

# Napajanje in ojačevalna stopnja za 10 W audio ojačevalnik za kitaro

---

Načrtovanje in analiza

Jošt Balent

25.09.2013



Korak za korakom od načrtovanja napajalnika ter močnostne stopnje do simulacije, meritev ter analize in vrednotenja končnega izdelka.

# UVOD

Zaradi veselja do glasbe, sem se odločil izdelati 10W eno-kanalni ojačevalnik za kitaro oz. MP3 predvajalnik.

Za močnostni ojačevalnik sem uporabil LM1875 IC od Texas Instruments. To je močnostni ojačevalnik v AB razredu. Ta razred odlikuje večja varčnost v primerjavi z razredom A, kjer teče tok skozi oba tranzistorja celotno periodo. Razred AB deluje v razredu A pri majhnem izkrmiljenju, kar pomaga pri majhnih signalih, saj je šum zelo majhen, v razredu B pa vezje deluje pri velikem izkrmiljenju. V tem režimu pa teče tok le skozi en tranzistor polovico periode. Takrat je tudi S/N razmerje že dovolj veliko, da večji šum v B režimu znatno ne vpliva na izhod.

Integrirano vezje sem izbral, ker mi omogoča izdelavo močnostne stopnje z majhnim številom zunanjih komponent. Vsebuje tudi tokovno omejitev na 4A ter zaščito pred pregrevanjem. Izklopi se pri 150 °C. Meje napajanja so od 16V do 60V. Maksimalna izhodna moč pa je 30W na 8Ω bremenu in 20W na 4Ω. Priporočljivo je uporabiti polovico največje možne izhodne moči, saj s tem podaljšamo življenjsko dobo čipa.

LM1875 potrebuje hlajenje, da se ne pregreva tudi v primeru, ko na izhodu ni bremena. Hladilno telo je potrebno pritrditi na hrbtno stran čipa. Kovinska hrbtina je v čipu vezana na negativno napajalno sponko, zato je potrebno pri dvojnem napajanju hladilno telo električno izolirati od samega čipa. V ta namen uporabimo sljudno ploščico. Pri enojnem napajanju je negativna sponka vezana na maso in s tem tudi hrbtina čipa, zaradi česar lahko hladilno telo pritrdimo neposredno na hrbtno stran čipa brez sljudne ploščice, s tem pa se izognemo dodatni termični upornosti sljude.

Odločil sem se za dvojno napajanje, ker mi to omogoča uporabo manjših in cenejših kondenzatorjev v napajalniku in v ojačevalniku, na izhodu pa se znebimo pokanja zvočnika pri vklopu. Prav tako ne potrebujemo velikega izhodnega kondenzatorja v velikosti 2200μF. Slaba stran tega pa je, da moramo zaradi temperaturne upornosti izolirne paste uporabiti hladilno telo z manjšo termično upornostjo, ki je dražje in večje.

## NAČRTOVANJE NAPAVALNE NAPETOSTI ZA ČIP

V kataloških podatkih za LM1875 najdemo podatke o potrebnem napajanju pri določeni izhodni moči v odvisnosti od bremena:

$$P_{out} = 25W$$

$$R_l = 8\Omega$$

$$V_s = \pm 25V$$

Vršna napetost na bremenu:

$$V_l = \sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_l} = 20V$$

Padec napetosti na čipu :

$$\Delta V = V_s - V_l = 5V$$

Izračun vršne napetosti za  $P_{out} = 10W@4\Omega$ :

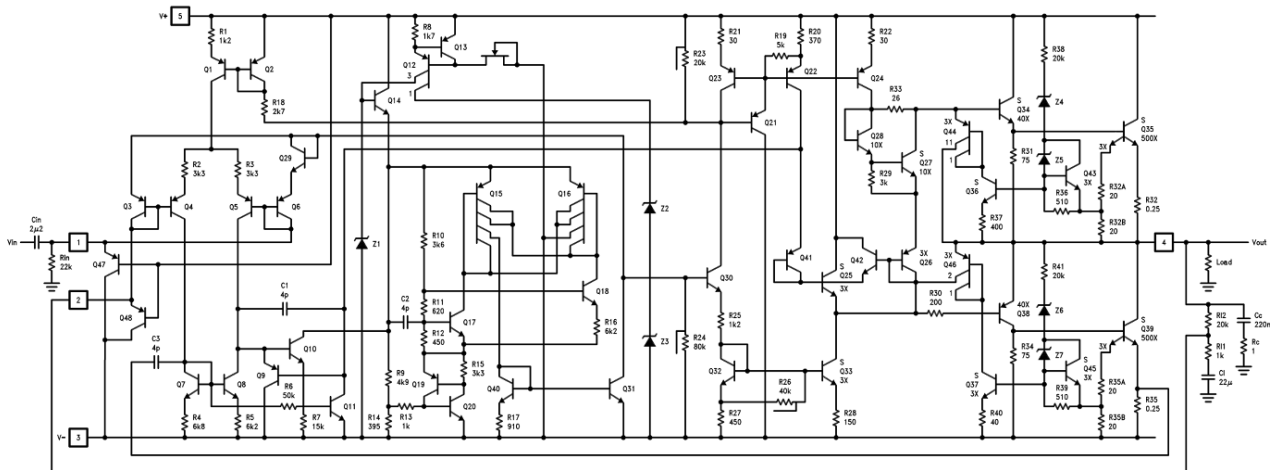
$$V_l = \sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_l} = \sqrt{(2 \cdot 10W \cdot 4\Omega)} = 8,944V$$

Izračun napajalne napetosti za  $4\Omega$  breme :

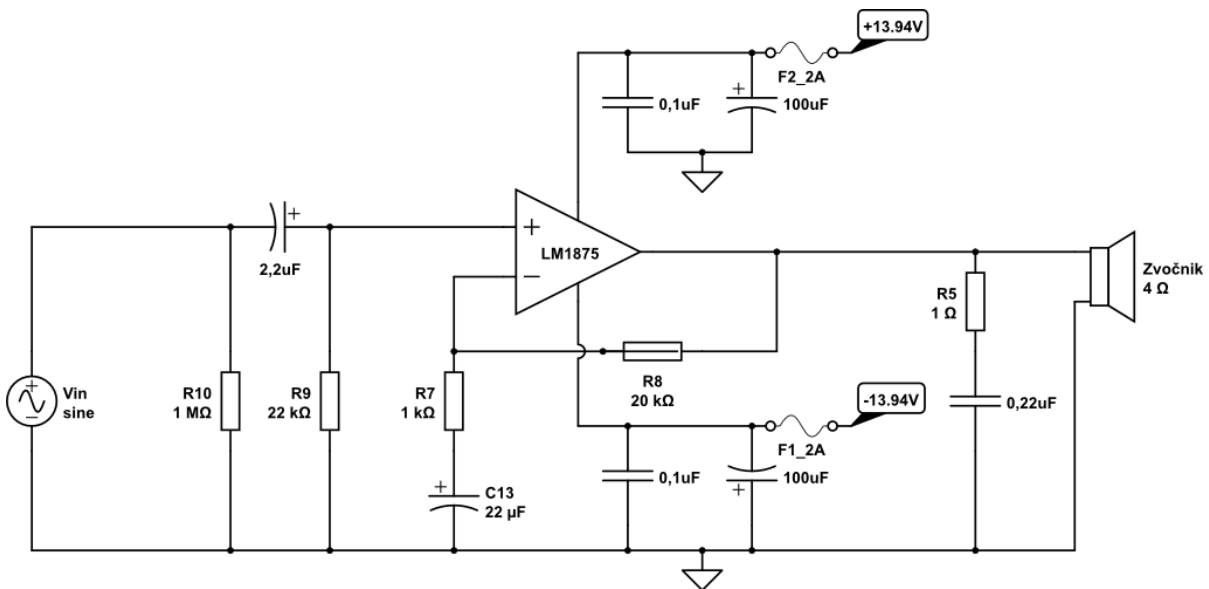
$$V_s = V_l + \Delta V = 8,944V + 5V = 13,944V$$

Sklepali smo , da je  $\Delta V$  neodvisna od bremena.

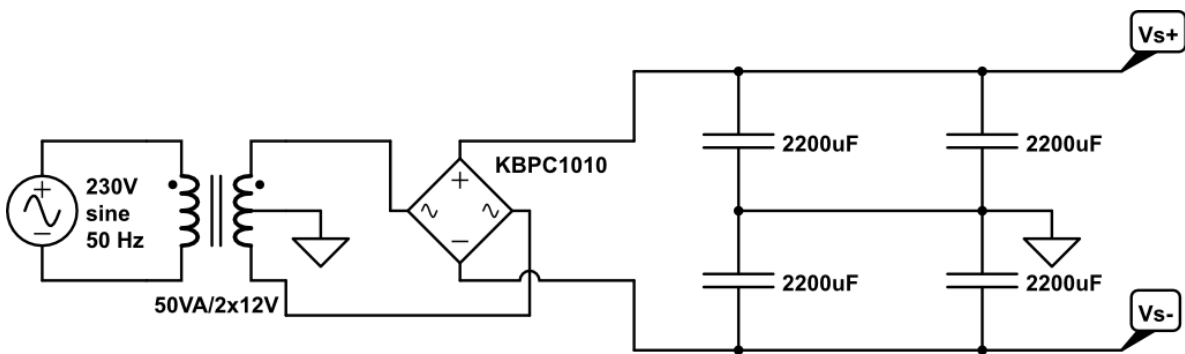
Shema vezja LM1875:



Shema močnostne stopnje:



Shema napajalnega vezja brez bremena:



## NAČRTOVANJE HLADILNEGA TELESA ZA LM1875

Moč, ki se porabi na samem čipu kot gretje, lahko dobimo iz grafa v kataloških podatkih, ali pa jo izračunamo s pomočjo formul, ki so približne, saj temeljijo na predpostavki enakomerne temperaturne porazdelitve po celotnem vezju ter v poštev jemljejo le izhodni del vezja, ki je najbolj obremenjen.

Glede na grafe je pri  $P_{out}=10W$  in napajanju  $V_s = \pm 15V$  ter  $R_l = 4\Omega$  grelna moč enaka 12,5W.

Grelno moč lahko izračunamo sledeče:

Stopnja v AB razredu deluje tako, da pol periode prevaja en tranzistor, drugo polovico periode pa drugi tranzistor. Na podlagi vršnega sinusnega toka v času ene pol periode in pri 50% duty-cycle-u izračunamo povprečni tok skozi tranzistor:

$$I_{povp} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} I_{peak} \cdot \sin(t) \cdot dt = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot I_{peak} \cdot (\cos(0) - \cos(\pi)) = \frac{I_{peak}}{\pi}$$

$$I_{peak} = \sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_l} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10W}{4\Omega}} = 2,236A$$

$$I_{povp} = 0,712A$$

$$P_{poraba} = I_{povp} \cdot V_s = 0,712A \cdot 27,888V = 19,86W$$

$$P_{gretja} = P_{poraba} - P_{out} = 9,86W$$

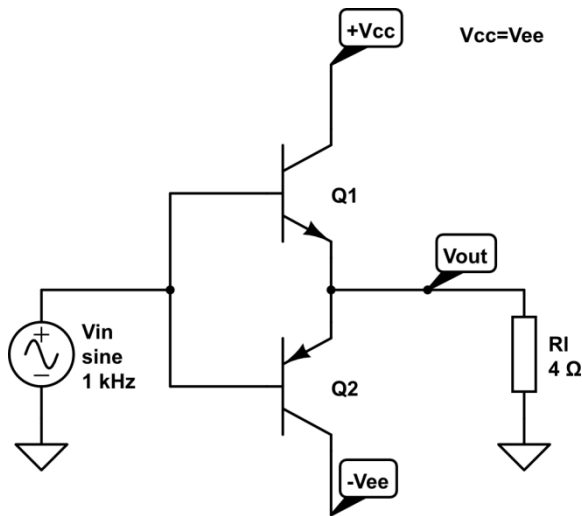
Tu nismo upoštevali mirovnega napajalnega toka. Povprečni tok se nam s tem poveča za 70mA, kar je kataloški podatek za LM1875, s tem pa se poveča tudi gretje čipa:

$$I_{tot} = I_{povp} + I_s = 0,712A + 0,07A = 0,782A$$

$$P_{tot} = I_{tot} \cdot V_s = 0,782A \cdot 27,888V = 21,8W$$

$$P_{gretja} = P_{tot} - P_{out} = 11,808W$$

Podoben rezultat dobimo po sledeči poti:



$$V_{out} = V_{pout} \cdot \sin(t)$$

$$V_{ce1} = V_{cc} - V_{out}$$

$$V_{ec2} = V_{ee} + V_{out}$$

$$I_{ec1} = \frac{V_{out}}{R_l}$$

$$I_{ec2} = -\frac{V_{out}}{R_l}$$

$$P_D = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left[ \int_0^\pi I_{ec1} \cdot V_{ec1} \cdot dt - \int_\pi^{2 \cdot \pi} I_{ec2} \cdot V_{ec2} \cdot dt \right]$$

Po integraciji dobimo :

$$P_D = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_l} [2 \cdot (V_{cc} + V_{ee}) \cdot V_{pout} - V_{pout}^2 \cdot \pi]$$

Sedaj bomo izračunali pri kateri vršni izhodni napetosti bo grelna moč največja:

$$\frac{dP_D}{dV_{pout}} = 0$$

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_l} \cdot [2 \cdot (V_{cc} + V_{ee}) - 2 \cdot V_{pout} \cdot \pi] = 0$$

$$V_{pout} = \frac{(V_{cc} + V_{ee})}{\pi}$$

$$V_{cc} + V_{ee} = V_s = 27,88V$$

$$V_{pout} = 8,877V$$

$$P_D = \frac{(V_{cc} + V_{ee})^2}{2 \cdot \pi^2 \cdot R_l} = \frac{27,888^2 V^2}{2 \cdot \pi^2 \cdot 4 \Omega} = 9,85W$$

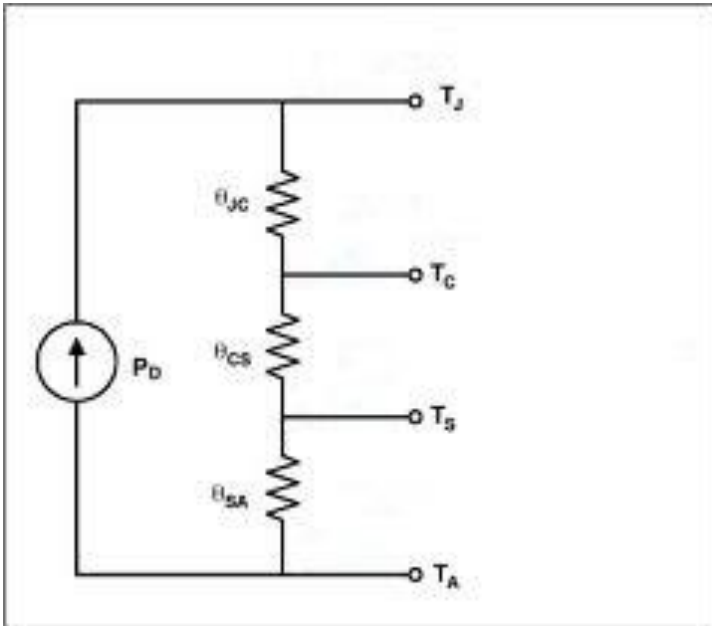
$$P_Q = I_s \cdot V_s = 1,952W$$

skupna grelna moč je :

$$P_{gretja} = P_D + P_Q = 11,802W$$

Sledijo izračuni za maksimalno termično upornost hladilnega telesa s pomočjo nadomestnega termičnega vezja ter temperaturnih kataloških podatkov za čip:

Shema termičnega vezja:



$T_A$  – temperatura okolja, v našem primeru vzamemo od  $50^{\circ}\text{C} - 70^{\circ}\text{C}$

$T_J$  – kataloški podatek za maksimalno temperaturo spoja, za LM1875 znaša  $150^{\circ}\text{C}$

$\theta_{JA}$  – termična upornost med spojem ter okoljem oz. celotna termična upornost

$\theta_{JC}$  – termična upornost med spojem ter ohišjem čipa, ki je  $3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ; kataloški podatek

$\theta_{CS}$  – termična upornost izolirne paste, ki je tipično  $1,6^{\circ}\text{C}/\text{W}$

$\theta_{SA}$  – termična upornost hladilnega telesa

$$\theta_{JA} = \frac{T_J - T_A}{P_{\text{gretja}}} = \frac{150^{\circ}\text{C} - 70^{\circ}\text{C}}{11,8\text{W}} = 6,78^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$\theta_{SA} = \theta_{JA} - \theta_{JC} - \theta_{CS} = 6,78^{\circ}\text{C}/\text{W} - 3^{\circ}\text{C}/\text{W} - 1,6^{\circ}\text{C}/\text{W} < 2,18^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Zaradi nihanja omrežja za cca. 10% vzamemo hladilnik, ki ima temperaturno upornost  $2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

V primeru, da takega hladilnega telesa ni na voljo, vzamemo hladilnik z večjo termično upornostjo in mu povečamo površino preko formule:

$$A[\text{m}^2] = \frac{l[\text{m}]}{\sigma[\text{W}/^{\circ}\text{C} \cdot \text{m}] \cdot \theta_{SA}[^{\circ}\text{C}/\text{W}]}$$

kjer :

$\sigma[\text{W}/^{\circ}\text{C} \cdot \text{m}]$  – termična prevodnost materiala

$l[\text{m}]$  – dolžina hladilnega telesa vzdolž termične poti

$A[\text{m}^2]$  – površina hladilnega telesa

# NAČRTOVANJE TRANSFORMATORJA IN POLNOVALNEGA USMERNIKA KAMMERLOHER-JEVA METODA

Pri tej metodi delamo s sledečimi parametri:

$\alpha$  – kot odprtja tj. del intervala, ko dioda v usmerniku prevaja

$\delta$  – fazni kot

$\gamma$  – valovitost oz. ripple factor, kar je odstopanje od željene enosmerne vrednosti

C – kapacitivnost gladilnih kondenzatorjev, ki pomagajo pri manjšanju valovitosti

$R_s$  – serijska upornost

$R_d$  – diferencialna upornost uporabljenega usmernika

$R_b$  – bremenska upornost, ki jo čuti napajalnik

ESR – serijska upornost kondenzatorja

$R_{1cu}$  – Upornost primarja transformatorja

$R_{2cu}$  – Upornost sekundarja transformatorja

Najprej je potrebno izračunati breme, ki ga čuti napajalnik. To izračunamo preko želene izhodne napetosti napajalnika ter toka, ki ga mora napajalnik zagotoviti.

Tok ,ki teče v ojačevalno stopnjo pri velikem izkrmljenju je  $I_{tot}=0,782A$

$$I_b = I_{tot}$$

$$V_b = 27,88 V$$

$$R_b = V_b/I_b=35,66 \Omega$$

$R_s = ESR + R_{2cu} + R_d$  , 1x ESR smo vzeli zaradi zaporedne vezave dveh vzporednih parov kondenzatorjev na izhodu

ESR in  $R_d$  sta kataloška podatka,  $R_{2cu}$  pa izračunamo s pomočjo kataloških podatkov transformatorja.

Za transformatorje med 50VA in 80VA je upornost primarnega navitja  $R_{1cu} = 51\Omega$

Sekundarno navitje:

$$R_{2cu} = n^2 \cdot R_{1cu} = \left(\frac{27.88V}{230V}\right)^2 \cdot 51\Omega = 0,75\Omega, \text{ kjer je } n = \frac{V_b}{V_g}; V_g = 230V$$

$ESR = 0,022\Omega$ , kataloški podatek za kondenzatorje tipa low ESR

$R_d = 0,1\Omega$ , kataloški podatek za KBPC1010 usmernik

$$R_s = 0,75\Omega + 0,1\Omega + 0,022\Omega = 0,872\Omega$$



Potrebovali bomo še podatek o padcu napetosti na usmerniku ,ki je za KBPC1010 :

$$V_f = 0,73V$$

Vse vrednosti glede KBPC1010 so bile izračunane s pomočjo preglednice  $I_f(V_f)$  v katalogu in povprečnega padca napetosti med 0,14 A in 1,2A

Sedaj lahko izračunamo kot odprtja  $\alpha$  :

$$A = \frac{2 \cdot (V_b + V_f)}{V_b} \cdot \frac{R_b}{R_s} = 83,936$$

Kot  $\alpha$  sedaj izračunamo iterativno:

$$\alpha_{i+1} = \operatorname{atan}\left(\frac{\pi}{A} + \alpha_i\right), \alpha=0,4679\text{rad}, \alpha=26,81^\circ$$

Izberemo si maksimalno valovitost:

$\gamma = 5\%$  ter preko nje izračunamo fazni zamik ter kapacitivnost gladilnega kondenzatorja.

$$\gamma = \frac{V_b + V_f}{V_b} \cdot \frac{\tan(\alpha) \cdot \tan(\delta)}{\sqrt{3}}$$

$$\tan(\delta) = \frac{\gamma \cdot V_b \cdot \sqrt{3}}{(V_b + V_f) \cdot \tan(\alpha)} = 0,1670$$

$$\delta = 0.16548 \text{ rad} = 9,4812^\circ$$

$$C = \frac{\frac{\pi}{2} - \alpha}{\gamma \cdot \omega \cdot R_b \cdot \sqrt{3}} = 1137\mu F$$

Zaradi standardnih vrednosti bomo vzeli 4x2200uF.

Vezali jih bomo C=C||C---C||C=2200uF.

Posledično bo tudi  $\gamma$  manjši.

Sledi izračun efektivnega toka skozi usmernik in efektivne napetosti na sekundarju, preko katerih lahko izračunamo potrebno moč transformatorja :

$$I_{2ef \text{ diodni}} = \frac{A \cdot I_{tot}}{2 \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\delta)} \cdot \left[\frac{l + m + p}{2 \cdot \pi}\right]^{1/2} = 1,111A$$

kjer so:

$$l = \alpha + \frac{\sin(2 \cdot \alpha) \cdot \cos(2 \cdot \delta)}{2} = 0,84860$$

$$m = 2 \cdot \sin(\alpha) \cdot \sin^2(\delta) \cdot \left(\frac{\alpha \cdot \sin(\alpha)}{3} - \frac{2 \cdot (\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha))}{\alpha}\right) = -0,0017731$$

$$p = 2 \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos^2(\delta) \cdot (\alpha \cdot \cos(\alpha) - 2 \cdot \sin(\alpha)) = -0,84125$$

Določevanje transformatorja:

$$V_{2ef} = \frac{V_b + V_f}{\sqrt{2} \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\delta)} = 22,987 \text{ V}$$

$$I_{2ef \text{ trafo}} = \sqrt{2} \cdot I_{2ef \text{ diodni}} = 1,5713 \text{ A}$$

Moč transformatorja:

$V_{2ef} \cdot I_{2ef \text{ trafo}} = 36,119 \text{ VA}$ . Na voljo imamo standardno toroidno jedro ,ki ima 50 VA pri 2x12V sekundarni napetosti.

## NAČRTOVANJE USMERNIKA

$$V_{RRM} > \sqrt{2} \cdot V_{2ef+} = 16,255 \text{ V, maksimalna reverzna napetost na usmerniku}$$

$$I_{F(rms)} > I_{2ef \text{ diodni}}$$

$$I_D = \frac{I_{tot}}{2} = 0,391 \text{ A} < I_{F(AV)}$$

$$I_{Dm} \cong \frac{\pi^2}{2\alpha} \cdot I_D = 3,6338 \text{ A}$$

$$\int I^2 \cdot dt > \frac{V_{rrm}^2 \cdot C}{R_s} = 2,666 \text{ As}^2, \text{ maksimalna obremenitev pri vklopu.}$$

V poštev pride 10A usmernik KBPC1010. Lahko bi vzeli tudi manjši usmernik (5A)

kataloški podatki za KBPC1010

$$\theta_{JC} = 6,3^\circ\text{C/W}$$

$$T_A = 70^\circ\text{C}$$

$$T_J = 150^\circ\text{C}$$

Izračuni:

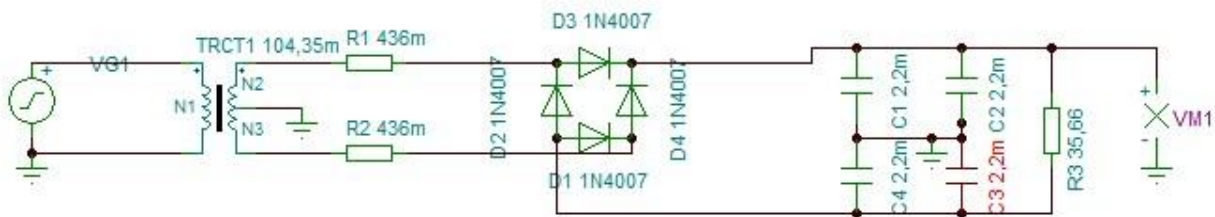
$$P_D = R_D \cdot I_{2ef}^2 + V_f \cdot I_{tot}/2 = 0,4089 \text{ W izgubna moč na usmerniku}$$

Hladilnega telesa ne potrebujemo.

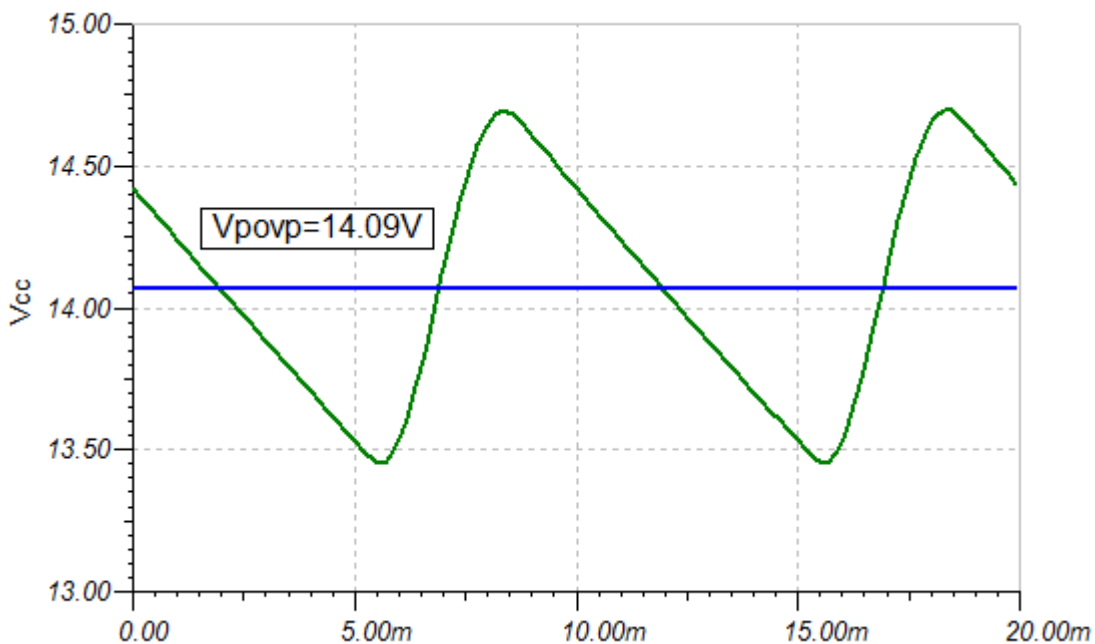
# SIMULACIJA NAPAVALNIKA IN OJAČEVALNE STOPNJE S TINA TI 9 SIMULATORJEM

## Rezultati simulacije napajalnika s 35,662 Ω bremenom

Skica vezja za simulacijo:



Slika izhodne  $V_{cc}$  sponke in valovitost v simulatorju tina ti 9:



$$V_{povp} = 14,09 \text{ V}$$

$$\Delta V_{max \text{ } p-p} = 1,24 \text{ V}$$

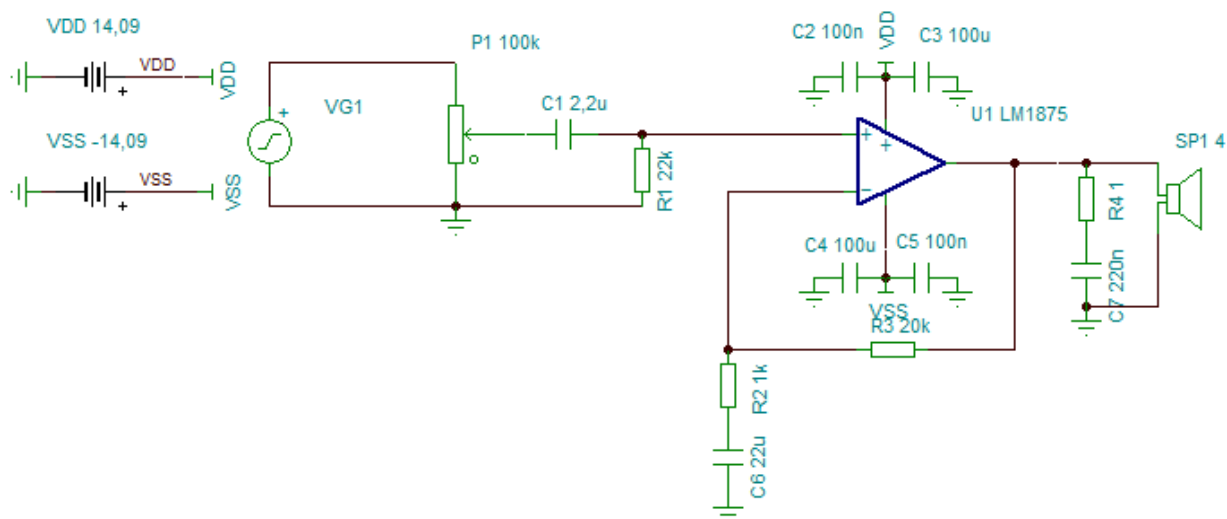
$$\Delta V_{rms} = \frac{\Delta V_{max \text{ } p-p}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0,438 \text{ V}$$

$$\gamma = \frac{\Delta V_{rms}}{V_{povp}} = 3\%, \text{ privzeli smo, da je oblika signala sinusna z } V_p=14,69 \text{ V in } 14,09 \text{ V DC nivojem}$$

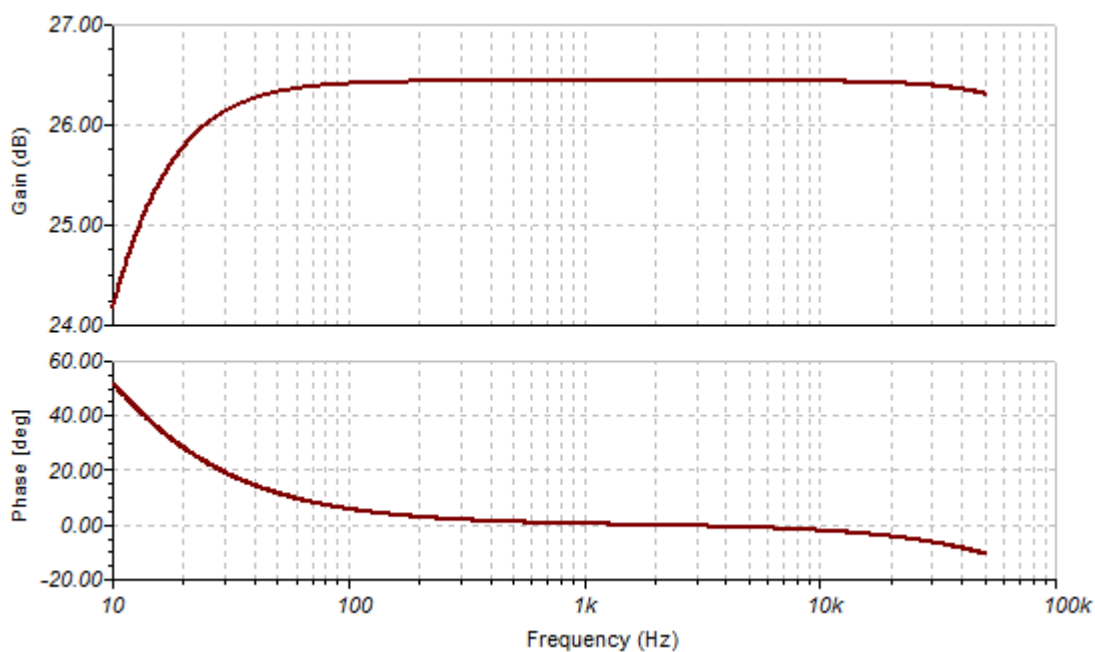
$f=100\text{Hz}$ , Dvojna frekvenca je posledica polnovalnega usmerjanja.

## Simulacija ojačevalne stopnje z idealnim napajanjem

Skica vezja za simulacijo :



Bodejev diagram:

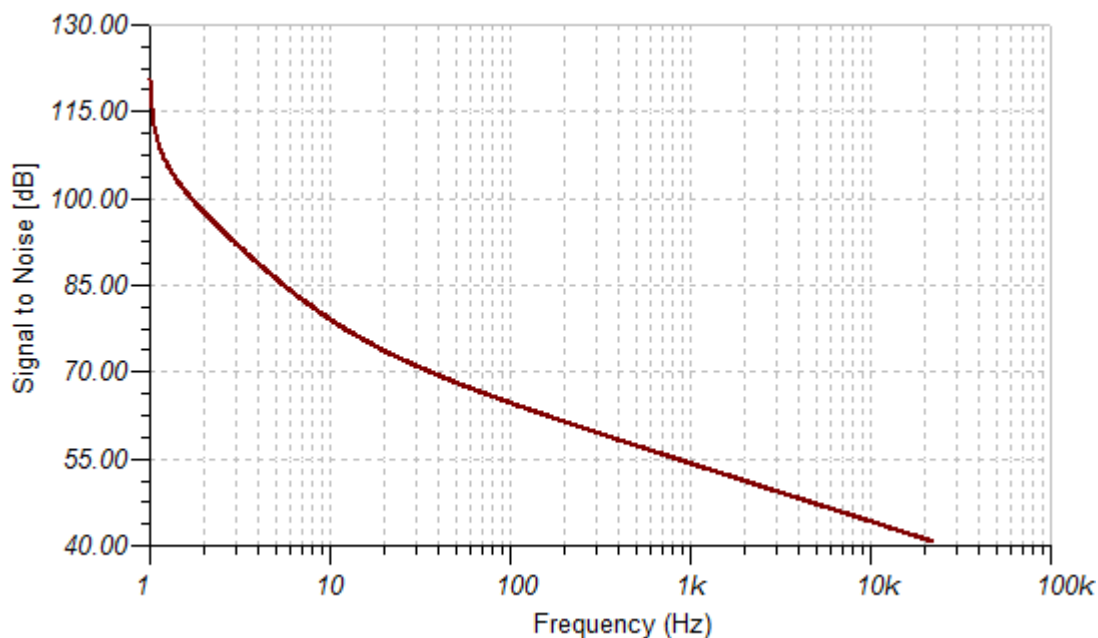


Ojačenje je konstantno skozi celotno slušno področje  $f=[20\text{Hz},22\text{KHz}]$ . Fazni potek je nekoliko slabši, saj je približno konstanten šele od  $f=100\text{Hz}$  dalje. Potenciometer je nastavljen na maksimalno glasnost oz. na 100%

## ŠUMNE LASTNOSTI OJAČEVALNE STOPNJE

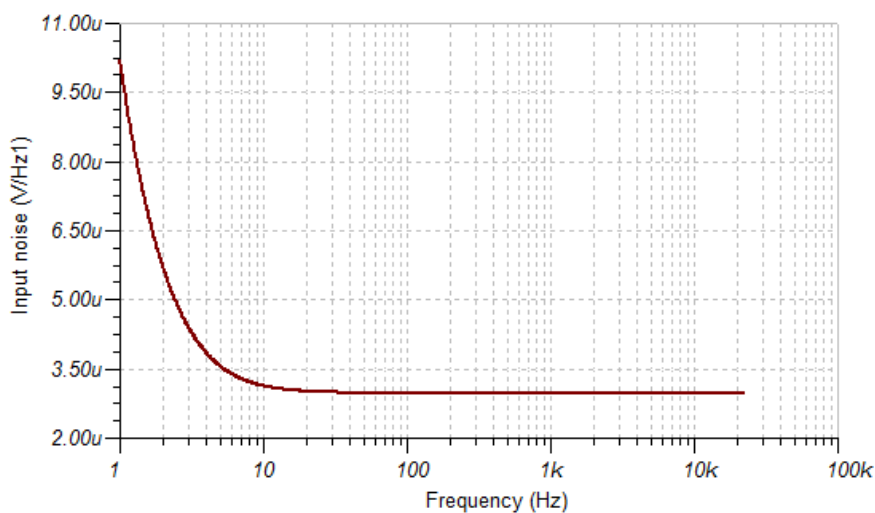
Vse simulacije opravljene pri:  
 $V_{in} = 0,15V \cdot \sin(\omega \cdot t)$ ,  $A = 20 = 26 \text{ dB}$

S/N razmerje:

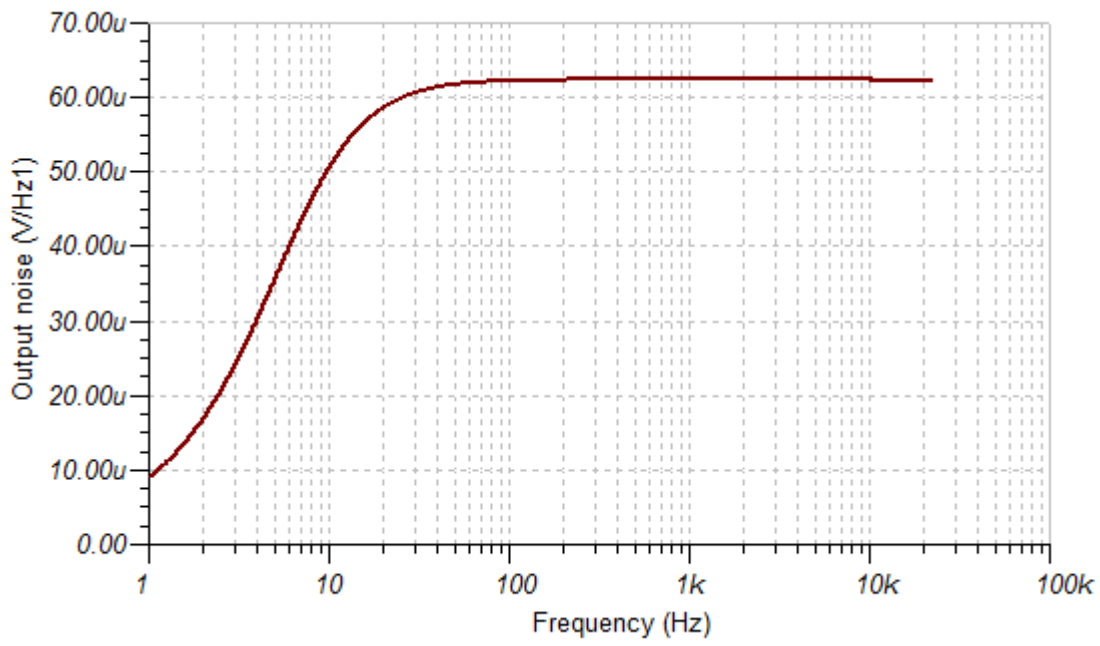


Proti koncu slišnih frekvenc razmerje med signalom in šumom upade na 40dB. Simulacija je narejena z najmanjšim signalom, ki ga proizvede kitara  $V_{G1min} = 0,15 \text{ V}$ .

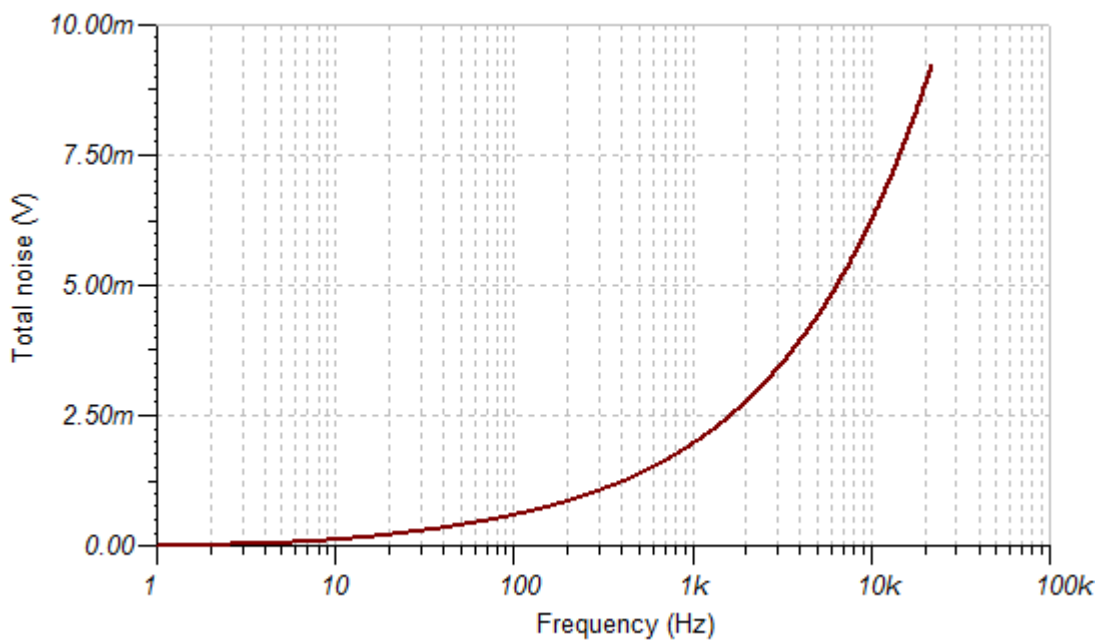
Vhodni šum:



Izhodni šum:

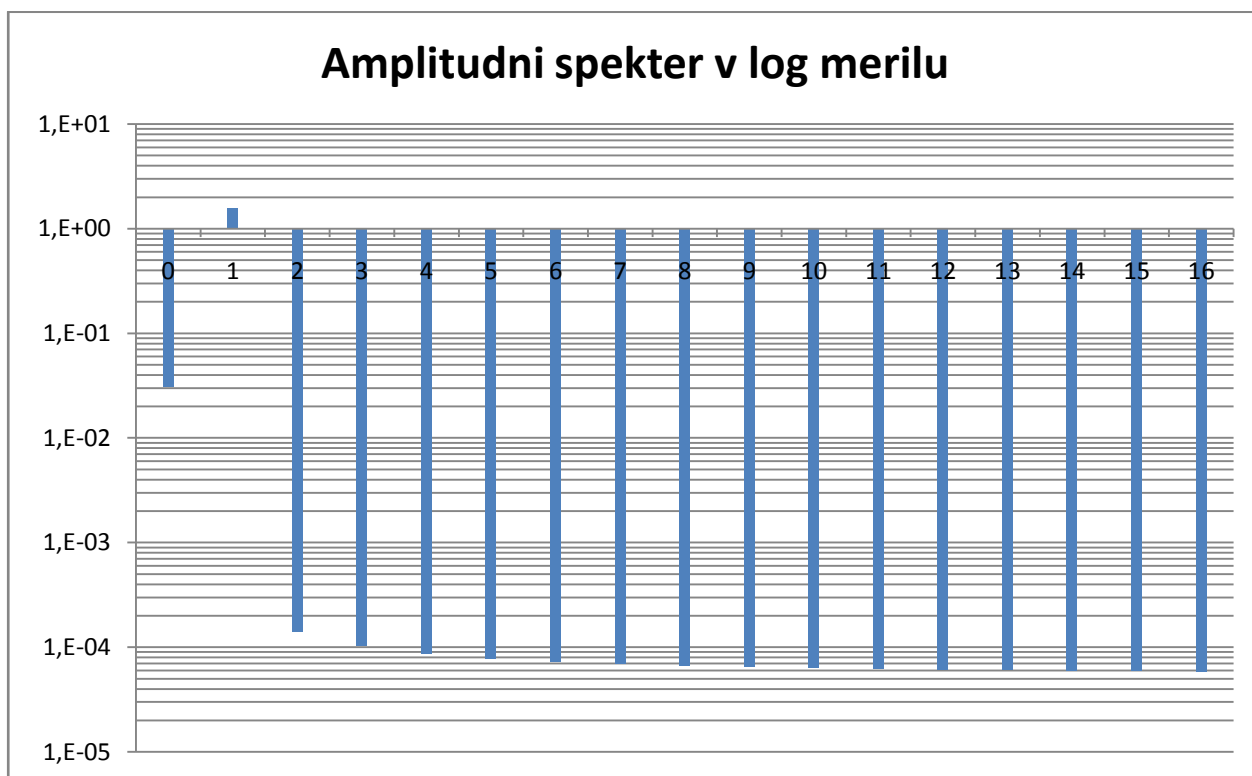


Skupni šum:

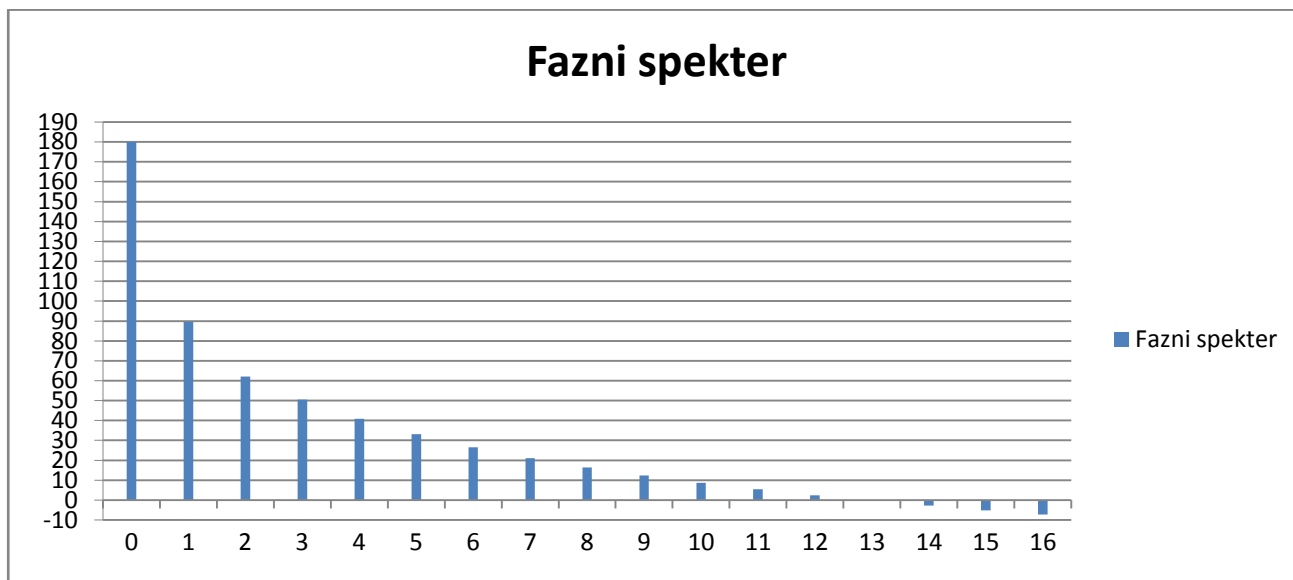


## Fourierjeva analiza amplitudnega in faznega spektra:

4096 točk ,16 višjih harmonskih komponent pri osnovni frekvenci  $f=1\text{KHz}$ :



Total Harmonic Distortion (THD)=0,0179%

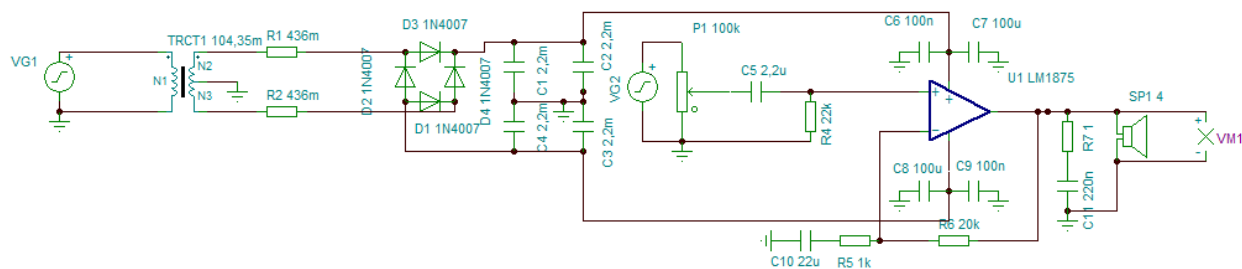


Prvi trije harmoniki:

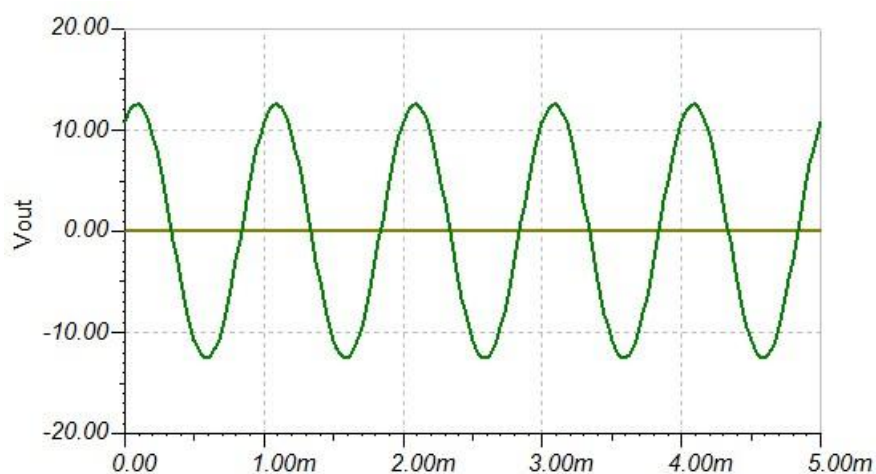
K	Amplituda	Faza
DC komponenta	5,36mV	180,00°
1	368,2mV	89,62°
2	27,05μV	53,91°
3	103,99 μV	50,46°

## SIMULACIJA MOČNOSTNE STOPNJE SKUPAJ Z NAPAJALNIKOM:

Skica vezja za simulacijo:

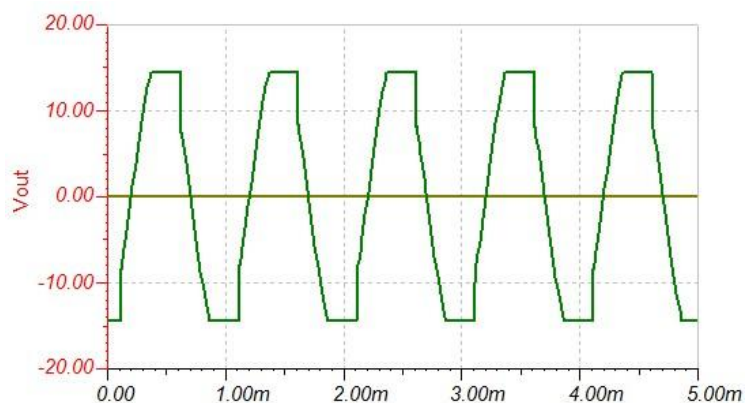


Slika izhoda pri  $V_{in}=0.6V \sin(\omega t)$ ,  $f=1KHz$ , DC offset =100mV-tik pred rezanjem:



Maksimalna vršna napetost, ki je lahko na izhodu, je omejena z  $V_{cc}$ . Če bi povečali vhodno amplitudo ali ojačenje bi prišlo do rezanja vrhov sinusa, saj bi to zahtevalo večjo napetost, kot je  $V_{cc}$ .

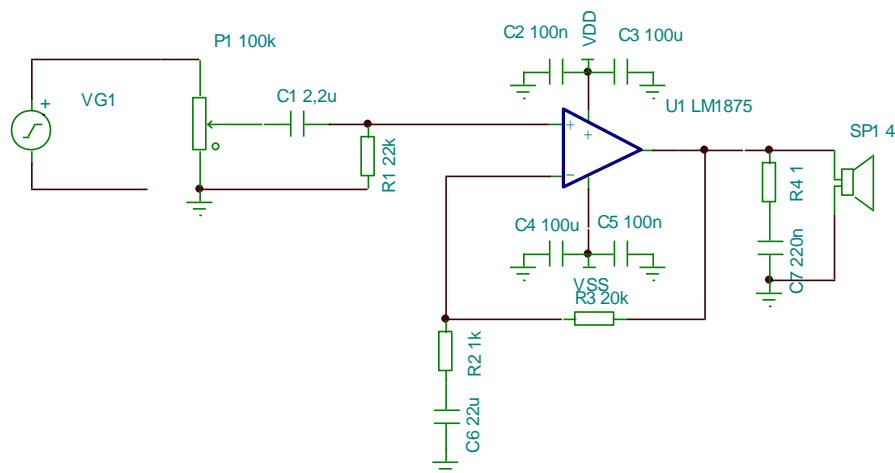
Rezanje pri  $V_{in}=0.8\sin(t)$ :





## MOŽNE IZBOLJŠAVE TER OPIS DELOVANJA MOČNOSTNE STOPNJE

shema za razlago delovanja:



Delovanje vezja in razlaga vloge komponent:

Kondenzator  $C_1$  je vezni kondenzator, ki blokira enosmerno komponento. Upor  $P_1$  je potenciometer in predstavlja breme za  $V_{in}$ , saj v pozitivno sponko ojačevalnika praktično ni toka. Z njim uravnavamo glasnost oz. vhodno napetost. Upor  $R_1$  predstavlja breme proti masi za vhod ojačevalnika, da neinvertirajoča sponka ni v "zraku".

Kondenzatorji  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  premoščajo izmenične motnje v napajanju na maso. S tem zmanjšujemo šum pri morebitnem nihanju napajanja.

Upora  $R_3$  in  $R_2$  skrbita za ojačenje v negativni povratni zanki.  $A=R_3/R_2$ .

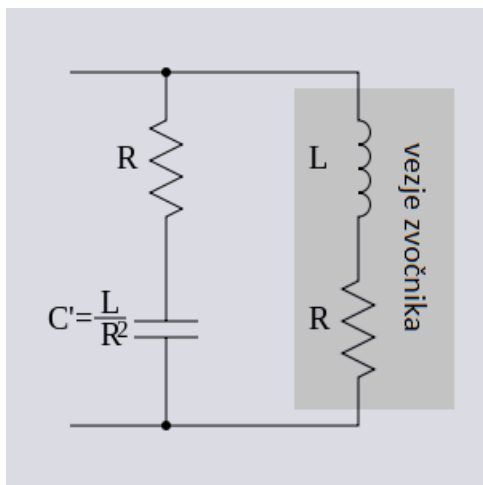
Kondenzator  $C_6$  in upor  $R_2$  nastavita kritično frekvenco na  $f_c=7\text{Hz}$  ( $A-3\text{dB}=A(7\text{Hz})$ ), delujeta kot visoko prepustni filter.

Kondenzator  $C_7$  in upor  $R_4$  sestavljata na izhodu skupaj z zvočnikom t.i. Zobelovo vezje, ki prepreči visoko frekvenčno oscilacijo ojačevalnika tako da izniči induktivnost zvočnika.

Žice, ki vodijo do zvočnika lahko predstavljajo dovolj kapacitivnosti, da pripeljejo ojačevalnik v oscilacijo. V tem primeru je treba dodati še L in R par, ki izničita to kapacitivnost

V Splošnem Zobelovo vezje poskrbi, da ojačevalnik čuti le realno impedanco zvočnika.

Idealno Zobelovo vezje:



$R_4$  in  $C_7$  izračunamo na podlagi impedance zvočnika. Ker induktivnosti ne poznamo, jo moramo izmeriti. Zasedil sem tudi pravilo preko palca, ki pravi, da naj bo upornost

$$R_4=1,25 \cdot R_{zvočnika}$$

Večinoma se uporablja standarden par  $R=10\Omega$  in  $C'=0,22\mu\text{F}$ .

Sam sem uporabil  $R=1\Omega$ , ker se je ta podatek nahajal kot priporočilna vrednost v katalogu za LM1875.

### Izboljšave:

- a) Zobelovo vezje preračunamo na izmerjeno induktivnost zvočnika. S tem zagotovimo večjo frekvenčno stabilnost.
- b) Zmanjšamo ojačenje z manjšim uporom  $R_6$ . Če ojačenje razpolovimo se nam S/N izboljša za 7dB. Pri frekvenci 22Khz postane S/N=47dB.
- c) Upor  $R_6$  je lahko potenciometer, s katerim nastavljamo ojačenje, čeprav se navadno to regulira s stopnjo pred ojačenjem.

## ZAKLJUČEK

Med načrtovanjem sem naletel na kopico težav, predvsem praktične narave. Ugotovil sem, da je miselni preskok iz stroge teorije na prakso ogromen.

Največ preglavic sem imel pri ugotavljanju porabe čipa. V kataloških podatkih so podatki za večje moči in manjše breme kot sem ga uporabil sam. Paziti je bilo treba, da ne predimenzioniram transformatorja za napajanje. Tu igra veliko vlogo dejstvo, da je glasba dinamičen signal in se ne porablja ves čas maksimalna moč.

Računati je bilo treba s standardnimi vrednostmi komponent, ki so na voljo in nazaj preračunavati spremembe in posledice tovrstne standardizacije.

Pri vseh dilemah mi je bil v veliko pomoč asistent Boštjan Glažar, ki me je usmeril na pravo pot kadar sem se zapletel.