej imamo stabilen tokovni generator. V praksi se namesto upora R_B uporabi aktivno breme, v našem primeru tranzistorski ojačevalnik. Pomemben parameter tokovnega generatorja je tudi izhodna impedanca, ki pa je zelo odvisna od doslej zanemarjenega parametra h_{oe} , torej izhodne prevodnosti tranzistorja. [6],[7]

Izračunov tokovnih generatorjev ne prikažem, ker so enostavni, in so izvedeni v praktičnem delu naloge.

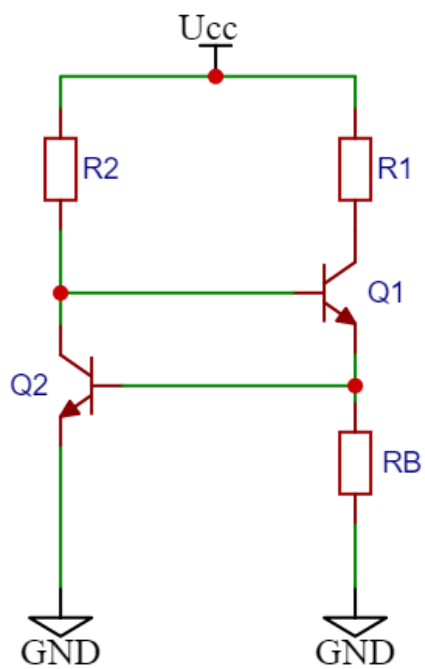
Še nekaj izvedb tokovnih generatorjev:



Slika 16: Tokovni generator z Zener diodo
 Vir: [6]



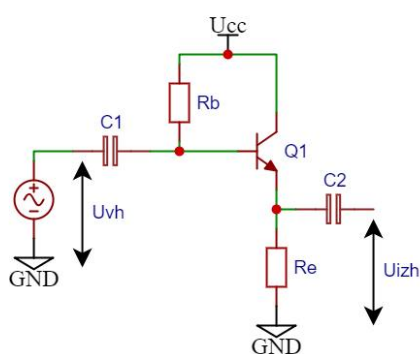
Slika 17: Tokovni generator s tokovnim zrcalom
Vir: [6]



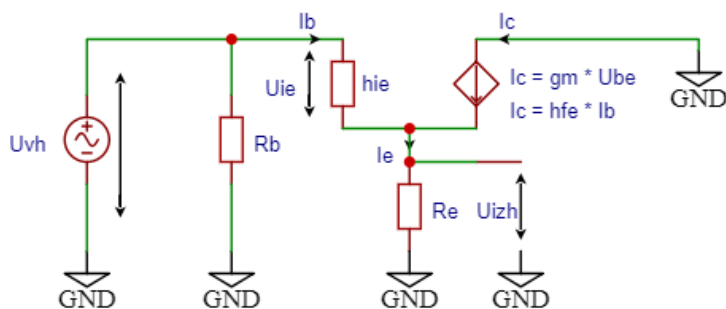
Slika 18: Tokovni generator s povratno vezavo
Vir: [6]

2.1.7. Stopnja s skupnim kolektorjem – emitorski sledilnik

Orientacija s skupnim kolektorjem, oz. emitorski sledilnik je ojačevalnik, katerega napetostno ojačenje je enako 1. Ima veliko tokovno ojačenje. Vhodna impedanca te stopnje je sorazmerno velika, izhodna impedanca pa je nizka, zato ga lahko karakteriziramo kot impedančni pretvornik s tokovnim ojačenjem. Zaradi teh lastnosti se ta stopnja uporablja na izhodih močnostnih ojačevalnikov, saj je zvočnik breme z nizko impedanco. Izrazimo napetostno ojačenje in izhodno impedanco stopnje. [7], [5], [3]



Slika 19: Emitorski sledilnik
 Vir: Lasten



Slika 20: Nadomestno vezje emitorskega sledilnika
 Vir: Lasten

Napetostno ojačenje stopnje :

$$U_{vh} = U_{ie} + U_{izh}$$

$$U_{ie} = U_{vh} - U_{izh}$$

$$U_{izh} = U_{ie} * g_m * R_E$$

$$U_{izh} = (U_{vh} - U_{izh}) * g_m * R_E$$

$$U_{izh} = g_m * U_{vh} * R_E - U_{izh} * g_m * R_E$$

$$U_{izh} + U_{izh} * g_m * R_E = g_m * U_{vh} * R_E$$

$$U_{izh} * (1 + g_m * R_E) = U_{vh} * g_m * R_E$$

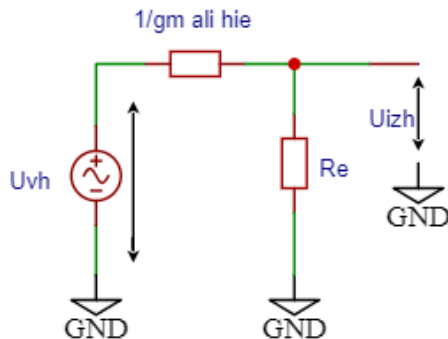
$$A_u = \frac{U_{izh}}{U_{vh}} = \frac{g_m * R_E}{1 + g_m * R_E}$$

$$A_u = \frac{U_{izh}}{U_{vh}} = \frac{R_E}{\frac{1}{g_m} * R_E}$$

Izraz $\frac{1}{g_m}$ je mnogo manjši od emitorske upornosti R_E , zato lahko zapišemo:

$$A_u = \frac{U_{izh}}{U_{vh}} = \frac{R_E}{\frac{1}{g_m} * R_E} \approx \frac{R_E}{R_E} \approx 1$$

Izhodna impedanca stopnje:



Slika 21: Nadomestno vezje emitorskega sledilnika za prikaz izhodne impedance
 Vir: Lasten

Izhodna impedanca, je impedanca elementov, ki jo »vidi« breme na izhodu. Če želimo poiskati to impedanco, moramo kratkoskleniti vse neodvisne vire v vezju. Tako dobimo izhodno impedanco vezja:

$$Z_{izh} = h_{ie} || R_E$$

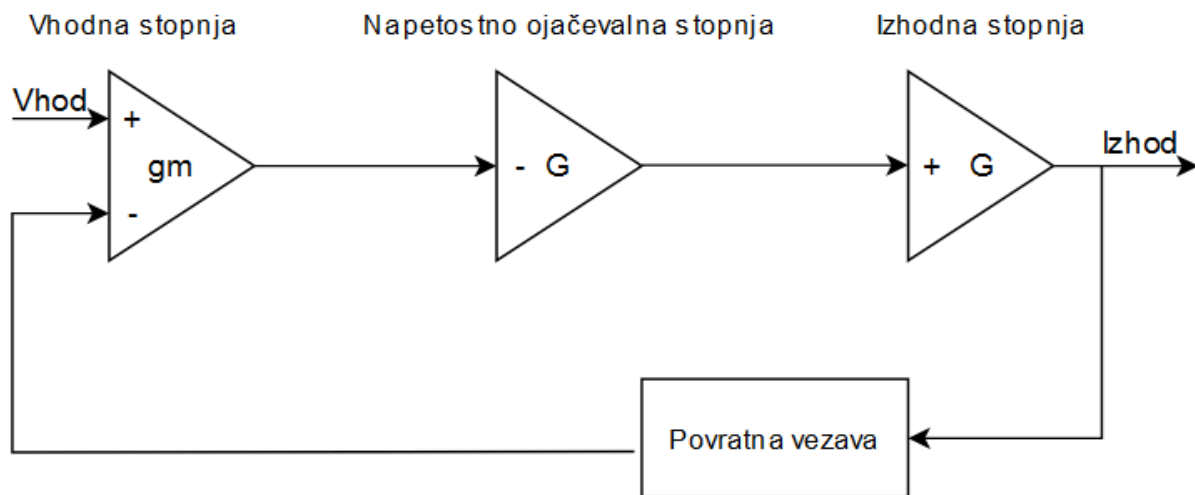
$$h_{ie} = \frac{1}{g_m} \ll R_E$$

$$Z_{izh} \approx h_{ie}$$

Veličine so izražene brez upoštevanja parametra h_{oe} , ki lahko pri tej orientaciji povzroči znatno drugačne rezultate. [7], [5],[3]

2.2 Močnostni ojačevalniki

2.2.1 Blok shema močnostnega ojačevalnika



Slika 22: Blok shema močnostnega ojačevalnika

Vir: [6]

Če združimo stopnje, ki smo jih spoznali do sedaj, dobimo blok shemo močnostnega ojačevalnika. Vsak močnostni ojačevalnik se sestoji iz:

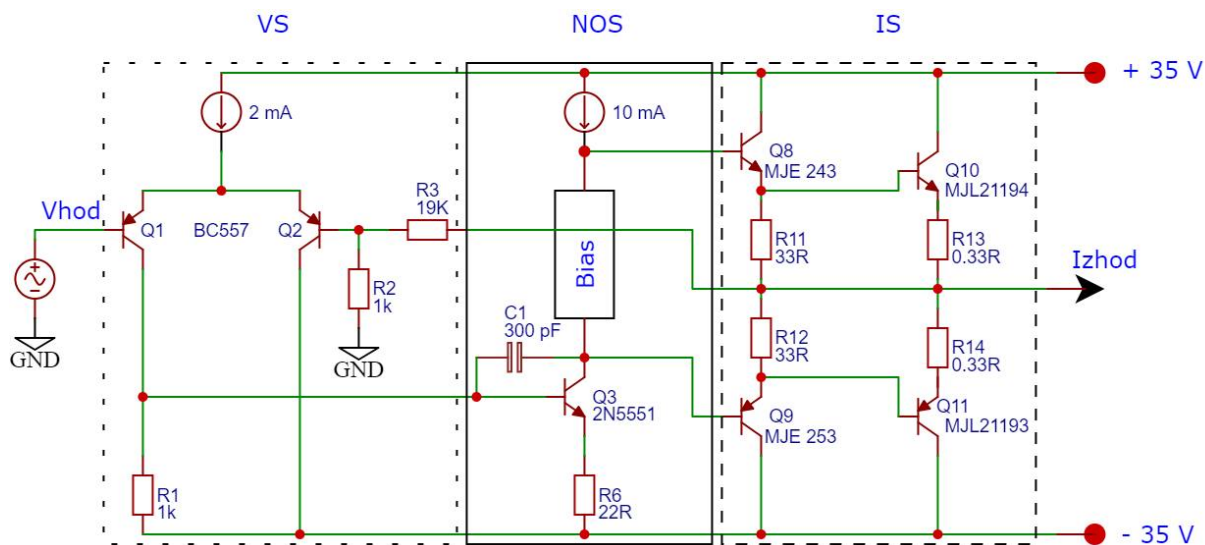
- Vhodne stopnje (VS)
- Napetostno ojačevalne stopnje (NOS)
- Izhodne stopnje (IS)

Vhodna stopnja, napetostno ojačevalna stopnja in izhodna stopnja so ojačevalniki z različnim ojačenjem, v različnih orientacijah. Vhodna stopnja predstavlja blok prenosne prevodnosti, drugi dve pa blok ojačenja, ki je označen s črko G, angl. gain. V nalogi je bila uporabljena v skicah črka G, namesto A za ojačenje. Prvi ojačevalnik je diferencialni, ker ima dva vhoda: + in -. Napetostno ojačevalna stopnja je invertirajoči ojačevalnik, izhodna pa neinvertirajoči. Vhodna stopnja in napetostno ojačevalna stopnja sta ojačevalnika napetosti, izhodna stopnja pa je ojačevalnik toka. Iz izhoda na vhod je povezana povratna vezava, ki je negativna.[6]

2.2.2 Delovanje močnostnega ojačevalnika

Če želimo razumeti delovanje močnostnega ojačevalnika kot celote, moramo govoriti o praktičnem primeru. Na sliki 23 je prikazana poenostavljena shema preprostega močnostnega

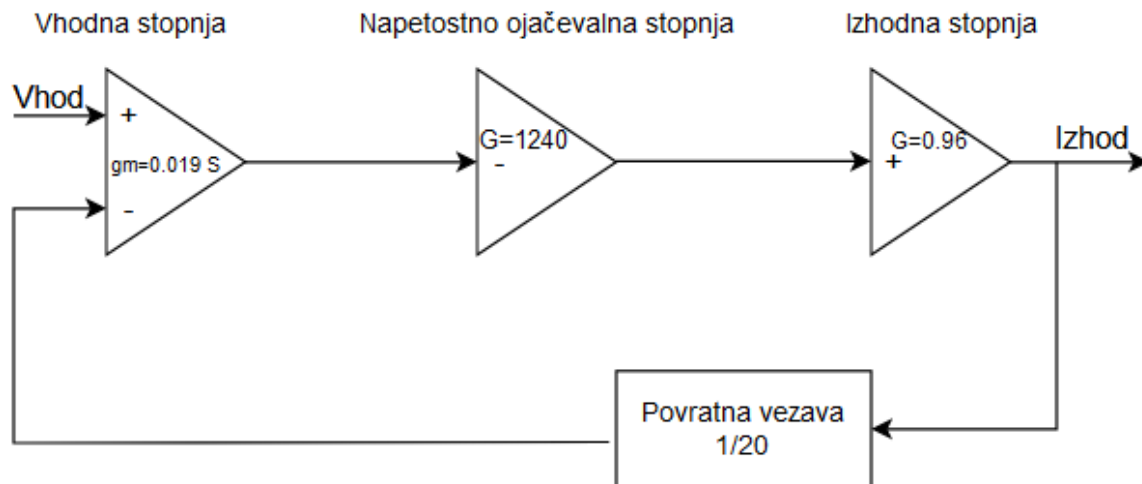
ojačevalnika z označenimi posameznimi stopnjami. Oznake stopenj se nanašajo na blok shemo v prejšnjem poglavju.



Slika 23: Preprosta shema močnostnega ojačevalnika
 Vir: [6]

Vhodna stopnja (VS):

Vhodno stopnjo predstavlja diferencialni ojačevalnik, ki ga napaja tokovni generator s tokom 2 mA. Na pozitivni vhod diferencialnega ojačevalnika je priključen vhodni signal, na negativni vhod pa je pripeljana povratna vezava iz izhoda. Povratna vezava je izvedena z napetostnim delilnikom, z uporabo R_2 in R_3 . Razmerje je 1 proti 19, kar pomeni, da se prenese iz izhoda približno 1/20 izhodnega signala nazaj na vhod. Ojačenje močnostnega ojačevalnika brez povratne vezave se imenuje ojačenje odprtega kroga, angl. open loop gain A_{ol} in je ogromno (enako kot pri operacijskem ojačevalniku). Če je ojačenje odprtega kroga ogromno, je lahko signal povratne vezave na negativnem vhodu diferencialnega para zelo majhen, da bi dobili željeno napetost na izhodu. Če sta signala na bazah Q1 in Q2 skoraj enaka, moramo dobiti na izhodu signal, ki je 20-krat večji od vhodne napetosti. Ojačenje ojačevalnika pri sklenjeni povratni vezavi se imenuje ojačenje zaprtega kroga, angl. closed loop gain A_{cl} , in je realno ojačenje ojačevalnika. [6]



Slika 24: Ojačenje močnostnega ojačevalnika pri nizkih frekvencah

Vir: [6]

Približno ojačenje vhodne stopnje je enako:

$$A_{vh} = \frac{R_C}{2(h_{ie} + R_E)}$$

$$R_C = R_1$$

$$R_E = 0 \Omega$$

Uporabimo približek:

$$h_{ie} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_C} = \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 26 \Omega$$

$$A_{vs} \approx -\frac{1}{2 \cdot h_{ie}} * R_C = -\frac{R_C}{2 \cdot h_{ie}} = -\frac{1000 \Omega}{2 \cdot 26 \Omega} = -19.23 \approx -19$$

Ker je diferencialni par napajan z 2 mA toka, lahko rečemo, da teče skozi vsak tranzistor 1 mA kolektorskega toka. Številka dva v imenovalcu enačbe za ojačenje pomeni dvakratno notranjo emitorsko upornost za oba tranzistorja. Približno ojačenje stopnje je torej 19-krat. Realno ojačenje je manjše, saj smo predpostavili, da vhodna stopnja ni obremenjena. Ker ima NOS stopnja, kateri sledi ogromno ojačenje, je njena vhodna upornost velika, ni pa zanemarljiva.

Vhodna stopnja je prikazana kot blok prenosne prevodnosti:

$$g_m = \frac{1}{2 * h_{ie}} = \frac{1}{2 * 26 \Omega} = 0,019 \text{ S}$$

Linearnost vhodne stopnje je bistvena pri kvaliteti celotnega ojačevalnika. Dober ojačevalnik se začne z dobro vhodno stopnjo, ki je napajana s stabilnim generatorjem konstantnega toka in z morebitnimi dodatnimi emitorskimi upori. V našem primeru niso prisotni. [6]

Napetostno ojačevalna stopnja (NOS):

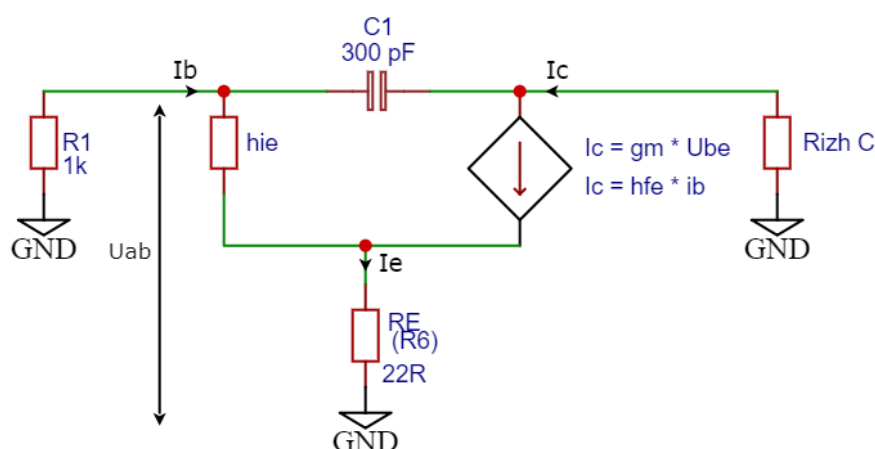
Napetostno ojačevalno stopnjo predstavlja stopnja s skupnim emitorjem, ki je napajana z generatorjem konstantnega toka 10 mA. Ta generator se obnaša skupaj z vhodno impedanco naslednje stopnje kot kolektorski upor. Opazimo, da je uporabljen emitorski upor, kar poveča linearnost stopnje. Skupna emitorska upornost $R_{E\,TOT}$, se torej sestoji iz zaporedne vezave notranje emitorske upornosti in upora R_6 . [6]

$$h_{ie} \approx \frac{26\,mV}{I_C} = \frac{26\,mV}{10\,mA} = 2.6\,\Omega$$

$$R_{E\,TOT} = h_{ie} + R_E = 2.6\,\Omega + 22\,\Omega = 24.6\,\Omega \approx 25\,\Omega$$

$$R_E = R_6$$

Pri opisu vhodne stopnje smo predpostavili, da je vhodna upornost NOS velika, ampak vseeno vpliva na ojačenje prve stopnje, saj jo prva stopnja »čuti« kot breme. Z_N predstavlja skupno impedanco elementov h_{ie} in R_E , U_{AB} pa napetost na teh dveh elementih. V nalogi bo večkrat zapisana vhodna ali izhodna upornost stopnje kot impedanca, zaradi lažje ločitve notranjih upornosti elementov in parametrov vezja. Vse medstopenjske impedance imajo skoraj samo ohmsko komponento, tako da so ekvivalentne izrazu – upornost. [6]



Slika 25: Nadomestno vezje NOS

Vir: [6]

$$I_C \approx I_E$$

$$U_{AB} \approx (h_{ie} * I_b) + (R_E * I_C) = (h_{ie} * I_b) + (R_E * h_{fe} * I_b) = I_b (h_{ie} + h_{fe} * R_E)$$

$$Z_N = \frac{U_{AB}}{I_b} = h_{ie} + h_{fe} * R_E = 2.6 \Omega + 100 * 22 \Omega = 2202 \Omega \approx 2500 \Omega$$

$$Z_{VH\ NOS} = Z_N || R_1 = 2500 \Omega || 1000 \Omega = 714 \Omega$$

Vidimo, da je vhodna impedanca NOS za več kot četrtno manjša od upora R_1 , ki smo ga uporabili za izračun napetostnega ojačenja prve stopnje, torej je napetostno ojačenje prve stopnje tudi manjše od izračunanega. Parameter h_{fe} smo odčitali iz kataloga proizvajalca, in smo predpostavili da je okoli 100 za tranzistor 2N5551. Ojačenje NOS pri nizkih frekvencah lahko izrazimo s poenostavljeno enačbo za napetostno ojačenje stopnje s skupnim emitorjem:

$$A_{u\ nos} \approx - \frac{R_{izh\ c}}{h_{ie} + R_E}$$

Ker nimamo kolektorskega upora, se obnaša kot kolektorski upor izhodna upornost tokovnega generatorja, ki stopnjo napaja in vhodna impedanca naslednje stopnje. V nadomestnem vezju je to element $R_{izh\ c}$. Ker je izhodna upornost tokovnega generatorja zelo velika, igra vlogo samo vhodna impedanca izhodne stopnje. Ker sta v izhodni stopnji pogonski in izhodni tranzistor v »darlington« konfiguraciji, se njuna parametra h_{fe} množita. Več o tem v nadaljevanju. Če izhajamo iz podobnih enačb kot predhodno in predpostavimo h_{fe} parameter za pogonska tranzistorja MJE243 in MJE253 okoli 100 in za izhodna tranzistorja okoli 50 in impedanco zvočnika bremena $Z_{zv} = 8 \Omega$, dobimo:

$$h_{fe\ tot} = h_{fe1} * h_{fe2} = 50 * 100 = 5000$$

$$Z_{VH\ IS} \approx h_{fe} * Z_{zv} = 5000 * 8 \Omega = 40\ k\Omega$$

Če zanemarimo notranjo upornost tranzistorja h_{ie} , dobimo poenostavljeno enačbo za izračun vhodne impedance IS, ki znaša okoli 40 kΩ. Napetostno ojačenje NOS je torej:

$$A_{u\ nos} \approx - \frac{R_{izh\ c}}{h_{ie} + R_E} = - \frac{40\ 000\ \Omega}{2.6\ \Omega + 22\ \Omega} = -1626 \approx -1600$$

Realno ojačenje NOS stopnje je dosti nižje, saj ima upornost $R_{izh\ c}$ vzporedno vezano še dodatno komponento in sicer parameter h_{oe} , ki pa predstavlja izhodno prevodnost tranzistorja. Izhodna prevodnost tranzistorja je v tem primeru pomembna, saj nam znatno poveča breme in

s tem zniža ojačenje. Izhodna prevodnost h_{oe} je odvisna od Earlijeve napetosti oz. Earlijevega efekta [23]. Earlijeva napetost se podaja v katalogu, in je za tranzistor 2N5551 okoli 100 V. Ker emitorski upor ni premošččen s kondenzatorjem, moramo upoštevati še razmerje med R_E in h_{ie} . Dejanska izhodna upornost bo parameter $\frac{1}{h_{oe}}$, pomnožen z razmerjem notranje emitorske upornosti in emitorskega upora. Izračun izhodne upornosti NOS:

$$\frac{1}{h_{oe}} = \frac{U_E + U_{CE}}{I_C} = \frac{100 \text{ V} + 35 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 13.5 \text{ k}\Omega$$

$$k = \frac{R_E}{h_{ie}} = \frac{22 \Omega}{2.6 \Omega} \approx 10$$

$$R_{izh \text{ NOS}} = \frac{1}{h_{oe}} * k = 135 \text{ k}\Omega$$

Izhodno upornost NOS moramo upoštevati kot vzporedno k skupni izhodni upornosti $R_{izh \text{ C}}$, ki znaša 40 k Ω . Dobimo okoli 31 k Ω , kar pa je dejanska izhodna impedanca. Sedaj lahko zapišemo dejansko ojačenje NOS stopnje, ki je zapisano tudi v blok shemi. [6]

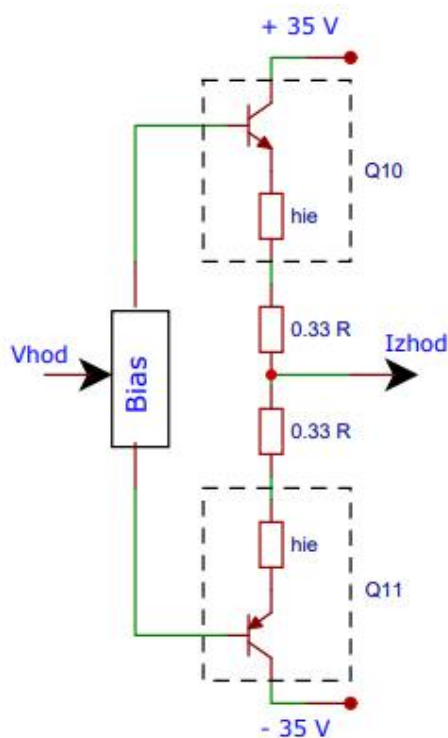
$$A_{u \text{ nos}} \approx - \frac{R_{izh \text{ C}}}{h_{ie} + R_E} = - \frac{31 \text{ 000 } \Omega}{2.6 \Omega + 22 \Omega} = -1260 \approx -1240$$

Ojačenje NOS vedno zaokrožimo navzdol za faktor 20 do 30, kar je praksa dobrega načrtovanja. [7]

Izhodna stopnja (IS):

Izhodna stopnja je v razredu AB, v »Darlington« vezavi. Q8 in Q9 sta pogonska tranzistorja, Q10 in Q11 pa sta izhodna tranzistorja. Upora R_{11} in R_{12} postavita mirovni tok pogonskih tranzistorjev na približno 20 mA. Upora R_{13} in R_{14} pa doprineseta temperaturni stabilnosti izhoda in se pomagata izogniti, angl. Crossover, motnjam, ki so velik problem »push pull« izhodnih stopenj. Izhodna stopnja ima ojačenje približno 1. Njena naloga je impedančna pretvorba, ker ima dokaj visoko vhodno impedanco, kot smo izračunali okoli 40 k Ω , izhodno pa 8 Ω . Njena naloga je tudi doprinos toka na izhod in jo zato lahko opišemo kot tokovni ojačevalnik. Izhodna tranzistorja sta v orientaciji s skupnim kolektorjem, kar pojasni vse navedene lastnosti. Na sliki 26 je prikazano nadomestno vezje izhodne stopnje. Izhodna

impedanca vsake polovice izhodne stopnje je približno seštevek notranje emitorske upornosti h_{ie} in emitorskega upora R_E . [6]



Slika 26: IS močnostnega ojačevalnika
Vir: [6]

majhnih napetosti na bazah teče tudi majhen kolektorski tok skozi oba tranzistorja, ki ga imenujemo mirovni tok. Določa nam popačenje izhodne stopnje in temperaturno stabilnost vezja. Zaradi segrevanja izhodnih tranzistorjev, moramo vedno izvesti temperaturno kompenzacijo izhoda v »Bias« vezju, katerega izvedb je ogromno, več o njem v nadaljevanju.

Izhodna impedanca in ojačenje:

Pri malosignalnih pogojih, torej ko teče nastavljen mirovni tok, kjer imamo za potrebe analize vse napajalne vire v kratkem stiku, je izhodna impedanca polovica izhodne impedance enega tranzistorja. Če predpostavimo, da je mirovni tok izhodne stopnje okoli 100 mA in impedanca

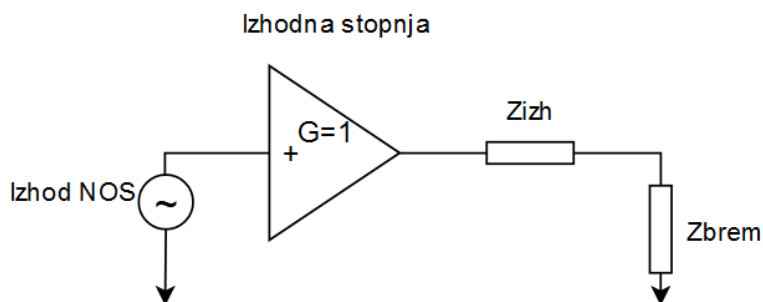
Kadar vhod – torej izhod NOS stopnje ojača pozitivno polperiodo se »bolj« odpre zgornji NPN tranzistor, kadar pa negativno, se bolj odpre spodnji PNP tranzistor. Torej imamo na izhodu tok, ki enkrat teče od pozitivne sponke napajanja, preko bremena – zvočnika na maso, enkrat pa od mase preko bremena na negativno sponko napajanja. Da bi bil preklopni čas obeh tranzistorjev dovolj majhen, moramo priključiti na bazi obeh tranzistorjev dodatno enosmerno napetost, ki ju delno prevodno polarizira. Tranzistorja moramo torej odpreti čisto malo, toliko da sta prevodno polarizirana. Pomeni, da moramo zagotoviti na bazi vsakega potencial okoli 0.7 V. Na NPN tranzistor +0.7 V na PNP pa -0.7 V. Polarizacija je angl. biasing, zato imamo v shemi blok, kjer imamo oznako »Bias«. To je vezje za pridobivanje ustreznih začetnih napetosti na bazah. Zaradi prisotnosti teh

bremena 8Ω , lahko izračunamo izhodno impedanco in napetostno ojačenje za malosignalne pogoje:

$$Z_{izh} (\text{malosignalna}) = \frac{(h_{ie} + R_E)}{2} = \frac{(0.26 \Omega + 0.33 \Omega)}{2} \approx 0.3 \Omega$$

$$h_{ie} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{c0}} = \frac{26 \text{ mV}}{100 \text{ mA}} = 0.26 \Omega$$

Ojačenje stopnje emitorskega sledilnika je 1, torej ojačenje določa napetostni delilnik, določen z izhodno impedanco izhodne stopnje in impedanco bremena. [6]



Slika 27: Izhodna stopnja - bremenski delilnik

Vir: [6]

$$A_u = \frac{Z_{brem}}{(Z_{izh} + Z_{brem})} = \frac{0.3 \Omega}{(0.3 \Omega + 8 \Omega)} = 0.96$$

Ojačenje pri malosignalni analizi pa ni enako ojačenju pri normalnem obremenjenem delovanju. Ker med delovanjem ne teče samo mirovni tok, ampak še bremenski, in ker je pri večjih iznihajih vhodne napetosti prevodno polariziran samo eden izmed tranzistorjev, se pri velikosignalni analizi izhodna impedanca podvoji. Pri večjih tokih postane notranja emitorska upornost h_{ie} zelo majhna. Pri 1 A toka je še samo 0.026Ω , pri 10 A je teoretično le 0.0026Ω . Zato je izhodna impedanca pri velikosignalni analizi približno enaka emitorskemu upor. [6]

$$Z_{izh}(\text{velikosignalna}) \approx R_E = 0.33 \Omega$$

Temu je namenoma tako, saj hočemo imeti konstanto ojačenje stopnje v mirovanju in pri obremenitvi, saj to zmanjša nelinearna popačenja. Zato velja pravilo:

$$R_E \approx h_{ie}(\text{malosignalna})$$

Nelinearna popačenja izhodne stopnje so zmanjšana s tem, da poskušamo približati malosignalno in velikosignalno ojačenje na isto vrednost z izbiro emitorskega upora, ki je približno enak malosignalni emitorski upornosti $h_{ie}(\text{malosignalna})$.

2.2.3 Mirovni tok izhodne stopnje

Če je mirovni tok prevelik, teče v mirovanju skozi izhod velik tok, ki povzroča izgube in segrevanje izhodnih in pogonskih tranzistorjev. Če je mirovni tok premajhen, izhodna stopnja ni dovolj »odprta« in ni zmožna izvajati impedančne pretvorbe iz NOS na breme brez ogromnih popačenj signala. [6]

Optimalni mirovni tok za izhodno stopnjo v razredu AB, je takšen I_{C0} , ki povzroči približno 26 mV padca napetosti na vsakem izmed izhodnih emitorskih uporov. V prejšnjem poglavju smo videli, da mora biti emitorski upor vsakega izmed izhodnih tranzistorjev enak njegovi notranji emitorski upornosti, pri toku I_{C0} . Izhajajmo iz tega dejstva:

$$h_{ie} \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_C}$$

$$I_{C0} = \frac{26 \text{ mV}}{R_E} = \frac{26 \text{ mV}}{0.33 \Omega} \approx 79 \text{ mA} \approx 100 \text{ mA}$$

Vidimo, da je mirovni tok I_{C0} tisti tok, pri katerem velja, da je izpolnjen pogoj:

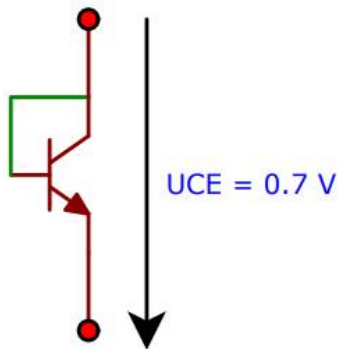
$$R_E \approx h_{ie}(\text{malosignalna})$$

Mirovni tok smo zaokrožili navzgor, saj se v praksi mirovni tok nastavlja s pomočjo »bias« vezja, ker se ga ne da natančno preračunati, ker so realni elementi drugačni od idealiziranih. To pomeni, da moramo za vsak ojačevalnik posebej nastavljanje mirovni tok.

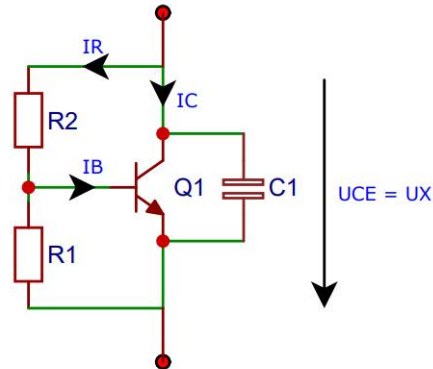
2.2.4 Vezje za nastavitev izhodnega mirovnega toka ali »bias« vezje

V praksi namesto bloka »bias«, prikazanega na sliki 26, uporabimo vezje za nastavitev mirovnega toka. Obstaja veliko različnih načinov nastavitve, oz. veliko vezji, ki služijo temu

namenu. Poglejmo največkrat uporabljenega in najboljšega, ker ima poleg tega, da omogoča ročno nastavitve mirovnega toka, tudi temperaturno kompenzacijo. Imenuje se angl. Ube multiplier oz. Ube množilnik. [6], [7], [1]



Slika 28: Tranzistor kot dioda
 Vir: Lasten



Slika 29: "Ube" množilnik
 Vir: Lasten

Na sliki 29 lahko vidimo Ube množilno vezje. Da bi pravilno nastavili mirovni tok izhodne stopnje, moramo nastaviti padec napetosti »med« pogonskima tranzistorjema tako, da dobi vsak tranzistor potrebno napetost med bazo in emitorjem. Ube množilnik nam omogoča nastavljanje padca napetosti na tranzistorju Q1. Tranzistor s sklenjenima bazo in kolektorjem nam predstavlja diodo s padcem okoli 0.7 V, kar je vidno na sliki 28. Če pa med priključke vstavimo R_1 in R_2 , lahko nastavljam padec U_X , padec na Ube množilniku. Če nastavimo tok I_R mnogo večji od I_B , v praksi okoli 10 krat [7], lahko zapišemo:

$$I_R \approx 10 * I_B, \text{ sledi : } I_R \gg I_B, \text{ torej: } I_{R1} \approx I_{R2}$$

$$I_{R1} = \frac{U_{BE}}{R_1}$$

$$U_{R2} = \frac{U_{BE}}{R_1} * R_2$$

$$U_{CE} = U_X \approx U_{BE} + \left(U_{BE} * \frac{R_2}{R_1} \right) = U_{BE} * \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Vidimo da je končna enačba za padec na vezju U_X odvisna od zmožka napetosti U_{BE} in razmerja uporov, zato se vezje tudi imenuje Ube množilno vezje. Vezje ima tudi pomembno lastnost, in sicer pri segrevanju tranzistorja Q1, se padec napetosti U_X manjša, kar pomeni, da se manjša tudi mirovni tok I_{C0} izhodne stopnje. Prav zato moramo Q1 namestiti tako, da je v termalnem stiku z izhodnimi tranzistorji, da se lahko obnaša kot nekakšna temperaturna kompenzacija, oz.

Zaščita izhodnih tranzistorjev. Če uporabimo nastavljiv upor R_2 , in R_1 kot fiksni upor, lahko precizno nastavljamo padec napetosti U_X in s tem tudi mirovni tok izhoda. Kondenzator C_1 je vezan vzporedno s celotnim vezjem zato, da vezje kratkosklene za izmenične napetosti, kar pomeni, da vstavitve Ube množilnika v bremenski tok NOS ne bo povzročila spremembe AC parametrov, torej ne bo vplivala na ojačenje NOS. [6], [7], [1]

2.2.5 Skupno ojačenje močnostnega ojačevalnika in povratna vezava

Skupno ojačenje celotnega močnostnega ojačevalnika je zmnožek ojačenj vsake izmed stopenj. Ker ima ojačevalnik izvedeno povratno vezavo, jo za zdaj izpustimo.

$$A_{U_{tot}} = A_{U_{vs}} * A_{U_{nos}} * A_{U_{is}} = 19 * 1240 * 0.96 = 22\ 617 \approx 22\ 600$$

$$A_{U_{tot}} = A_{ol}$$

Skupno ojačenje ojačevalnika brez sklenjene povratne vezave se imenuje ojačenje odprtega kroga, angl. open loop gain in je zelo veliko. Ojačenje A_{ol} , torej ojačenje odprtega kroga mora biti veliko, da lahko povratna vezava opravi svojo »nalogo« [6]

Ojačenje celotnega močnostnega ojačevalnika pri sklenjeni negativni povratni vezavi, se imenuje ojačenje zaprtega kroga, angl. closed loop gain in je, kot že povedano, realno ojačenje ojačevalnika. Definirano je z razmerjem uporov v povratni vezavi – upora R_2 in R_3 . (slika 23). Upora tvorita napetostni delilnik, ki deli izhodno napetost ojačevalnika v razmerju $R_3 : R_2$.

$$A_{cl} = \frac{R_3}{R_2} = \frac{19\ k\Omega}{1\ k\Omega} = 19 \approx 20$$

Ojačenje zaprtega kroga A_{cl} , je majhno in realno. Pomeni, da če bomo pri sklenjeni povratni vezavi, kar je pri normalnem delovanju izvedeno, na vhod pripeljali 1 V signala, bomo na izhodu dobili 20 V.

Ker negativna povratna vezava »oslabi« signal na izhodu 20-krat, lahko zapišemo, da je ojačenje (dušenje) povratne vezave okoli 1130-kratno.

$$A_{nfb} = \frac{A_{ol}}{A_{cl}} = \frac{22\ 600}{20} = 1130$$

Ojačenje, ki ga dobimo z razmerjem ojačenj odprtega kroga in zaprtega kroga, je ojačenje negativne povratne vezave, angl. Negative feedback A_{nfb} . To ojačenje nam predstavlja slabljenje nelinearnih popačenj ojačevalnika. Večje kot je, manjše bo harmonsko popačenje ojačevalnika, za katerega si želimo, da je čim manjše. Iz zgornje enačbe vidimo, da če hočemo,

da je slabljenje »motenj«, A_{nfb} - negativne povratne vezave dobro, mora biti ojačenje odprtega kroga zelo veliko. Izrazimo še ojačenje zaprtega kroga, odprtega kroga in slabljenje negativne povratne vezave v decibelih. [6]

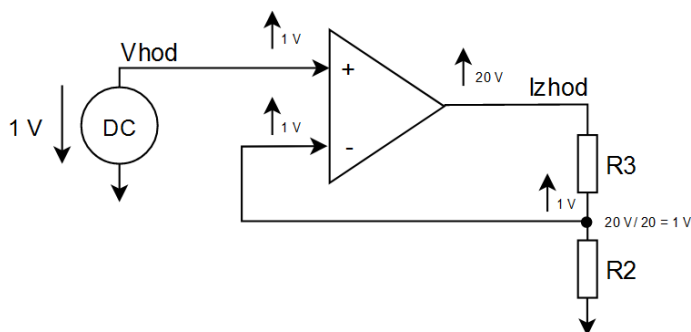
$$A_{cl (dB)} = 20 \log A_{cl} = 20 \log 20 = 26 \text{ dB}$$

$$A_{ol (dB)} = 20 \log A_{ol} = 20 \log 22\,600 = 87 \text{ dB}$$

$$A_{nfb (dB)} = 20 \log A_{nfb} = 20 \log 1130 = 61 \text{ dB}$$

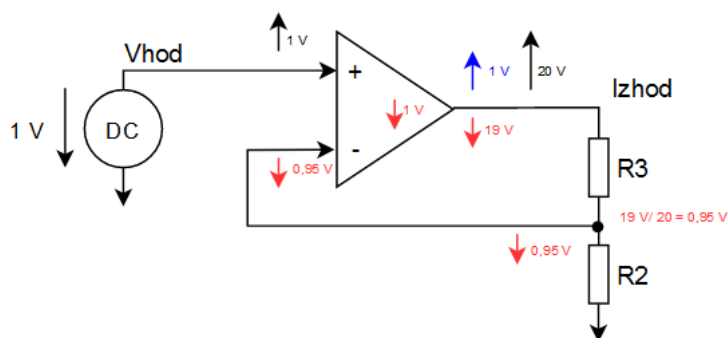
Ojačevalnik ima torej ojačenje vhodnega signala okoli 26 dB, povratna vezava pa ima okoli 61 dB slabljenja popačenj, kar je skoraj dva in pol krat več kot ojačenje ojačevalnika.

Ker je naš celotni ojačevalnik neinverzirajoči ojačevalnik, ker je vhodni signal v fazi z izhodnim, ga lahko za razlago povratne vezave poenostavimo na samo en ojačevalni blok, z diferencialnim vhodom. V namen razlage negativne povratne vezave operirajmo z enosmerno napetostjo na vhodu.



Slika 30: Popoln poenostavljen močnostni ojačevalnik
Vir: Lasten

Na zgornji sliki vidimo delovanje povratne vezave pri popolnih pogojih. To pomeni, da ojačevalnik ne povzroči nobene motnje ali povečanja/zmanjšanja signala. Če je vhodna napetost 1 V, je izhodna po formuli za ojačenje 20 V, na negativnem vhodu pa imamo prav tako 1 V, saj nam napetostni delilnik deli v razmerju 1/20.



Slika 31: Realen poenostavljen močnostni ojačevalnik

Vir: Lasten

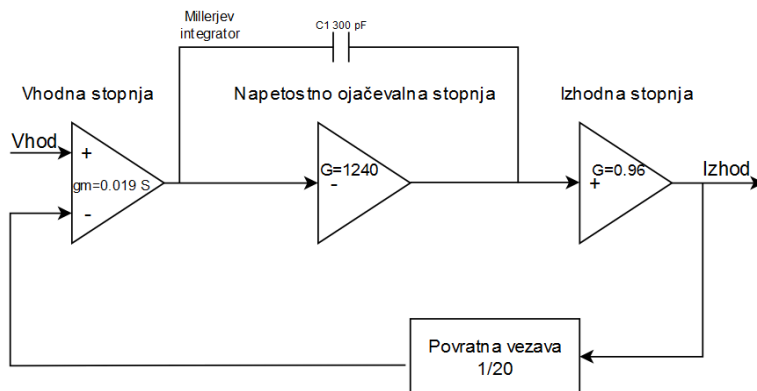
Na zgornji sliki so razmere drugačne kot na prvi. Na vhodu imamo še vedno 1 V, a na izhodu dobimo le 19 V. Nekaj v ojačevalniku se je spremenilo, saj smo v njem »izgubili« 1 V napetosti. Vzrok temu je lahko temperaturna sprememba – torej segrevanje. Naša negativna povratna vezava pa pripelje nazaj na negativni vhod 1/20 od 19V, torej 0,95 V. Ker diferencialni ojačevalnik, ki je na vhodu, ojačuje razliko, nam bo ojačal $1\text{ V} - 0,95\text{ V} = 50\text{ mV}$. Če teh 50 mV pomnožimo z ojačenjem, ki je 20-krat dobimo 1 V. Ta 1 V napetosti bomo dobili na izhodu (označen z modro) in se bo prištelo 19 V (označeno z rdečo). Dobili smo željeno napetost na izhodu, 20 V. To je le kratka in poenostavljena razlaga negativne povratne vezave pri enosmernih razmerah.

Pri izmeničnih razmerah se nam praviloma ne pojavljajo razlike v potencialih. Na izhodu dobimo ojačan vhodni signal, njemu pa so prišteti še višji harmoniki, ki nastanejo zaradi že večkrat omenjenega nelinearnega popačenja izhodne stopnje. Torej na vhod pripeljemo izmenični signal, na izhodu dobimo ojačan signal, 20-kratnik vhodnega. Tega delimo z 20 in ga pripeljemo na negativni vhod. Ker diferencialni ojačevalnik ojačuje protifazne signale, sofazne pa slabi, ostane del izhodnega signala pripeljanega na negativni vhod (ki je kopija vhodnega signala, le da ojačana) nespremenjen. Tisti del izhodnega signala na negativnem vhodu, ki vsebuje harmonska popačenja, ki so se pojavila znotraj ojačevalnika, pa je različen od vhodnega signala na pozitivnem vhodu. Diferencialni ojačevalnik ojača razliko med pozitivnim in negativnim vhodom, torej od vhodnega signala na pozitivnem vhodu odšteje harmonike na negativnem vhodu, kar pomeni, da jim obrne fazo. Te harmonske komponente se ojačajo z obrnjeno fazo za 180° , kar pomeni, da se na izhodu odštejejo od prej generiranih komponent. Ta proces se ponavlja. Kot že prej omenjeno, večje kot je razmerje med ojačenjem odprtega kroga in ojačanjem zaprtega kroga, večje je ojačanje negativne povratne vezave, večje je slabljenje nelinearnih popačenj – harmonskih komponent. Tako negativna povratna vezava

po eni strani zmanjšuje nelinearna – harmonska popačenja, po drugi strani pa nam ohranja ojačenje ojačevalnika konstanto in stabilno. [6]

2.2.6 Millerjeva kompenzacija

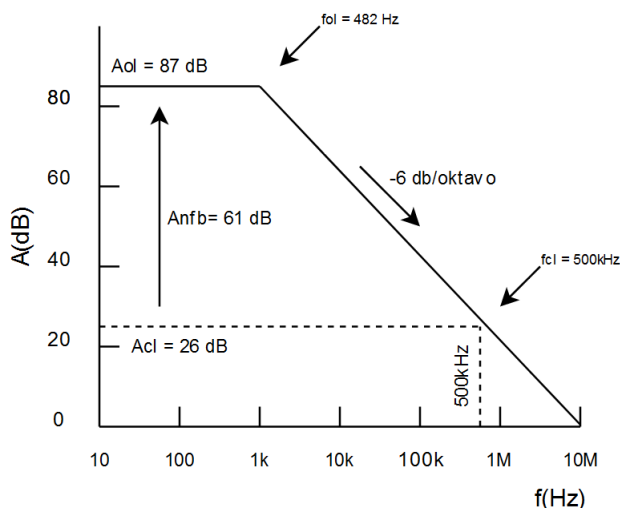
Ena izmed tehnik omejevanja zgornje meje pasovne širine ojačevalnika, se imenuje Millerjeva kompenzacija in je izvedena s ti. Millerjevim kompenzacijskim kondenzatorjem. V našem primeru je Millerjev kondenzator C_1 , s kapacitivnostjo 300 pF. Millerjeva kompenzacija je stabilizacija negativne povratne vezave, z omejitvijo pasovne širine navzgor. Močnostni ojačevalnik mora imeti zgornjo mejo pasovne širine dosti večjo, kot je najvišja frekvenca, ki jo želimo ojačati, ta pa je 20 kHz za avdio ojačevalnike. Tako je zato, da ohranimo dovolj veliko slabljenje motenj negativne povratne vezave pri višjih frekvencah v avdio spektru. [6]



Slika 32: Millerjeva kompenzacija

Vir: [6]

Kompenzacijski kondenzator je povezan med kolektor in bazo NOS tranzistorja, kar pomeni, da je povezan za izmenične razmere med vhod in izhod NOS stopnje. Pri nizkih frekvencah lahko ta kondenzator zanemarimo, saj je njegova reaktanca X_C zanemarljivo velika. Z višanjem frekvence X_C pada, kar pomeni, da bo pri nizkih frekvencah ojačenje prvih dveh stopenj njun zmnožek. Pri visokih frekvencah, ima C_1 dovolj nizko reaktanco, da ves tok iz vhodne stopnje teče skozenj, namesto v bazo NOS tranzistorja. NOS je postala t.i. Millerjev integrator, kjer je izhodna napetost integral vhodnega toka. Z višanjem frekvence ojačenje NOS torej pada, in sicer v razmerju kapacitivne upornosti na C_1 , in skupne notranje emitorske upornosti V_S . $(\frac{X_C}{h_{ie} vs tot})$. Frekvenca, kjer začne ojačenje ojačevalnika padati s strmino 6 dB na oktavo (2 krat višjo frekvenco od začetne), je tam, kjer se začne zgornja frekvenčna meja ojačevalnika. Ta frekvenca in drugi podatki so vidni v bodejevem diagramu ojačevalnika. Na tem diagramu so prikazana ojačenja ojačevalnika v odvisnosti od frekvence. [6]



Slika 33: Bodejev diagram ojačevalnika

Vir:[6]

Bodejev diagram ojačevalnika je idealiziran z ravnimi črtami. Realen odziv je drugačen, vendar nam za namen razlage zadostuje skica na sliki 33. Ojačenje odprtega kroga A_{ol} začne pri nizkih frekvencah padati pri nekje 482 Hz, kar je tudi zgornja meja pasovne širine ojačevalnika pri odprtem krogu in je hkrati frekvenca, kjer še NOS ohrani svoje preračunano napetostno ojačenje, in pri kateri je efekt Millerjevega kondenzatorja zanemarljiv. Izrazimo spremenjeno napetostno ojačenje NOS, pri kompenzirani stopnji kot A_x in izrazimo zgornjo mejo pasovne širine, pri A_{ol} .

$$A_x = \frac{X_C}{h_{ie\ vs}} = \frac{X_C}{2 \cdot h_{ie}}, \text{ sledi: } X_C = 2 A_x \cdot h_{ie}, \text{ ker je: } A_x = A_{ol}, X_C = 2 A_{ol} \cdot h_{ie}$$

Ker računamo zgornjo mejo pasovne širine pri odprtem krogu, je ojačenje A_x enako A_{ol} , saj kompenzacija še nima učinka. Izračunajmo torej to mejno frekvenco.

$$X_C = 2 A_{ol} \cdot h_{ie} = 2 \cdot 22\,600 \cdot 26\ \Omega \approx 1,1\ M\Omega$$

$$f_{ol} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot X_C \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,1\ M\Omega \cdot 300\ pF} = 482\ Hz$$

A_{cl} , ojačenje zaprtega kroga s sklenjeno povratno vezavo, je 26 dB in je označeno s črtkano črto. Kjer se seka s padajočim ojačenjem A_{ol} , je zgornja meja pasovne širine ojačevalnika s sklenjeno povratno vezavo. Ta pa je pribl. 500 kHz. Vmes je prikazano ojačenje A_{nfb} , ki prikazuje količino negativne povratne vezave. Iz grafa je razvidno, da večje kot je to področje, večja je zgornja meja pasovne širine ojačevalnika pri zaprtem krogu. Zgornja mejna frekvenca pasovne širine zaprtega kroga f_{cl} , je izbrana dovolj nizko, da je povratna vezava stabilna. Pri izbiri te frekvence je vedno kompromis. Če jo višamo, pridobimo »več« negativne povratne

vezave pri visokih avdio frekvencah in posledično manj nelinearnih popačenj na izhodu. Če pa jo postavimo previsoko, imamo nestabilno povratno vezavo in lahko pride do osciliranja. Do sedaj smo govorili o negativni povratni vezavi, kar pomeni, da pripeljemo na negativni vhod diferencialnega para signal, ki je v fazi z izhodnim. Z višanjem frekvence se večja tudi fazni kot in potuje od 0° (v fazi), proti 180° (v protifazi). Če pa na negativni vhod diferencialnega ojačevalnika pripeljemo signal, ki je v protifazi z izhodom, (obrnjen za 180°), smo izvedli pozitivno povratno vezavo. Pozitivna povratna vezava pa pomeni, da se vrnjeni signal v krogu vedno bolj ojačuje in se ustali na neki frekvenci, konstantne amplitude na izhodu. Rezultat pozitivne povratne vezave je oscilator – generator izmeničnih napetosti. Tega si ne želimo, zato je Millerjeva kompenzacija izrednega pomena, saj nam zelo učinkovito preprečuje osciliranje z omejevanjem pasovne širine. Izpeljimo enačbo za Millerjev kondenzator in ga izračunajmo.

$$A_X = A_{cl}, X_C = 2 * A_{cl} * h_{ie\ vs}$$

$$C_{Miller} = \frac{1}{2 * \pi * f_{cl} * 2 * h_{ie\ vs} * A_{cl}}, \quad C_{Miller} = \frac{1}{4 * \pi * f_{cl} * h_{ie\ vs} * A_{cl}}$$

$$C_1 = \frac{1}{4 * \pi * f_{cl} * h_{ie\ vs} * A_{cl}} = \frac{1}{4 * \pi * 500\ kHz * 26\ \Omega * 20} = 306\ pF \approx 300\ pF$$

Zgornja meja pasovne širine zaprtega kroga za večino močnostnih ojačevalnikov leži nekje med 200 kHz in 2 MHz. Pri projektiranju jo določimo »na pamet«, pri dani vezavi, določanje vrednosti kompenzacijskega kondenzatorja pa je tudi velikokrat empirično izvedeno. Iz teh izračunov je razvidno, da bo ojačevalnik z večjo pasovno širino imel večje dušenje popačenj pri visokih avdio frekvencah in obratno. [6]

2.2.7 Razredi delovanja izhodne stopnje

Pri močnostnih ojačevalnikih, poznamo različne razrede delovanja izhodnih stopenj in različne konfiguracije le-teh. Konfiguracij je ogromno, zato bomo pogledali najbolj pogoste, uporabljene za analogne močnostne ojačevalnike. Poznamo delovanje v A, AB, C, D, E, F, G in H razredu. Tukaj bomo razložili razreda AB in B, saj sta ta še vedno poleg razreda D najbolj razširjena pri močnostnih ojačevalnikih za večje moči. Razred D prodira na trg zelo hitro in se veliko uporablja pri ozvočenjih manjših moči. Za »resno« delo se še vedno uporablja razred AB.

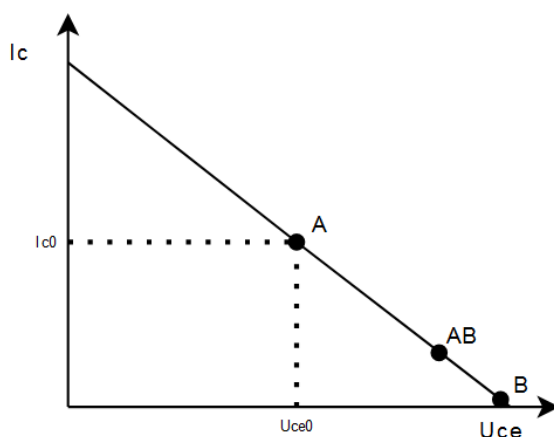
A razred:

V A razredu je delovna točka tranzistorja v linearnem delu vhodne karakteristike, ali na sredini delovne premice, podobno kot pri stopnji s skupnim emitorjem, le da stopnjo tokrat

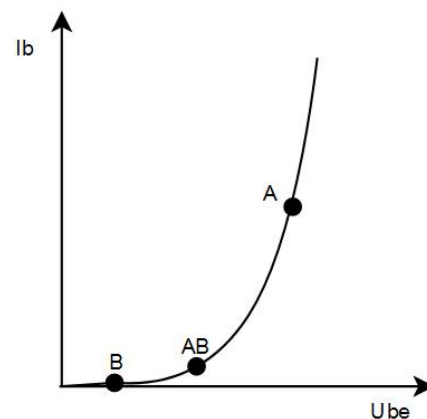
uporabljamo za mnogo večje moči, temu primerni so tudi tokovi. Skozi vezje teče velik mirovni tok I_{C0} , ki je enak srednji vrednosti toka med delovanjem in je neodvisen od vhodne napetosti iz NOS. Slabost stopnje je slab izkoristek, ki teoretično znaša 50 %, v praksi pa je še nižji. Ker teče velik mirovni tok, se izhodni elementi zelo segrevajo brez priključenega bremena. Dobra lastnost stopnje je velika linearnost, njeno popačenje ni večje od 0.5 % THD. THD pomeni angl. total harmonic distortion, izražen je v procentih in pove, koliko izhodnega signala v procentih pri določeni frekvenci in nazivni obremenitvi predstavljajo harmonske komponente. Manjše vrednosti kot je, boljši je ojačevalnik.

B razred:

Delovna točka je postavljena na začetek prevajanja tranzistorja. Če ni vhodne napetosti, tranzistor ne prevaja, zato je mirovni tok $I_{C0} = 0$, tranzistor ne porablja moči in se ne segreva. Tranzistor ojači samo polovico, torej polperiodo signala, zato sta potrebna dva tranzistorja, vsak za svojo polovico signala. Zaradi nelinearnosti vhodne karakteristike na začetku prevajanja tranzistorja, je nelinearno popačenje večje, in znaša okoli 5 – 10 % THD, kar ni primerno za avdio ojačevalnike. Dobra stran B razreda je izkoristek, ki znaša okoli 78 %, saj kadar signal iz NOS ni prisoten, mirovni tok ne teče in se tranzistorji ne segrevajo.



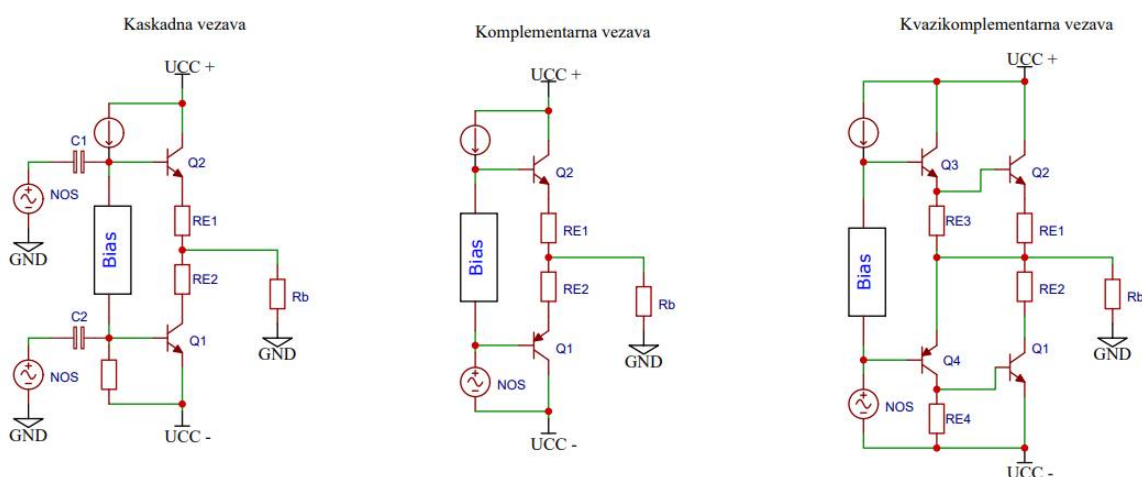
Slika 34: Izhodna kar. tranzistorja - razredi delovanja
 Vir: Lasten



Slika 35: Vhodna kar. tranzistorja- razredi delovanja
 Vir: Lasten

AB razred:

Delovna točka tranzistorja je postavljena med položaj delovne točke A razreda in B razreda. Posledica je manjše popačenje kot v B razredu in večji izkoristek kot v A razredu. Izkoristek znaša okoli 60 %, maksimalni THD pa je okoli 0.5 – 1 %, v praksi pa ga povratna vezava »popravi« na boljše vrednosti. Brez vhodnega signala iz NOS teče majhen mirovni tok I_{CO} , ki znaša od 30 do 100 mA. AB razred je glede izkoristka in majhnega THD najbolj primeren za avdio ojačevalnike. Enako kot v B razredu potrebujemo dva tranzistorja, enega za ojačenje pozitivne polperiode in enega za ojačenje negativne. Potrebujemo še vezje, ki nam zagotovi mirovni tok, ponavadi je to Ube množilnik, spoznan v prejšnjih poglavjih. Poznamo veliko vezav izhodnih tranzistorjev, pogledjmo pa si samo osnovne tri: kaskadno, komplementarno in kvazikomplementarno.



Slika 36: Vezave izhodnih stopenj 1

Vir: Lasten

Prva vezava na sliki 36 je kaskadna. Tranzistorja sta istih tipov, zato moramo, da bi vsak izmed njiju ojačeval svojo polperiodo signala, na bazi pripeljati signala v protifazi, kar pomeni, da mora imeti NOS stopnja simetrična izhoda, ki sta fazno premaknjena za 180°. V vseh modernih ojačevalnih stopnjah se uporablja dvojno simetrično napajanje, kar omogoči direktno povezavo bremena zvočnika na izhod, saj je izhodna točka stopnje v mirovanju, na približno 0 V. Maksimalna amplituda izhodne napetosti je torej omejena z eno izmed napajalnih napetosti, saj U_{CC+} »skrbi« za pozitivno polperiodo, U_{CC-} pa za negativno. Izpeljimo enačbo za izhodno moč.

$$P_{izh} = \frac{U_{ef}^2}{R_B}, \quad U_{ef} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{CC+}}{\sqrt{2}}, \quad P_{izh} = \frac{\left(\frac{U_{CC+}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_B}$$

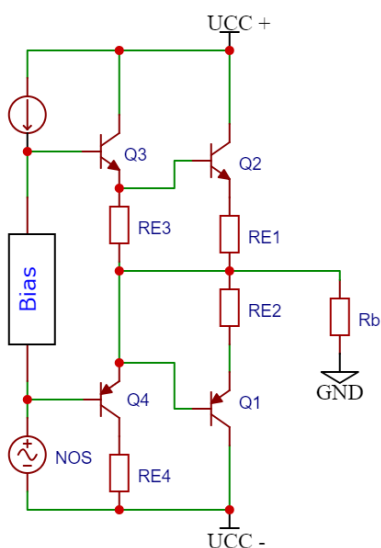
Računali smo z efektivno vrednostjo izhodne napetosti, zato smo dobili efektivno moč. Ker pa v realnosti izhodna napetost nikoli ne more zanihati do napajalne U_{CC} , saj so v vezju izgube, rezultat v praksi poslabšamo za okoli 10 %. V praksi to pomeni višjo napajalno napetost. Izhodna tranzistorja morata torej imeti večjo $U_{CE\ max}$ od U_{CC} , torej trajno dovoljeno napetost med kolektorjem in emitorjem. Zdržati morata tudi maksimalni kolektorski tok, ki je približno:

$$I_{C\ max} \approx \frac{U_{CC}}{R_B}$$

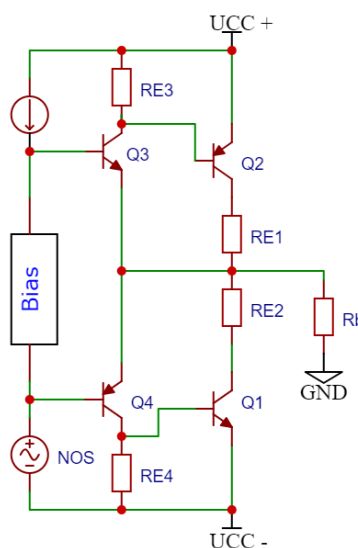
V praksi je dobro, če vzamemo obe vrednosti večji od izračunanih.

Naslednja vezava je komplementarna, pri njej se izognemo dvema krmilnima napetostma, saj sta tranzistorja nasprotnih tipov in obračanje faze ni potrebno, torej je uporaba različnih NOS omogočena. V praksi se velikokrat uporablja kvazikomplementarna vezava, ki združuje komplementarno in kaskadno vezavo. NPN tip tranzistorjev je običajno cenejši, pri komplementarni stopnji pa je potrebno uparjanje NPN in PNP tipa, saj je zaželeno, da je njun h_{fe} enak. Pri kvazikomplementarni stopnji tranzistorja Q3 in Q4 delujeta kot pogonska, Q1 in Q2 pa kot izhodna. Izračuni moči so pri vseh stopnjah enaki, razen pri kvazikomplementarni, kjer moramo izbrati tok pogonskih tranzistorjev, ki pa v praksi prevzame 20 % delež izgub.

Komplementarna vezava z pogonskimi tranzistorji



Obrnjena komplementarna vezava z pogonskimi tranzistorji

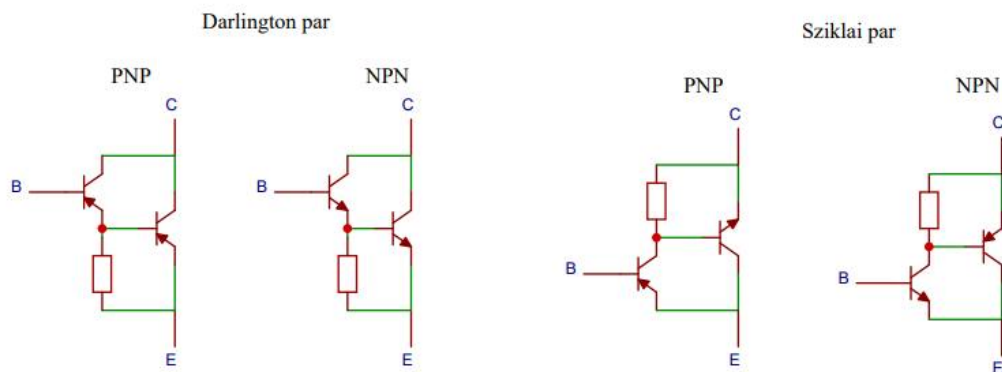


Slika 37: Vezave izhodnih stopenj 2

Vir: Lasten

Pogonske tranzistorje v praksi uporabljamo vedno, saj poenostavijo projektiranje in ne obremenjujejo NOS stopnje, kar je zaželeno, saj smo v prejšnjih poglavjih videli, da NOS stopnja »vidi« upornost bremena pomnoženo s h_{fe} parametrom celotne vezave. Na sliki 37 je

prikazana komplementarna vezava s pogonskimi tranzistorji, ki jo lahko tudi obrnemo. Paziti moramo na bazne priključke izhodnih tranzistorjev. Če jih povežemo na kolektor pogonskih tranzistorjev, prožimo izhodni tranzistor s signalom v protifazi. V kolikor jih povežemo na emitor, prožimo izhodni tranzistor s signalom v fazi. Če bolj podrobno pogledamo vse vezave, lahko opazimo dve značilni vezavi pogonskega tranzistorja in izhodnega tranzistorja.



Slika 38: Darlingtonov in Sziklaijev par

Vir: [24],[25]

Dve značilni vezavi izhodnih tranzistorjev sta Darlingtonov in Sziklaijev par. Oba imata ogromno svojih značilnosti, prednosti in slabosti. Za praktične namene lahko zapišemo glavno lastnost, ki je:

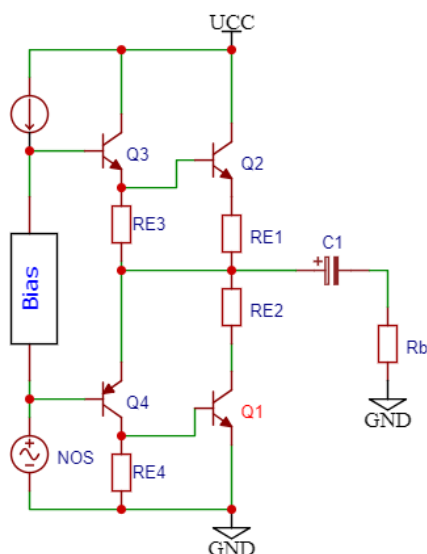
$$h_{fe\ tot} = h_{fe\ 1} * h_{fe\ 2}$$

Parametra h_{fe} obeh tranzistorjev se množita, kar smo spoznali že v prejšnjih poglavjih. V teoriji so rahla odstopanja h_{fe} parametrov med vezavama, zato zgornja enačba ni točna. Za projektiranje pa je več kot dovolj natančna. Darlingtonovo vezavo nekateri proizvajalci izvajajo že znotraj tranzistorjev, tako da lahko uporabimo že narejene Darlingtonove pare, ki imajo spet svoje prednosti in svoje slabosti, veliko pa se uporabljajo tudi v stikalni tehniki, zaradi potrebnega majhnega prožilnega impulza.

Včasih so se za majhne moči uporabljale tudi vezave z enojnim napajanjem U_{cc} , ki pa so zato na izhodu potrebovale vezni kondenzator, ki je določal skupaj z impedanco zvočnika spodnjo frekvenčno mejo, ob vklopu pa je povzročil velik tokovni sunek in pok v zvočnikih. Pri večjih napajalnih napetostih bi lahko zvočnik uničili, brez zaščitnega vezja. Ta vezava je preteklost, najde pa se še v starejših napravah ali ojačevalnikih manjših moči.

Primer kvazikomplementarne vezave z enojnim napajanjem je prikazan na sliki 39.

Kvazikomplementarna vezava - enojno napajanje

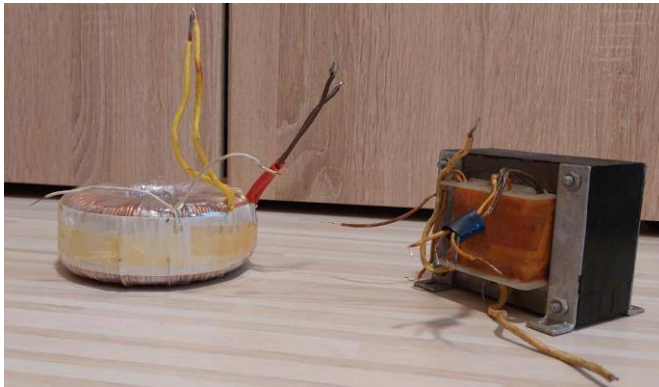


Slika 39: Izhodna stopnja - enojno napajanje
Vir: Lasten

2.2.8 Napajanje

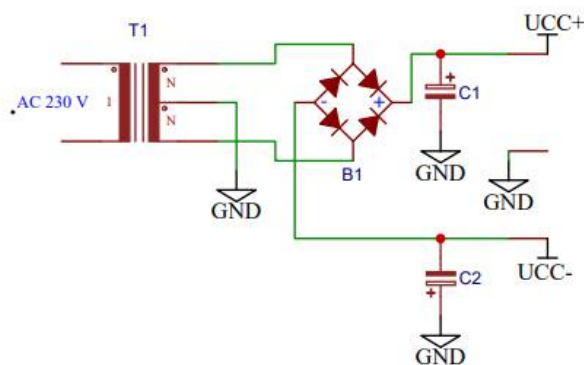
Pri napajanju analognega močnostnega ojačevalnika še vedno uporabljamo transformatorsko napajanje. Moderni stikalni napajalniki so sicer cenejši, ampak imajo svoje slabosti, predvsem v avdio elektroniki, saj generirajo visokofrekvenčne motnje, ki se prenesejo na izhod. Pri močnostnih ojačevalnikih želimo imeti napajanje čim bolj »čisto«, torej brez kakršnihkoli motenj, saj bodo vse motnje slišne. Izvedba »tihega« stikalnega napajalnika je vsekakor možna, a je kompleksnost in cena na koncu izenačena ceni transformatorja.

Pri izbiri transformatorja, moramo poznati njegove nazivne podatke, ki so: nazivna moč, nazivna primarna napetost, nazivna sekundarna napetost. Izgube in padce napetosti pri izračunih zanemarimo. Moč transformatorja mora biti vsaj dvokratnik željene izhodne moči ojačevalnika, če nam cenovno znese, je bolje še več. Uporabimo lahko obročast toroidni transformator ali standardni transformator z EI jedrom. Vsak izmed njiju ima svoje prednosti in slabosti, najboljša izbira je toroidni, saj ima večji izkoristek glede na velikost železnega jedra in ne povzroča stresenega magnetnega polja, saj je magnetni krog sklenjen skozi železen obroč. Konstrukcija toroidnega transformatorja je težja, zaradi razporeditve navitij, ni pa ročno neizvedljiva. Na sliki 40 sta vidna oba tipa transformatorjev.



Slika 40: Toroidni in EI transformator
Vir: Lasten

Za transformatorjem, ki nam zniža napetostni nivo imamo usmerniški mostič ali Greatzov spoj, ki nam izmenično napetost usmeri. Za njim potrebujemo še glajenje, ki je izvedeno z elektrolitskimi kondenzatorji visokih vrednosti. Ker smo rekli, da za vse moderne ojačevalnike potrebujemo simetrično napajanje, potrebujemo transformator, ki ima sekundar s srednjim odcepom. Pomeni, da lahko srednji odcep uporabimo kot maso in dobimo simetričen napajalnik.



Slika 41: Primer simetričnega napajanja
Vir: Lasten

Na zgornji sliki vidimo primer takšnega napajanja, primerne za močnostni ojačevalnik.

Zapišimo enačbe:

$$P_{TR} \approx 2 * P_{IZH}$$

$$U_1 = 230 \text{ V AC}$$

$$U_2 = \frac{2 * U_{CC}}{\sqrt{2}}$$

Primarna napetost je 230 V, moč transformatorja je približno enaka dvakratniku željene izhodne moči ojačevalnika. Sekundarna napetost U_2 , je napetost na celotnem sekundarnem navitju. Med

srednjim odcepom ter začetkom in koncem sekundarne tuljave je polovica U_2 . Diodni usmerniški mostič mora imeti diode, ki so tokovno predimenzionirane za učinkovit izhodni tok.

$$I_D \approx 2 - 3 * I_{izh\ ef}$$

Kondenzatorji, ki gladijo pulzirajočo enosmerno napetost, ki ima za usmerniškim mostičem frekvenco 100 Hz, morajo biti dovolj veliki. V praksi velja pravilo, da na 1 A učinkovitega izhodnega toka potrebujemo okoli 1500 μF kapacitivnosti. Zapišimo:

$$C \approx I_{izh\ ef} * 1500 \mu F$$

V praksi poleg velikih gladilnih kondenzatorjev dodajamo še manjše, npr. 100 nF, ki se odzivajo na hitre tokovne sunke in s tem dodatno pripomorejo glajenju. Pri izbiri vseh kondenzatorjev moramo paziti tudi na dovoljeno napetost, za katero je zaželeno, da je dvakratnik učinkovite vrednosti napetosti U_{cc} .

$$U_C \approx 2 * U_{CC}$$

Obstaja mnogo različnih izvedb napajanja za močnostne ojačevalnike, kot primer je bil podan in analiziran najbolj pogost.

3. Praktični del

3.1 Načrtovanje dela

3.1.1 Idejna zasnova naprave in cilji

Razviti, sp projektirati, realizirati stereo močnostni ojačevalnik za uporabo pri ozvočenju prireditev, ki bo imel naslednje tehnične specifikacije:

- Izhodna moč 100 W RMS na kanal @ 8 Ω , stabilen tudi na 4 Ω , v AB razredu
- THD < 1 % pri 80 % obremenitvi, na pasovni širini B
- Pasovna širina B = 20 Hz – 20 kHz
- Linearen frekvenčni odziv na pasovni širini
- S/N razmerje od 80 – 90 dB
- Vhodna občutljivost: + 4 dBu (+ 1.736 V)

Poleg tega, bo imel ojačevalnik:

- Dva atenuatorja signala na sprednji strani
- Stikalo za vklop in izklop
- Indikator vklopa
- Na vhodu balansirane XLR konektorje
- Na izhodu Speakon konektorje
- Standarden IEC tip D mrežni priključek in ustrezno ozemljitev ter zaščito
- Robustno kovinsko ohišje z zadostno ventilacijo, širine 4 U, primerno za montažo v rack
- Enostavnost uporabe in priključitve

Po navedenih zastavljenih parametrih želim narediti močnostni ojačevalnik, ki se lahko kosa s profesionalnimi izdelki na trgu, njegova izdelava pa je cenejša od že narejenih izdelkov. Končno vezje mora biti sp projektirano tako, da izpolnjuje vse zgornje pogoje, obenem pa ponuja enostavnost izvedbe z minimalno količino uporabljenih elementov. Ker pa je današnja količina zavrženih elektronskih komponent ogromna, si prizadevam, da bo ojačevalnik večinsko narejen iz recikliranih materialov, zato projekt spada med ekološke. Ojačevalnik bom izdelal za lastno rabo, ali kasneje za prodajo drugim, ki se ukvarjajo s profesionalnim ozvočenjem dogodkov. Želim, da naprava deluje pravilno in ima dolgo življenjsko dobo, daljšo kot obstoječe na trgu.

3.1.2 Pregled obstoječih naprav na trgu

Če pogledam na spletno stran: <https://www.thomann.de>, ki velja za enega največjih dobaviteljev profesionalne avdio opreme v Evropi, in iščem ojačevalnike v zastavljenih parametrih po nizki ceni, dobim ojačevalnike proizvajalca the t.amp, ki pa je Thomannova lastna znamka. Cene se gibljejo od 140 do 250 EUR, specifikacije pa so si med sabo zelo podobne. Pri tej moči, ne najdem znamk, ki veljajo za »boljše«, kot so Crown, Dynacord, QSC ipd. Pogledam še na ameriški trg, na stran: <https://www.sweetwater.com>, kjer pa je situacija podobna. Spodaj sta dva primera iz obeh spletnih strani, tehnično in dimenzijsko podobna zastavljenim specifikacijam.

the t.amp S-150 MK II



179 €

Including VAT; Excluding €15 shipping
In stock within 5-7 weeks

1 **ADD TO BASKET**

♡ List 🔄 Compare 🗨 Share

👤 **31**
SALES RANK

Need help?

Slika 42: Primer ojačevalnika na trgu - the t.amp S-150 MK 2

Vir: https://www.thomann.de/intl/si/tamp_s150.htm

Samson Servo 200 Power Amplifier

2-channel Power Amplifier, 2 x 100W at 4 Ohms, with Relay-controlled Power-on, Variable-speed Fan Cooling
★★★★☆ 10 reviews | Write your review | Item ID: Servo200

SAMSON



\$229.99

Sweetwater Savings: \$92.01 MSRP: \$322.00

Special Financing - Ends Jan 8, 2023

As low as \$10/month
with 24 mo. financing*

See all payment options

🚚 **FREE**
Shipping

👤 **FREE** Tech
Support

🛡️ **FREE** 2-year
Warranty

More On Order

This item requires extra delivery time from Samson. Reserve yours now, risk-free, or contact us for more information.

Notify me when in stock

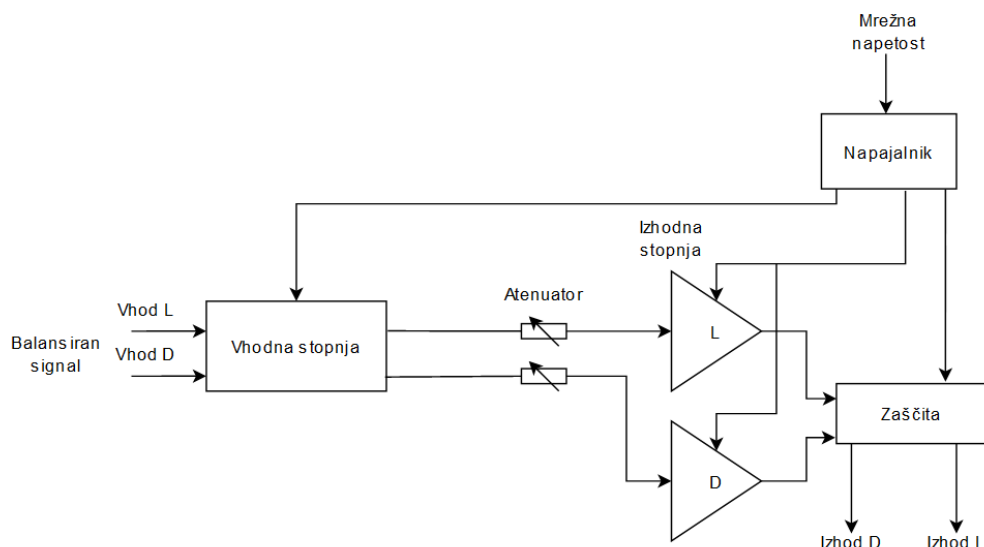
Add to Cart

♥️ [Add to list](#)

Slika 43: Primer ojačevalnika na trgu - Samson Servo 200

Vir: <https://www.sweetwater.com/store/detail/Servo200--samson-servo-200-power-amplifier>

3.1.3 Blok shema naprave



Slika 44: Blok shema naprave

Vir: Lasten

Vezje je razdeljeno na 5 sekcij:

- Vhodna stopnja
- Atenuator signala
- Izhodna stopnja
- Zaščita – zaščitno vezje za zvočnike
- Napajalnik

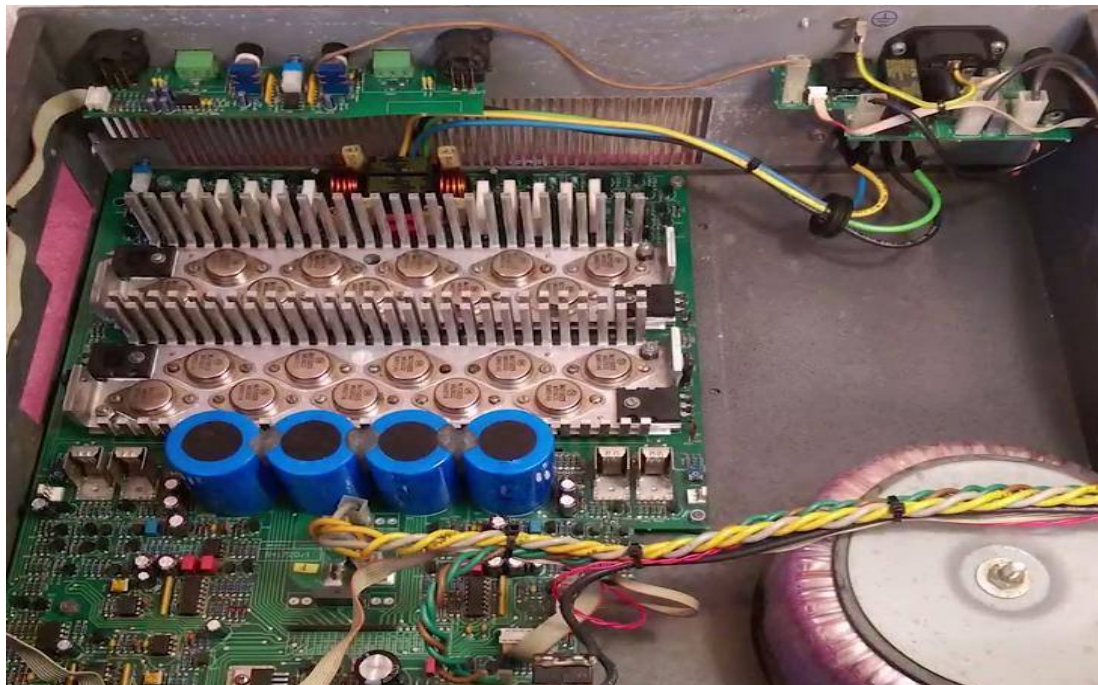
Iz zasnove in blok sheme sklepam, da bom potreboval 5 tiskanih vezji, saj hočem ločiti oba kanala močnostnega ojačevalnika oz. izhodne stopnje, zaradi lažje montaže in vzdrževanja.

3.1.4 Pregled razpoložljivih delov za reciklažo

Najdražja in »največja« dela ojačevalnika sta mrežni transformator in ohišje, poleg njiju pa še hladilno rebro za izhodne tranzistorje in izhodni tranzistorji. Doma sem imel končno stopnjo Dynacord s1200. Našel sem jo v zabojniku na zbirnem centru. Po pregledu sem ugotovil, da je ojačevalnik močno poškodovan, saj so bili v kratkem stiku vsi izhodni tranzistorji. Ojačevalnik je imel moč 2x 400 W RMS in vgrajen mrežni transformator s specifikacijami:

- Moč : 1 kW
- Primarna napetost: 230 V AC
- Sekundarna napetost: 2 x 70 V AC (srednji odcep) + pomožno navitje za napajanje vhodne stopnje.

Za načrtovano moč $2 \times 100 \text{ W}$, je transformator petkrat predimenzioniran, to pomeni da je rezerve več kot dovolj. Glede na to, da bi potreboval vsaj 400 W toroidni transformator, katerega cena je okoli 200 EUR , sem že na njem veliko prihranil.



Slika 45: Slika notranjosti Dynacord S1200
Vir: Lasten

Hladilnega rebra nisem mogel uporabiti, saj je »čudne« oblike in bi ga bilo zelo težko predelati. Elektrolitske kondenzatorje (modri kondenzatorji, slika 45) bi lahko uporabil za glajenje v napajalniku, a sem se raje odločil, da kupim nove, saj so ti že dotrajani in je njihova serijska upornost že zmanjšana. Uporabil sem Speakon konektorje na izhodu, tiskano vezje za priklop na mrežo, tiskano vezje za vhodni signal ter stikalo za ON/OFF. Vhodne stopnje, mi ni bilo potrebno graditi na novo, saj sem uporabil obstoječo,

Zaradi vseh razpoložljivih delov in vizualno lepega ohišja, sem se odločil, da bom uporabil kar celotno ohišje, ki je že izdelano. Za razvoj sta mi ostala močnostni ojačevalnik (izhodna stopnja) in napajalnik.

3.2 Razvojna dela

3.2.1 Razvoj močnostnega dela – končne stopnje

3.2.1.1 Idejna zasnova

Izpolnitev treh osnovnih pogojev:

- Kakovost in doseganje zastavljenih parametrov
- Enostavnost izvedbe
- Uporaba recikliranih elementov

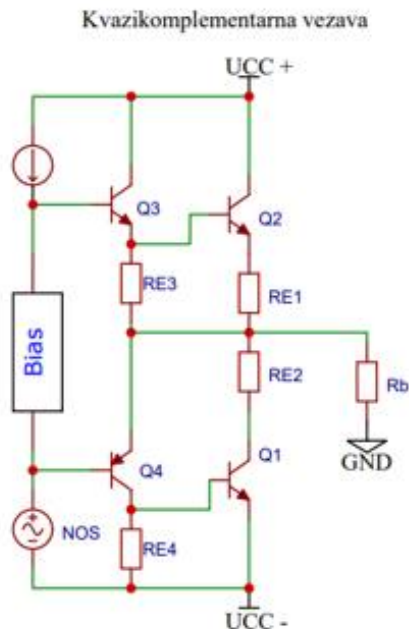
Pri čemer so razvojne faze sledeče:

1. Izbira in preračun topologije izhodne stopnje
2. Izbira in preračun napajanja in načina krmiljenja izhodne stopnje
3. Izbira in preračun napetostno ojačevalne stopnje in vhodne stopnje
4. Izdelava prototipa
5. Izvedba testiranja
6. Končna izvedba

Razvojne faze se medsebojno prepletajo, kar je razvidno v nadaljevanju naloge. Med razvojem naprave je bilo potrebno sprotno izvajanje simulacij za testiranje.

3.2.1.2 Izhodna stopnja

Odločil sem se za kvazikomplementarno izhodno stopnjo, saj so izhodni tranzistorji istega tipa cenejši. Iz starejših, zavrženih ojačevalnikov sem uporabil izhodne tranzistorje 2SC5200.



Slika 46: Kvazikomplementarna izhodna stopnja
 Vir: Lasten

Najprej sem določil napajalno napetost, izhajajoč iz željene izhodne moči in željene upornosti bremena:

$$U_{CC+} * = \sqrt{P_{izh} * R_B} * \sqrt{2} = \sqrt{100 \text{ W} * 8\Omega} * \sqrt{2} = 40 \text{ V}$$

Ker v praksi izhodna napetost nikoli ne bo zanihala do napajalnih vodov, zaradi izgub na izhodnih tranzistorjih in emitorskih uporih, sem vzel 10 % tolerance.

$$U_{CC+} = U_{CC+} * + 10 \% = 44 \text{ V} \approx 47 \text{ V}$$

Zaokrožim navzgor, kajti če delim $47 \text{ V} / \sqrt{2}$, dobim 33 V, kar pa je izmenična napetost polovice navitja iz transformatorja in je standardne vrednosti.

Na shemi kvazikomplementarne vezave je vidno, da sta pogonski tranzistor Q3 in izhodni tr. Q2 v Darlingtonovi vezavi, Q4 in Q1 pa v Sziklaijevi vezavi. Pri obeh se parametra h_{fe} množita med sabo, če upoštevam približek.

Mirovni tok I_{C0} izhodnih tranzistorjev sem izbral približno 50 mA. Kasneje ga lahko nastavljam z Bias vezjem. Izračunam emitorska upora RE1 in RE2:

$$R_{E 1,2} \approx h_{ie \text{ izhodni}} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{C0}} = \frac{26 \text{ mV}}{50 \text{ mA}} = 0.52 \Omega \approx 0.47 \Omega$$

Upoštevam najvišjo možno vrednost parametra h_{fe} za 2SC5200, ki je 160 in izračunam RE3 in RE4:

$$R_{E3,4} \approx h_{ie \text{ pogonski}} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{C0p}} = \frac{26 \text{ mV}}{0.31 \text{ mA}} = 83.2 \Omega \approx 100 \Omega$$

$$I_{C0p} = \frac{I_{C0}}{h_{fe \text{ izh}}} = \frac{50 \text{ mA}}{160} = 0.31 \text{ mA}$$

V praksi se bodo izračunane vrednosti razlikovale od realnih parametrov, saj sem upošteval parameter h_{fe} , ki se zelo spreminja s temperaturo.

Na voljo sem imel še starejše tranzistorje, 2N6259, ki imajo večji $I_{C \text{ max}}$ kot 2SC5200, h_{fe} pa je približno enak. V praksi, bi verjetno ojačevalnik bil »bolj« stabilen na 4 Ω , če uporabim te tranzistorje. Težava je v tem, da ima 2SC5200 tranzitno frekvenco $f_T = 30 \text{ MHz}$, starejši 2N6259 pa 100 kHz, kar poveča nelinearna popačenja na visokih frekvencah, saj omeji pasovno širino. Ker sem želel, da je moj ojačevalnik stabilen pri uporabi obeh izhodnih tranzistorjev, sem izbral pogonske tranzistorje, ki nimajo visoke f_T , saj bi bila uporaba takšnih v povezavi z 2N6259 nesmiselna. Kot nalašč za to bi bil komplementaren par tranzistorjev TIP 41 in TIP 42, ki je poceni, njun f_T pa je 3 MHz, $U_{CE \text{ MAX}} = 60 \text{ V}$ ter $I_{C \text{ max}} = 6 \text{ A}$, h_{fe} pa okoli 75. Izračunam, če izbrani tranzistorji zadostujejo DC parametrom vezja.

$$I_{C \text{ max}} = \frac{U_{CC+}}{R_B} = \frac{47 \text{ V}}{8 \Omega} = 5.8 \text{ A} \approx 6 \text{ A}$$

2SC5200 ima $U_{CE \text{ MAX}} = 230 \text{ V}$ in $I_{C \text{ MAX}} = 15 \text{ A}$, kar je več kot dovolj rezerve. 2N6259 ima $U_{CE \text{ MAX}} = 150 \text{ V}$ in $I_{C \text{ MAX}} = 16 \text{ A}$, kar prav tako ustreza. TIP 41 in 42 pa imata $U_{CE \text{ MAX}} = 60 \text{ V}$, $I_{C \text{ MAX}} = 6 \text{ A}$, rezerva pri teh dveh je prav tako več kot zadostna.

2SC5200 je v »flatpack« ohišju, 2N6259 pa je v TO3 ohišju, kar gre v razmislek kasneje pri načrtovanju tiskanin.

Približna vhodna upornost, upoštevajoč najvišji h_{fe} za vse tranzistorje je:

$$R_{VH} \approx R_{IZH} * (h_{fe \text{ pogonski}} * h_{fe \text{ izhodni}}) = 8 \Omega * (75 * 160) = 96 \text{ k}\Omega$$

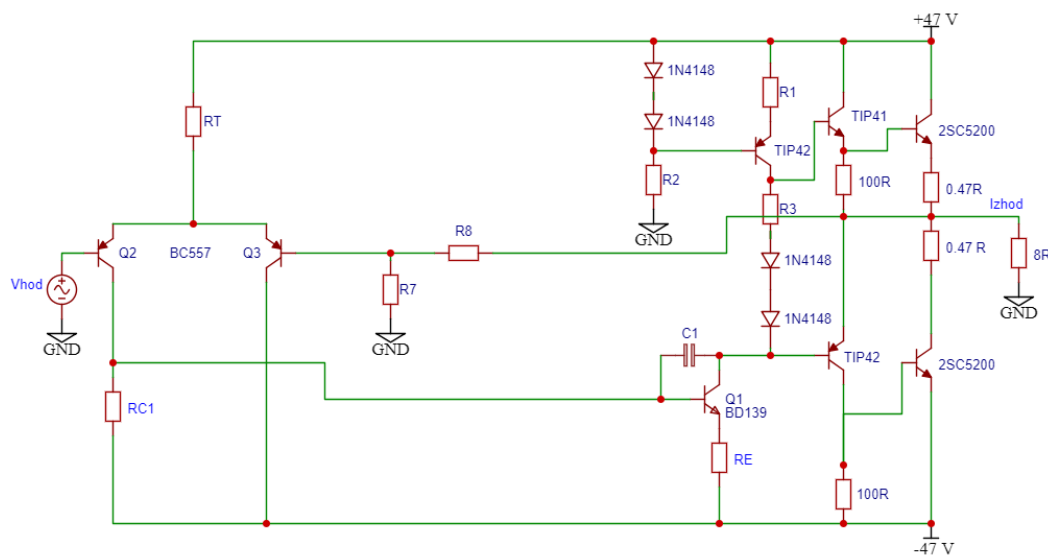
Približna izhodna upornost in napetostno ojačenje:

$$R_{IZH} = \frac{h_{ie \text{ izhodni}} + R_E}{2} = \frac{0.52 \Omega + 0.47 \Omega}{2} \approx 0.5 \Omega$$

$$A_{U \text{ IZH}} \approx \frac{R_B}{(R_{IZH} + R_B)} = \frac{8 \Omega}{0.5 \Omega + 8 \Omega} \approx 0.94$$

3.2.1.3 Vhodna stopnja in NOS stopnja

Za vhodno stopnjo sem uporabil diferencialni par, saj menim, da je najboljše vezje za ta namen. Tok skozi diferencialni par sem izbral 0.5 mA, torej potrebujem generator konstantnega toka, ki zagotavlja ta tok skozi stopnjo. Za namene simulacije sem uporabil kar upor. Za tranzistorja v vhodni stopnji sem izbral BC557. NOS stopnjo sem za začetek izbral enotranzistorsko, kasneje pa sem jo spremenil v boljšo. Za testiranje sem kot NOS tranzistor izbral BD 139. Njegova $U_{CE\ MAX}$ je prenizka, zato v končni izvedbi ne sme biti uporabljen.



Slika 47: Prva testna topologija

Vir: Lasten

NOS je napajana z generatorjem konstantnega toka, katerega tok sem zbral 10 mA. »Bias« vezje je sestavljeno iz fiksnih diod in upora R3, katerega sem spreminjal med testiranjem, da sem lahko spreminjal mirovni tok izhoda. Izračuni:

$I_{R2} \approx 1\text{ mA}$ – izbran na pamet

$$R_2 = \frac{U_{CC+} - (2 * 0.7\text{ V})}{I_{R2}} = \frac{47\text{ V} - 1.4\text{ V}}{1\text{ mA}} \approx 47\text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{0.7\text{ V}}{I_{NOS}} = \frac{0.7\text{ V}}{10\text{ mA}} = 70\ \Omega \approx 100\ \Omega$$

$$h_{ie\ NOS} = \frac{26\text{ mV}}{I_{NOS}} = \frac{26\text{ mV}}{10\text{ mA}} = 2.6\ \Omega$$

$$R_{E\ NOS} \approx 10 * h_{ie\ NOS} = 26\ \Omega \approx 33\ \Omega$$

$$R_T \approx \frac{U_{CC+}}{I_{VS}} = \frac{47\text{ V}}{0.5\text{ mA}} = 94\text{ k}\Omega \approx 100\text{ k}\Omega - \text{generator konstantnega toka}$$

Ojačenje vhodne stopnje sem izbral 20-kratno. Izračunal sem upor R_{C1} .

$$R_{C1} = 2A_{VS} * h_{ie\ NOS} = 2 * 20 * 52\ \Omega = 2080\ \Omega \approx 2\text{ k}\Omega$$

$$h_{ie\ vs} = \frac{26\ mV}{I_{VS}} = \frac{26\ mV}{0.5\ mA} = 52\ \Omega$$

Ojačenje celotnega ojačevalnika sem izbral 22.

$$A_{cl} = \frac{R_8}{R_7} = \frac{22\ k\Omega}{1\ k\Omega} = 22, \text{ torej : } R_8 = 22\ k\Omega, R_7 = 1\ k\Omega$$

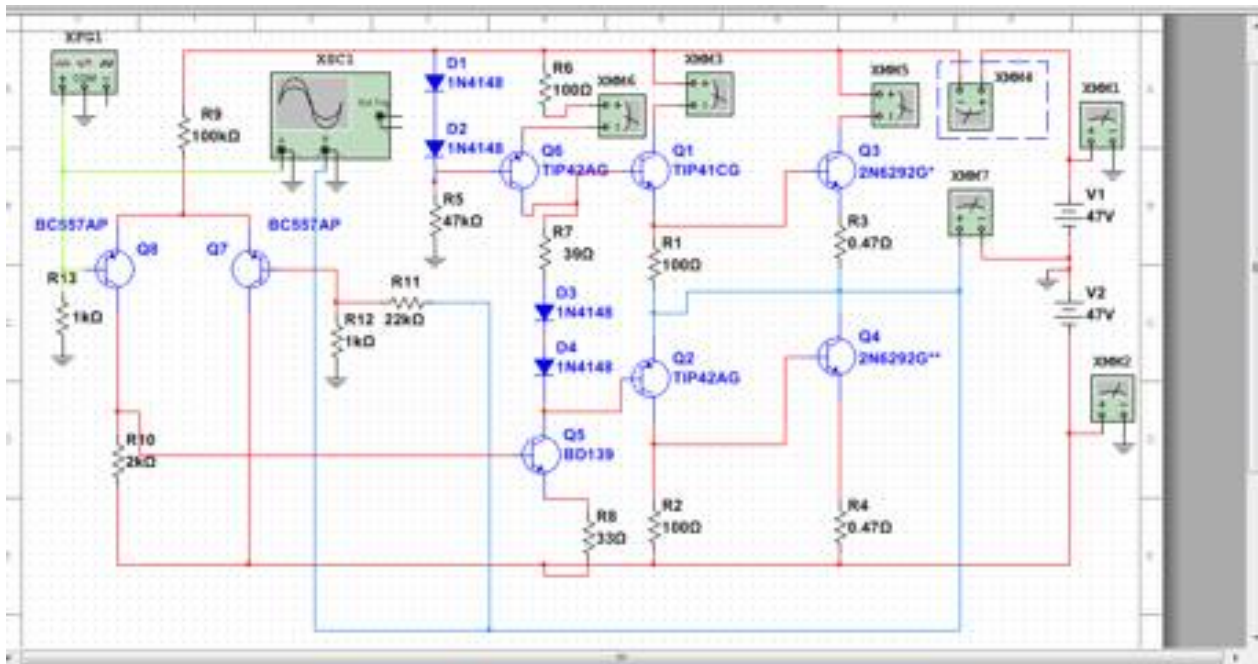
Izračunal sem še Millerjev kondenzator, z mislijo, da je f_T možnih kandidatov za izhodne tranzistorje 2N6259 okoli 100 kHz:

$$C_{Miller} = C_1 = \frac{1}{4 * \pi * f_{cl} * h_{ie\ vs} * A_{cl}} = \frac{1}{4 * \pi * 100\ kHz * 52\ \Omega * 22} = 695\ pF$$

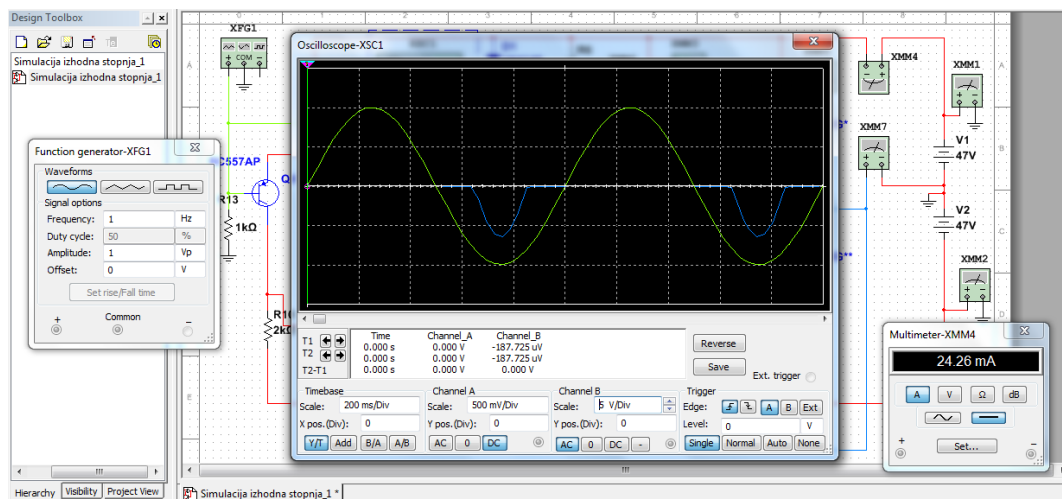
$$C_{Miller} = C_1 \approx 680\ pF$$

Tako sem dobil osnovo za simulacijo, da sem se lahko prepričal, če je izhodna napetost simetrična, oziroma ali sem se postavil osnovo ojačevalnika pravilno. Simulacije sem opravil s programom NI Multisim.

- Simulacija 1 prvi poskus:



Slika 48: Slika 1 prve simulacije
 Vir: Lasten

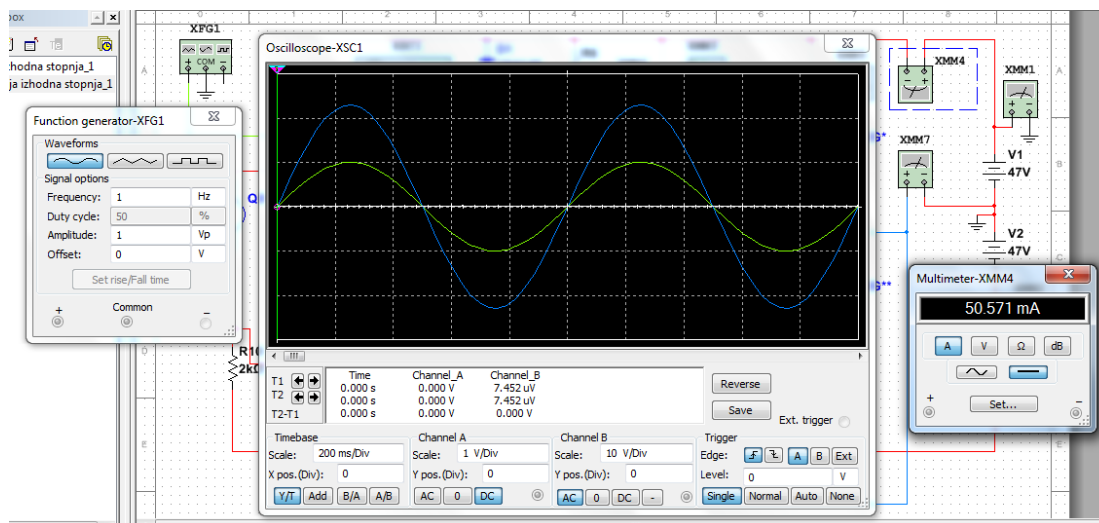


Slika 49: Slika 2 prve simulacije
 Vir: Lasten

Zadnjo izvedbo vezja s preračunanimi vrednostmi elementov sem vrisal v program. Program nima v svoji podatkovni bazi izhodnih tranzistorjev 2SC5200 ali 2N6259, zato sem izbral nek naključni tranzistor in mu spremenil parameter h_{fe} na 160, tak kot je pri 2SC5200. Millerjev kondenzator sem izpustil, saj me v tej fazi ni zanimala pasovna širina. Izmeril sem mirovni tok in vejne tokove v vezju. Na vhod sem priključil funkcijski generator, frekvence 1 kHz in amplitude 1 V PP. Z osciloskopom sem opazoval vhodno napetost (rumene barve) in izhodno napetost (modre barve), slika 49.

Izhodna napetost ni dovolj ojačana, ojačana je samo spodnja polperioda. Ta fenomen pomeni hudo nesimetrijo v vezju. Z nekaj spreminjanja sem ugotovil, da je upor R_T , ki služi kot tokovni generator za vhodno stopnjo prevelik. Po spremembi upora na 68 kΩ nesimetrija

izgine in ojačevalnik »oživi«.



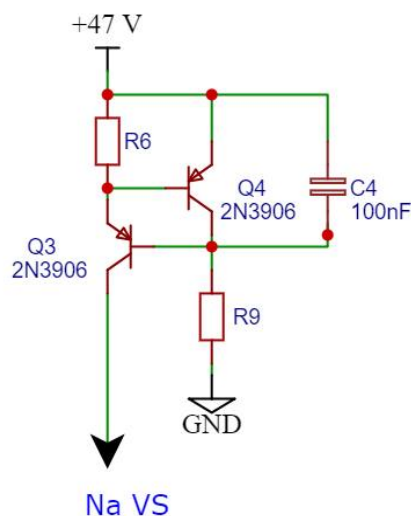
Slika 50: Slika 3 prve simulacije

Vir: Lasten

Ker upor R_T ni najboljša izbira, sem ga zamenjal z aktivnim tokovnim generatorjem, na sliki 51. Tranzistor Q4 bi lahko zamenjal z dvema usmerniškim diodama, ampak je verjetno ceneje kupiti malosignalni tranzistor. Iz simulacije sem ugotovil, da mora biti tok v vhodni stopnji, za pravilno delovanje okoli 0.8 mA. Tok skozi krmilno vejo generatorja sem zaradi stabilnosti izbral kot dvakratnik glavnega toka, torej okoli 2 mA.

$$R_9 = \frac{U_{CC+} - 2 * 0.7 V}{2 mA} = \frac{47 V - 1.4 V}{2 mA} = 22.8 k\Omega \approx 22 k\Omega$$

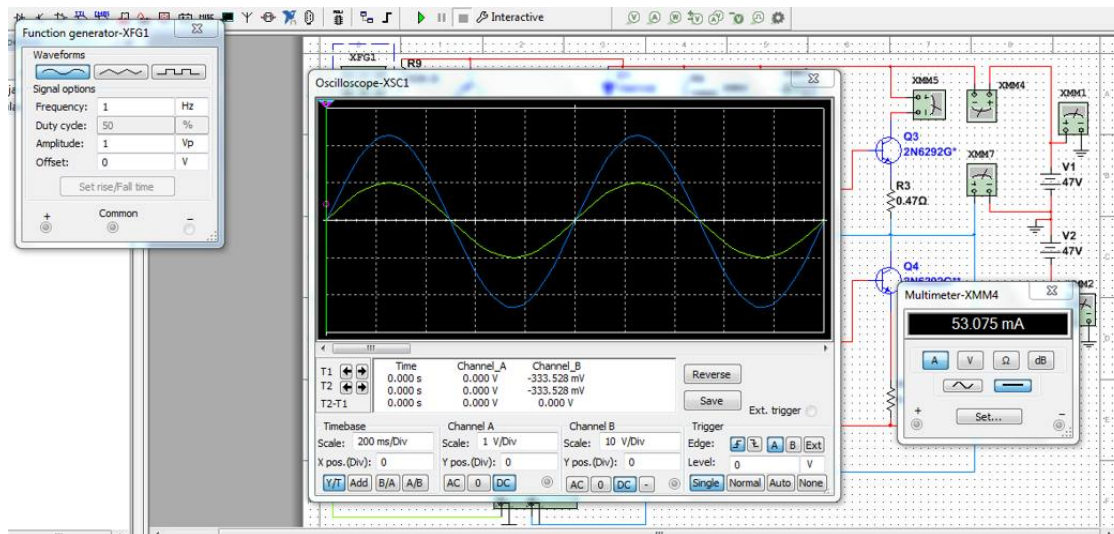
$$R_6 = \frac{0.7 V}{I_{VS}} = \frac{0.7 V}{0.8 mA} = 875 \Omega \approx 820 \Omega$$



Slika 51: Aktivni tokovni generator / nadomestek R_T

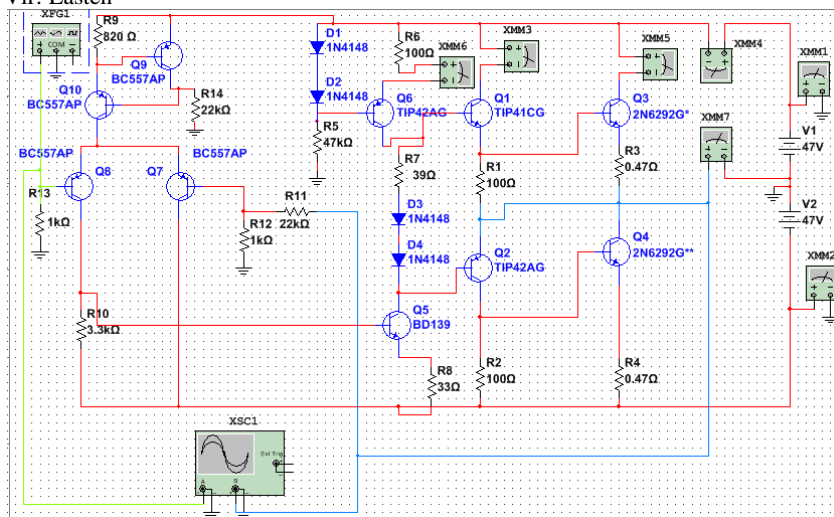
Vir: Lasten

- Simulacija 2 – aktivni tokovni generator vhodne stopnje:



Slika 52: Slika 1 druge simulacije

Vir: Lasten



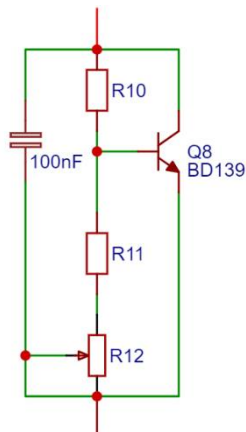
Slika 53: Slika 2 druge simulacije

Vir: Lasten

V drugi simulaciji sem preizkusil tokovni generator vhodne stopnje, ki je deloval odlično. Upor R_{C1} , sem povečal iz izračunanih 2 k Ω na 3.3 k Ω , saj mi je prejšnja vrednost povzročala »lezenje« oz. premikanje DC napetosti izhoda.

V tej fazi so »Bias« vezje sestavljali usmerniški diodi 1N4148 in upor 39 Ω . Nastavitvev

mirovnega toka izhoda ni bila mogoča. V ta namen sem namesto obstoječega vezja na njegovo mesto vstavil Ube množilnik, ki je omogočil nastavitve mirovnega toka.



Slika 54: Ube množilnik
 Vir: Lasten

Po enačbi za Ube množilnik, nastavlja napetost med kolektorjem in emitorjem tranzistorja BD139, razmerje uporov R10 in R12. R11 pa je samo za zaščito, da v skrajnem položaju trimerja R12, mirovni tok ne naraste do uničenja izhodnih tranzistorjev. Če si izberem vrednost R10 in R12 1 kΩ, dobim pri drsniku v skrajnem spodnjem položaju:

$$U_{CE} \approx U_{BE} * \left(1 + \frac{R_{10}}{R_{12}}\right) = 0.7 V * \left(1 + \frac{1 k\Omega}{1 k\Omega}\right) = 1.4 V$$

Če je drsnik v skrajnem zgornjem položaju, se enačba preoblikuje.

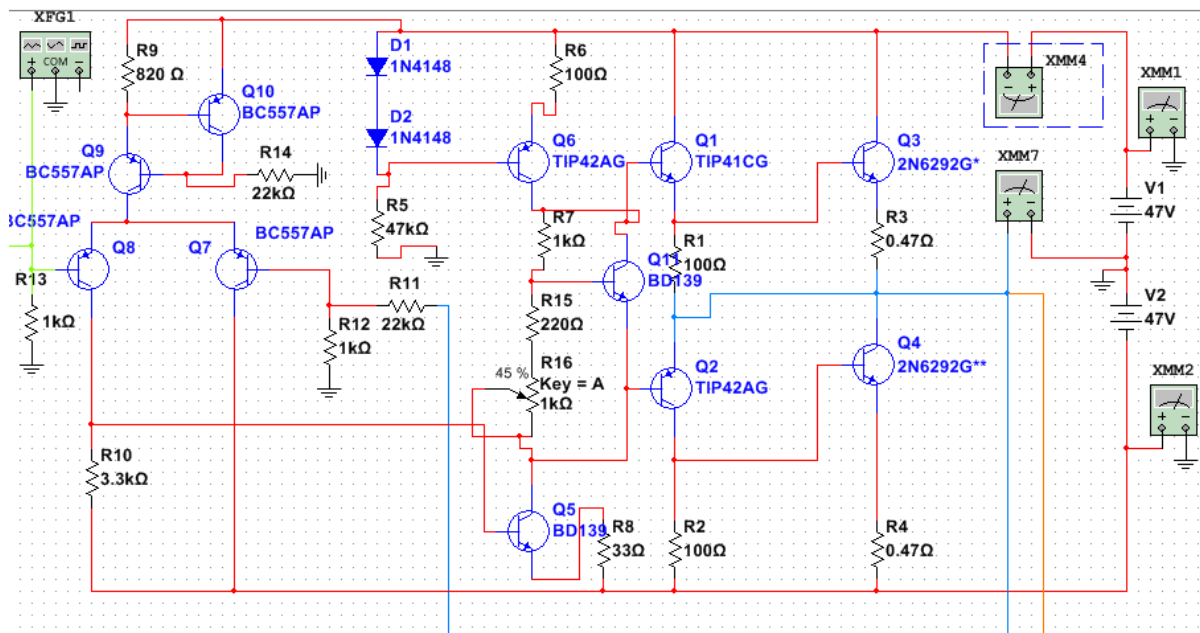
$$U_{CE} \approx U_{BE} * \left(1 + \frac{R_{10}}{R_{11}}\right), \text{ z nekaj izražanja dobim: } R_{11} = \frac{U_{BE} * R_{10}}{U_{CE} - U_{BE}}$$

Zgornjo mejo za napetost med bazama postavim na pribl. 4 * 0.7 V, saj imam 4 padce napetosti na notranjih diodah tranzistorjev, dva na pogonskih tranzistorjih in dva na izhodnih.

Računam R11:

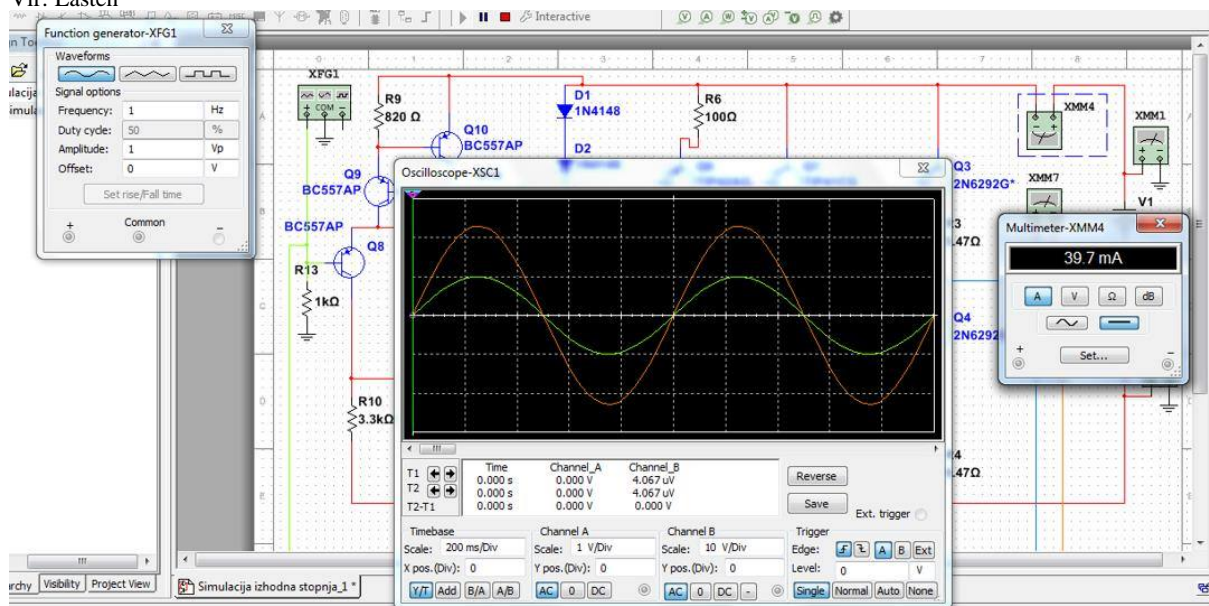
$$R_{11} = \frac{U_{BE} * R_{10}}{U_{CE} - U_{BE}} = \frac{0.7 V * 1 k\Omega}{4 V - 0.7 V} = 212 \Omega \approx 220 \Omega$$

- Simulacija 3: Ube množilnik



Slika 55: Slika 1 tretje simulacije

Vir: Lasten



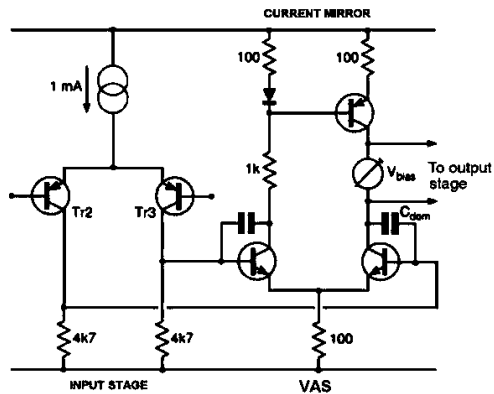
Slika 56: Slika 2 tretje simulacije

Vir: Lasten

Ube množilno vezje se je obnašalo pričakovano, nastavev mirovnega toka pa je bila v simulaciji dovolj precizna za dokaj natančno nastavev. Naslednji korak je bil izboljšava NOS, saj enotranzistorska NOS ni simetrična. Želel sem narediti ojačevalnik čim bolj simetričen v vezavi. Poskusil sem tudi s »push – pull« topologijo NOS stopnje, s katero sem že gradil ojačevalnike, ampak se v tem projektu zanjo nisem odločil. Iskal sem nekaj novega. Ko sem brskal po spletu, sem naletel na sledečo predstavitev ojačevalnikov:

<https://slideplayer.com/slide/10981735/>. Pri predstavitvi ojačevalnih topologij, sem našel zelo zanimivo topologijo NOS stopnje s »tokovnim zrcalom«, katero sem želel preizkusiti, saj v članku navajajo stabilnost z majhnimi vrednostmi kompenzacijskih kondenzatorjev.

Topologija je na sliki 57.

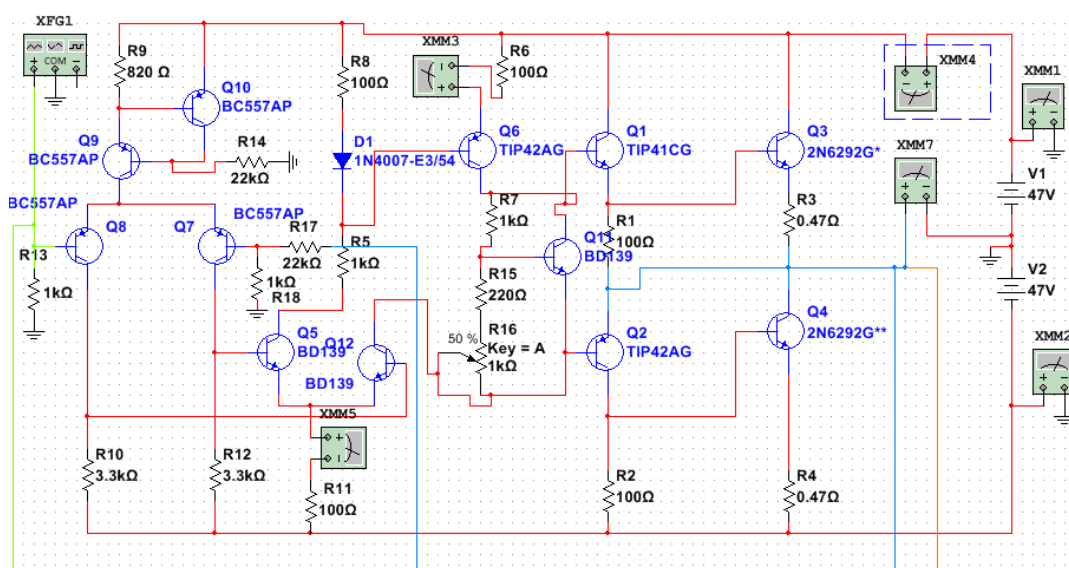


Slika 57: Topologija "NOS s tokovnim zrcalom"

Vir: <https://slideplayer.com/slide/10981735/>

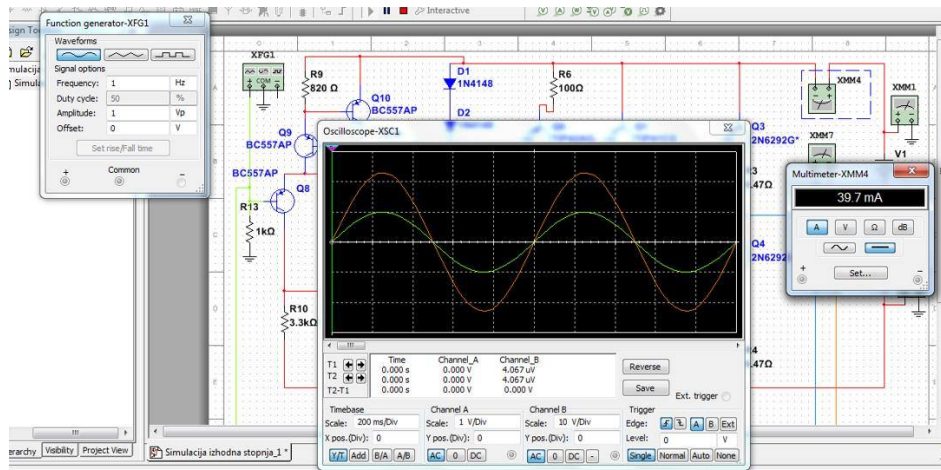
Napetostno ojačevalna stopnja je diferencialni par, katerega generator konstantnega toka je upor, $100\ \Omega$, povezan na oba emitorja. Kot breme se obnaša posebna izvedba generatorja konstantnega toka, ki se imenuje »tokovno zrcalo«, saj je tok skozi eno vejo enak toku skozi drugo, kar pomeni, da pripomore k simetriji delovanja diferencialnega para. Vsi trije $100\ \Omega$ upori morajo biti enaki, da je vezje simetrično. $100\ \Omega$ upor, zaporedno vezan z diodo, je možno nadomestiti s tranzistorjem.

- Simulacija 4 : Nova NOS stopnja



Slika 58: Slika 1 četrte simulacije

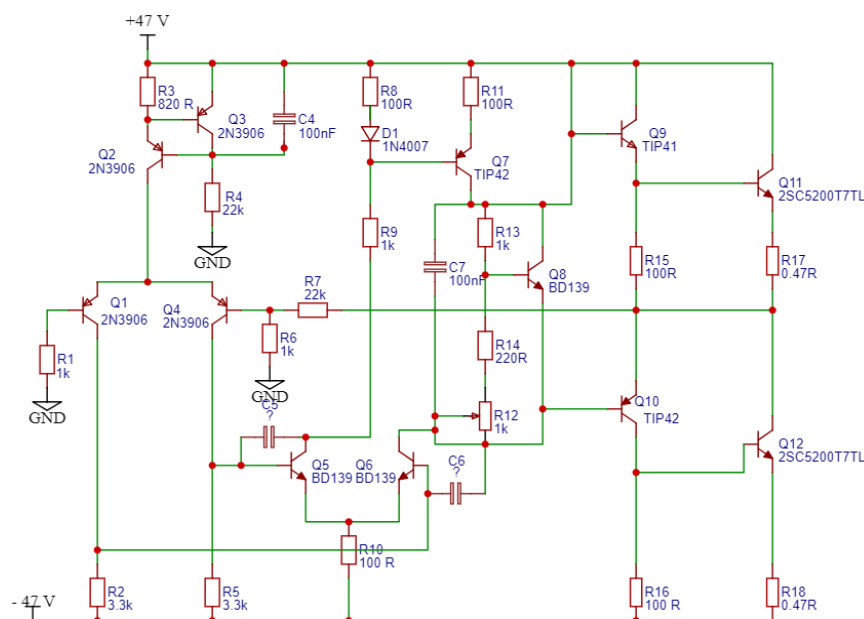
Vir: Lasten



Slika 59: Slika 2 četrte simulacije

Vir: Lasten

Vezje je po DC parametrih delovalo normalno, prepustilo pa tudi poln vhodni signal. Za izgradnjo prototipa sem izbral to vezje, saj menim, da bo pri AC razmerah delovalo boljše kot enostopenjska NOS. Vezje še ni bilo končano, saj sem moral narediti analizo stopenj, izračune ter dodati kompenzacijske komponente. »Olepšana« shema je na sliki 60.



Slika 60: "Olepšana" shema topologije z novo NOS

Vir: Lasten

Dodana sta bila kondenzatorja C4 in C7. C4 je dodan za stabilizacijo krmilne napetosti generatorja konstantnega toka vhodne stopnje. C7 kratkosklene Ube množilnik za izmenične signale in s tem zmanjša impedanco Ube množilnika »vidno« izmeničnemu signalu. Ker je na izhod vhodne stopnje priključen še en diferencialni par kot napetostno ojačevalna stopnja, lahko izračunam diferencialno ojačenje neobremenjene VS.

$$A_{VS} = \frac{R_C}{2 * h_{ie}} = \frac{R_2}{2 * h_{ie\ vs}} = \frac{3.3\ k\Omega}{2 * 65\ \Omega} \approx 25$$

$$h_{ie\ vs} = \frac{26\ mV}{\frac{I_{VS}}{2}} = \frac{26\ mV}{\frac{0.8\ mA}{2}} = 65\ \Omega$$

Ojačenje NOS je odvisno od že izračunane vhodne upornosti izhodne stopnje, saj je izhodna upornost aktivnega bremena (tokovno zrcalo, sestavljeno iz Q7 in D1) zelo velika. Tok, ki teče skozi diferencialni par NOS stopnje lahko izračunam iz tokovnega zrcala. Opazil sem, da so padci napetosti na D1, R8, R11 in notranji diodi Q7 vsi enaki 0.7 V, da drži Kirchhoffov zakon. Pomeni, da je tok NOS stopnje enak:

$$I_{NOS} = \frac{0.7\ V}{R_{11}} = \frac{0.7\ V}{100\ \Omega} = 7\ mA$$

Ker je upor R10 vezan kot generator konstantnega toka za NOS stopnjo, le-ta »prisili« da teče v mirovanju skozi tranzistorja enak kolektorski tok. Iz tega sledi, da je I_C enega tranzistorja v NOS enak polovici I_{NOS} . Izračunal sem torej h_{ie} enega izmed tranzistorjev:

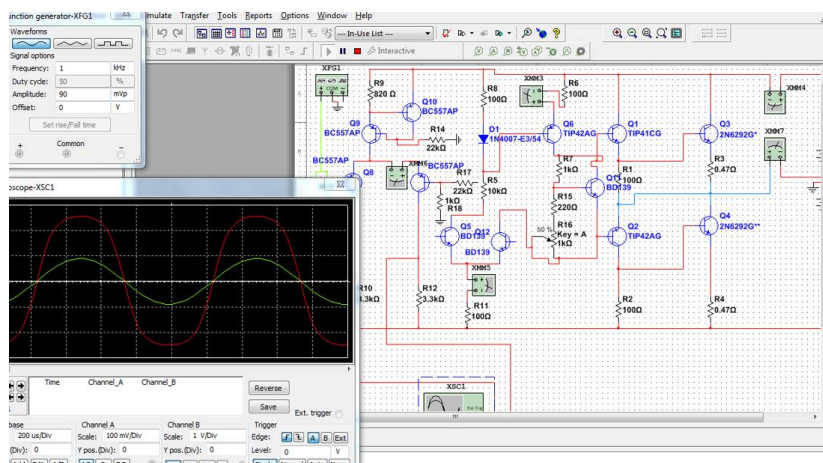
$$h_{ie\ nos} = \frac{26\ mV}{\frac{I_{NOS}}{2}} = \frac{26\ mV}{\frac{7\ mA}{2}} = 7.42\ \Omega$$

Zelo grob približek napetostnega ojačenja NOS stopnje je:

$$A_{V\ NOS} \approx \frac{R_{VH\ IZH}}{h_{ie\ nos}} = \frac{96\ k\Omega}{7.42\ \Omega} = 12\ 938$$

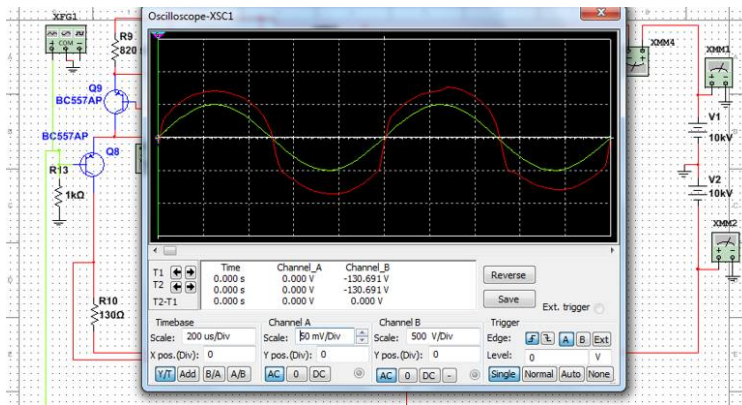
Za potrditev izračunov sem ponovno simuliral vezje.

- Simulacija 5: Preverjanje izračunov ojačenj:



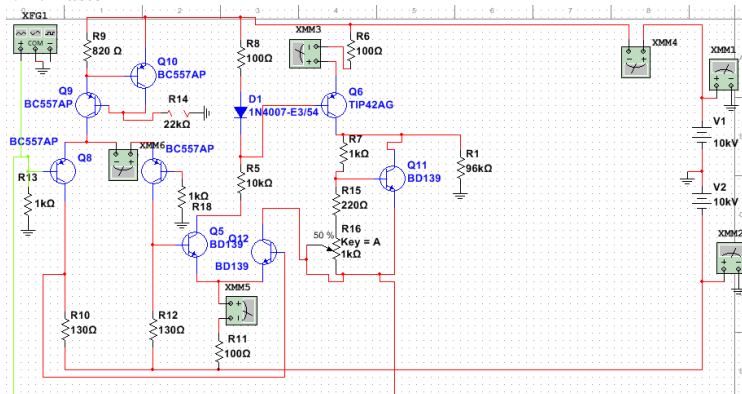
Slika 61: Slika 1 pete simulacije

Vir: Lasten



Slika 62: Slika 2 pete simulacije

Vir: Lasten



Slika 63: Slika 3 pete simulacije

Vir: Lasten

Pri simulaciji za napetostno ojačenje VS, sem odklopil NOS stopnjo. Pri 90 mV vhodnega signala, je osciloskop med obema izhodoma pokazal pribl. 2.5 V. A_{VS} je torej $2.5 \text{ V} / 90 \text{ mV} = 27.7$. Za simulacijo ojačenja NOS stopnje sem nastavil kolektorska upora vhodne stopnje na 130Ω , saj ima stopnja pri tej vrednosti ojačenje 1. Ker je ojačenje NOS zelo veliko, sem moral dvigniti napajanje na »neobičajno« vrednost 10 kV. Kot vhodna upornost IS pa se obnaša upor R1. Osciloskop je pokazal pri 50 mV vhodnega signala, pribl. 750 V izhodnega. Torej je $A_{V \text{ NOS}}$ okoli 15 000.

Stopnje sem obravnaval kot neobremenjene, saj so izračuni tako enostavni in dobim lažjo predstavo o ojačenju odprtega kroga A_{ol} , ki znaša:

$$A_{ol} = A_{vs} * A_{nos} * A_{is} \approx 27 * 12\,938 * 0.94 \approx 328\,366$$

Če je ojačenje zaprtega kroga A_{cl} enako 20, je »slabljenje povratne vezave« enako:

$$A_{nfb} = \frac{A_{ol}}{A_{cl}} = \frac{328\,366}{20} \approx 16\,418$$

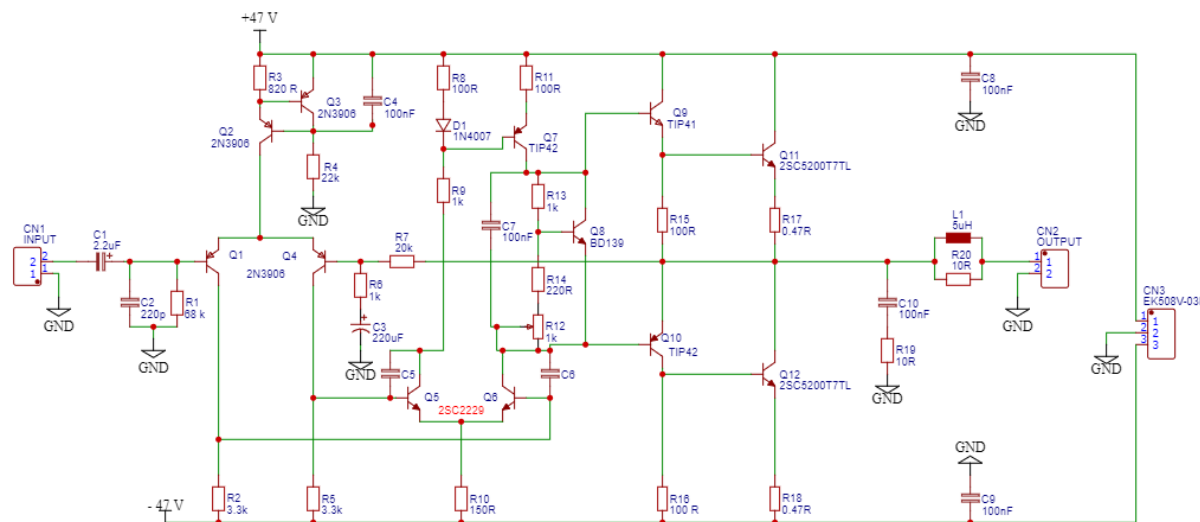
Izraženo v decibelih:

$$A_{cl \text{ (dB)}} = 20 \log A_{cl} = 20 \log 20 = 26 \text{ dB}$$

$$A_{ol} (dB) = 20 \log A_{ol} = 20 \log 328\,366 = 110 \text{ dB}$$

$$A_{nfb} (dB) = 20 \log A_{NFB} = 20 \log 16\,418 = 84 \text{ dB}$$

Ker je ojačenje odprtega kroga v realnosti manjše, je tudi »slabljenje« negativne povratne vezave manjše. Tudi če se zmanjša za 10 dB, je 70 dB še vedno dovolj dobra vrednost in bi naj ojačevalnik s takšnim ojačenjem bil »čist«, torej ne pričakujem velikega harmonskega popačenja na izhodu. Predpostavljal sem, da bo pasovna širina dokaj omejena, saj je tranzitna frekvenca izhodnih tranzistorjev samo 100 kHz, uporabil pa sem tudi »počasne« pogonske tranzistorje. Pričakoval sem, da bo zgornja meja pasovne širine vsekakor nižja od 100 kHz. V vezje sem dodal še nekaj stabilizacijskih komponent. Končna shema pred prototipom je na sliki 64.



Slika 64: Končna shema pred prototipom

Vir: Lasten

R1 sem spremenil na 68 kΩ, da sem povečal vhodno upornost, ki je bila prej precej nizka.

Izhodna upornost atenuatorja, ki je pred močnostnim ojačevalnikom je 10 kΩ in višja, kot je vhodna upornost močnostnega ojačevalnika, zato je manjše tudi breme na prejšnjo stopnjo.

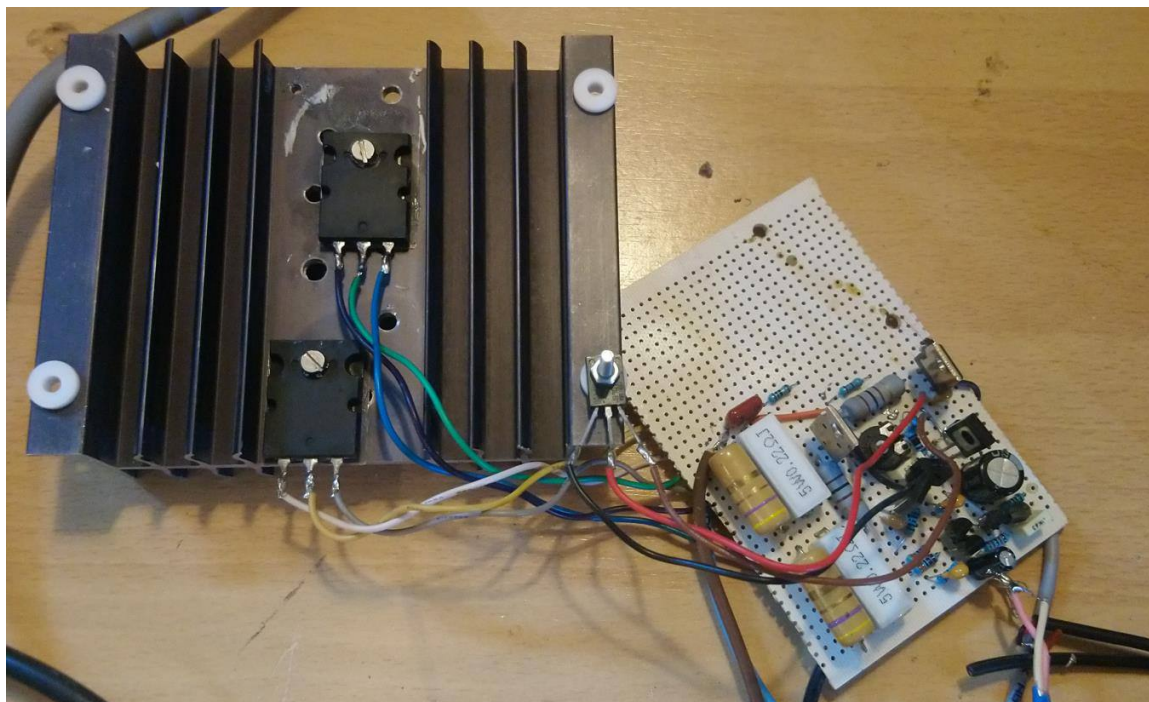
Dodal sem tudi kondenzator C2, 220 pF, ki se skupaj z vhodno upornostjo obnaša kot nizkoprepustni filter. V primeru, da bi se kapacitivno sklenil izhod ojačevalnika z vhomom, bi se ustvarila pozitivna povratna vezava in osciliranje. Ker C2 reže vse frekvence nad približno 72 kHz, pri izhodni upornosti prejšnje stopnje, ki je enaka 10 kΩ, preprečuje visokofrekvenčno osciliranje. Dodal sem tudi kondenzator C3, ki ustvari povratno vezavo samo za izmenične signale, tako da v primeru pojava enosmerne signala na vhomu ojačevalnik slednjega ne ojačuje. Kondenzator C1 je vhodni vezni kondenzator, ki je dodan s podobnim namenom kot C3, da na vhom ne prepušča morebitne enosmerne napetosti. C1 tvori

skupaj z vhodno upornostjo ojačevalnika visokoprepustni filter, katerega mejna frekvenca je približno 1 Hz, da lahko prepusti celoten avdio spekter. Dodal sem tudi C8 in C9 kot lokalni »decoupling«, ki preprečuje motnje na napajalnih vodih, zaradi parazitne induktivnosti vodov. Na izhod sem dodal še angl. Zobel network [26] ali Zobelovo vezje, ki preprečuje oscilacije zaradi povratne indukcije pri premiku zvočnika nazaj v začetni položaj. Vrednosti R19, C10, L1 in R20 so standardne pri večini močnostnih ojačevalnikov in se jih ne računa. Omeniti moram tudi, da iz simulacij vem, da so R15, R16 in R19 upori vrednosti 2 W, R17, R18 in R20 pa 5W. Ostali upori so lahko $\frac{1}{4}$ W, standardne moči. Dodal sem tudi Millerjeva kondenzatorja C5 in C6, ki sem ju moral izračunati. Glede na to da je bil v tokovnem zrcalu, ki je breme NOS stopnje, uporabljen tranzistor TIP42, ki ima notranjo efektivno Millerjevo kapacitivnost okoli 100 pF, se le-ta prenese na napetostno ojačevalno stopnjo. Millerjev kondenzator v Q7 je nelinearen, saj je posledica snovnih lastnosti tega tranzistorja, zato sem moral dodati na Q5 in Q6 lokalno Millerjevo kompenzacijo, ki je za izračun zelo kompleksna. Za začetek sem postavil C5 in C6 na 100 pF in zniževal vrednost na obeh tranzistorjih hkrati, do osciliranja ojačevalnika. Tako sem izbral optimalno vrednost. Tranzistorja v NOS stopnji sem zamenjal za 2SC2229, saj imata višjo $U_{CE\ max}$ kot BD139.

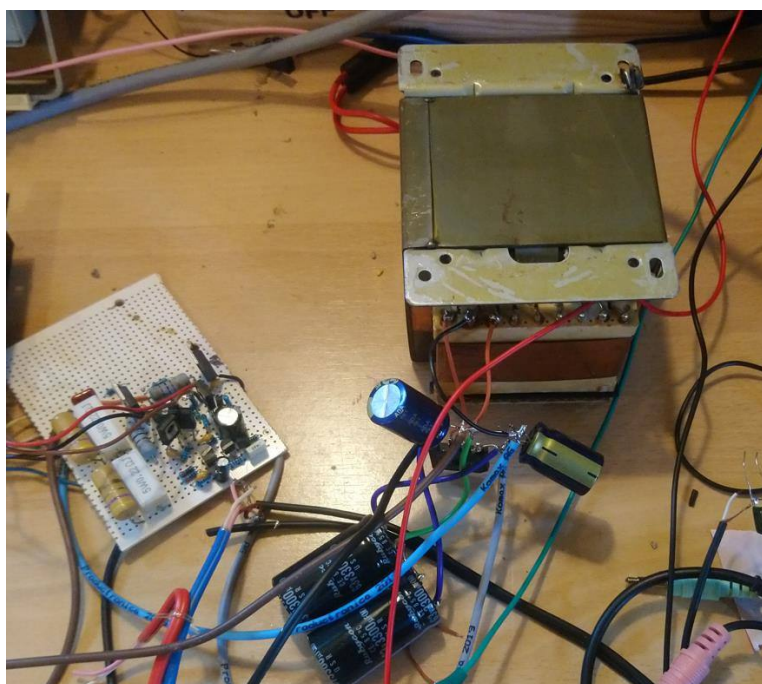
3.2.1.4 Prototip

Prototip sem zgradil na kosu prototipne ploščice, povezave pa sem delal s cinom in žicami. Za napajanje sem priključil transformator, (ki je sicer premajhne moči za končni izdelek) na

usmerniški most in dodal kondenzatorje za glajenje.



Slika 65: Prototip
Vir: Lasten

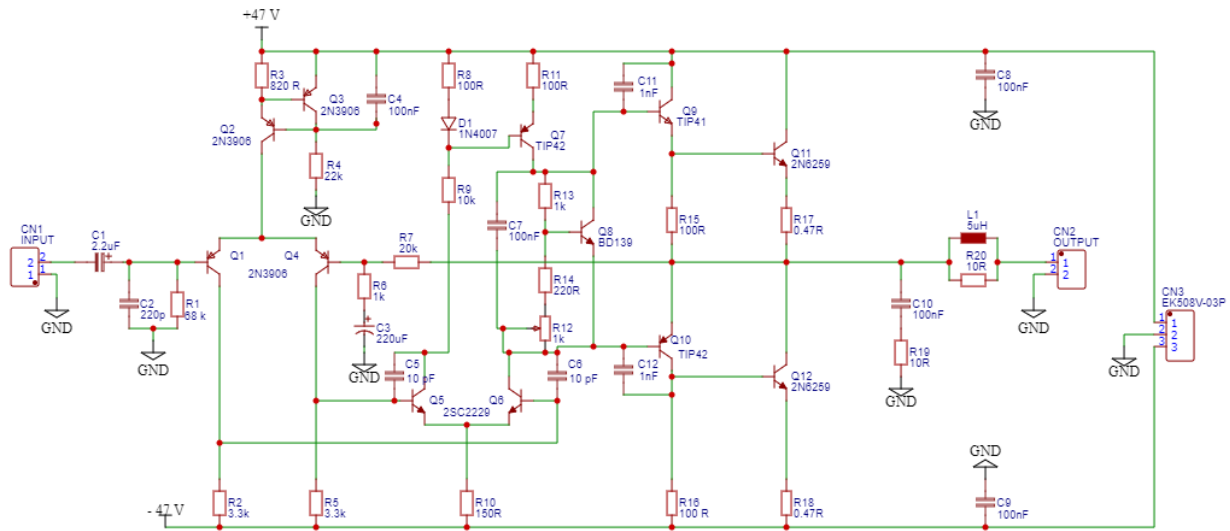


Slika 66: Improvizirano napajanje prototipa
Vir: Lasten

Na izhodu sem uporabil najprej tranzistorja 2SC5200, kot je razvidno iz slike 65. Ko sem ojačevalnik prvič zagnal, sem počasi dvigal napetost s pomočjo avtotransformatorja. Vezje

sprva ni delovalo, saj sem pri izgradnji naredil napako in sem v tokovnem generatorju na Q3 obrnil kolektor in emitor, zato VS ni dobila napajanja. Ko sem to odpravil, sem mirovni tok I_{C0} nastavil na pribl. 50 mA. Z voltmetrom sem preveril prisotnost enosmerne napetosti med izhodom in maso, ki je ni bilo. Na vhod sem priklopil funkcijski generator, izhod pa opazoval z osciloskopom, kjer sem pri 1 kHz videl lep sinus. Priključil sem zvočnik in predvajalnik glasbe. Zadeva je funkcionirala pravilno, le popačenje visokih tonov je bilo zelo slišno že pri nizki glasnosti. Takoj sem poskusil zmanjšati vrednost Millerjevih kondenzatorjev C5 in C6 na 68 pF. Bilo je boljše, ampak še ne zadostno. Ko sem še zniževal vrednost lokalne Millerjeve kompenzacije na NOS stopnji je začel pri pribl. 30 pF ojačevalnik močno oscilirati in je tekel zelo velik tok, pri znižani primarni napetosti na transformatorju. Z nekaj eksperimentiranja sem ugotovil, da bom upočasnil pogonske tranzistorje, z kompenzacijskima kondenzatorjema med bazo in kolektorjem, na obeh tranzistorjih (Q9 in Q10). Z eksperimentiranjem sem določil vrednosti teh kondenzatorjev na 1 nF, vrednost lokalne kompenzacije na NOS pa na 10 pF. Ojačevalnik je produciral zelo prijeten zvok, pri različnih zvrsteh glasbe. Poskusil sem tudi s klasično glasbo in klavirjem, ki je običajno problematičen, saj ima ogromen frekvenčni razpon, ampak ojačevalnik je lepo, razločno produciral zgornje oktave klavirja, katerih prej ni, oz. jih je močno popačil. Izmeril sem še izhodno moč, ki je znašala okoli 78 W. Vzrok za nizko moč je prešibek napajalnik, ki sem ga v končnem izdelku dimenzioniran pravilno. Poskusil sem še z izhodnimi tranzistorji 2N6259 in z nekaj eksperimenti ugotovil, da je optimalna vrednost za R9 10 k Ω , kar poveča tranzientni odziv basa. Za R10 pa 150 Ω , kar prinese malo manjši tok v NOS stopnji in boljše krmiljenje izhoda. Ta upor sem že v simulacijah nastavil na to vrednost in izkazala se je za dobro. Trajno obratovanje, pri 8 Ω in 4 Ω bremenske impedance, ni bila težava za 2N6259 pri zadostnem hlajenju, medtem ko se je 2SC5200 pri 4 Ω bremenu močno grel, zato sem zaključil, da ni dobra izbira. Končna shema ojačevalnika je vidna na sliki 67.

3.2.1.5 Končna shema močnostnega ojačevalnika

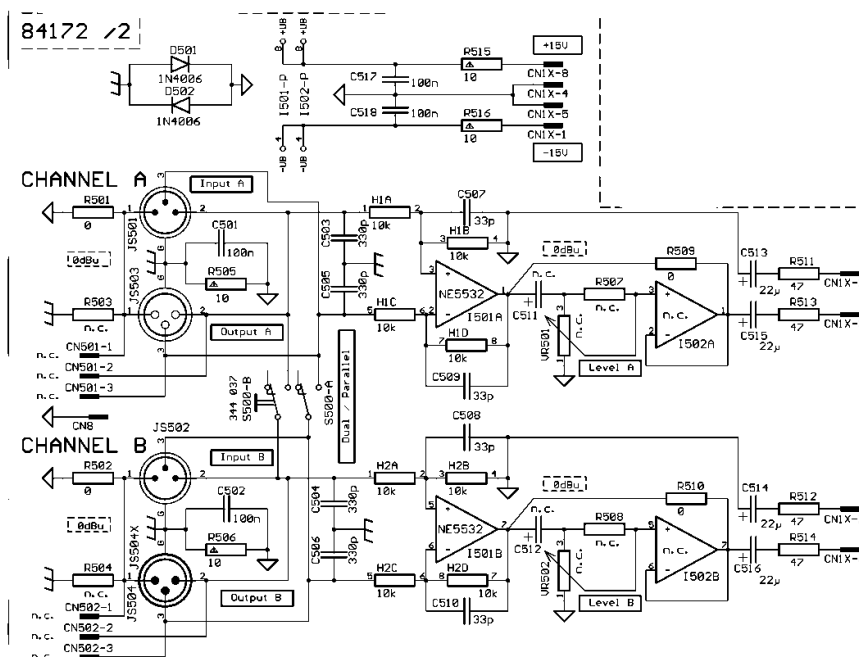


Slika 67: Končna shema močnostnega ojačevalnika
 Vir: Lasten

3.2.2 Predelava vhodne stopnje in atenuator

3.2.2.1 Vhodna stopnja

Iz sheme, ki sem jo našel na spletu, sem izrezal del, ki je vhodna stopnja, da sem dobil ustrezne podatke za nadaljevanje predelave.

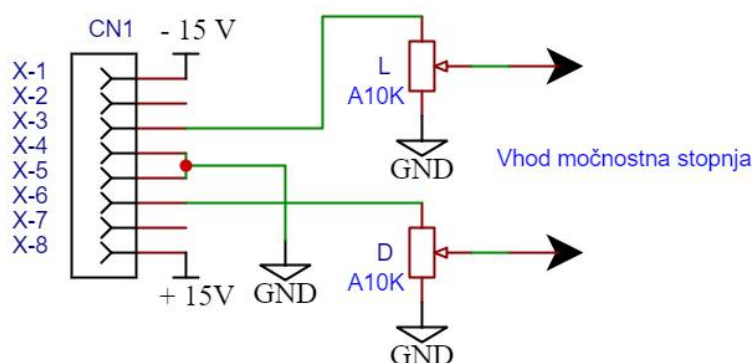


Slika 68: Shema vhodne stopnje Dynacord S1200
 Vir: https://www.eserviceinfo.com/downloadsm/37945/DYNACORD_S1200.html

Iz sheme vidim, da so vse povezave na ploščico narejene preko konektorja CN1. Napajanje za operacijske ojačevalnike NE5532 je simetrično, +15 V, -15 V, GND. Iz XLR vhodov pride signal na diferencialni operacijski ojačevalnik, katerega izhod gre na potenciometer za kalibracijo vhodnega signala, nato še na angl. buffer [27], ki izhod impedančno prilagodi. Zatem preide izhodni signal na vezna kondenzatorja C515 in C516. Na ta dva kondenzatorja sem priključil vhod močnostne stopnje, vmes pa sem dodal še atenuator.

3.2.2.2 Atenuator

Kot atenuator oz. kontrolo vhodnega nivoja sem uporabil logaritemski potenciometer. Pri izbiri upornosti potenciometra na vhodu ojačevalnika velja pravilo, da mora biti upornost potenciometra 1/10 vhodne upornosti močnostnega ojačevalnika [28]. Vhodno upornost ojačevalnika določa upor R1, ki je 68 k Ω . Če upoštevam pravilo, dobim vrednost potenciometra 6.8 k Ω . Najbližja standardna vrednost k tej pa je 10 k Ω .



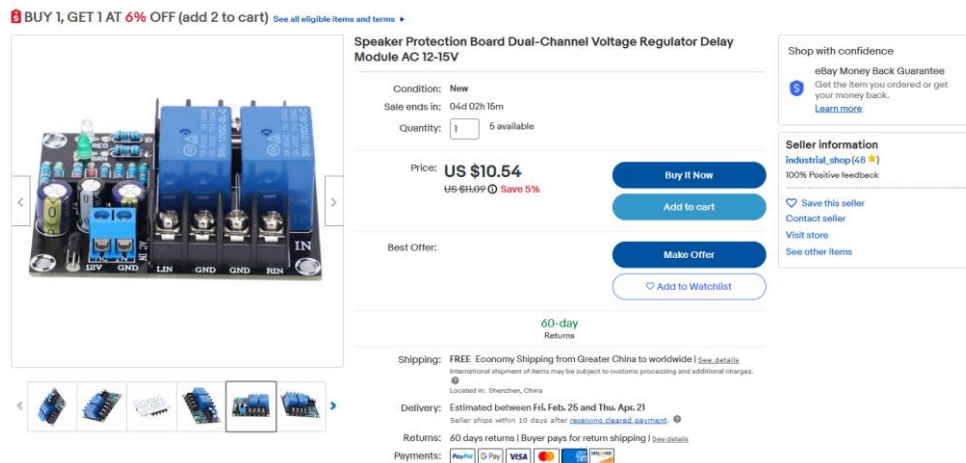
Slika 69: Priklop atenuatorja in vhodne stopnje

Vir: Lasten

Konektor CN1 in njegova razporeditev priključkov se nanašata na shemo na sliki 68.

3.2.3 Zaščita za zvočnike

Zvočniška zaščita na izhodu ojačevalnika je vedno zaželeno. Ker sem razvil močnostno stopnjo s simetričnim napajanjem, nimam skrbi z vklopnim sunkom oz. pokom v zvočnikih pri vklopu ojačevalnika. Zaščita izhoda mora »nadzirati« prisotnost DC napetosti na izhodu. V primeru, da pride do uničenja enega izmed izhodnih tranzistorjev in varovalke ne pregorijo, je na izhodu prisotnih polnih 47 V DC napetosti, kar privede to takojšnjega uničenja zvočnikov. Razvoj zaščitnega modula ni v sklopu naloge, zato sem se odločil za nakup, saj obstajajo na Ebay že narejene ploščice po zelo nizki ceni. Odločil sem se za naslednji modul:



Slika 70: Zaščitni modul

Vir: <https://www.ebay.com/itm/194738350983?hash=item2d574f6b87:g:UC4AAOSw91Vh4jew>

Modul se napaja z 12 V DC, lahko pa tudi z izmenično napetostjo, saj je na vходу polvalni usmernik. Srce modula je integrirano vezje UPC1237 za zaščito zvočnikov. Ima zaščito pred DC napetostjo na izhodu in zamik vklopa, kar pomeni, da zvočnike priključi na izhod po nekem določenem času. To je dobro, ker ima močnostni ojačevalnik čas, da se postavijo vse enosmerne razmere v vezju, brez priklapljenega bremena. Na izhodu sta dva releja, ki zdržita 10 A toka, kar je več kot dovolj.

3.2.4 Napajalno vezje

3.2.4.1 Napajanje za močnostni ojačevalnik

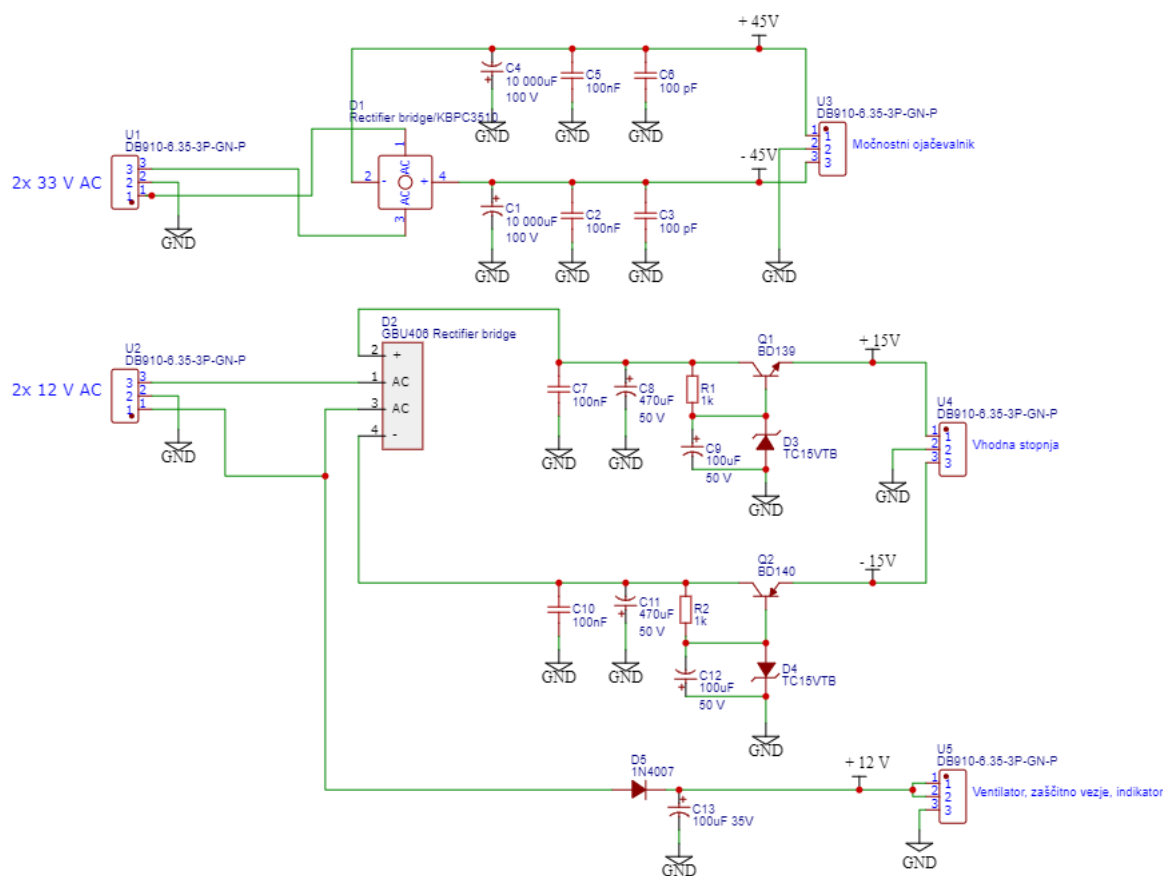
Napajanje za močnostni ojačevalnik mora biti simetrično. Napetosti ni potrebno stabilizirati, torej sem uporabil usmerniški mostič iz starega ojačevalnika, katerega je možno pritrditi na ohišje. Izdelan je za 100 A, 500 V DC.

3.2.4.2 Napajanje za vhodno stopnjo in pomožno napajanje

Napajanje za vhodno stopnjo mora biti simetrično, + 15 V, GND, -15 V DC napetosti. Napetost mora biti stabilizirana, zato sem naredil dva serijska regulatorja z Zener diodo. Lahko bi uporabil fiksna stabilizatorja 78xx in 79xx serije, ki ponujata sicer boljšo regulacijo, saj imata notranjo povratno vezavo. Težava teh regulatorjev je velik šum. Če slednji ni pravilno filtriran na izhodu, lahko predstavlja večjo težavo kot rahla valovitost napetosti na priključnih sponkah operacijskih ojačevalnikov v vhodni stopnji. Potrebna napetost transformatorja za vhodno stopnjo je :

$$U_{AC} = \frac{U_{CC+}}{\sqrt{2}} = \frac{15 V}{\sqrt{2}} \approx 10 V \approx 12 V$$

Izbral sem 12 V AC napetosti, saj mora biti DC napetost na vhodu regulatorja višja, da ima regulator »manevrski«
 prostor. Pri 12 V bo na vhodu reg. pribl. 17 V. Potrebujem torej transformator s sekundarjem 2x 12 V, s srednjim odcepom. Dovolj velik tok je 1 A, torej približno 24 W izhodne moči zadostuje. Lahko bi navil dodatno navitje na obstoječ toroidni transformator, ki napaja močnostno stopnjo. Ker pa je ojačevalnik izdelan za lastne potrebe, sem se odločil za vsa ostala vezja uporabiti ločen transformator. To je dobro zato, ker pri velikih obremenitvah sekundarna napetost rahlo niha. Če niha napetost na vhodni stopnji to privede do povečanja nelinearnih popačenj. Te vrednosti so zanemarljivo majhne, zato ne bi bilo nič narobe, če bi vse napajal en transformator, sploh zato ker je močno predimenzioniran. V kolikor bi izdelek izdeloval za prodajo, bi se odločil drugače. Seveda pa je bil tudi drugi transformator ponovno uporabljen iz stare naprave. Vezje napajalnika je vidno na sliki 71.



Slika 71: Napajalnik

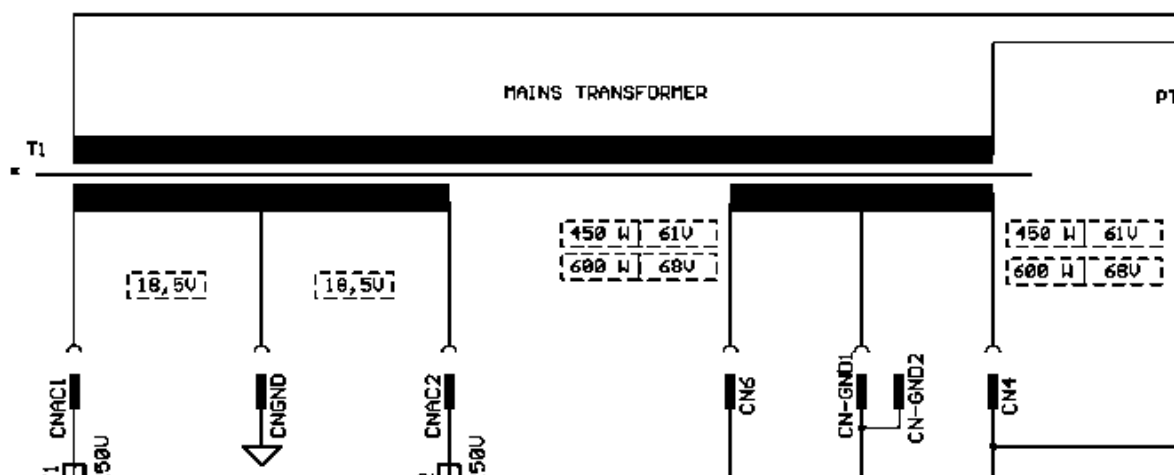
Vir: Lasten

Zgoraj je shema močnostnega napajanja. Za glajenje sem uporabil 10 000 uF kapacitivnosti na + in – liniji. Približno 4700 uF po enem kanalu. Kondenzatorja 100 nF in 100 pF služita za kratkotrajne tokovne sunke pri višjih frekvencah. Za vhodno stopnjo je narejen serijski regulator z Zener diodo. Predupor za Zener diodo je izbran tako, da je Zener dioda izkrmiljena

na 50 % svojega maksimalnega dopustnega toka $I_{Z\ max}$. C8 in C11 sta za glajenje napetosti iz diodnega mostiča, C9 in C12 sta zato, da držita konstantno napetost na bazi tranzistorja, C10 in C7 pa služita za kratkotrajne tokovne sunke in nasprotujeta induktivnosti povezav. Pomožno napajanje za zaščitno vezje, indikatorsko LED diodo in ventilator, ki hladi izhodne tranzistorje na hladilnem rebru sem izvedel s polvalnim usmernikom. Zato služita D5 in C13.

3.2.5 Transformator

Za transformator sem uporabil obstoječega. Najprej sem moral pridobiti nazivne podatke slednjega, da sem lahko načrtoval previjanje. Nazivni podatki so vidni na spodnji sliki.



Slika 72: Shema transformatorja Dynacord S1200

Vir: https://www.eserviceinfo.com/downloadsm/37945/DYNACORD_S1200.html

Primar je navit za 230 V, sekundarja pa sta dva, vsak z enim srednjim odcepom. Ker sem potreboval samo močnostni sekundar, sem sekundar 2x 18,5 V odvil in namesto njega uporabil drug transformator. Močnostni sekundar je navit na 2x 68 V. Meritev slednjega pa je pokazala 2x 70 V. Ker sem želel imeti 2x 33 V, sem moral odviti malo več kot polovico obojev sekundarja. To sem storil tako, da sem odvil celoten močnostni sekundar, ga razpolovil in ponovno navil.



Slika 73: Transformator z odvitim sekundarjem

Vir: Lasten

S tem je bilo kar veliko dela, saj je žica dolga okoli 30 m, zraven pa sem moral paziti na to, da ne bi poškodoval laka – izolacije žice. Ker sem potreboval srednji odcep, sem transformator navil bifilarno, kar pomeni, da je sekundarno navitje dvojno. To pomeni, da sem moral navijati dve žici naenkrat. Na sliki 73 je vidno toroidno jedro, z že navitim primarjem in odvitim sekundarjem. Okoli primarja je navit prozoren plastični trak kot izolacija. Enak trak je bil navit okoli odstranjenega sekundarja. Tega sem odvil pred odvijanjem sekundarja in ga prihranil za ponovno uporabo. Prav tako je na sliki 73 vidna lesena priprava, na katero sem navil pripravljeno in poravnano žico za navijanje sekundarja. Sekundar je potrebno »šivati«, zato sem si tudi naredil to pripravo. Za izdelavo sta potrebna dva človeka, tako da eden šiva, drugi pa ravna in zateguje ovoje, da so enakomerno in primerno razporejeni po obodu jedra.



Slika 74: Napol navit sekundar

Vir: Lasten

Na sliki 74 je viden napol navit sekundar transformatorja. Ko sem zaključeval navijanje, sem na vsakih toliko navitih ovojev primar priključil na 230 V in izmeril napetost sekundarja. Vsak

ovoj mi je predstavljal okoli 0.3 V. Na koncu sem po tej metodi navil točno toliko ovojev, da sem na sekundarju dobil 2x 33 V. Na sliki 75 je viden transformator po končanem navijanju.



Slika 75: Končano navijanje sekundarja

Vir: Lasten

Ko je bil transformator navit, sem moral narediti priključne izvode, ki bodo služili kot priključki.



Slika 76: Priključki sekundarja

Vir: Lasten

Rumeni žici na sliki 76 sta konca navitij, siva žica pa predstavlja srednji odcep, ki je narejen s povezavo začetka enega navitja s koncem drugega. Ko sem izvajal to povezavo sem moral paziti, da ne bi imel induciranih napetosti v obeh navitjih v protifazi, saj bi takrat dobil napačno vrednost napetosti. Ko sem izmeril sekundarno napetost, sem dobil med odcepom in koncem navitij 33 V. Obe strani sta popolnoma simetrični, kar pomeni, da sem dobil med koncema navitja 66 V. Preostala je še namestitev dodatne izolacije sekundarja.



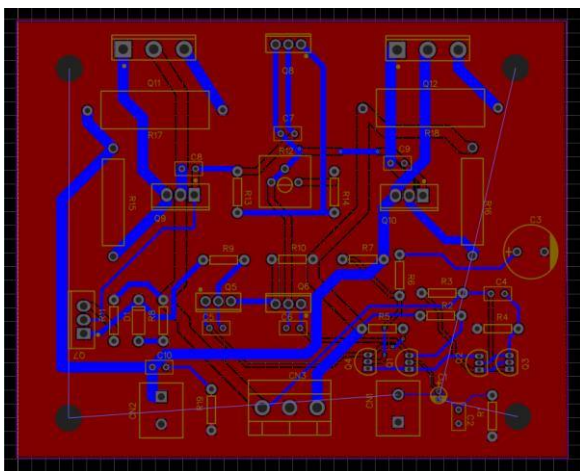
Slika 77: Končan transformator

Vir: Lasten

Na sliki 77 je viden končan transformator s ponovno uporabljeno trakovno izolacijo. Kot dodaten ukrep sem dodal še nekaj slojev prozornega (Tesa) večnamenskega lepilnega traka širokega profila, zaradi boljše kompaktnosti izdelka. Celoten proces je vzel okoli 12 ur dela za dva človeka.

3.2.6 Projektiranje in izdelava tiskanih vezij

Za projektiranje tiskanih vezij sem izbral isti program kot za risanje shem – EasyEDA, ki omogoča pretvorbo sheme v tiskanino. Tiskanino močnostnega ojačevalnika sem izdelal kot dva monobloka. Izdelana sta na dvoslojni ploščici, zaradi manjše izvedbe, ker želim obstoječe vezje uporabiti še v prihodnosti v kakšnem manjšem ohišju. Po pretvorbi v tiskanino sem na ploščico namestil komponente in izrisal povezave med njimi.



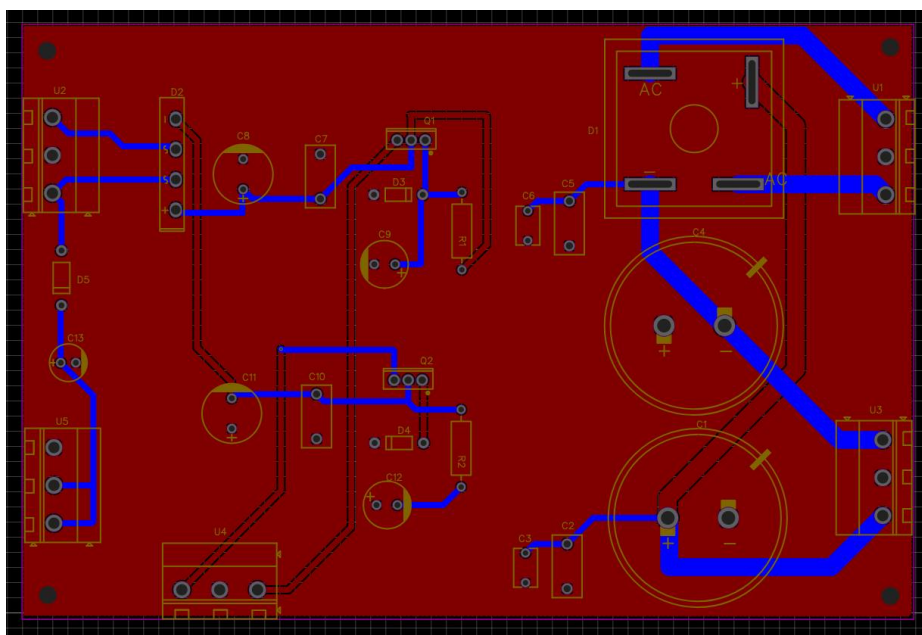
Slika 78: Sprojektirana tiskanina ojačevalnika

Vir: Lasten

Vezje ima dimenzije 80 x 100 mm. Ker je ploščica dokaj majhna, sem se odločil za dvoslojno izvedbo z uporabo povezav med zgornjim in spodnjim slojem. Na sliki 78 so z modro označene povezave spodnjega sloja, z rdečo pa so označene povezave zgornjega sloja.

Celotna zgornja stran je tudi masa oz. GND celotnega vezja, kar zmanjšuje motnje. Pri postavitvi elementov in načrtovanju povezav sem pazil na pravilno razmestitev in na odebelitev povezav, kjer tečejo večji tokovi. To so napajalni vodi do izhodnih tranzistorjev in odvod izhodnih tranzistorjev do izhoda.

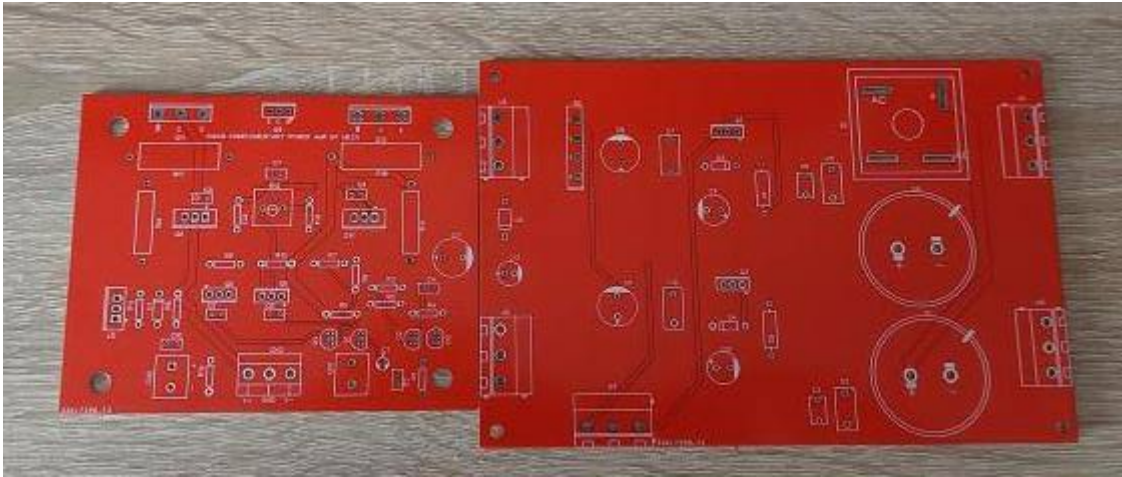
Na sprednji strani ploščice sem postavil vhodni priključek na desni strani, na sredini priključek za napajanje, na levi pa izhodni priključek. Vhodna stopnja in njeni elementi so postavljeni na levi del vezja, napetostno ojačevalna stopnja je na sredini. Blizu NOS tranzistorjev in pogonskih tranzistorjev morajo biti nameščeni Millerjevi kondenzatorji. Najbolje je, če so nameščeni ravno poleg elementa, kar sem tudi izvedel. Ube množilnik in trimer za nastavitev mirovnega toka je med pogonskima tranzistorjema. Na vrhu so priključki za izhodna tranzistorja in za tranzistor v Ube množilniku. Uporabil sem »footprint« oz. podnožje za 2SC5200. Na 2N6259 bom speljal žične povezave na hladilno rebro. Tako se lahko ploščica uporabi s »flatpack« tranzistorji ali s TO3 ohišji izhodnih tranzistorjev. Naslednje tiskano vezje je napajalno, to pa je razvidno na sliki 79.



Slika 79: Sprojektirana tiskanina napajalnika
Vir: Lasten

Za dimenzije napajalnika sem izbral 150 x 100 mm, saj bo uporabljen le v tem projektu in ga ne nameravam uporabiti ponovno. Spet sem pazil na ustrezno odebelitev povezav in postavitev vhodnih in izhodnih konektorjev.

Tiskanine sem naročil pri dobavitelju JLC PCB. Cena šestih tiskanin napajalnika in šestih tiskanin ojačevalnika je bila 30 evrov s poštnino. Narejene tiskanine so vidne na sliki 80.



Slika 80: Pogled na narejena tiskana vezja

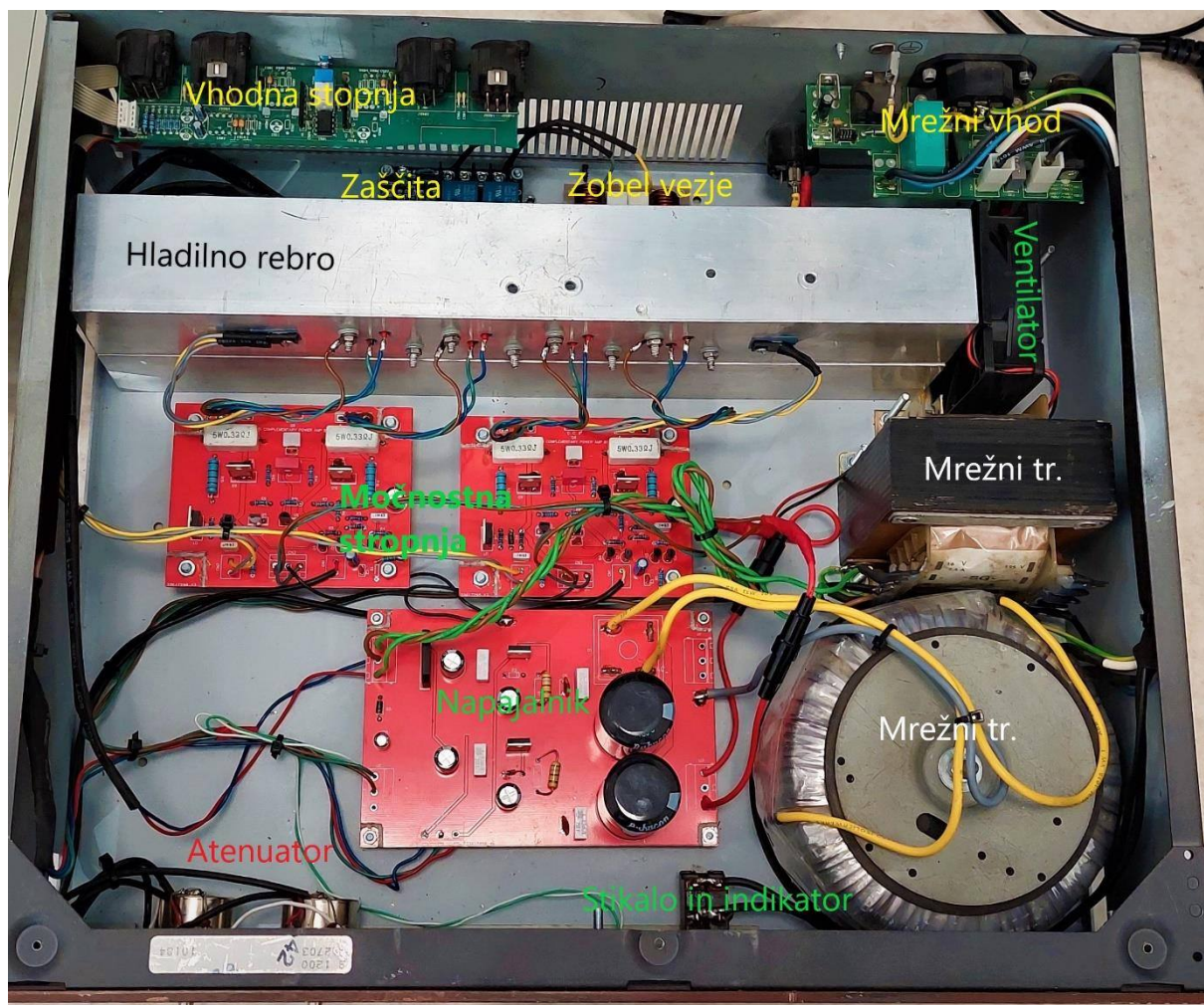
Vir: Lasten

Tiskanine so zelo kvalitetno izdelane za nizko ceno. Po prejetju sem opazil, da sem storil nekaj napak. Prva je ta, da sem montažne luknje pozabil izolirati od GND priključka na obeh ploščicah. Ker bosta ploščici montirani v kovinsko ohišje z vijaki, sem moral okoli vsake izmed lukenj prekiniti zgornji GND sloj. Poleg tega sem zgrešil eno povezavo na napajalnem vezju, ki sem jo pri izvedbi naredil z žico.

3.2.7 Predelava ohišja in montaža

Obstoječe ohišje od Dynacord S1200 sem izpraznil in očistil. Našel sem ventilator iz starega napajalnika za računalnik in primerno hladilno rebro za izhodne tranzistorje. Iz starega radia sem vzel še navaden EI transformator s primerno sekundarno napetostjo za napajanje ostalih modulov. Našel sem tudi dva starejša, a kvalitetna potenciometra, ki bosta služila za atenuacijo vhodnega signala. Po končani montaži in povezavi vseh ploščic, notranjost

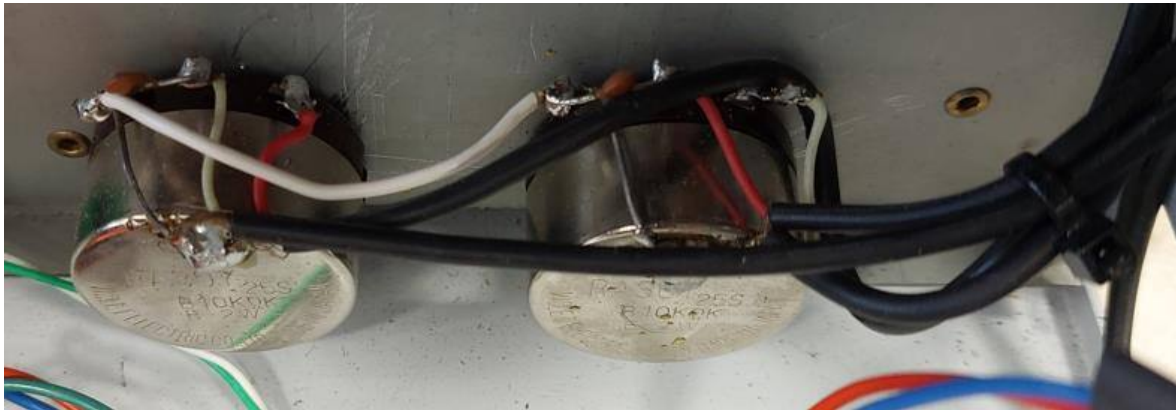
ojačevalnika izgleda takole:



Slika 81: Sestavljen ojačevalnik

Vir: Lasten

Notranjost sem pobarval s svetlo barvo, z namenom preglednosti in disipacije toplote. Zatem sem postavil vse sestavljene ploščice in komponente na mesta in označil luknje ter naredil ustrezne izvrtine. Vsa tiskana vezja so podprta z vijaki, ki so uporabljeni namesto plastičnih podpornikov za tiskanine, saj menim, da je vijačna zveza boljša. Pri montaži tiskanin sem pazil na enako višino na vseh straneh in da vijačni podporniki ne upogibajo tiskanin. Drugi mrežni transformator ter ventilator sta bila zmontirana na enak način kot tiskanine. Pri montaži potenciometrov sem izoliral njun podpornik od ohišja in ga povezal na maso. Med maso in izhod sem dodal še 22 pF keramični kondenzator, da izhod kratkosklene za visoke frekvence že pri potenciometroma.

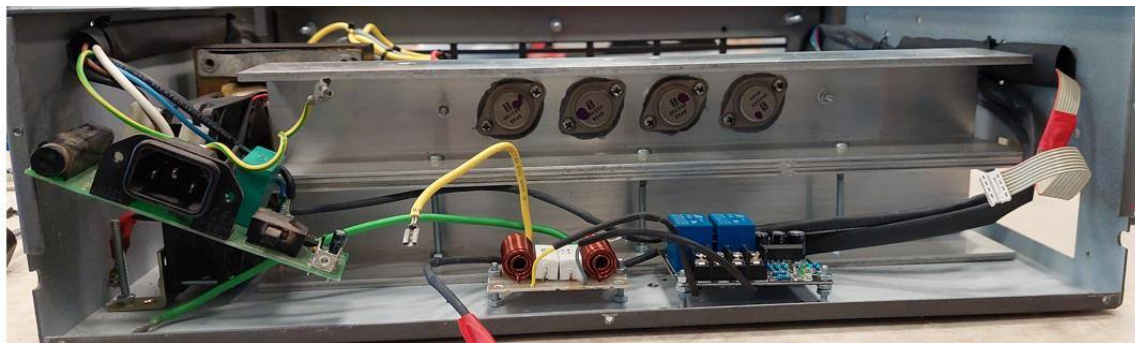


Slika 82: Atenuator – potenciometra

Vir: Lasten

Na napajalni plošči je diodni mostič, ki napaja močnostno stopnjo zmontiran pod tiskanino in privijačen na dno ohišja. Ohišje se torej zanj obnaša kot hladilo.

Izhodni tranzistorji so zmontirani na hladilno rebro z ustrezno sljudno izolirno podložko in uporabo termalne paste. Tranzistor v Ube množilniku je prav tako zmontiran na hladilo, saj mora biti v termalnem stiku z izhodnimi tranzistorji, da lahko opravlja nalogo temperaturne kompenzacije izhoda.



Slika 83: Pogled ojačevalnika od zadaj

Vir: Lasten

Zobel vezje proti oscilacijam se mora montirati čim bližje zvočniškemu izhodu, zato je narejeno posebej na kosu ploščice, izrezkane doma. Postavljeno je zraven zaščite in je vidno na sliki 83.

Mrežna varovalka je dimenzionirana na porabo in vklopni tok transformatorja in znaša T6A. Celotno ohišje sem še dodatno očistil, ga z barvo v spreju, v večih slojih prebarval in napravo sestavil ter preizkusil. Po nastavitvi mirovnega toka na pribl. 50 mA je ojačevalnik deloval brez težav, a se je v mirovanju precej segreval. Mirovni tok sem zato nastavil na pribl. 30 mA. Pri tej vrednosti pa je deloval odlično z ustreznim segrevanjem pri nazivni obremenitvi. Kasneje sem s pomočjo 3D tiskalnika zrisal in natisnil pokrove za potenciometre in mrežno stikalo. Končan izdelek z vsemi »kozmetičnimi« popravki je viden na spodnjih slikah.



Slika 84: Sprednji pogled izdelka
Vir: Lasten



Slika 85: Zadnji pogled izdelka
Vir: Lasten



Slika 86: Vrhnji pogled izdelka
Vir: Lasten

3.3 Meritve in testiranje

3.3.1 Opis meritev in priprava

Izvedel sem 6 različnih meritev, s katerimi sem izmeril bistvene parametre mojega ojačevalnika. Vseh 6 meritev sem ponovil še na, po moči primerljivemu ojačevalniku, Samson Servo 200.

3.3.1.1 Meritev 1 – Meritev mirovnega toka

To meritev sem izvedel samo na mojem ojačevalniku, predem sem nadaljeval z ostalimi. To sem storil zato, da sem se prepričal, da ojačevalnik deluje v zastavljenih pogojih iz razvojne faze.

Opis meritve:

Za merjenje in nastavitvev mirovnega toka je potrebno ojačevalnik zagnati neobremenjen, vhod pa mora biti kratkosklenjen oz. atenuatorji morajo biti v zaprtem položaju. Zaporedno z eno izmed napajalnih napetosti, torej U_{cc+} ali U_{cc-} se veže miliampermeter. S trimerjem, ki je del Ube množilnika, dvigujemo mirovni tok toliko časa, da dosežemo nazivno vrednost. Ojačevalnik obremenimo, da se segreje in ponovimo meritev. Želimo, da bi bil mirovni tok izhodne stopnje konstanten in neodvisen od obremenitve. [11], [14]

3.3.1.2 Meritev 2 – Meritev S/N razmerja

Opis meritve:

1. Korak

Ojačevalnik mora biti nazivno obremenjen, merimo enega izmed kanalov, saj so med sabo simetrični. Vhod ojačevalnika mora biti nepriključen oz. »v zraku«, na izhod pa priključimo osciloskop in nastavimo vhod na AC couple oz. izmenične razmere ter pasovno širino osciloskopa omejimo na najnižjo vrednost. Atenuator signala za merjeni kanal mora biti v odprtem položaju. Izmerimo maksimalno vrednost napetosti na izhodu in jo označimo z U_{ξ} (napetost šuma).

2. Korak

Vse ostane isto kot pri prvem koraku, le da sedaj na vhod priključimo testni ton frekvence 1 kHz in atenuator na kanalu, ki ga merimo, zapremo. Atenuator počasi odpiramo in vidimo na osciloskopu sinusno obliko signala 1 kHz. Atenuator odpiramo toliko časa, da je vidno rezanje vrhov sinusa oz. clip. Ko dosežemo točko rezanja, atenuator zapremo ravno toliko, da

imamo na zaslonu osciloskopa še lep, nepopačen sinus. Odčitamo maksimalno vrednost te napetosti in jo označimo z U_2 (maksimalna izhodna napetost). [11],[14]

S/N razmerje signal / šum izračunamo po enačbi:

$$S/N = 20 \log \frac{U_2}{U_s}$$

3.3.1.3 Meritev 3 – Meritev izhodne moči

Opis meritve:

Za opravljanje meritve izhodne moči mora biti ojačevalnik nazivno obremenjen. Postopek opravljanja meritve je enak kot v drugem koraku meritve S/N razmerja, le da odčitano maksimalno vrednost napetosti delimo s $\sqrt{2}$, da dobimo efektivno vrednost, katero pa označimo z U_{2ef} (izhodna efektivna napetost). Za izračun efektivne izhodne moči uporabimo enačbo:

$$P_{ef} = \frac{(U_{2ef})^2}{R_B}$$

3.3.1.4 Meritev 4 – Meritev pasovne širine

Opis meritve:

Za opravljanje te meritve mora biti ojačevalnik nazivno obremenjen, vhodni atenuator pa mora biti v odprtem položaju. Na vhod priključimo funkcijski generator, na izhod pa osciloskop. Nastavimo maksimalno izhodno napetost pred rezanjem signala pri 1 kHz. Frekvenco funkcijskega generatorja nato povečujemo od 0 Hz navzgor toliko časa, da začnemo opaziti velik upad amplitude izhodnega signala. Frekvenca, pri kateri začne amplituda izhodnega signala strmo upadati, je zgornja mejna frekvenca ojačevalnika in predstavlja njegovo pasovno širino B.

3.3.1.5 Meritev 5 – Meritev THD - harmonskega popačenja

Opis meritve:

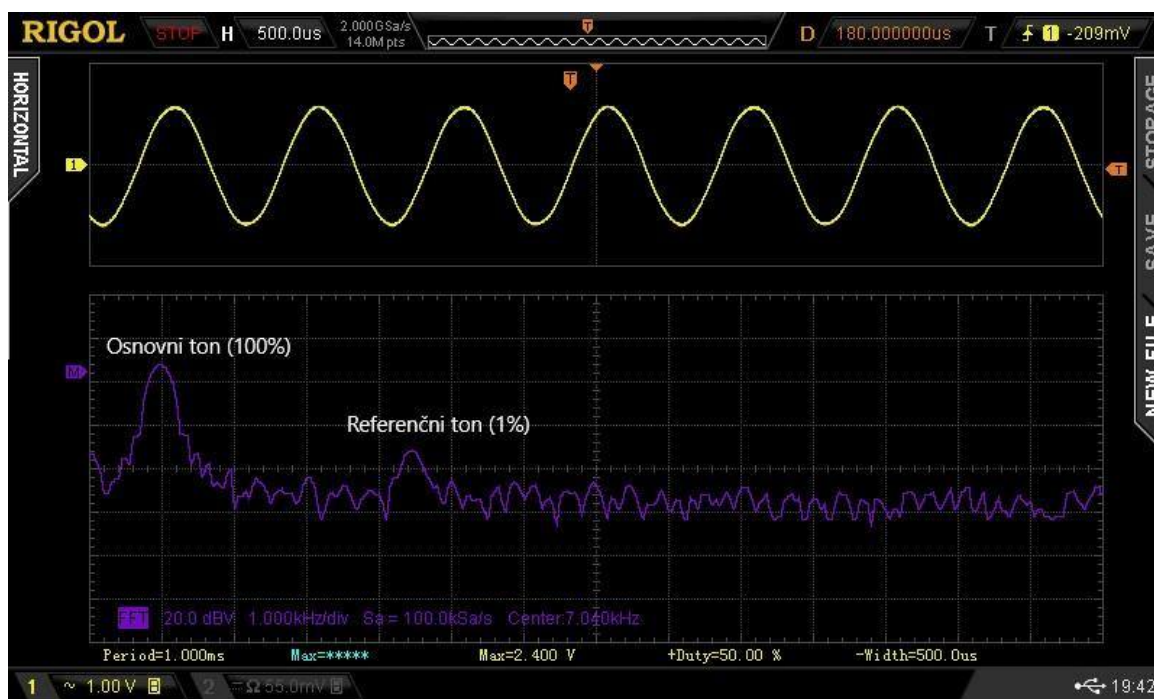
Meritev harmonskega popačenja je meritev količine harmonikov oz. mnogokratnikov osnovne frekvence, ki jih ojačevalnik generira.

1. Korak

Za meritev moramo pripraviti testni ton. Na računalniku v programu Audacity, generiramo testni ton frekvence 1 kHz. Naknadno zraven tega tona generiramo še referenčni ton 4.5 kHz. Amplituda slednjega mora znašati 1 % amplitude tona s frekvenco 1 kHz. Ta dva tona med seboj zmešamo in ju shranimo v eno glasbeno datoteko, visoke kakovosti npr. Wave.

2. Korak

Potrebujemo digitalni osciloskop z možnostjo matematične funkcije FFT, angl. Fast Fourier Transform ali analizator spektra. Potrebujemo tudi mešalno mizo s predojačevalnikom. Izhod iz računalnika povežemo na vhod mešalne mize, izhod mešalne mize pa povežemo na vhod osciloskopa. Nastavitve analize spektra moramo izvesti tako, da en razdelek po abscisi predstavlja 1 kHz. Na ordinati vidimo kot prvi naš osnovni signal, ki predstavlja 100 % naše skale. Prav tako vidimo še eno »špico« na 4.5 kHz, ki predstavlja 1 % od osnovnega signala. To je naš referenčni signal. Ko merimo harmonsko popačenje ojačevalnika, lahko harmonike, ki se bodo pojavili primerjamo z referenco, ki znaša 1 %, in tako odčitamo procentualno vrednost vsakega harmonika. Kalibrirana skala je vidna na spodnji sliki.



Slika 87: Kalibrirana skala Osciloskopa
Vir: Lasten

3. Korak

Ojačevalnik nazivno obremenimo, vhodni atenuator zapremo, na izhod pa priključimo digitalni osciloskop z možnostjo FFT ali analizator spektra z nastavitvami iz drugega koraka. Na vhod priključimo testni ton, ki smo ga ustvarili v prvem koraku. Atenuator odpiramo toliko časa, da gre ojačevalnik v clip in nato ga zapremo ravno toliko, da imamo nepopačeno izhodno napetost na zaslonu osciloskopa. S pomočjo osnovnega in referenčnega tona odčitamo druge morebitne harmonike, ki jih ojačevalnik generira. Največji predstavlja procentualno harmonsko popačenje ojačevalnika ali THD. [11],[14]

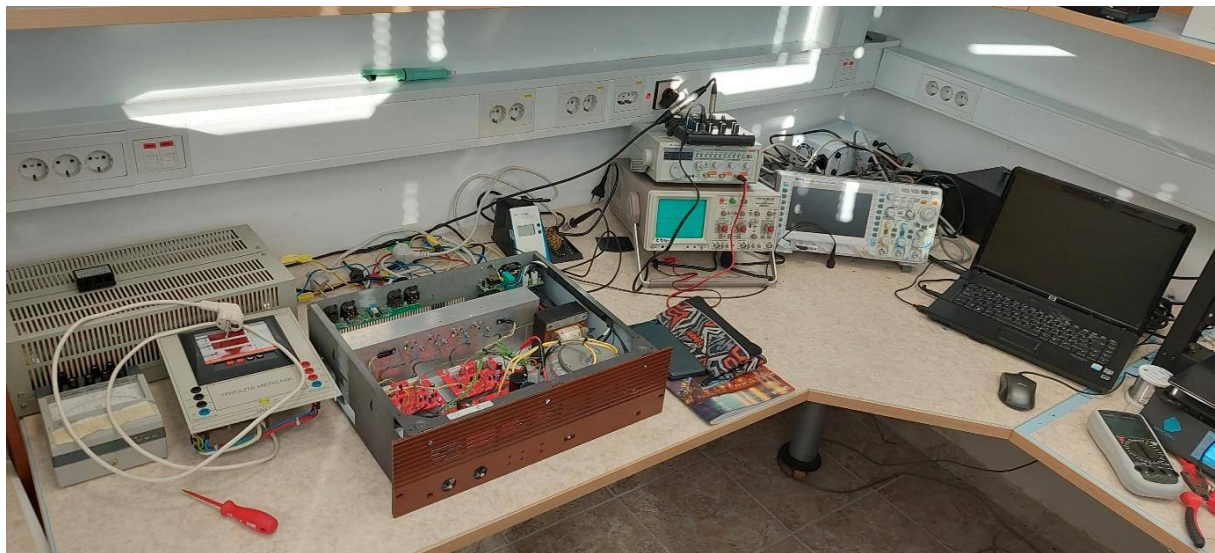
3.3.1.6 Meritev 6 – Meritev porabe delovne moči

Meritev porabe moči izvedemo v prostem teku in pri nazivni obremenitvi. Ker nas zanima samo delovna komponenta toka, lahko uporabimo vatmeter. Preračunamo si konstanto vatmetra glede na izbran merilni doseg in z njo operiramo po odčitanju odklona.

$$k_W = \frac{U_W * I_W}{\alpha_{max}}$$

$$P = k_W * \alpha$$

3.3.2 Meritve mojega ojačevalnika



Slika 88: Priprava delovnega mesta
Vir: Lasten

Seznam merilne opreme:

- Osebni računalnik
- Digitalni merilni instrument – Voltcraft VC251TRMS
- Analogni osciloskop – Hameg HM 303
- Mešalna miza – Mackie Mix 5
- Funkcijski generator – Hung Chang 9205C
- Digitalni osciloskop – Rigol DS2302A
- Analogni vatmeter
- Nastavljiv močnostni upor, moči 300 W
- Merilne vezi
- Sonda za osciloskop – Hantek - 60 MHz

Meritev mirovnega toka sem zaradi že končanega ojačevalnika naredil samo na enem mestu. Ker sta U_{cc+} in U_{cc-} sponki obeh kanalov ojačevalnikov povezani skupaj, ne morem opravljati ločenih meritev obeh kanalov. Zato sem najprej zaprl trimer na levem kanalu in meril mirovni tok samo na desnem kanalu. Ko je tok dosegel nazivno vrednost 30 mA, sem odprl še trimer na desnem kanalu. Skupen mirovni tok je bil približno 60 mA. Ampermeter sem priključil zaporedno z U_{cc+} napajanjem. Po kakšni uri v mirovanju je bil mirovni tok obeh kanalov 63.2 mA, kar je vidno na spodnji sliki.



Slika 89: Meritev mirovnega toka mojega ojačevalnika

Vir: Lasten

Mirovni tok enega kanala je polovica skupnega, torej je:

$$I_{CO} = 31.6 \text{ mA}$$

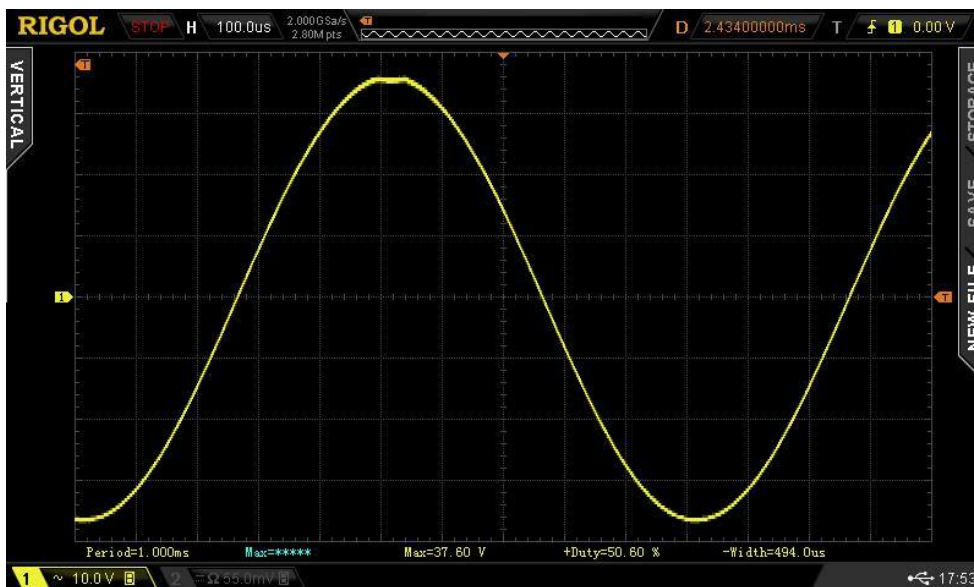
Nadaljeval sem z meritvijo S/N razmerja. Meritev napetosti šuma je pokazala vrednost pribl. 4 mV. Pri merjenju šuma sem imel težave, saj sem pri 10 mV na razdelek videl še ogromno drugih motenj iz ozadja, ki so se odražale kot večji »paketi« šuma signala. Gledal sem torej povprečje manjše vrednosti signala. Slika osciloskopa je vidna spodaj.



Slika 90: Meritev napetosti šuma mojega ojačevalnika

Vir: Lasten

Meritev maksimalne izhodne napetosti pred clipom je pokazala 37.6 V, kar je vidno na spodnji sliki.



Slika 91: Meritev maksimalne izhodne napetosti mojega ojačevalnika

Vir: Lasten

Izračun S/N Razmerja:

$$U_2 = 37.6 V$$

$$U_{\xi} = 4 mV$$

$$S/N = 20 \log \frac{U_2}{U_{\xi}} = 20 \log \frac{37.6 V}{4 mV} = 79.46 dB \approx 79.5 dB$$

Iz meritve S/N razmerja lahko vzamem že izmerjeno maksimalno izhodno napetost in izračunam efektivno izhodno moč:

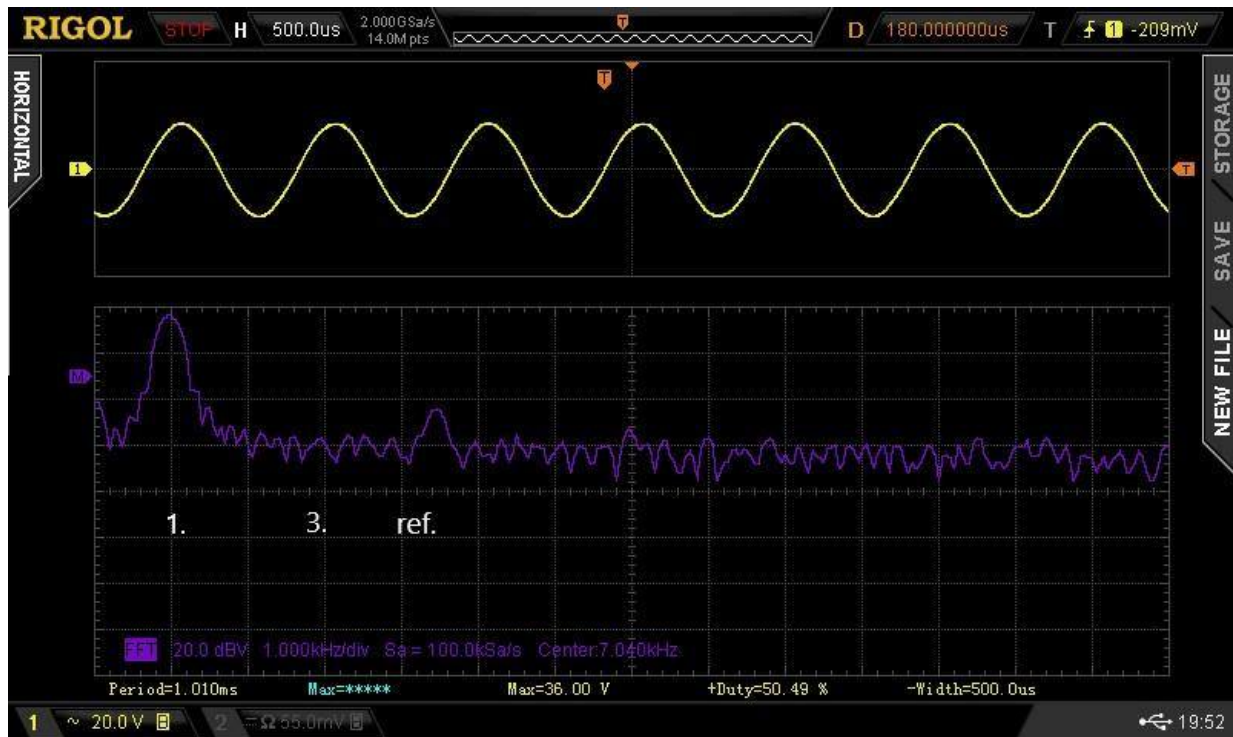
$$U_{2ef} = \frac{U_2}{\sqrt{2}} = \frac{37.6 V}{\sqrt{2}} = 26.58 V$$

$$P_{ef} = \frac{(U_{2ef})^2}{R_B} = \frac{(26.58 V)^2}{8 \Omega} = 88.31 W$$

Nadaljeval sem z meritvijo pasovne širine. Pri povečevanju frekvence vhodnega signala je bila zgornja frekvenčna meja 52.1 kHz. Pri tej frekvenci je začela amplituda močno upadati, zato je tudi pasovna širina ojačevalnika enaka:

$$B = 52.1 kHz$$

Kot predzadnje sem izvedel meritev harmonskega popačenja. Po že opisanem postopku je harmonsko popačenje približno 0.1 %. Predstavlja ga predvsem 3. harmonik, kar je razvidno na spodnji sliki. Ojačevalnik je bil tik pred clipom.

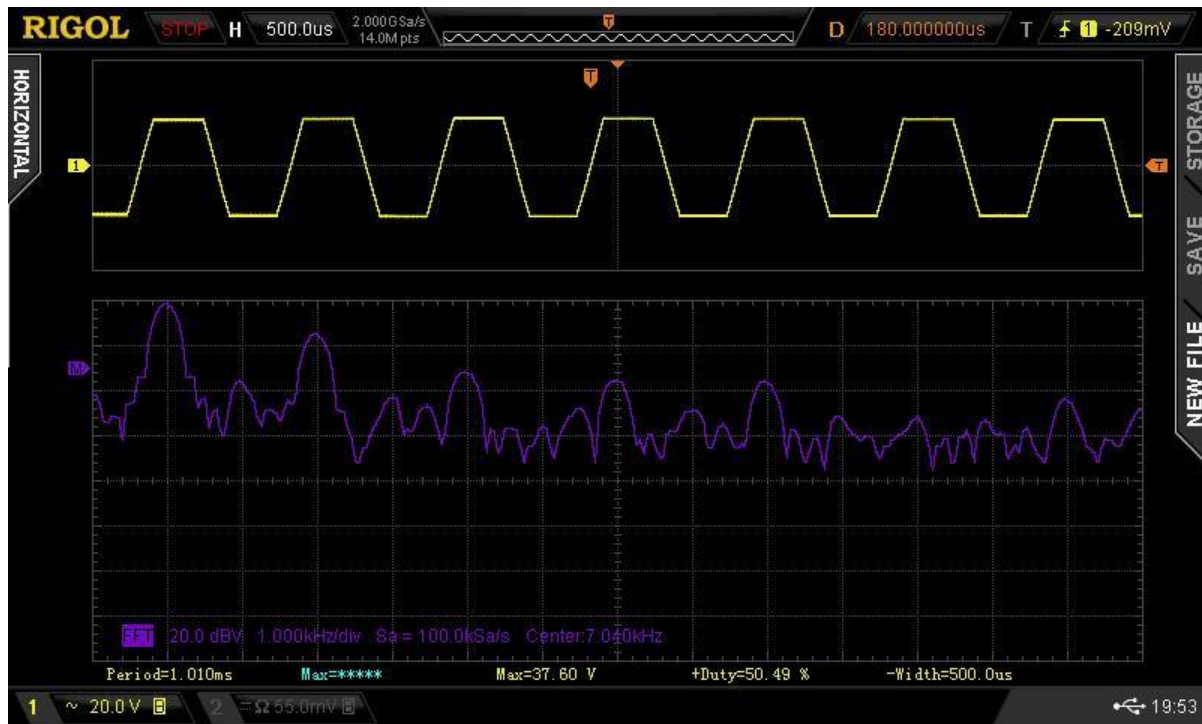


Slika 92: Meritev harmonskega popačenja mojega ojačevalnika

Vir: Lasten

Ker je skala na uporabljenem osciloskopu največja možna, nisem mogel bolj raztegniti ordinatne osi, torej amplitude, da bi lahko odčital količino posameznih harmonikov bolj natančno. Ob večih zaporednih meritvah se je izkazalo, da je bil vedno najbolj prisoten 3. harmonik in sicer je znašal približno 1/10 reference, torej 0.1 %.

THD@1kHz \approx 0.1 %



Slika 93: Harmonsko popačenje mojega ojačevalnika pri močnem clipu

Vir: Lasten

Če sem odprl atenuator na vohodu do močnega popačenja na izohodu, sem lahko videl, da se dvigujejo vse lihe harmonske komponente, najbolj pa 3. harmonik, kar je dokaz, da sem popačenje pri normalnem delovanju kljub slabši skali pravilno odčital.

Nazadnje sem izvedel meritev delovne moči.



Slika 94: Merjenje delovne moči

Vir: Lasten

Napetostni merilni doseg vatmetra je 240 V, tokovni merilni doseg pa 1 A, pri skali z maksimalnim odklonom 120 delcev. Izračun konstante vatmetra:

$$k_W = \frac{U_W * I_W}{\alpha_{max}} = \frac{240 V * 1A}{120} = 2 \frac{W}{del}$$

Odklon vatmetra, ko je ojačevalnik v prostem teku je bil 9 delcev, pri nazivno obremenjenem enem kanalu pa je bil 71 delcev. Izračun delovne moči v prostem teku in pri nazivni obremenitvi:

$$P_{pt} = k_W * \alpha = 2 \frac{W}{del} * 9 = 18 W$$

$$P_N = 2 * k_W * \alpha = 2 * 2 \frac{W}{del} * 71 = 284 W$$

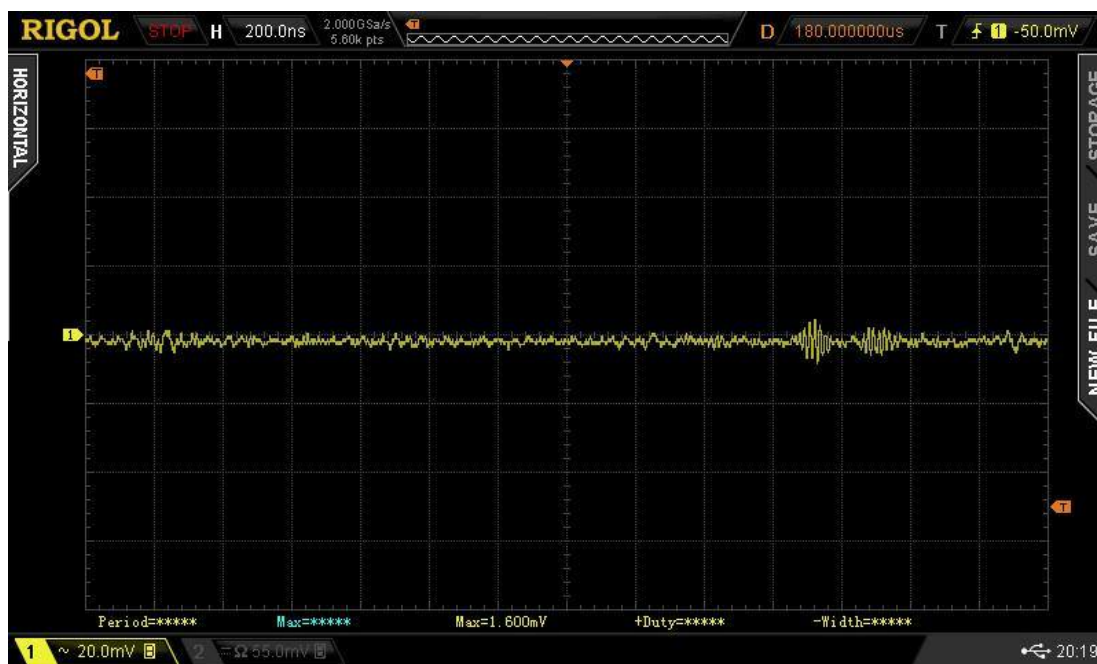
Delovno moč pri nazivni obremenitvi sem pomnožil z 2, saj je bil nazivno obremenjen samo en kanal.

Izkoristek ojačevalnika je torej:

$$\eta = \frac{2 * P_{ef}}{P_N} * 100 = \frac{2 * 88.31 W}{284 W} * 100 = 62.19 \% \approx 62 \%$$

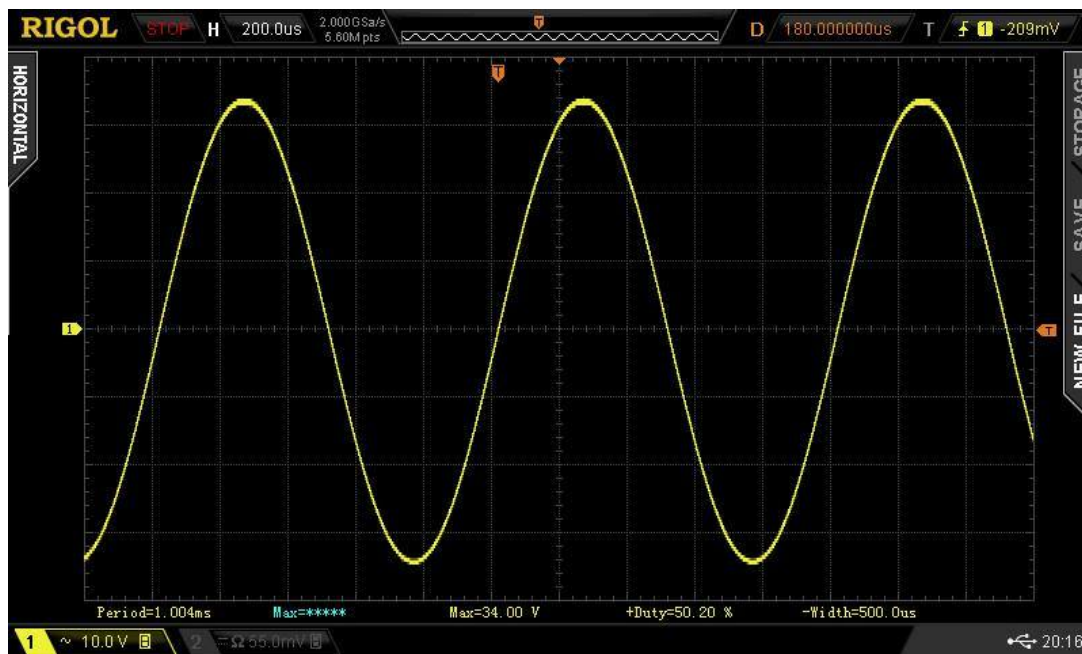
3.3.3 Meritve ojačevalnika Samson Servo 200

Ker na tem ojačevalniku ne morem meriti mirovnega toka, sem začel z meritvijo S/N razmerja. Na spodnji sliki je vidna slika osciloskopa pri meritvi napetosti šuma.



Slika 95: Meritev napetosti šuma Samson Servo 200
 Vir: Lasten

Maksimalna vrednost šumne napetosti je pribl. 1.6 mV. Meritev je čistejša kot pri mojem ojačevalniku.



Slika 96: Meritev maksimalne izhodne napetosti Samson Servo 200

Vir: Lasten

Maksimalna izhodna napetost je vidna na zgornji sliki in je 34 V. Izračun S/N razmerja:

$$U_2 = 34 V$$

$$U_{\xi} = 1.6 mV$$

$$S/N = 20 \log \frac{U_2}{U_{\xi}} = 20 \log \frac{34 V}{1.6 mV} = 86.54 dB \approx 86 dB$$

Izračun efektivne moči:

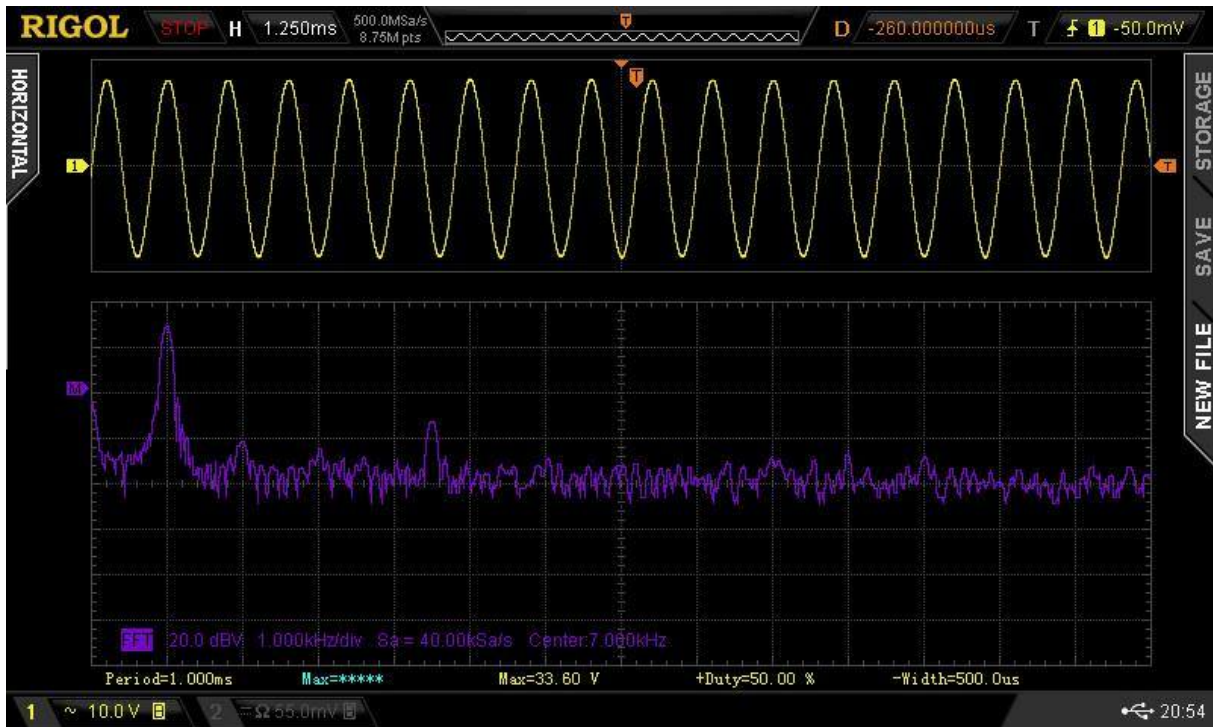
$$U_{2ef} = \frac{U_2}{\sqrt{2}} = \frac{34 V}{\sqrt{2}} = 24.04 V$$

$$P_{ef} = \frac{(U_{2ef})^2}{R_B} = \frac{(24.04)^2}{8 \Omega} = 72.2 W$$

Nato sem izvedel meritev pasovne širine. Pri povečevanju frekvence vhodnega signala sem opazil, da se je upad amplitude začel pri 50.7 kHz, zato je to pasovna širina ojačevalnika.

$$B = 50.7 kHz$$

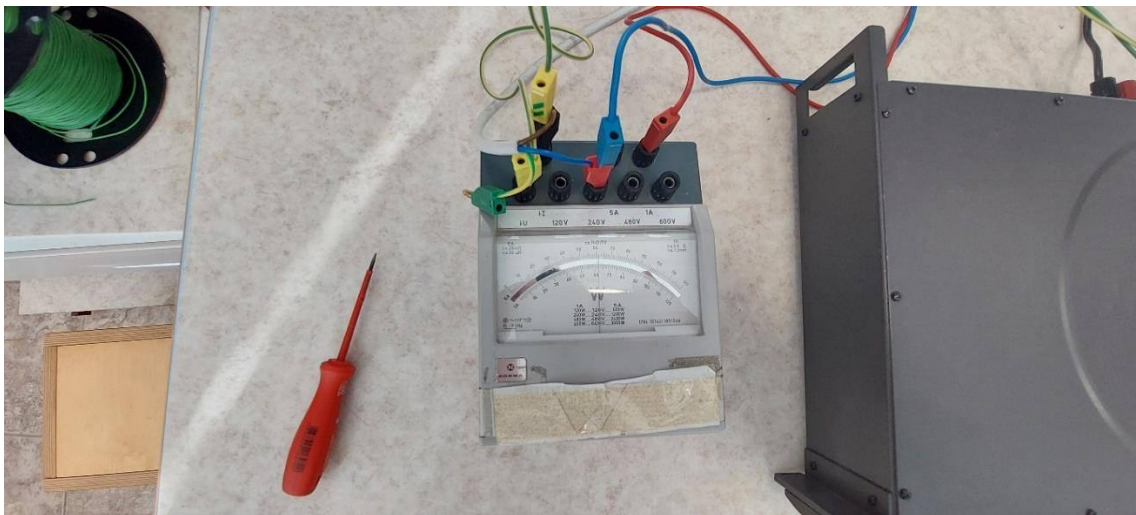
Nadaljujem z meritvijo harmonskega popačenja. Slika FFT analize je vidna spodaj.



Slika 97: Meritev harmonskega popačenja Samson Servo 200

Vir: Lasten

Največji in najbolj prisoten je drugi harmonik, sledil mu je tretji. Drugi harmonik predstavlja malo več kot polovico referenčnega tona na 4.5 kHz, pribl. 0.6 %. Torej je harmonsko popačenje enako: $THD@1kHz \approx 0.6\%$



Slika 98: Meritev porabe Samson Servo 200

Vir: Lasten

Kot zadnje sem izvedel meritev delovne moči. Napetostna in tokovna tuljava vatmetra sta enaki kot pri merjenju mojega ojačevalnika, zato je konstanta enaka in sicer $\frac{2W}{del}$. Odklon v prostem teku je znašal 7 delcev, odklon pri nazivno obremenjenem kanalu pa 58 delcev. Izračun obeh moči:

$$P_{pt} = k_W * \alpha = 2 \frac{W}{del} * 7 = 14 W$$

$$P_N = 2 * k_W * \alpha = 2 * 2 \frac{W}{del} * 58 = 232 W$$

Izračun izkoristka:

$$\eta = \frac{2 * P_{ef}}{P_N} * 100 = \frac{2 * 72.2 W}{232 W} * 100 = 62.24 \% \approx 62 \%$$

3.3.4 Testiranje obeh ojačevalnikov

Oba ojačevalnika sem uporabil na istem dogodku. Uporabljena sta bila za monitorje pri ozvočenju ansambla. Monitorji so bili dvosistemski s titanijevim visokotoncem in 15 paličnim nizkotoncem, impedanca 4 Ω . Med njima nisem opazil bistvenih razlik, se je pa Samson veliko bolj segrel kot moj ojačevalnik, ki je ponoči, pri približno 4°C ostal hladen. Slika podobnega sistema, kot je bil uporabljen na dogodku, je vidna spodaj.



Slika 99: Slika monitorjev in ojačevalnika

Vir: Lasten

Monitorja sta bila namenjena za »lead« vokal pevko. Pri samem miksu sem občutil rahlo razliko med obema ojačevalnikoma. Ko sem dodajal bas boben in bas kitaro v miksu, sem opazil, da je tranzienten odziv mojega ojačevalnika boljši kot pri Samsonu. Temu je verjetno tako zaradi predimenzioniranja transformatorja ter napajalnika.

3.4 Rezultati meritev

<u>Parameter</u>	<u>Moj ojačevalnik</u>	<u>Samson Servo 200</u>
Izhodna moč na 8 Ω	88.3 W	72.2 W
Pasovna širina	52.1 kHz	50.7 kHz
S/N razmerje	79.5 dB	86 dB
Popačenje THD@1kHz	0.1 %	0.6 %
Poraba v prostem teku	18 W	14 W
Poraba pri nazivni obremenitvi (delovna moč)	284 W	232 W
Izkoristek	62 %	62 %
Cena	50 €	200 €

Slika 100: Tabela z rezultati meritev

Vir: Lasten

Zgoraj so vidni rezultati meritev obeh ojačevalnikov. Ojačevalnika sta si po specifikacijah zelo podobna, skoraj enaka, zato so si tudi rezultati meritev zelo blizu. Opazim lahko, da je moj ojačevalnik za približno 16 W močnejši, ima malo večjo pasovno širino od komercialnega ojačevalnika. S/N razmerje je pri mojem ojačevalniku nekoliko slabše, harmonsko popačenje pri 1 kHz pa je znatno boljše, verjetno zaradi uporabe nekonvencionalne napetostno ojačevalne stopnje. Manjše popačenje pri tej frekvenci ne poda dejanske kakovosti zvoka, saj je ta odvisna od popačenja pri višjih frekvencah, ki je odvisno od negativne povratne vezave. Predpostavljam, da je popačenje pri npr. 18 kHz že dosti večje od 0.1 %, zaradi dokaj majhne pasovne širine. Razlog temu je uporaba starih – recikliranih izhodnih tranzistorjev in uporaba TIP tranzistorjev v napetostno ojačevalni stopnji in v izhodni stopnji, saj je f_t slednjih nizek. Prednost obeh je vzdržljivost, predvsem pri mojem, kjer so predimenzionirani: transformator, napajalnik, hlajenje in maksimalni tok izhodnih tranzistorjev. Prednost mojega ojačevalnika je tudi zasnova izhodne stopnje, v kateri lahko uporabimo nizkocenovne tranzistorje.

Cena komercialnega ojačevalnika v primerjavi je okoli 200 €, odvisno od ponudnika. Skupni seštevek stroškov za moj ojačevalnik je 50 €. V to ceno je všteta izdelava tiskanin, nakup malosignalnih tranzistorjev in nakup vseh uporov $\frac{1}{4}$ W ter barve za barvanje ohišja ter nakup zaščitnega vezja. Vse ostalo je bilo reciklirano, oz. odvzeto iz zavrženih elektronskih naprav.

4. Hipoteze

- a) Ojačevalnik dosega željene vrednosti parametrov

Hipoteza je potrjena. Čeprav se ni izhodna moč točno ujela z željenih 100 W, je pa zelo blizu pri 88 W. Ostali parametri so, kot je razvidno iz meritev, dosegli željene vrednosti.

- b) Ojačevalnik je možno izdelati iz delno recikliranih komponent

Hipoteza je potrjena, saj je $\frac{3}{4}$ ojačevalnika zgrajenega iz recikliranih komponent, ostale komponente pa so cenovno ugodne in dostopne na trgu.

- c) Ojačevalnik je primerljiv s podobnimi napravami na trgu

Hipoteza je potrjena, saj v primerjavi s podobnim ojačevalnikom dosega ali celo presega njegove parametre.

5. Razprava

5.1 Ugotovitve

Ugotavljam, da je naprava zgrajena robustno ter dosega tako kakovost zvočne slike, kot izdelave ter vzdržljivosti, ki je pri uporabi na terenu še kako pomembna. Za razvoj in projektiranje take naprave je potrebnega veliko teoretičnega znanja in praktičnih izkušenj s področja linearne elektronike in avdio elektronike. Razvoj in izdelava ter končna implementacija izdelka je vzela ogromno časa, saj sem na celotnem projektu delal več kot leto in pol. Rezultat je dober, uporaben in vsestranski močnostni ojačevalnik, ki mi bo služil mnogo let.

5.2 Ekologija

Iz lastnega hobija opažam, da je količina zavrženih elektronskih naprav ogromna. Zavržene so tako stare kot nove naprave, ki ne služijo več svojemu namenu zaradi majhnih napak, ki so velikokrat enostavno odpravljive. Ogromno komponent in delov iz teh naprav je izpravnih in pravzaprav so kot nove ter ponovno uporabne z malo vzdrževanja. Nove komponente so v zadnjem času zelo drage. Govorim predvsem o transformatorjih, hladilnih rebrih, izhodnih tranzistorjih, ohišjih in močnostnih komponentah, katerih poplavo srečujem na zbirih centrih. Moj izdelek je ekološko sprejemljiv, saj je večina komponent recikliranih. Nekdo je vse te, po eni strani visoko cenovne, po drugi strani pa ekološko zelo sporne naprave brez kakršnegakoli razmišljanja o popravilu zavrgele. Z zapisanim bi rad opozoril na ta vidik onesnaževanja okolja, saj menim, da bilo smiselno uvesti nov način zbiranja teh odpadkov ter jih prodajati po

simboličnih cenah. Verjamem, da bi hobi elektroniki, mogoče tudi podjetja, lahko našla uporabne komponente ter jih ponovno uporabila, saj je njihova življenjska doba zelo dolga.

5.3 Zaključek

Izdelana naprava dosega zastavljene cilje, izvedena je bila v planiranem časovnem okvirju in je zaradi uporabljenih recikliranih komponent ekološko sprejemljiva. Za izdelavo raziskovalne naloge je bilo porabljenega veliko časa. Proces načrtovanja, izdelave in testiranja močnostnega dela ojačevalnika je trajal leto in pol. Teorija ojačevalnikov se danes ne predava več v srednjih šolah, zato sem moral temeljito preučiti teoretične osnove analogne elektronike ter jih ustrezno vpeljati v prakso. Tovrstna literatura ni na voljo na enem mestu, zato sem moral znanje pridobiti iz veliko različnih virov, predvsem tujih. Za razumevanje praktičnega dela naloge, je nujno potrebno poznavanje teoretičnih osnov delovanja ojačevalnikov, razloženih v teoretičnem delu naloge. Zaradi navedenega, naloge ni bilo možno napisati v priporočenem obsegu štiridesetih strani, česar sem se ob pisanju naloge tudi zavedal, vendar me je želja po raziskovanju in izdelavi končnega izdelka, pripeljala do zapisa tako obsežnega gradiva.

6. Viri in literatura

6.1 Knjižni viri

- [1] Mihajlović, M. 1984. Tranzistorski NF Pojačavači. V. izdanje. Tehnička knjiga, Beograd.
- [2] Židan, A., Milobar, B. 1984. Spojevi s Tranzistorima. 7. izdanje. Tehnička knjiga, Zagreb.
- [3] Cvekić, V. 1984. Elektronika 2. Linearna elektronika. Naučna knjiga, Beograd.
- [4] Vehovec, M. 1987. Linearna elektronika. Analiza linearnih aktivnih vezij. Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana.
- [5] Burmen, A. 2012. Linearna elektronika. Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana.
- [6] Cordell, B. 2011. Designing Audio Power Amplifiers. McGraw-Hill, New York.
- [7] Self, D. 2006. Audio Power Amplifier Design Handbook. Newnes, London.
- [8] Self, D. 2010. Small Signal Audio Design. Focal Press, London.
- [9] Žalar, Z. 1997. Osnove Elektrotehnike 1. Tehniška založba Slovenije, Ljubljana.
- [10] Žalar, Z. 1999. Osnove Elektrotehnike 2. Tehniška založba Slovenije, Ljubljana.

6.2 Spletni viri

[11] John audio tech - YouTube

<https://www.youtube.com/user/JohnAudioTech/videos>[dostopno 4. 12. 2021]

[12] EEV blog – YouTube

<https://www.youtube.com/c/EevblogDave>[dostopno 4. 12. 2021]

[13] radiofun232 – YouTube

<https://www.youtube.com/user/radiofun232>[dostopno 4. 12. 2021]

[14] The Offset Volt – YouTube

<https://www.youtube.com/channel/UCr5GSao6hWBvsVLGWha1hCw>[dostopno 4. 12. 2021]

[15] ALL ABOUT ELECTRONICS – YouTube

<https://www.youtube.com/c/ALLABOUTELECTRONICS>[dostopno 4. 12. 2021]

[16] Neso Academy – YouTube

<https://www.youtube.com/c/nesoacademy>[dostopno 4. 12. 2021]

[17] 12voltvids – YouTube

<https://www.youtube.com/channel/UCRx5TQd00NOjK5D7VB6pHyA>[dostopno 4. 12. 2021]

[18] AllAmericanFiveRadio – YouTube

<https://www.youtube.com/user/AllAmericanFiveRadio>[dostopno 4. 12. 2021]

[19] Modeli tranzistorjev

www.zen22142.zen.co.uk[dostopno 4. 12. 2021]

[20] NOS topologija

<https://slideplayer.com/slide/10981735/> [dostopno 4. 12. 2021]

[21] Shockleyev približek

https://en.wikipedia.org/wiki/Shockley_diode_equation [dostopno 4. 12. 2021]

[22] Prenosna prevodnost

<https://en.wikipedia.org/wiki/Transconductance> [dostopno 4. 12. 2021]

[23] Earlyev efekt

https://en.wikipedia.org/wiki/Early_effect [dostopno 4. 12. 2021]

[24] Sziklajev par

https://en.wikipedia.org/wiki/Sziklai_pair [dostopno 4. 12. 2021]

[25] Darlingtonov par

https://en.wikipedia.org/wiki/Darlington_transistor [dostopno 4. 12. 2021]

[26] Zobelovo vezje

https://en.wikipedia.org/wiki/Zobel_network [dostopno 4. 12. 2021]

[27] Buffer

https://en.wikipedia.org/wiki/Buffer_amplifier [dostopno 4. 12. 2021]

[28] Impedančna prilagoditev

https://en.wikipedia.org/wiki/Impedance_matching [dostopno 4. 12. 2021]

7. Shema ojačevalnika

