

Mauri Viljakainen

## D-luokan vahvistimen suunnittelu

Metropolia Ammattikorkeakoulu  
Insinööri (AMK)  
Elektroniikan koulutusohjelma  
Insinöörityö  
15.11.2011

Tekijä Otsikko	Mauri Viljakainen D-luokan vahvistimen suunnittelu
Sivumäärä Aika	39 sivua + 3 liitettä 15.11.2011
Tutkinto	Insinööri (AMK)
Koulutusohjelma	Elektroniikka
Suuntautumisvaihtoehto	
Ohjaaja	Lehtori Thierry Baills
<p>Insinööriyössä on tutkittu ajastinpiirin 555 mahdollisuuksia D-luokan audiovahvistin käytössä. Musiikin kuuntelussa käytettävä toistoalue on 20 Hz - 20 kHz. D-luokan audiovahvistin pyrittiin suunnittelemaan audioalueelle piirin antamien mahdollisuuksien mukaan.</p> <p>D-luokan vahvistimen toiminta perustuu pulssinleveysmodulointiin (PWM), jossa moduloidusta kanttiaallosta suodatetaan vahvistuksen jälkeen korkeammat taajuuskomponentit pois. Modulointi on toteutettu kytkemällä ajastinpiiri astabiiliksi multivibraattoriksi, joka antaa ulos kanttiaaltoa. Kanttiaallon pulssinleveyttä on moduloitu ohjausnastan tuodulla vahvistettavalla signaalilla.</p> <p>Mittauksissa vahvistimen hyötysuhdetta ja tehoa testattiin erijännitteisillä pääteasteilla kuorman tehonkeston sallimissa rajoissa. Särömittauksissa tutkittiin spektrianalysointorin avulla signaalin säröytymistä eri taajuusalueilla eri amplitudisilla ohjausjännitteillä. Särön suuruus vaihteli mittauksissa 0,01 - 0,8 % riippuen taajuudesta sekä ohjausjännitteen suuruudesta. Mitattujen säröarvojen keskiarvo oli noin 0,21 %. D-luokan vahvistimen hyötysuhde vaihteli 30 - 78 % riippuen ohjaus- ja pääteastejännitteen suuruudesta. Puolisillasta saatava efektiivinen teho on 60 V:n pääteasteella noin 4,8 W 3,2 V:n ohjauksella. 4 V:n ohjauksella ulostuloteho on arviolta luokkaa 8 W.</p>	
Avainsanat	D-luokan vahvistin, PWM, astabiili multivibraattori

Author Title	Mauri Viljakainen Designing D-Class Amplifier
Number of Pages Date	39 pages + 3 appendices 15 November 2011
Degree	Bachelor of Engineering
Degree Programme	Electronics
Specialisation option	
Instructor	Thierry Baills, Senior Lecturer
<p>The purpose of this thesis was to examine the 555 timer circuit as part of class-D audio amplifier. Bandwidth of the amplifier was designed to frequency range 20 Hz to 20 kHz, which is the range for human hearing.</p> <p>The operation of class-D amplifier is based on pulse width modulation (PWM). The modulated square wave is filtered to remove any higher frequency components by using LC-filters. Modulation is implemented by connecting a timer circuit connected as astable multivibrator that gives out the square wave. The square wave pulse width modulation is controlled by signal in 555 timer circuits control pin. This control signal can be amplified which will have effect on width of the pulse.</p> <p>Amplifier efficiency and power were measured at various terminal voltage levels in the limits of maximum power dissipation of the load. Class-D amplifier efficiency varied from 30 to 78 % depending on the amplitude of control signal, and the amplitude of output signal in output stage. Distortion measurements were carried out using a spectrum analyzer. Signal distortion in different frequency bands for different amplitude control voltages was also measured. Distortion measurement results ranged from 0.01 - 0.8 % depending on the frequency and control voltage. Power was measured to be 4.8 W with supply voltage of 60 V and with 3.2 Vpp control signal. With control signal peak to peak voltage of 4 V, power was estimated to be about 8 W.</p>	
Keywords	D-class amplifier, PWM, astable multivibrator

## Sisällys

### Tiivistelmä

### Abstract

## Sisällys

### Lyhenteet ja käsitteet

<b>1 Johdanto</b>	1
<b>2 Vahvistinluokat</b>	2
2.1 A-luokan vahvistin	2
2.2 B-luokan vahvistin	2
2.3 AB-luokan vahvistin	2
2.4 D-luokan vahvistin	2
<b>3 D-luokan vahvistimen toteutus ajastinpiirillä 555</b>	3
3.1 Astabiili multivibraattori	4
3.1.1 Astabiilin multivibraattorin suunnittelu	7
3.1.2 Kondensaattorin latauksen ja purun aikavakiot eri ohjausjänniteillä	8
3.1.3 Ohjausnastan moduloinnin vaikutus taajuuteen ja pulssisuhteeseen	9
3.1.4 Ohjausjännitteen lineaarinen alue	10
3.1.5 Audiokaistalle sopivan multivibraattorin suunnittelu	12
3.1.6 Lineaarisen käyttöalueen kasvatus ohjausjännitteelle	14
3.2 Piensignaali vahvistin	15
3.3 Pääte vahvistin	18
3.4 LC-suodatin	20
3.4.1 Suodattimen toiminta PWM-signaalilla	26
3.4.2 Ilmavälitoroidin mitoitus	27
<b>4 Mittaustulokset</b>	31
4.1 Hyötysuhde ja teho	31
4.1.1 Perustoimintapiste	33
4.1.2 Perustoimintapiste säädetty pulssisuhde	33
4.1.3 Säädetty toimintapiste	33
4.1.4 Hyötysuhteen ja tehon mittaustulokset	33
4.2 Vahvistimen taajuusvaste	35
4.3 Kokonaisharmoninen särö (THD)	36

<b>5 Yhteenveto</b>	38
<b>Lähteet</b>	39
<b>Liitteet</b>	
Liite 1. Pulssisuhde ja taajuus diodin kanssa	
Liite 2. Kondensaattorin latauksen ja purun aikavakiot ohjausjännitteellä	
Liite 3. Lopullinen kokonaiskytkentä	

## Lyhenteet ja käsitteet

AV	jännitevahvistus
$\beta_{DC}$	tasavirtavahvistuskerroin
C	kondensaattori; kapasitanssi
D	ylinäytteistyssuhde
dB	desibeli
DC	tasavirta
E	energia
f	taajuus
$f_s$	näytteenottotaajuus
$f_{MAX}$	suurin vahvistettava taajuus
GND	Ground; maataso
H	ferriittirenkaan korkeus
I	virta
ID	ferriittirenkaan sisähalkaisija
L	kela; induktanssi
LC-suodatin	kondensaattoreista ja keloista koostuva suodatin
LOAD	kuorma
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor; kanavatransistori
N	Noise, kohina
NPN	N-kanavan transistori
$\eta$	pulssisuhde
OD	ferriitti renkaan ulkohalkaisija
P	teho
Ptot	kokonaisteho

PWM	Pulse Width Modulation; pulssinleveysmodulaatio
Q	transistori
R	resistanssi
RL	käämissä käytetyn johtimen resistanssi/metri
RMS	Root Mean Square; tehollisarvo
T	jaksonaika
THD	Total Harmonic Distortion; kokonaisharmoninen särö
$t_{\text{High}}$	aika, jonka kanttiaalto on loogisessa tilassa 1
$t_{\text{Low}}$	aika, jonka kanttiaalto on loogisessa tilassa 0
U	jännite
$\mu$	hyötysuhde
$V_{\text{BE}}$	transistorin kanta-emitterijännite
$V_{\text{CC}}$	käyttöjännite
$V_{\text{CE}}$	transistorin kollektori-emitterijännite
$V_{\text{O}}$	ohjausjännite
$V_{\text{PP}}$	jännite huipusta huippuun
$V_{\text{RMS}}$	jännitteen tehollisarvo
Y	admittanssi
Z	impedanssi

## 1 Johdanto

Insinööriyössä tavoitteena oli suunnitella ja toteuttaa D-luokan vahvistin ajastinpiiriä 555 käyttäen ja tutkittiin ajastinpiirin 555 mahdollisuuksia D-luokan audiovahvistinkäytössä. D-luokan vahvistimet ovat yleistyneet viime aikoina huomattavasti hyvän hyötysuhteensa ja pienen kokonsa takia, ja ne voivat vetää vertoja nykyään myös lineaarisuudessa muille vahvistinluokille. D-luokan vahvistimen hyötysuhde voi käytännön toteutuksissa olla jopa noin 90 %. Tämän takia ne soveltuvat hyvin sovelluksiin, joissa tarvitaan pientä tehonkulutusta. Korkean hyötysuhteen takia hukkalämpöä ei synny niin paljon kuin muissa luokissa, ja jäähdytyksen tarve on vähäisempää, tai jäähdytystä ei tarvita lainkaan.

Työssä selvitetään ajastinpiirin 555 mahdollisuuksia audiovahvistinkäytössä. Ajastinpiirin on suunnitellut 1970-luvulla Hans Camenzind, ja sen suosio on säilynyt lähes muuttumattomana. Piiri on hyvin muuntautumiskykyinen erilaisiin käyttösovelluksiin. Piiristä on tehty monia kirjoja, jotka käsittelevät pelkästään piirin erilaisia sovellusmahdollisuuksia.

Ajastinpiirillä 555 toteutettu PWM-modulaatiomenetelmä poikkeaa muista D-luokan vahvistimissa yleisesti käytetyistä modulaatiomenetelmistä. Suurin ero muihin menetelmiin on moduloinnin vaikutus ainoastaan loogisen tilan 1 pulssinleveyteen tilan 0 pysyessä koko ajan vakiona. Muilla modulointimenetelmillä modulointi vaikuttaa molempien loogisten tilojen 1 ja 0 pulssinleveyteen. Myös modulaatiotaajuus on selvästi matalampi verrattuna muihin modulointimenetelmiin. D-luokan vahvistin pyritään suunnittelemaan lähelle audiokaistan aluetta, josta ongelmaksi voi koitua suodattimen vaativuus, mikä johtuu matalasta modulointitaajuudesta.



## 2 Vahvistinluokat

### 2.1 A-luokan vahvistin

A-luokan vahvistimen hyvänä puolena voidaan pitää pientä säröä. Vahvistinta käytetäänkin sovelluksissa, joissa lineaarisuus on hyvin merkitsevää, ja hyötysuhde ei ole niin tärkeä kriteeri. A-luokan vahvistimen hyötysuhde on hyvin alhainen, korkeintaan 25 %, koska vahvistimen transistorit ovat koko ajan johtavassa tilassa riippumatta siitä, tuleeko vahvistimeen vahvistettavaa signaalia. Vahvistin kuumenee siis pelkällä lepoirrallakin, ja suurin osa tehosta muuttuu lämmöksi. A-luokan vahvistimet ovat usein kookkaita, ja niissä on suuri tehon kulutus. [1, s. 360 - 374; 2, s. 370; 3.]

### 2.2 B-luokan vahvistin

B-luokan vahvistimet ovat hyötysuhteeltaan parempia, koska päätetransistorit toimivat pareina, joista toinen johtaa positiivisen puolijakson ja toinen negatiivisen. Kun vahvistettavaa signaalia ei tule, kumpikaan ei johda. Tästä syystä tehoa ei kulu läheskään niin paljon. Hyötysuhde on tavallisesti noin 60 %. Lineaarisuus on sen sijaan heikompi, koska johtavuuden siirtyessä transistorilta toiselle syntyy ylimenosäröä.

[1, s. 375 - 377 ;2, s. 371 - 372 ; 3.]

### 2.3 AB-luokan vahvistin

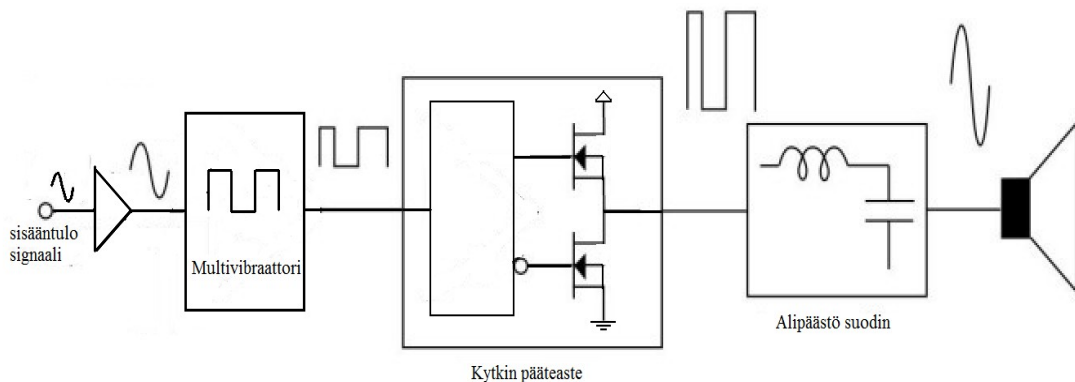
AB-luokan vahvistin on kuten B-luokan vahvistin, mutta ylimenosärön poistamiseksi transistorit johtavat vähän kauemmin kuin puolijakson ajan. Useat hifivahvistimet toimivat juuri AB-luokassa, koska ylimenosärö saadaan kohtuulliseksi, ja hyötysuhde on myös kohtuullinen noin 50 %. [1, s. 377 - 384; 2, s. 371 - 372; 3.]

### 2.4 D-luokan vahvistin

D-luokan vahvistimen hyötysuhde voi olla jopa 90 %. Korkean hyötysuhteensa ansiosta se soveltuukin hyvin sovelluksiin, joissa pieni koko ja tehon kulutus on tärkeää, mutta lineaarisuudesta voidaan vähän tinkiä. D-luokan vahvistimen toiminta perustuu pulssinleveysmodulointiin. [2, s. 373 - 376; 3; 4.]

### 3 D-luokan vahvistimen toteutus ajastinpiirillä 555

D-luokan vahvistimessa päätetransistoreja ohjataan pulssinleveysmoduloidulla signaalilla, jossa 50 % pulssisuhdetta muutetaan vahvistettavan signaalin mukaan. Tässä työssä pulssinleveysmodulointi on toteutettu käyttämällä ajastinpiiriä 555 jänniteohjattuna oskillaattorina, jota kutsutaan myös nimellä astabiili multivibraattori. Multivibraattorin pulssisuhde ja taajuus muuttuvat vahvistettavan piensignaalin tahdissa.



Kuva 1. D-luokan vahvistimen lohkokaavio ajastinpiiri 555:llä [lähde 3 mukaillen]

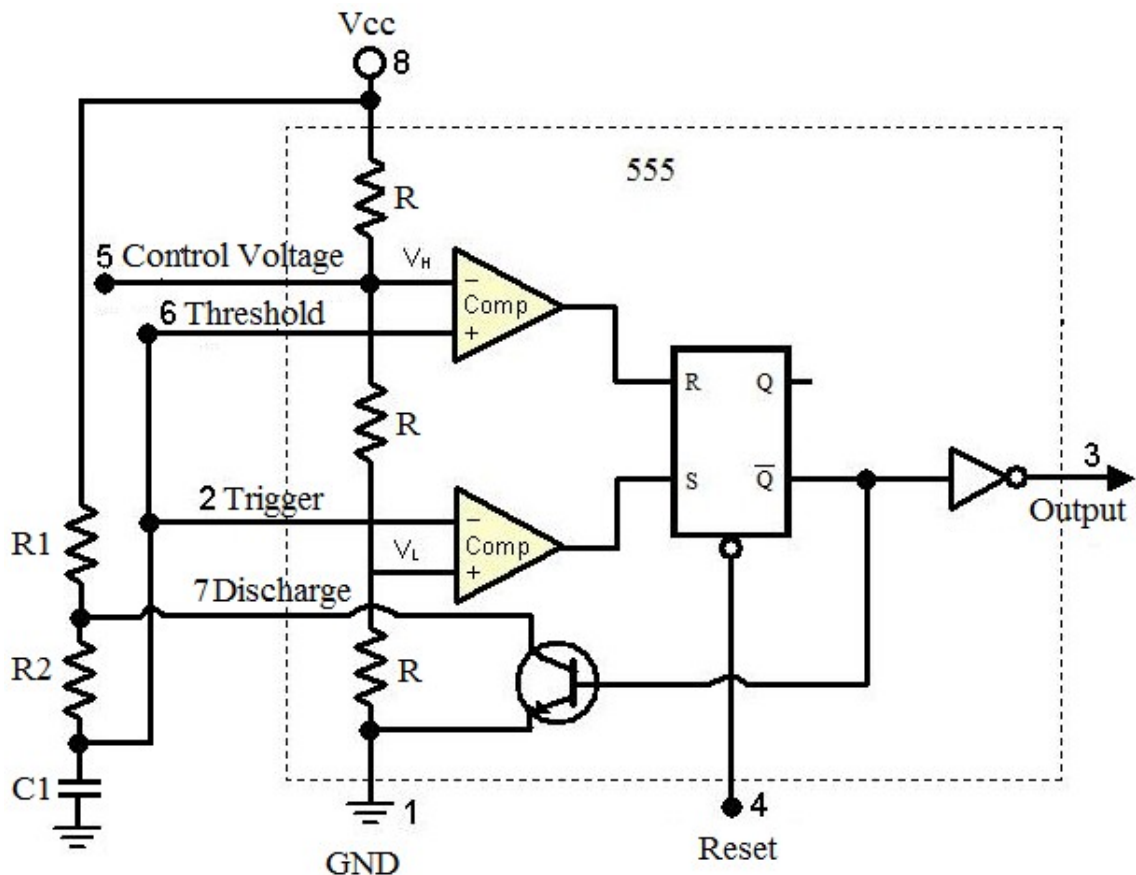
Kuvassa 1 nähdään D-luokan vahvistimen lohkokaavio käytettäessä ajastinpiiriä 555. Vahvistettava signaali esimerkiksi audiosignaali tuodaan piensignaali vahvistimelta multivibraattoriin sopivan suuruisiksi vahvistettuna. Multivibraattorilta piensignaali moduloitu kantiaalto vietään kytkin päätteasteelle. Kytin päätteasteen transistorit toimivat päälle-pois-kytkiminä, joista vain toinen aina johtaa, toisen ollessa johtamattomassa tilassa.

Päätteasteelta moduloitu kantiaalto tulee vahvistettuna ulos. Moduloidusta kantiaallosta suodatetaan korkeataajuinen oskillaattorin perustaajuus ja modulaatiosta aiheutuneet muut taajuudet pois alipäästösuodattimella, joka päästää läpi matalampi taajuisen alkuperäistä vastaavan signaalin vahvistettuna. Lisäksi vahvistetusta signaalista suodatetaan DC-kytkentä kondensaattorin avulla DC-taso pois. Näin alkuperäistä signaalia vastaava signaali on vahvistettuna ja valmis vietäväksi kuormalle.

[2, s. 398 - 399; 4; 5.]

### 3.1 Astabiili multivibraattori

Astabiili multivibraattori on toteutettu käyttämällä ajastinpiiriä 555. Piiri antaa ulos kanttaaltoa, jonka looginen nollatila on piirin maataso, ja looginen ykköstitila on käytössä oleva piirin käyttöjännite. Kuvassa 2 näkyy astabiilin multivibraattorin kytkentäkaavio:



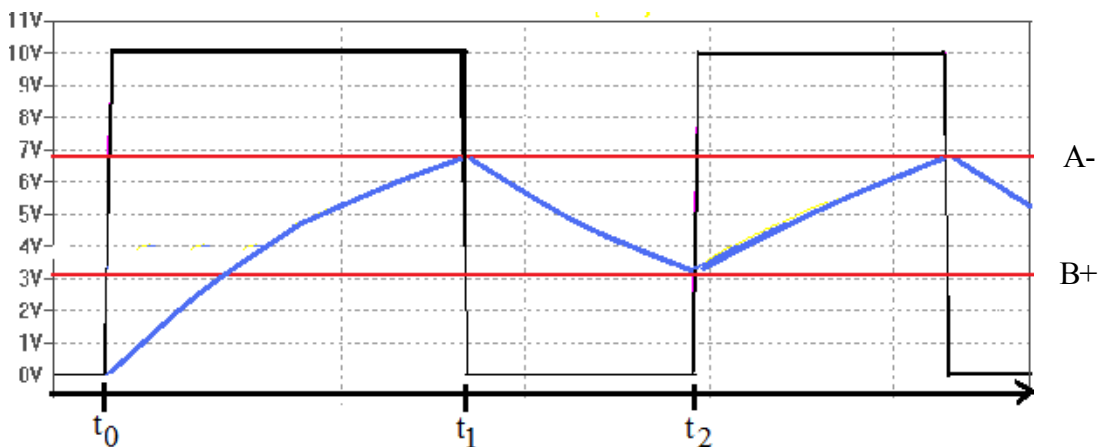
Kuva 2. Astabiilin multivibraattorin kytkentäkaavio [lähde 6, s. 394 mukailen]

Ajastinpiiri 555 sisältää kuvassa 2 katkoviivan sisällä olevat komponentit. RS-kiiikon ulostulo ohjautuu sisääntulojen R (*reset*) ja S (*set*) tulevan ohjauksen mukaan, jossa *reset* asettaa ulostulon loogiseen tilaan nolla ja *set* asettaa ulostulon loogiseen tilaan yksi, mutta invertoidun lähdön takia ulostulo käyttäytyy juuri päinvastoin. Komparaattorit vertailevat + ja - nastoille tulevaa jännitettä. Kun + nastalle tulee isompi jännite kuin - nastalle niin komparaattorin ulostulo ajautuu tilaan yksi ja tilaan nolla taas päinvastaisessa tilassa. Transistorilla ohjataan, latautuuko vai purkaako kondensaattori C1 varaustaan. Kolmella saman kokoisella vastuksella asetetaan sopivat vertailujännitteet

komparaattorien sisääntuloille. Invertterillä invertoidaan RS-kiikulta tuleva invertoitu signaali uudelleen, jolloin ohjauksen tullessa R-nastalle (*Output*) ajautuu tilaan nolla ja S-nastalle tulevalla ohjaksella taas tilaan yksi.

Kuvassa 2 katkoviivan ulkopuolella olevilla komponenteilla R1, R2 ja C1 määrätään, kuinka kauan ulostulo pysyy tilassa yksi ja nolla. Komponenttien arvoilla vaikutetaan myös tällöin taajuuteen ja pulssisuhteeseen.

Komparaattori B on kytkettynä RS-kiikun nastaan S, jolla siis asetetaan RS-kiikku invertoidun lähdön takia nolla-tilaan. Komparaattori B:n + nastalle on mitoitettu  $1/3$  käyttöjännitteestä ja miinus nasta (*trigger*) on kytkettynä R2 ja C2 liitoskohtaan, joten jännitteiden päälle laittaessa kuvassa 3 ajan hetkellä  $t_0$  ulostulo ajautuu tilaan yksi, koska alussa kondensaattorin varaus on nolla. Kondensaattori lähtee varautumaan ja saavuttaessaan  $1/3$  käyttöjännitteestä S-nastalle tuleva ohjaus menee pois päältä, mutta se ei vaikuta RS-kiikun ulostuloon, vaan kondensaattori jatkaa latautumista.



Kuva 3. Astabiilin multivibraattorin ulostulo (musta) ja kondensaattorin latautuminen (sininen); Kuvassa näkyy komparaattori A:n miinusnastalle mitoitettu  $2/3$  ja B:n plusnastalle mitoitettu  $1/3$  käyttöjännitteestä

Komparaattori A hoitaa ohjauksen RS-kiikun R-nastalle. Komparaattori A:n – nastaan on mitoitettu  $2/3$  Vcc:stä ja + nasta (*threshold*) on kytketty R2:sen ja C1 liitoskohtaan, jolloin ajanhetkellä  $t_1$  kuvassa 3 ohjaus nastalle R menee päälle, kun kondensaattori C1 on latautunut R1 ja R2 kautta yli  $2/3$  käyttöjännitteestä. Invertoidun lähdön takia RS-kiikun ulostulo ajautuu tilaan yksi ja piirin ulostulo tilaan nolla. RS-kiikun tilan yksi takia transistori rupeaa johtamaan, koska sen kanta on kytkettynä RS-kiikun

ulostuloon ja kollektori (*discharge*) on kytkettynä R1 ja R2 väliin, näin ollen C1 rupeaa purkautumaan varaustaan vastuksen R2 ja nastan 7 (*discharge*) kautta maihin. Kondensaattori lopettaa purkautumisen ja alkaa taas latautumaan, kun jännite on tippunut alle 1/3 käyttöjännitteestä, jolloin RS-kiikkun ulostulo vaihtaa jälleen tilaan nolla, ja transistori sulkeutuu. Ulostulo ajautuu taas tilaan yksi ajanhetkellä  $t_2$  kuvassa 3.

Aika, jonka astabiili mutivibraattori pysyy tilassa yksi, lasketaan kaavalla

$$t_{\text{high}} = (R_1 + R_2) \cdot C_1 \cdot \ln(2) \quad (1)$$

Vastukset  $R_1$  ja  $R_2$  sekä kondensaattori  $C_1$  ovat kuvan 2 katkoviivan ulkopuolella olevat mitoituskomponentit. Nollatilassa pysyvä aika lasketaan kaavalla

$$t_{\text{low}} = R_2 \cdot C_1 \cdot \ln(2) \quad (2)$$

Jakson aika on:

$$T = t_{\text{high}} + t_{\text{low}} \quad (3)$$

Taajuus kuvaa, kuinka monta jaksoa yksi sekunti sisältää

$$f = \frac{1}{T} \quad (4)$$

Pulssisuhteessa verrataan loogisessa tilassa yksi olevaa aikaa jakson kokonaisaikaan.

$$\eta = \frac{t_{\text{high}}}{T} \cdot 100\% \quad (5)$$

[2, s. 398 - 399; 6, s. 390 - 396.]

### 3.1.1 Astabiilin multivibraattorin suunnittelu

Tarkoituksena alkuvaiheessa on suunnitella astabiili multivibraattori, jonka värähtelytaajuus on 10 kHz ja pulssisuhde on 50 % ja tutkia sen käyttäytymistä. Pulssisuhdekaava 5 osoittaa, että 50 % pulssisuhdetta on mahdotonta saada tällä kytkennällä. Lähelle voi päästä ainoastaan käyttämällä  $R_1 \gg R_2$ , jolloin  $R_1 + R_2$  on noin  $R_1 + 2R_2$ , joten kytkentään täytyy lisätä diodi  $R_2$  kanssa rinnan, kuten kuvassa 4. Uusi  $t_{\text{high}}$  diodilla on tällöin [6, s. 390 - 396]

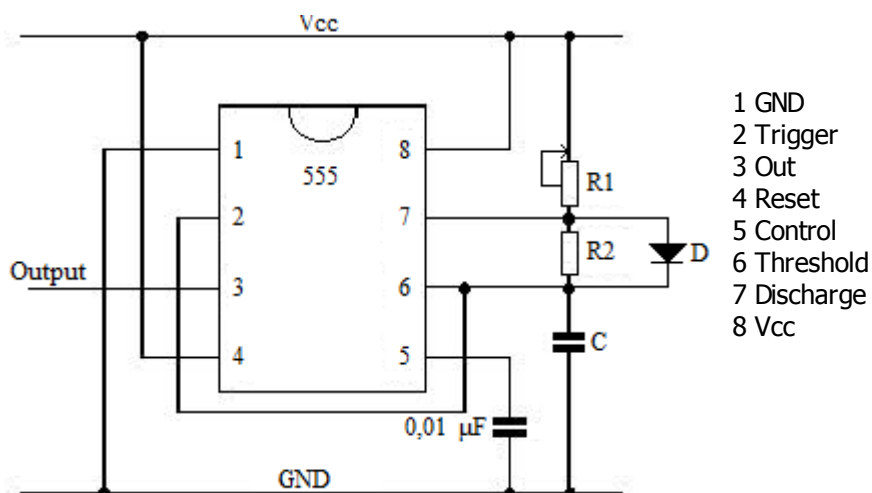
$$t_{\text{high(diodi)}} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln(2) \quad (6)$$

Kondensaattori latautuu  $R_1$ :n ja diodin kautta.  $t_{\text{low}}$  pysyy edelleen samana. Uusi pulssisuhde on nyt

$$\eta = \frac{t_{\text{high(diodi)}}}{T} \cdot 100\% \quad (7)$$

Pulssisuhteeksi tulee 50 %, kun vastukset  $R_1$  ja  $R_2$  ovat samankokoisia, jolloin taajuuden saa kaavalla

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{\text{h(diodi)}} + t_1} = \frac{1,44}{2R \cdot C_1} \quad (8)$$



Kuva 4. Astabiilin multivibraattorin kytkentäkaavio diodilla ja säädettävällä vastuksella. [lähde 6, s. 396 mukailen]

Astabiilin multivibraattorin taajuudeksi halutaan 10 kHz ja käytössä on 22 nF:n kondensaattori. Vastuksen arvoksi tulee 3,3 kΩ. Jotta pulssisuhteen saa tarkasti 50 %, on jompikumpi vastuksista rakennettava säätövastuksesta ja vastuksesta, jotta resistanssien arvot saa tarkalleen samaksi. Piirissä olevaa vastuksen R1 arvoa säädetään, kunnes pulssisuhde on 50 %, jolloin teoreettinen taajuus on 10 kHz. Astabiilin multivibraattorin mitattu taajuus oli 9,92 kHz. (Digitaalisen oskilloskoopin näytöltä tallennettu kuva, ks liite 1.)

Komponentteja valittaessa on hyvä tarkistaa komponenttien todelliset arvot. Mitä suurempi taajuuksiin mennään, sitä enemmän saattaa tulla heittoa kondensaattorin ja vastusten toleranssien takia. Isommilla taajuuksilla kondensaattorin tai vastuksen vaihtaminen toiseen samanlaiseen saattaa vaikuttaa taajuuteen monta kilohertsiä.

### 3.1.2 Kondensaattorin latauksen ja purun aikavakiot eri ohjausjännitteillä

Kanttiaallon loogisessa 1-tilassa olevan ajan ohjausjänniteen ollessa kytkettynä nastaan 5 kuvassa 4 R2:den kanssa rinnan olevan diodin kanssa saa laskettua kaavalla

$$t_{\text{high(diodi)}} = R_1 \cdot C \cdot \ln \left( \frac{V_{\text{CC}} - \frac{V_o}{2}}{V_{\text{CC}} - V_o} \right) \quad (9)$$

$V_{\text{CC}}$  on piirin käyttöjännite.

$V_o$  on ohjausjännite.

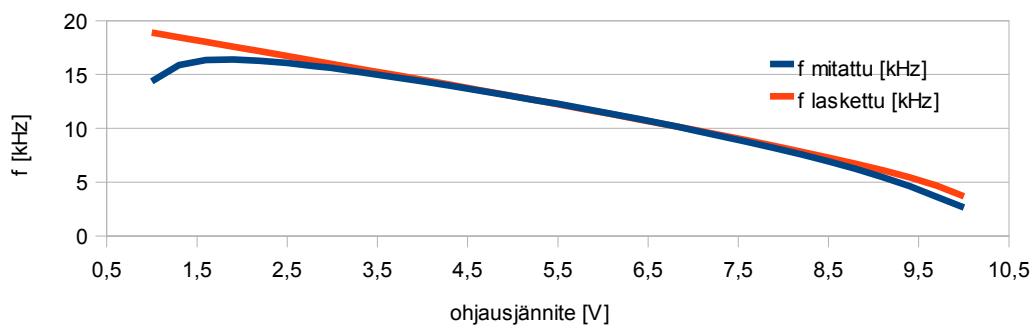
Jos ohjausjännite  $V_o$  on 2/3 ajastinpiirin käyttöjännitteestä, se on sama kuin ohjausjännite  $V_o$  ei olisi kytkettynä. Loogisessa nolla-tilassa oleva aika pysyy samana. Ohjausnastan tuotu ohjausjännite  $V_o$  säättää ainoastaan aikaa, jonka ajastin on tilassa yksi. Nolla-tila pysyy siis kokoajan vakiosuuruisena.

[2, s. 398 - 399; 6, s. 390 - 392.] (ks. purun ja latauksen aikavakiot, liite 2.)

### 3.1.3 Ohjausnastan moduloinnin vaikutus taajuuteen ja pulssisuhteeseen

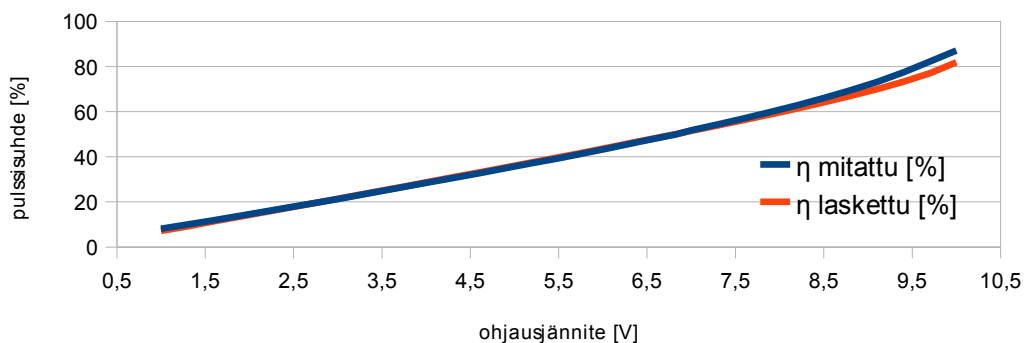
Ohjausnastalla olevaa jännitettä voi muuttaa periaatteessa minimissään ja maksimissaan nolasta käyttöjännitteeseen, mutta se ei toimi enää lineaarisesti mentäessä liian lähelle nolaa tai käyttöjännitettä. Seuraavassa vaiheessa selvitetään teoriassa ja käytännössä lineaarinen alue. Ohjausjännite ( $V_o$ ) on syötetty vastuksen kautta nastaan 5.  $V_o$ :lla oleva jännite on mitattu yleismittarilla nastasta 5 maihin.

Ohjausjännitteen  $V_o$  vaikutus taajuuteen näkyy kuvasta 5 ja pulssisuhteeseen kuvasta 6. Kuvien 5 ja 6 mittaustuloksissa käytetyn ajastinpiirin taajuus ilman modulointia on noin 10,16 kHz pulssisuhteen ollessa 50 %. Kuvissa 5 ja 6 näkyvät  $f$  ja  $\eta$  laskettu ovat käytettyjen komponenttien laskennallisia arvo, jotka on laskettu kaavoilla 8 ja 7  $t_{\text{high(diodi)}}$  ollessa kaavan 9 mukainen, käyttöjännitteen ollessa mittaustilanteessa 10,23 V.



Kuva 5. Ohjausnastalla olevan jännitteen vaikutus taajuuteen

Kuvasta 5 näkee, että taajuus lähtee voimakkaasti poikkeamaan mitatuista arvoista alle 2 V jännitteellä, mutta mitattu pulssisuhde käyttäytyy edelleen hyvin samalla lailla kuin laskettu suhde (ks. kuva 6). Tämä tarkoittaa sitä, että myös jakson aika  $t_{\text{low}}$  (0 tila) muuttuu, eikä kytkentä ole tällöin enää stabiili.



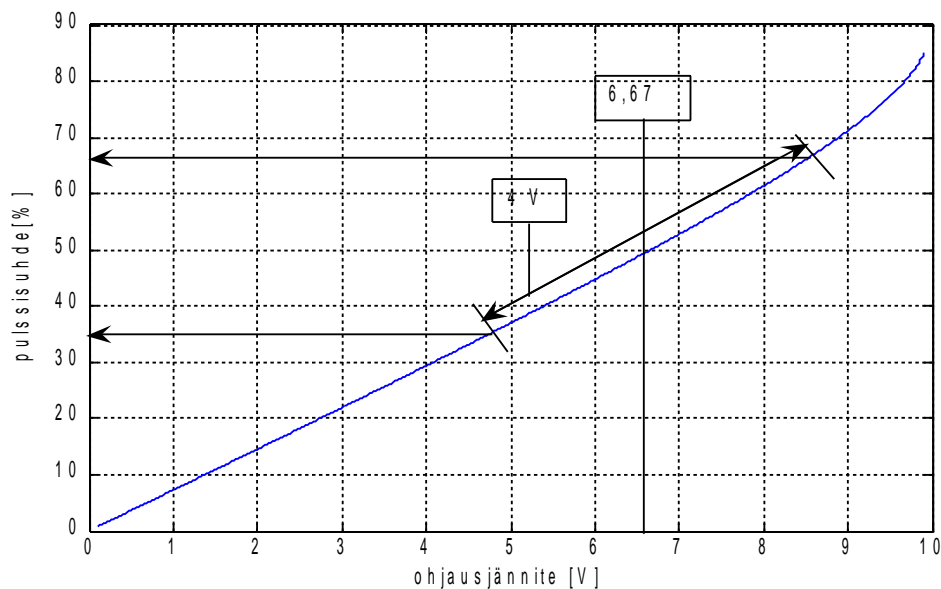
Kuva 6. Ohjausjännitteen vaikutus pulssisuhteeseen



Ohjausjännitteen  $V_o$  vaikutus taajuuteen ja pulssisuhteeseen on melko lineaarista, kunhan pysytään sallituissa rajoissa. Teoreettisilla ja mitatuilla arvoilla on hyvin pieni eroavaisuus. (Kuvat 5 ja 6.)

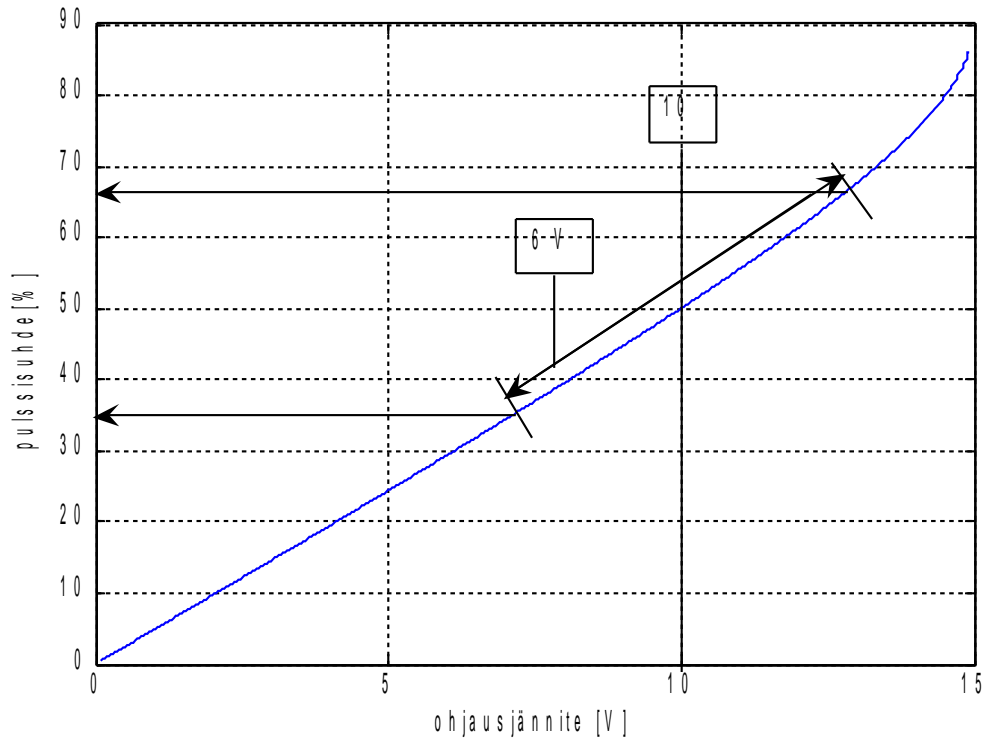
### 3.1.4 Ohjausjännitteen lineaarinen alue

Edellisissä mittauksissa saatujen tulosten perusteella käytettävissä oleva lineaarinen alue on noin 4 Vpp johtuen ohjausnastalla olevasta noin 6,7 V:n perusjännitteestä 10 V:n käyttöjännitteellä.



Kuva 7. Pulsisuusuhde ohjausjännitteen funktiona ajastimelle 555

Kuvaan 7 on piirretty lineaarinen modulointialue 4 V ( $6,7 \text{ V} \pm 2 \text{ V}$ ) ja nuolet, jotka osoittavat pulssisuhteen vaihteluväliä moduloitaessa 4 Vpp-kokoisella ohjausjännitteellä, jolla pulssisuusuhde vaihtelee noin 34 - 66 %. Minimiarvolla ei ole väliä tässä tapauksessa, koska lähellekään nollaa voltteja ei päästä. Maksimiarvon kanssa pitää olla tarkkana, jotta modulointi ei mene epälineariselle alueelle. Piirin käyttöjännitettä voi kasvattaa, jolloin ohjausjännitteen lineaarinen alue syötettävän jännitteen koon suhteen kasvaa. Kuvassa 8 (seur. s.) on käyttöjännite nostettu 15 V:n eli 1,5 kertaa suuremmaksi kuin alkuperäinen käyttöjännite, jolloin lineaarinen modulointijännite voi olla myös 1,5 kertaa suurempi eli 6 Vpp.

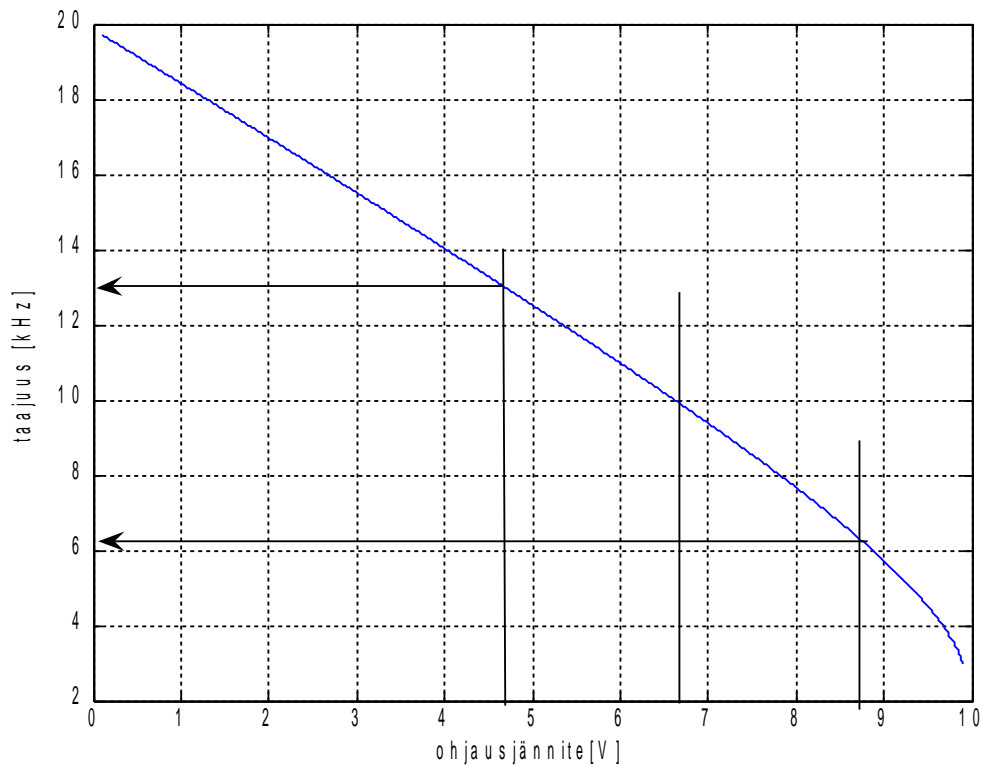


Kuva 8. Ohjausjännitteen vaikutus pulssisuhteeseen suuremmalla käyttöjännitteellä  $V_{cc}$  15 V,  $V_o$  6 Vpp

Kuten kuvasta 8 voitiin havaita, lineaarisen alueen kasvattaminen ei vaikuta pulssisuhteen vaihteluvälialueen suuruuteen vaan on edelleen sama 34 - 66 %, kuten kuvassa 7. Ajastinpiirin 555 käyttöjännitteen kasvattaminen pienentää päätevahvistimelta tulevaa ulostulojännitettä, jos ohjausnastassa olevan modulointijännitteen suuruus pysyy samana. Tämä johtuu moduloinnin vaihteluvälin pienentymisestä.

Modulointiprosentin suuruus on periaatteessa suoraan verrannollinen ulos saatavan signaalin kokoon. Pienellä lineaarisella alueella on mahdoton saada ulos suurta tehoa kasvattamatta selvästi pääteasteen jännitettä.

Kuvassa 9 (seur. s.) näkyy alkuvaiheessa suunnitellun multivibraattorin teoreettinen ohjausjännitteen vaikutus taajuuteen, kun liikutaan sallitulla alueella. Ajastinpiiri on mitoitettu 10 kHz:n taajuudelle. Ohjausnastaa kuormitettaessa käytettävissä olevalla lineaarisella alueella (noin 4,7 - 8,7 V) taajuus muuttuu noin 6,5 - 13 kHz. Tämä on otettava huomioon suodatuksessa.



Kuva 9. Ohjaukseenjännitteen vaikutus taajuuteen

### 3.1.5 Audiokaistalle sopivan multivibraattorin suunnittelu

Audiokaistan leveydeksi oli tarkoitus saada noin 20 - 20 000 Hz. Nyquistin teoreeman mukaan näytteenottotaajuus täytyy olla vähintään kaksi kertaa suurempi kuin alkuperäinen korkein vahvistettava taajuus.

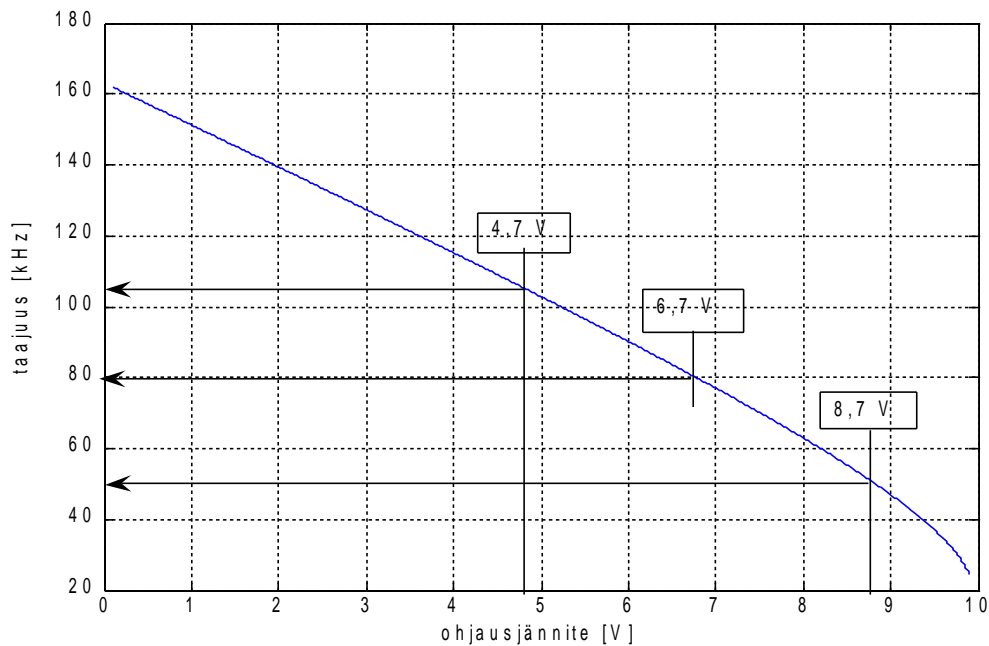
Käytettäessä ajastinpiiriä 555 multivibraattorin taajuuden on hyvä olla vähintään 4 kertaa suurempi kuin 20 kHz audiokaista. Mitä pienempi taajuus on verrattuna suurimpaan vahvistettavaan taajuuteen, sitä vaikeampaa tulee suodatuksesta. Mitä korkeammalle taajuus viedään, sitä suurempi on ylinäytteistys, ja sitä pienempi on myös kohinataso, koska kohina jakautuu suuremmalle alueelle, ja sen taso alenee. Taajuutta ei voi myöskään kasvattaa rajattomasti, sillä perusajastinpiiri 555 ei välttämättä toimi astabiilina multivibraattorina paljoa yli 100 kHz:n.

Ylinäytteistyssuhde  $D$  määritellään seuraavasti:

$$D = \frac{f_s}{2f_{MAX}} > 1 \quad (10)$$

$f_s$  on näytteenotto taajuus

$f_{MAX}$  on suurin vahvistettava taajuus [2, s. 444 - 446.]

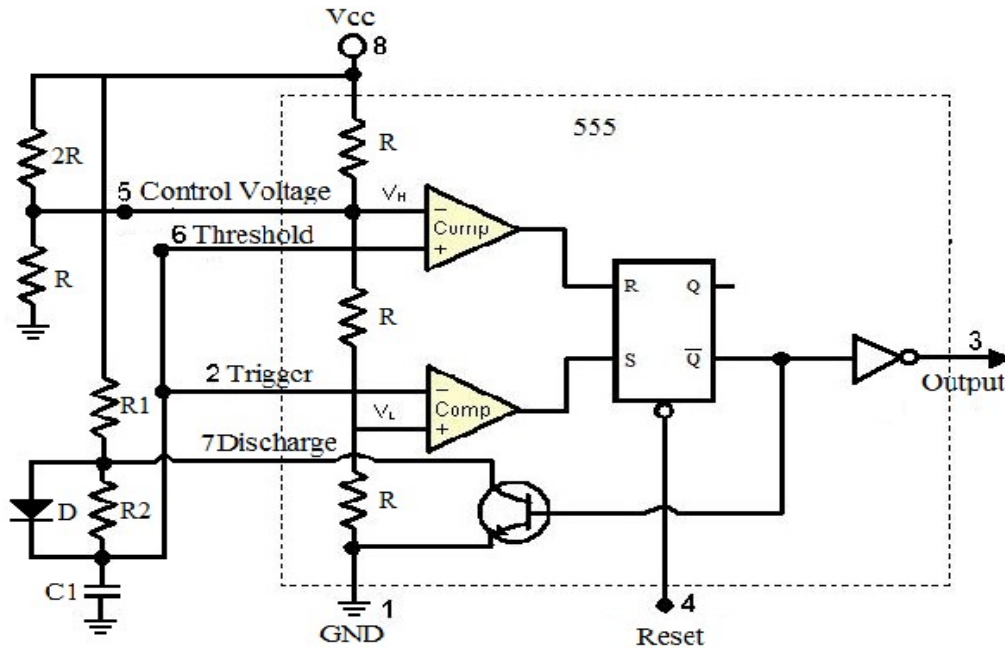


Kuva 10. Ohjaujännitteen vaikutus taajuuteen

Kuvan 10 astabiili multivibraattori on mitoitettu 80 kHz:n tuntumaan 50 % pulssi-suhteella. Kuvassa 10 on esitetty perustaajuus, joka on 6,7 V:n kohdalla oleva taajuus. Taajuus on neljä kertaa suurempi kuin vahvistettava maksimitaajuus 20 kHz. Käytettäessä 10 V:n käyttöjännitettä ja ohjaujännitteen ollessa neljän voltin suuruinen, taajuuden alimmat suodatettavat harmoniset taajuuskomponentit ovat noin 50 kHz:n tuntumassa ja ylimmät noin 105 kHz:ssä. Jos käytössä olisi puolet pienempi astabiilin multivibraattorin taajuus, alimmat suodatettavat harmoniset taajuuskomponentit olisivat 25 kHz:ssä, jolloin suodatuksesta tulisi hyvin hankalaa. Kaksi kertaa suuremmalla taajuudella ylinäytteistys on tasan yksi, kun taas neljä kertaa suuremmalla se on kaksi (kaava 10). Lopullisessa työssä on päädytty käyttämään 110 kHz:n astabiilia multivibraattoria, jotta suodatus helpottuu.

### 3.1.6 Lineaarisen käyttöalueen kasvatus ohjauksjännitteelle

Edellisen kytkennän noin  $6,7 \text{ V} \pm 2 \text{ V}$  modulointiväliä on saatu kasvatettua säätämällä ohjauksnastanperusjännite  $1/2 V_{cc}$ :stä ulkoisella säädettävällä vastuksella. Nyt piiriä pystyy moduloimaan teoriassa käyttöjännitteen kokoisella signaalilla ilman signaalin huippujen leikkaantumista.



Kuva 11. Ohjauksjännitteen nastan perusjännitteen asettaminen puoleen käyttöjännitteestä. [lähde 6, s. 394 mukailleen]

Ohjauksnastan asettaminen  $1/2 V_{cc}$ :stä muuttaa pulssisuhteen painopistettä ja aiheuttaa uudelleen mitoituksen komponenteille  $R_1, R_2$  ja  $C_1$ .  $R_1$  ja  $R_2$  suhde on ratkaistu kaavan 7 avulla, jonka  $t_{\text{high(diodi)}}$  on kaavan 9 mukainen (s. 8)

$$R_1 = 1,7095 \cdot R_2 \quad (11)$$

$R_1$  pitää olla noin 1,7 kertaa suurempi kuin  $R_2$ , jotta pulssisuhde pysyisi 50 %:ssa. Uusi perustaajuus on

$$f_{\text{diodi}(V_{cc}/2)} = \frac{1}{R_1 \cdot C \cdot \ln(1.5) + R_2 \cdot C \cdot \ln(2)} \quad (12)$$

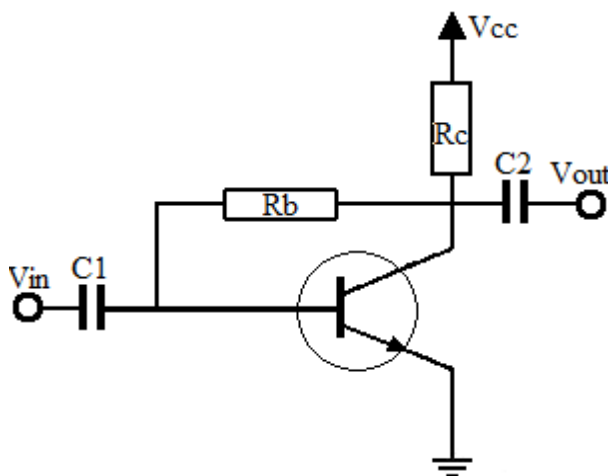
Vaikka ohjausjännitettä lasketaan taajuus pysyy samana kun R1 suurennetaan samassa suhteessa, jolloin pulssisuhde asettuu myös 50 prosenttiin. Kaikista nopeinta ja helpointa on korvata R1 ja ulkoinen vastus potentiometrillä, jolloin pulssisuhteen saa ohjausjännitteen säädön jälkeen hetkessä 50 %.

### 3.2 Piensignaali vahvistin

Seuraavassa vaiheessa suunniteltiin vahvistin, jolla syötetään vahvistettava signaali ajastinpiiri 555 ohjauksesta esim. CD-soittimelta. Vahvistimen pitää pystyä antamaan ulos 0 - 5 Vpp:n jännite, jotta ajastinpiirin toimintaa voi kokeilla myös astabiilin multivibraattorin epälineaarilla alueella, kun ajastinpiirin käyttöjännite on 5 V. Piensignaali vahvistimeksi on valittu BJT-transistorikytkentä, joka sisältää negatiivisen takaisinkytkennän kuva 12.

Negatiivisesta takaisinkytkennästä on paljon hyötyä vahvistimessa. Vaikka takaisinkytkentä pienentääkin vahvistusta, niin vahvistimen miltein kaikki muut ominaisuudet paranevat. Takaisinkytkentä parantaa kytkennän stabiilisuutta (ei rupea värähtelemään), vähentää säröä ja epälinearisuutta, antaa mahdollisuuden säätää vahvistimen sisäänmeno ja ulostuloimpedansseja, sekä kaistanleveys kasvaa.

Kuvan 12 kytkennän lisäksi sisäänmenon amplitudin suuruussäätöä varten voi laittaa säätövastuksen, jotta ulos saadaan sopivan suuruinen jännite ilman vääristymistä.



Kuva 12. Piensignaali vahvistin takaisinkytkennällä  $R_c=1\text{ k}\Omega$ ,  $R_b=180\text{ k}\Omega$ , BJT=2N222,  $C_1=177.5\text{ uF}$ ,  $C_2=18\text{ uF}$  [lähde 1, s. 264-267 mukailen]

Kollektorilta emitterille olevan jänniteen suuruus  $V_{CE}$  saadaan laskettua kaavalla

$$V_{CE} = V_{CC} - I_c \cdot R_C \quad (13)$$

$V_{CC}$  on käyttöjännite

$R_C$  on kollektori vastus, joka näkyy kuvassa 11

$I_c$  on kollektori virta

Virtaan  $I_c$  vaikuttaa transistorin tasavirtavahvistuskerroin  $\beta$ , joka voi vaihdella hyvinkin paljon transistorikohtaisesti. Virta  $I_c$  saadaan laskettua kaavalla

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta_{DC}}} \quad (14)$$

$\beta_{DC}$  on tasavirtavahvistuskerroin

$R_B$  on takaisinkytkentä vastus, joka näkyy kuvassa 11

$V_{BE}$  on kannalta emitterille oleva jännite noin 0,6-0,7 V

Vahvistimen virtavahvistuskerroin  $\beta$  lasketaan kaavalla

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (15)$$

$I_B$  on kantavirta [1, s. 264 - 267.]

Tällaisella kytkennällä piensignaali vahvistus on muotoa

$$A_v = \frac{R_C}{r_e'} \quad (16)$$

$r_e'$  on emitteriltä näkyvä resistanssi piensignaalin kannalta

Resistanssi  $r_e'$  lasketaan kaavalla

$$r_e' \cong \frac{25mV}{I_E} \quad (17)$$

$I_E$  emiterivirta ( $I_E \approx I_C$ )

Jännitevahvistus desibeleinä lasketaan kaavalla

$$Av(dB) = 20 \cdot \log(|Av|) \quad (18)$$

Toimintapiste  $V_{CE}$  on pyritty mitoittamaan mahdollisimman keskelle 10 V:n käyttöjännitettä. Taulukossa 1 on piensignaali vahvistimen lasketut ja kytkennästä saadut arvot.

Taulukko 1. Piensignaali vahvistimen lasketut ja mitatut arvot

	lasketut arvot	mitattu vahvistin
VCE [V]	5	5,05
IC [mA]	5	4,95
$\beta$	200	200,2
Av [dB]	46	44

Kondensaattorit C1 ja C2 ovat estämässä tasajännitteen pääsyä sisäänmenoon ja ulostuloon. Piensignaali vahvistimen ulostuloresistanssi on vastuksen  $R_C$  arvo eli 1 k $\Omega$ . Ajastinpiiri 555:den sisääntuloresistanssi koostuu piensignaalin kannalta 5 k $\Omega$  ja 10 k $\Omega$  rinnan kytketyistä vastuksista, jonka arvoksi tulee 3,3 k $\Omega$ . Piensignaali vahvistimen sisääntuloresistanssi on muutama sata ohmia.

- 3 dB sisääntulon rajataajuus saadaan laskettua kaavalla:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{in} \cdot C} \quad (19)$$

$R_{in}$  on sisääntuloresistanssi



Kun otetaan huomioon lähteen ulostuloresistanssi -3 dB:n rajataajuus lasketaan kaavasta

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_S + R_{in}) \cdot C}$$

$R_S$  on lähteen resistanssi

Lähteen  $R_S$  resistanssi on piensignaalinvahvistimen ulostuloresistanssi ja  $R_{in}$  on ajastinpiiri 555:den sisääntuloresistanssi. -3 dB:n rajataajuudeksi halutaan 20 Hz, jolloin kondensaattorin arvoksi tulee 1,85  $\mu\text{F}$ . Tällä arvolla ajastinpiiri 555:lle menevä signaali on vaimentunut -3 dB:ä taajuudella 20 Hz. Jos sisääntulevan signaalin kytkentäkondensaattori mitoitetaan samalla periaatteella, on ajastinpiirin 555 sisääntulo vaimentunut 20 Hz:in taajuudella jo -6 dB. Tämän takia piensignaalinvahvistimen ulostulokondensaattorin kooksi on valittu noin 10 kertaa suurempi kytkentäkondensaattori, jotta vaimennusta tulee 2 Hz:n taajuudella -3 dB. Sisääntulokondensaattorin arvoksi on valittu 177  $\mu\text{F}$ .

Alkuperäinen piensignaalinvahvistin toimi hyvin ollessaan kiinni pelkästään astabiilissa multivibraattorissa. Ohjauspiiriä liitettäessä astabiiliin multivibraattoriin piensignaalinvahvistimen signaali kuitenkin vääristyi. Tämä ilmeni särömittauksissa. Alkuperäinen kuvan 12 piensignaalinvahvistin on suunniteltu enemmän virtaa antavaksi ja lähtöresistanssia on pienennetty vaihtamalla vastus  $R_B$  arvoon 15 k $\Omega$  ja  $R_C$  arvoon 200  $\Omega$ , jolloin ongelmasta on päästy eroon. Mitatun kytkennän jännitevahvistus on noin 38 dB. Kyseenomaista piensignaalinvahvistinta on käytetty särömittauksissa, sekä 4 V:n ohjauksella tehdyissä mittauksissa.

[1, s. 264 - 267, 302 - 319, 332, 526 - 527; 2, s. 36 - 41.]

### 3.3 Päätevahvistin

Tavallisissa vahvistinluokissa (A,B,AB) vahvistinta ohjataan signaalilla, ja ulos tulee alkuperäinen signaali vahvistettuna. Näissä luokissa transistorit toimivat jännite- tai virtaohjattuina vastuksina, joissa kuluu paljon hukatehoa ja tarvitaan suuria jäähdytinelementtejä. D-luokan vahvistimessa pääteasteen transistorit toimivat kytkiminä,

jolloin ne ovat joko kokonaan päällä tai pois päältä. Tämän takia hyötysuhde on toisiin vahvistinluokkiin verrattuna paljon parempi eikä hukkatahoa synny läheskään yhtä paljon. Pääteastetta ohjataan moduloidulla kanttiaallolla. Kanttiaalto moduloidaan signaalilla, joka halutaan ulos vahvistettuna. Näin saadaan kuormalle moduloitu kanttiaalto vahvistettuna, josta suodatetaan pois kanttiaalto alipäästösuoitimella ja jäljelle jää alkuperäinen signaali vahvistettuna.

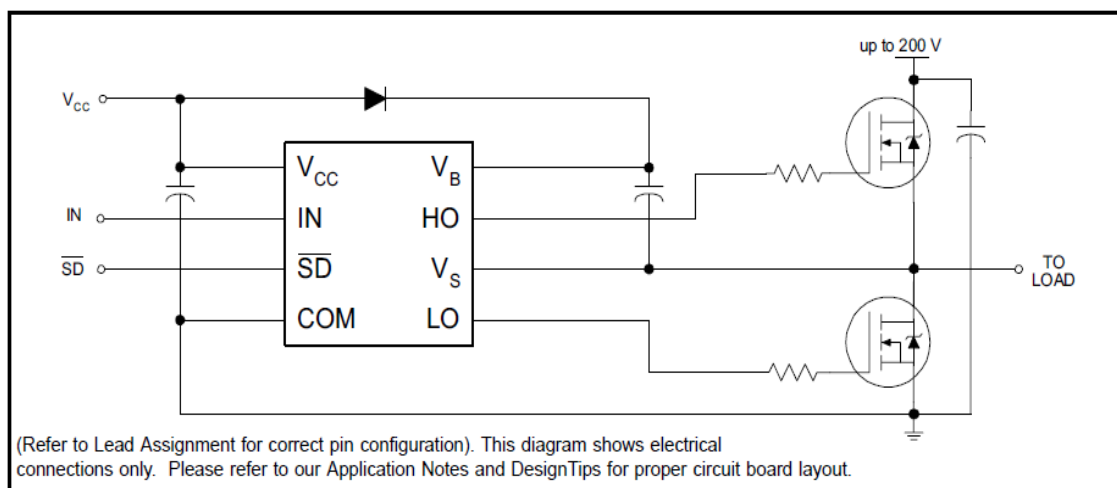
Kytkinpääteasteen voi toteuttaa monella eri tavalla. Yleisimmin käytettyjä pääteaste-topologioita ovat puolisolta ja H-silta. Paras tulos yleisesti ottaen D-luokan vahvistimesta saadaan käyttämällä H-siltaa, jolloin ulostulojännite kaksinkertaistuu käyttöjännitteeseen nähden, ja ulos saatava teho nelinkertaistuu verrattuna puolisoltaan.

H-sillassa ja puolisollassa on molemmissa omat etunsa. H-sillan signaalin suodatus aiheuttaa ongelmia johtuen ajastinpiirillä 555 toteutetun multivibraattorin matalasta perustaajuudesta. Suodatus kyllä onnistuu, mutta suotimen pitää olla hyvin jyrkkä, jotta kaistan saa toimimaan tarvittavalle audioalueelle. Suotimesta tulee tällöin hyvin kookas. Toinen vaihtoehto on kokeilla, toimiiko ajastinpiirin modulointi vielä korkeammilla taajuuksilla, jolloin kaistan kasvatus onnistuu. Tässä työssä on päädytty käyttämään puolisoltaa, jotta tehot pysyvät kuorman kestämissä rajoissa.

Käytetyssä puolisollassa on kaksi N-kanavan MOSFET transistoria, joita ohjataan erillisen ohjauspiirin avulla päälle-pois-kytkiminä. Ohjauspiiri pitää huolen, ettei MOSFET transistorit johda samaan aikaan. Lisäksi ohjauspiiri hoitaa MOSFET-transistoreille sopivan ohjausjännitteen ja -virran. Ohjauspiirejä on paljon erilaisia. Ohjauspiirin valintaan vaikuttaa valitut MOSFET-transistorit, ja kuinka nopeasti niitä tarvitsee ohjata. Hilan kapasitanssi nielulle ja etenkin lähteelle on suuri, tämän vuoksi ohjauspiirin täytyy pystyä antamaan muutostilanteessa suurehko virta hilalle. Mitä virtakestoisempi valittu MOSFET on, sitä suuremmat kapasitanssit ovat, ja sitä enemmän tarvitaan ohjausvirtaa tilan muutokseen. [2, s. 373 - 376 ; 3 ; 4 ; 5.]

Ohjauspiiriksi on valittu IRS2004PBF, jonka kytkentäkaavio näkyy kuvassa 13. Kytkennässä käytetyiksi MOSFET-transistoreiksi on valittu IRF510 ja diodiksi 1N4148. Kuvassa olevien kondensaattorien rinnalle on lisätty vielä toiset kondensaattorit.

(ks. kondensaattorien arvot, Liite 3.)



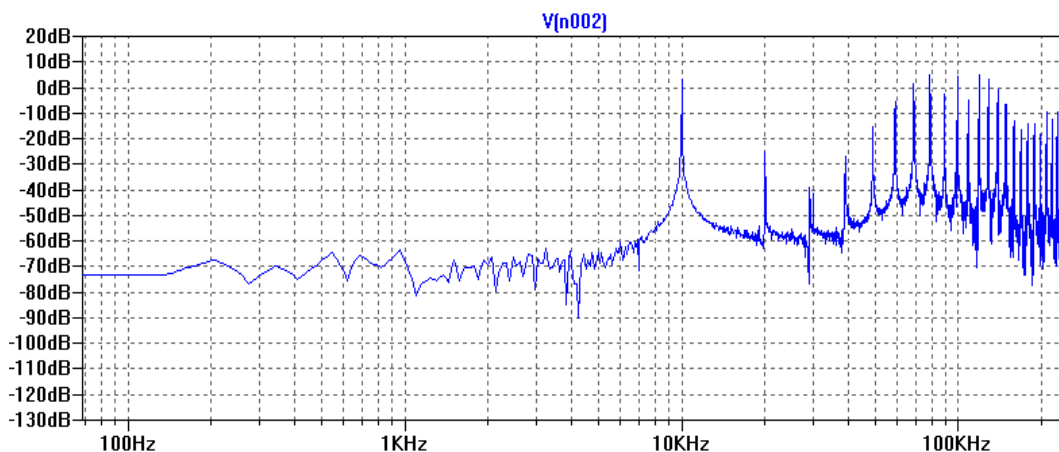
Kuva 13. Kytkentäkaavio, jossa esitettyä ohjauspiiri ja puolisolita [7]

Moduloitu kanttiaalto tuodaan nastalle IN (0 - 5 V) tai (0 - 10 V). SD nastalla saa molemmat MOSFET:it johtamattomaan tilaan tuotaessa nastalle 0 V jännite. Valmistajan datalehti lupaa piirin pystyvän ohjaamaan MOSFET-transistoreja vielä 200 V:n pääteasteen käyttöjännitteellä. MOSFET-transistoreille tuodulla pääteasteen käyttöjännitteellä määritellään, kuinka paljon alkuperäistä kanttiaallon amplitudia halutaan vahvistaa. Näin moduloitu kanttiaalto on vahvistettu ja valmis suodatettavaksi. [7.]

### 3.4 LC-suodatin

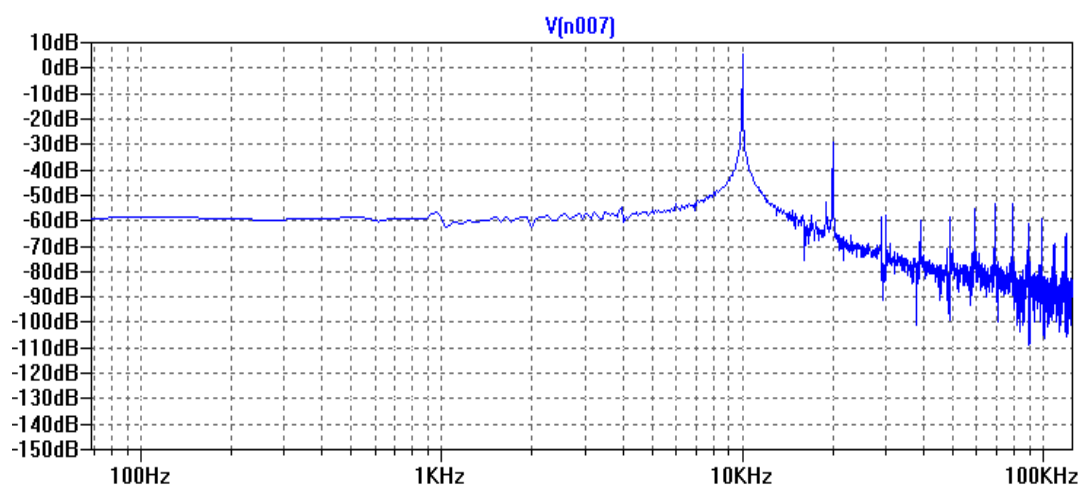
PWM-signaali sisältää sisääntuodun matalampi taajuisen komponentin sekä PWM-modulaattorin tuottamat korkeammat taajuuskomponentit. Suodattimen tehtävänä on suodattaa moduloidusta kanttiaallosta kaikki PWM-modulaattorin tuottamat korkeammat taajuuskomponentit ja jättää jäljelle ainoastaan sisääntuodun alkuperäisen signaalin taajuuskomponentti.

Kuvassa 14 (seur. s.) on 100 kHz:lle mitoitettun astabiilin multivibraattorin ulostulojännitteen taajuusvaste, kun piirin ohjausnastaan 5 tuodaan 10 kHz:n sinisignaali. 20 kHz:n kohdalla näkyvä piikki on vahvistettavan sinisignaalin ensimmäinen harmoninen taajuuskomponentti.



Kuva 14. Moduloidun kanttiaallon taajuustason esitys

Suodatuksen jälkeen kaikki muut komponentit ovat vaimentuneet selvästi lukuunottamatta alkuperäistä 10 kHz:n signaalia ja sen harmonista komponenttia (ks. kuva 15).

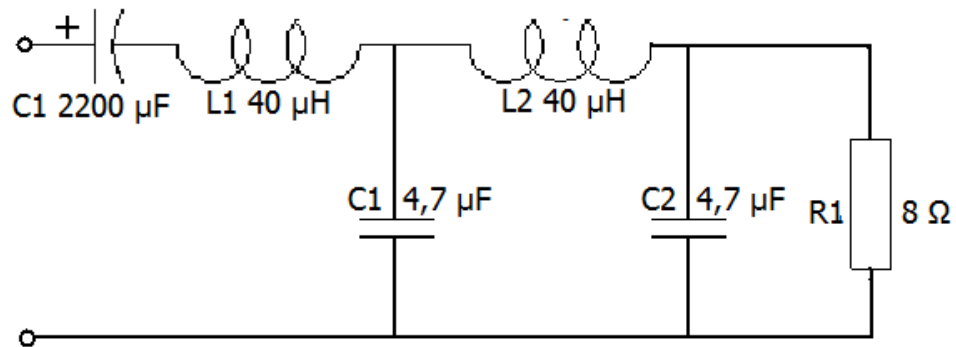


Kuva 15. Moduloidun kanttiaallon taajuustason esitys suodatuksen jälkeen

Suodattimen lähtökohdaksi suunnittelussa pyrittiin saamaan 20 - 20 000 Hz:n kaista. Moduloitua signaalia suodattaessa on suodatuksen kaistasta tehtävä hyvin jyrkkä. Toisen asteen suodattimen vaimennus tippuu -3 dB:n pisteen jälkeen 40 dB/dekadi eli 12 dB/oktaavi. Vaimennus ei kuitenkaan riitä vaan kuormalle tulee moduloinnin taajuuskomponentteja.

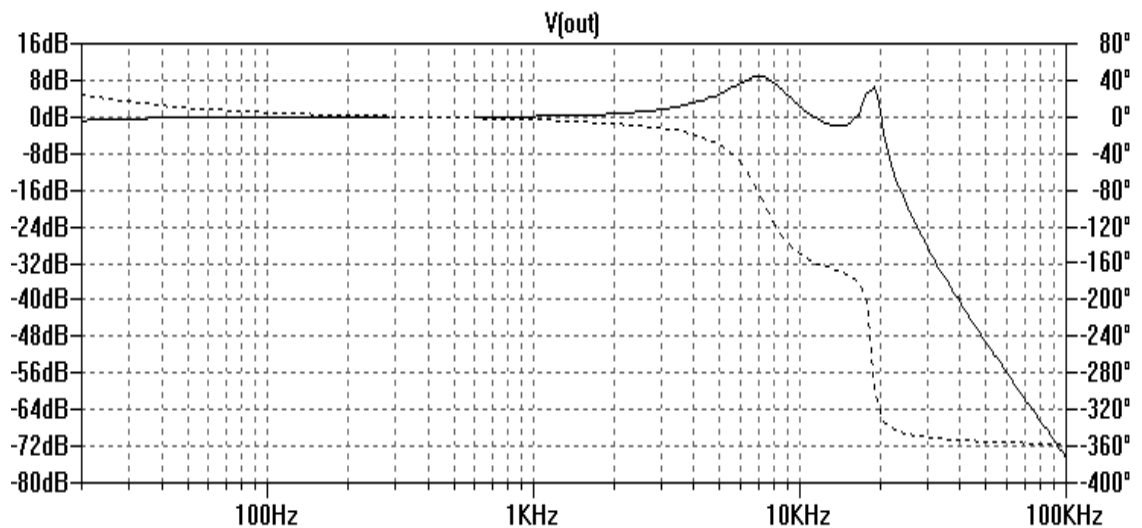
Suodattimena on käytetty kahta samanlaista toisen asteen alipäästösuodinta eli neljännen asteen LC-alipäästösuodinta, joka vaimentaa 80 dB/dekadi eli 24dB/oktaavi.

Lisäksi suodattimen edessä on kytkentäkondensaattori, jonka tehtävänä on estää DC-tason pääsy kuormalle (ks. kuva 16). [2, s. 297 - 300; 4; 5.]



Kuva 16. Kytkentäkaavio 4. asteen LC-suodatin

Kuvassa 17 näkyy kuvan 16 kytkennän simuloinnin tulos LT spice -ohjelmalla. Kuormana on käytetty 8 Ω:n vastusta, vaikka todellisuudessa kaiutin ei sitä olekaan.



Kuva 17. LC-suodatin aplitudin ja vaiheen käyttäytyminen taajuuden funktiona

Neljännän asteen LC-suodattimen vaste on johdettu T-parametreillä

$$\begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = T1 \cdot T2 \cdot T3 \cdot \dots \cdot TN \begin{bmatrix} U_{out} \\ -I_{out} \end{bmatrix} \quad (20)$$

T1-TN ovat tikapuuverkossa käytetyt komponentit

Sarjakomponentti on:

$$\begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{out} \\ -I_{out} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Z on tikapuuverkon sarjakomponenttin impedanssi

Rinnankomponentti on:

$$\begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{out} \\ -I_{out} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Y on tikapuuverkon rinnankomponentin admittanssi (1/Z)

Käytössä olevan suodattimen vaste on:

$$\begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_3 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_4 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_5 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_6 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{out} \\ -I_{out} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Matriisi kertolaskun vastaus on muotoa:

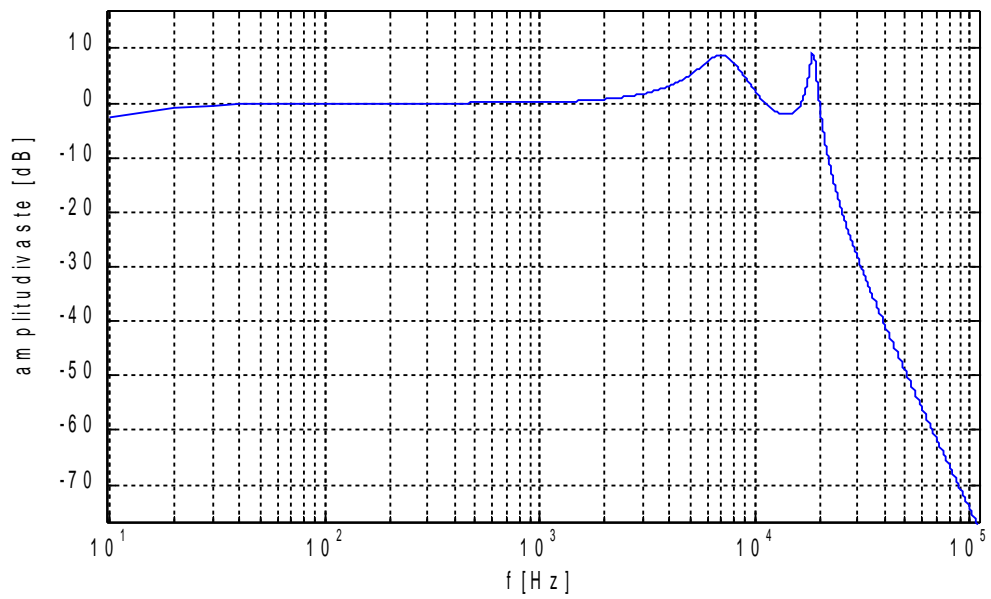
$$\begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{out} \\ -I_{out} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Jossa ulostulevan jännitteen suhde sisääntuloon on:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{A} \quad (25)$$

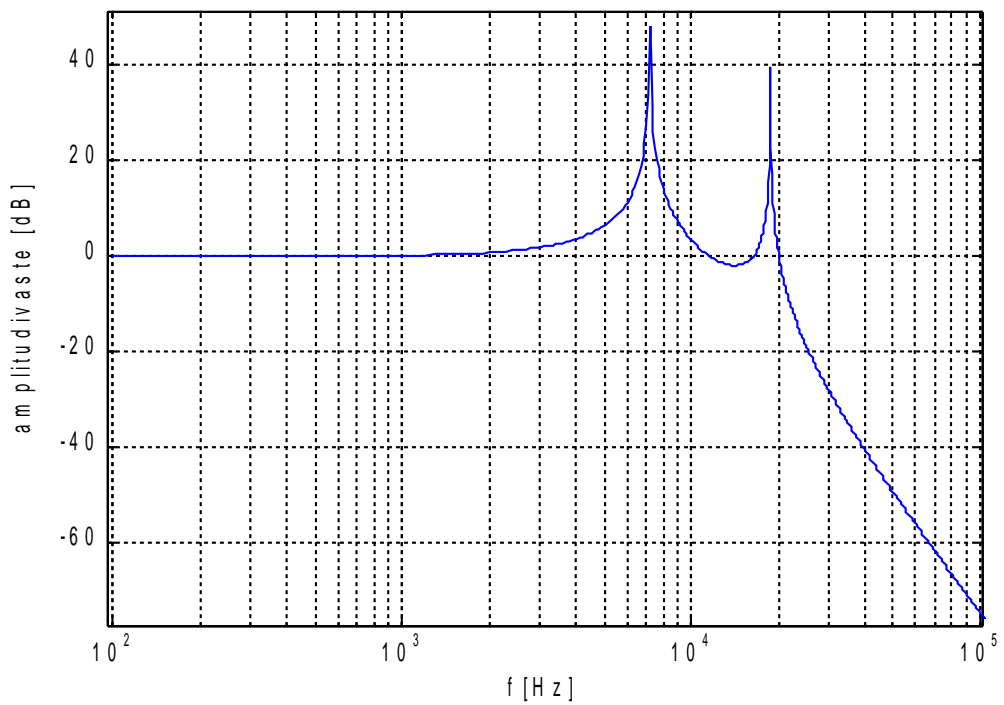
[8, s. 21.]

Päästökaista on laskettu Matlabin avulla 8 Ω kuormalla kuvassa 18. Lt spicen ja Matlabin antamat tulokset ovat lähes identtiset. Tulosten vääristymiseen etenkin piikkien kohdalla vaikuttaa erilainen näytteenottoväli.



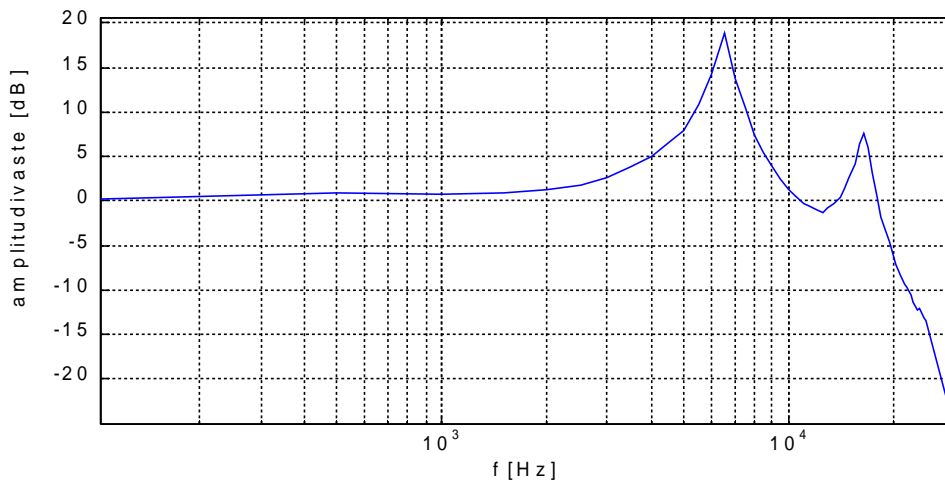
Kuva 18. LC-suotimen amplitudivaste kurma  $8 \Omega$

Kuorman muuttaminen suuremmaksi nostaa resonanssipeikkejä huomattavasti. Kuvan 19 kuormana on käytetty laskennoissa  $1 \text{ k}\Omega$ :n kuormaa.



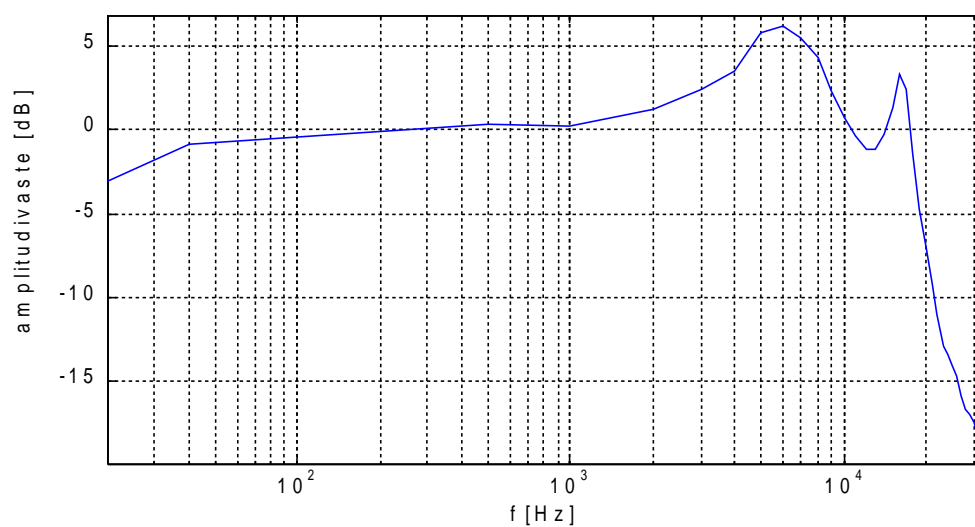
Kuva 19. Laskettu amplitudivaste  $1 \text{ k}\Omega$ :n kuormalla

Mittauksissa suodattimen päästökaista on mitattu ilman kuormaa (ks. kuva 20) ja  $8\ \Omega$  kuormalla (ks. kuva 21). Suuremmalla kuormalla resonanssipeikit vahvistuvat, mutta ei aivan niin paljon kuin lasketuissa arvoissa.



Kuva 20. Mitattu suodattimen kaista suurella kuormalla

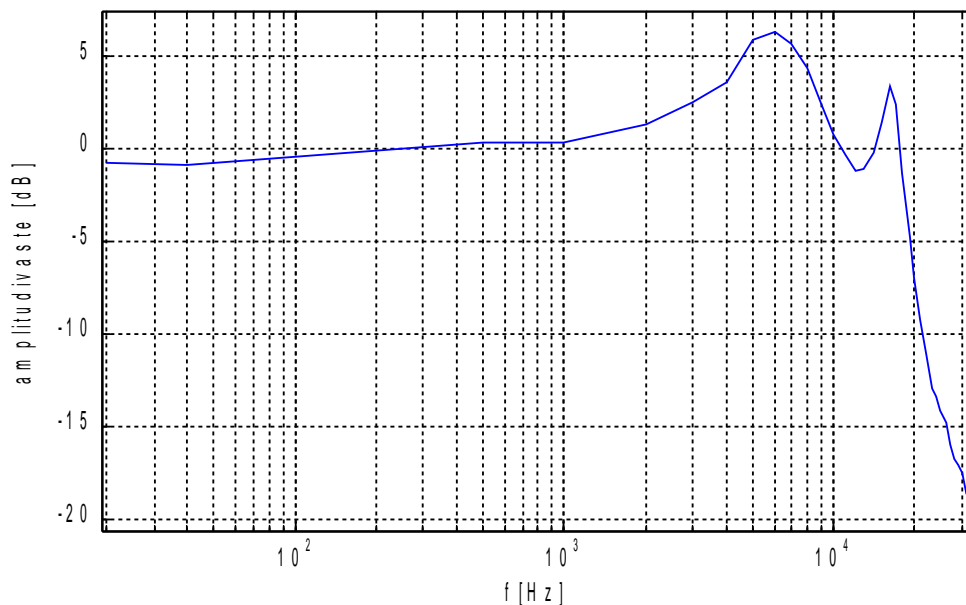
Matalalla kuormalla resonanssipeikit pienevät selvästi, kuten laskennat jo näyttivät. Mittaukset tukevat hyvin laskennan ja simuloinnin tuloksia. KytKentä-kondensaattorin vaikutus näkyy seuraavissa  $8\ \Omega$ :lla tehdyissä mittaustuloksissa. Liian pieni kytKentä-kondensaattori kuvassa 21 estää matalien taajuuksien läpi pääsyn ja pilaa näin matalien taajuuksien toistokaistan.



Kuva 21. Mitattu amplitudivaste kuorman ollessa  $8\ \Omega$  ja kytKentä-kondensaattori  $1\ 000\ \mu\text{F}$



Suuremmalla kytkentäkondensaattoriarvolla, kaista on tasaisempi matalilla taajuuksilla eikä vaimennusta tule samalla lailla (ks. kuva 22).



Kuva 22. Mitattu amplitudivaste kuorman ollessa  $8 \Omega$  ja kytkentäkondensaattori  $2\ 200 \mu\text{F}$

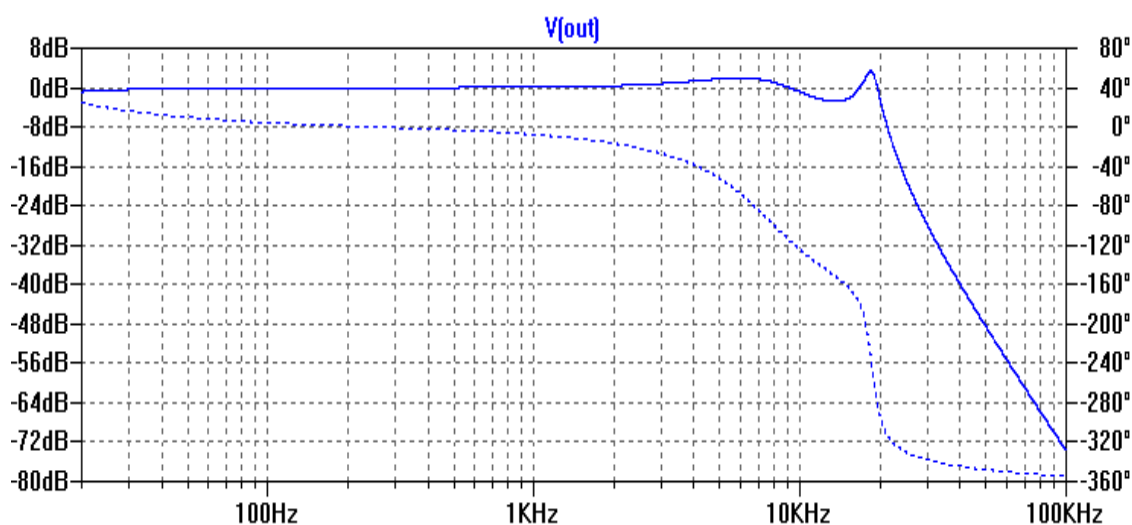
### 3.4.1 Suodattimen toiminta PWM-signaalilla

Toroidikelojen vääränlaisesta tyypistä johtuen moduloitu signaali aiheutti keloissa kylästymisen. Paras vaihtoehto lineaarisuuden kannalta on ilmasydän kela, mutta kelan suuri koko ja kierrosten lukumäärä tekee siitä epäkäytännöllisen. Tämän takia käytetään ferriitti- tai pulverisydämmisiä toroidi keloja, joissa täytyy olla ilmaväli. Ensimmäisenä suunnitellun suodattimen keloista puuttui tämä pakollinen ilmaväli.

Lopullisessa työssä on tarkoituksena käyttää ilmavälitoroideja (Ferroxcube), joilla kylästymisen saa estettyä. Näitä ei voi ostaa valmiina, vaan ne pitää mitoittaa itse.

### 3.4.2 Ilmavälitoroidin mitoitus

Kelan suunnittelun lähtökohtana lähdetään liikkeelle kuorman koon valinnasta ja -3dB:n rajataajuudesta. 8 ohmin kuormalla suositetaan käytettäväksi 90 µH kela 20 kHz:n rajataajuudella ja noin 0,7 µF:n kondensaattoria toisen asteen LC-suodatinta käytettäessä. Neljännen asteen LC-suodattimessa kondensaattorin koko pitää nostaa noin 2 µF:iin. Näillä arvoilla suodattimen kaistasta tulee selvästi tasaisempi (ks. kuva 26).



Kuva 23. Ilmaväli toroidilla mitoitettu — amplitudivaste [dB] ja --- vaihevaste [°]

Kun kelan arvo on tiedossa lasketaan kelaan varautuvan energian määrä kaavalla:

$$E = L \cdot I^2 \quad (26)$$

Jossa I on kuormalle menevä maksimivirta (A), L on kelan induktanssi (µH) ja E kelaan varastoitunut energia (µJ).

Toroidin ytimen koko valitaan varastoon tarvittavan energiamäärän mukaan ja valitaan käyrästöistä sitä vastaava AL-kerroin, jonka avulla saa laskettua kierrosten lukumäärän toroidin ympärille.

Toroidin ympärille tarvittavien kierrosten lukumäärä lasketaan kaavalla

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot 1000}{AL}} \quad (27)$$

N on kierrosten lukumäärä

L on kelan induktanssi ( $\mu\text{H}$ )

AL on kerroin  $\text{nH/T}^2$

Toroidikelan (kuva 24) resistanssi lasketaan kaavalla

$$R = (1 + OD - ID + 2 \cdot H) \cdot RL \cdot N \quad (28)$$

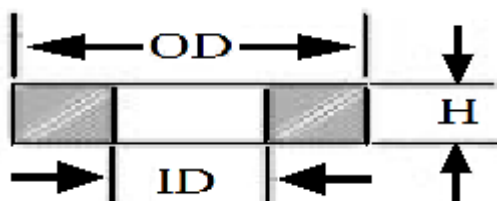
R on kelan DC resistanssi ( $\text{m}\Omega$ ),

OD on ulkohalkaisija (mm)

ID on sisähalkaisija (mm)

H on toroidin korkeus (mm)

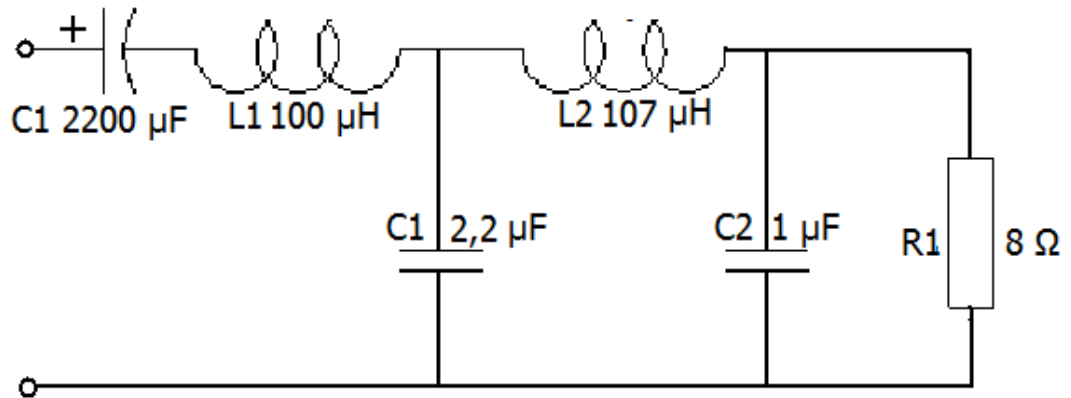
RL on käämimisessä käytetyn johtimen resistanssi/metri



Kuva 24. Toroidin fyysiset mitat

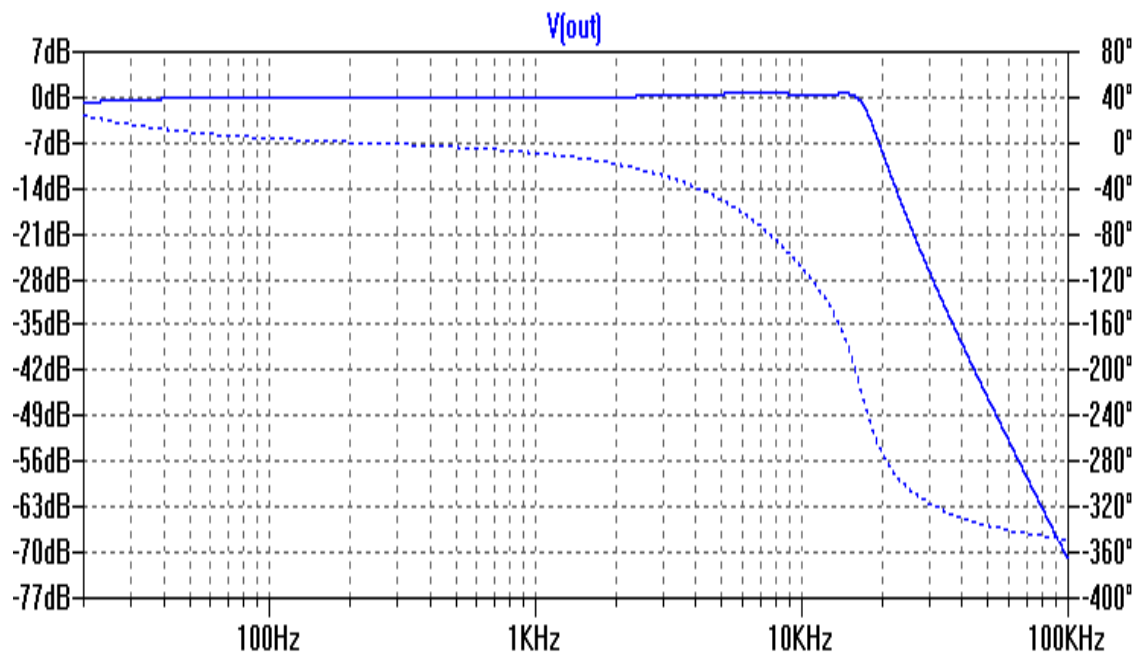
90  $\mu\text{H}$ :n kelalla ja 4 A:n maksimivirralla tarvittavan energian varastoitumisen määrä on 1440  $\mu\text{J}$ . Tämä arvo on sopiva kahdelle eri toroidille. Käyttäessä 23 mm halkaisijan kelaa, kierroksia tulee 36, kun taas 26 mm halkaisijan kelalla 20 kierrosta. Suuremmalla toroidilla pääsee samaan lopputulokseen vähemmällä kierroksilla. [4; 5.]

Komponenttien hankalan saatavuuden vuoksi kelat on käämitty Pot Core -keloihin, jotka ajavat toiminnallaan saman kuin ilmvälitoroidit. Lopullisen suodattimen komponenttien arvot näkyvät kuvassa 25 (seur. s.).



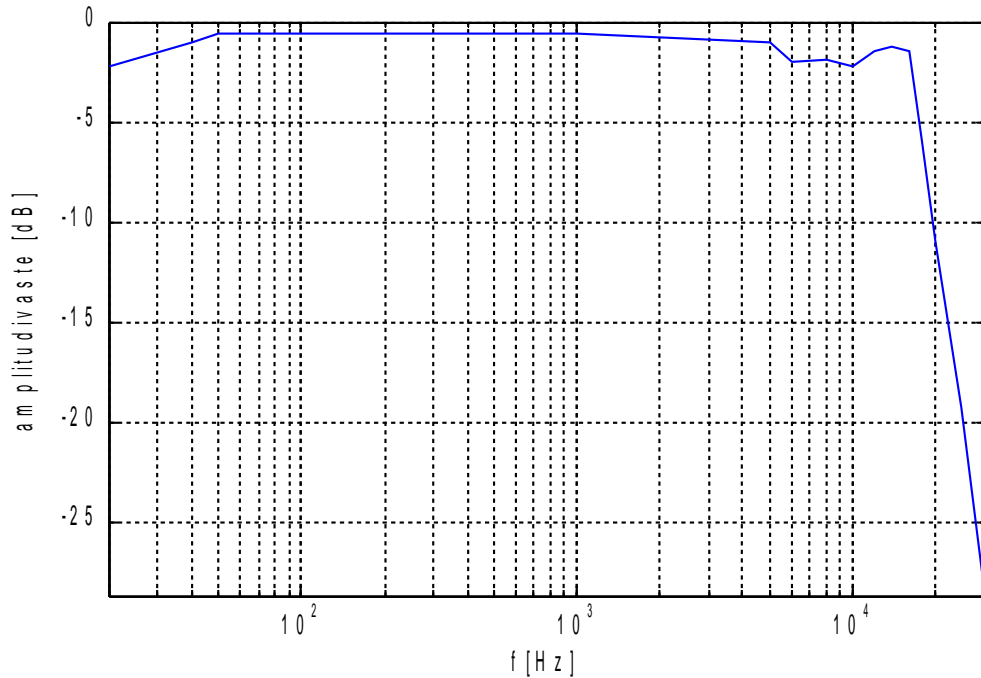
Kuva 25. Lopullisen suodattimen kykentäkaavio ja komponenttiarvot

Kuvan 25 komponenttiarvoja käytettäessä kaistasta tulee hyvin tasainen. Kuvassa 26 näkyy lasketun kaistan ja vaiheen käyttäytyminen. -3 dB:n piste on laskennallisesti 17,8 kHz vaiheen kääntyessä noin -250 astetta.



Kuva 26. Lopullisen suodattimen — amplitudivaste [dB] ja --- vaihevaste[°]

Kuvassa 27 näkyy suodattimen mitattu päästökaista, jonka -3 dB:n piste on noin 17 kHz.



Kuva 27. Lopullisen suodattimen mitatun amplitudivasteen käyttäytyminen 8  $\Omega$ :n kuormalla.

Suodattimen mitatun päästökaistan vaimennus eri taajuuksilla on erittäin tasaista. Päästökaistalla ei ole suuria vaimennus- tai vahvistuspiikkejä (ks. kuva 27). Suodatin alkaa vaimentaa alle 50 Hz:n signaaleja.

## 4. Mittaustulokset

Mittauksissa on käytetty kuormana  $8 \Omega$ :n vastusta, jonka tehonkesto on noin 5 W. Ajastinpiireinä on käytetty NE555- ja TLC555 -piirejä 5 V:n käyttöjännitteellä. Näiden lineaarisuutta on tutkittu ja haettu suurinta lineaarista aluetta erilaisilla ohjauksen toimintapisteillä, myös tutkittiin multivibraattorin pulssisuhteen vaikutusta lineaarisuuteen. Lisäksi toimintaa on mitattu perustoimintapisteessä ilman ulkoista säätöä. Astabiilin multivibraattorin perustaajuus on mitoitettu 110 kHz:n tuntumaan. Viimeisissä mittauksissa astabiilin multivibraattorin perustaajuus on mitoitettu 120 kHz:n tuntumaan.

### 4.1 Hyötysuhde ja teho

Ensimmäisissä mittauksissa on aluksi tutkittu kytkennän hyötysuhdetta ja tehoa erilaisilla pulssisuhteilla ja säädetyllä toimintapistevariaatioilla NE555- ja TLC555 -piireillä. Kokeiden jälkeen on todettu, että säädetty toimintapiste toimii ainoastaan NE555 piirillä, joten on päädytty käyttämään tätä mittauksissa. Tutkinnassa tehdyissä mittauksissa on havaittu, että perustoimintapisteessä parhaan tuloksen saa 42 %:n pulssisuhteella, ja säädetty toimintapiste toimii parhaiten  $V_{CC}/2$ :n jännitteellä 50 %:n pulssisuhteella.

Mitoitukset on pyritty tekemään säröytymättömällä signaalilla perustoimintapisteessä ja säädetyssä toimintapisteessä tuloksia on mitattu vielä hieman säröytyneelläkin signaalilla (4 V). Hyötysuhde saadaan laskettua kaavalla

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{OUT}} \quad (29)$$

$P_{OUT}$  on kuorma teho

$P_{DC}$  on kytkennän kokonaisteho [1, s. 383.]

Ottoteho saadaan teholähteen virta- ja jännitemittareista

$$P_{DC} = V_{CC} \cdot I_{CC} \quad (30)$$

$V_{CC}$  on teholähteen jännite

$I_{CC}$  on teholähteen antama virta [1, s. 383.]

Käytössä oli kuitenkin monta teholähdettä. Kokonaisottoteho on näiden tehojen summa:

$$P_{DC(total)} = P_{DC(1)} + P_{DC(2)} + P_{DC(3)} + \dots + P_{DC(N)} \quad (31)$$

Antotehon saa laskettua kaavalla

$$P = \frac{V_{OUT}^2}{R} \quad (32)$$

$R$  on 8 ohmin kuormavastus

$V_{OUT}$  on oskilloskoopilla mitatun huipusta huippuun arvon tehollisarvo.

Jännitteen tehollisarvo huipusta huippuun arvosta lasketaan kaavalla

$$V_{RMS} = \frac{V_{PP}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (33)$$

$V_{PP}$  on jännitteen huipusta huippuun arvo [9, s. 16.]

Tehollisarvon saa myös suoraan jännitemittarilla tai digitaalisella oskilloskoopilla, Oskilloskoopilla mitattaessa pystyy myös samalla seuraamaan signaalin säröytymistä.

#### 4.1.1 Perustoimintapiste

Perustoimintapisteessä PWM-modulaattorille tuotu huipusta huippuun tuleva ohjauksen jännite voi olla maksimissaan vähän alle modulaattorin  $V_{cc}/4$ . Signaalin kasvaessa tätä suuremmaksi ulostulosignaalin huiput alkavat leikkaantua. Näin pienellä ohjauksella signaali saadaan puhtaana ulos, mutta teho jää mitättömäksi, vaikka puolisillan ottojännite olisikin suuri.

#### 4.1.2 Perustoimintapiste säädetty pulssisuhde

Pulssisuhdetta säädettyäessä 50:stä prosentista 42:een prosenttiin ohjauksen jännitettä pystyy nostamaan hieman enemmän, ennen kuin huiput alkavat leikkaantua. Hyötysuhde ja ulos saatava teho paranevat hiukan. Ulos saatava teho on 1,4 V:n ohjauksella 40 V:n päteasteella samaa luokkaa kuin 1,2 V:n ohjauksella 50 V:n päteasteella.

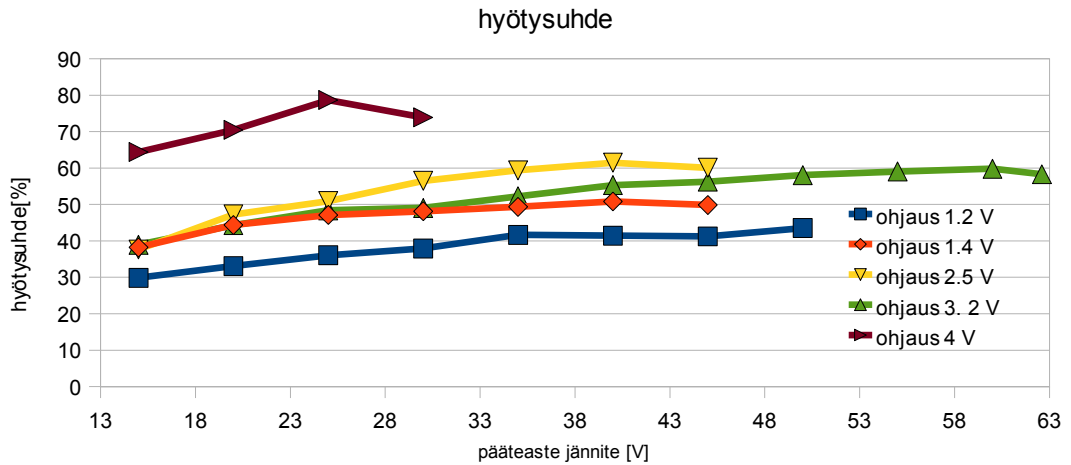
#### 4.1.3 Säädetty toimintapiste

Toimintapisteen säädön jälkeen ohjauksen jännitettä pystyy nostamaan selvästi enemmän ja vahvistimesta saatava teho kasvaa, ja hyötysuhde paranee. Säädettyssä toimintapistessä mittauksia on tehty 2,5 ja 3,2 V:n ohjauksen jännitteillä. Ohjauksen jännitteen kasvatus 3,2 V:iin pienentää hyötysuhdetta hieman. Tehoa saa taas lisää, mutta signaalin muoto ei ole enää täysin siniä.

#### 4.1.4 Hyötysuhteen ja tehon mittaustulokset.

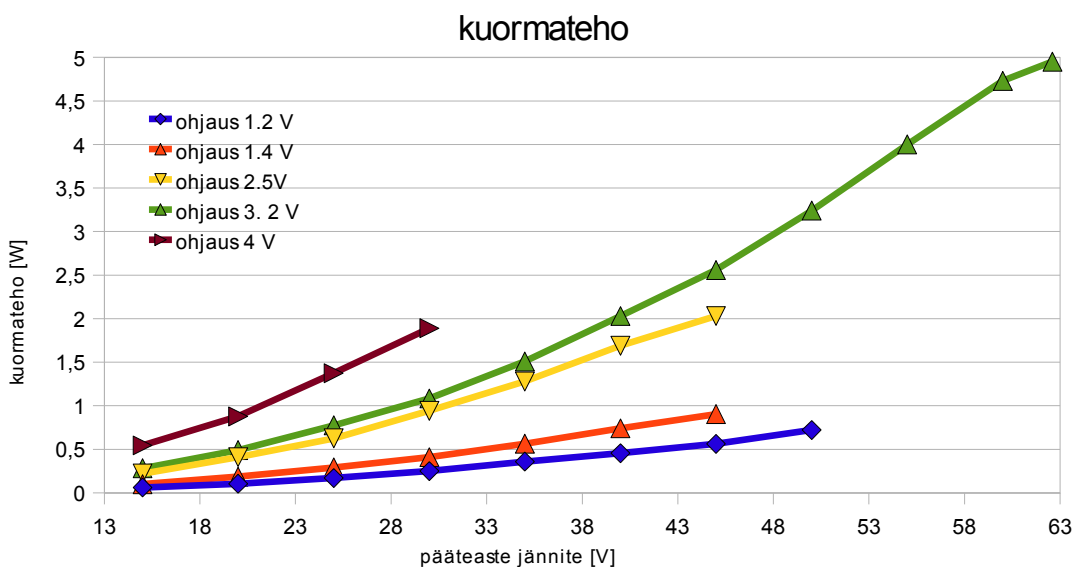
Kuvan 28 hyötysuhdemittauksessa aluksi mitattu 1,2 V:n ohjauksen jännite on mitattu 50 V:iin asti. Tarkoituksena oli mitata 60 V:iin asti, mutta päteasteelle laitettu käyttöjännitteen huojuntaa estävän kondensaattorin jännitekesto oli 50 V, ja se rikkoutui. Tästä johtuen seuraavat mittaukset on tehty 45 V:iin asti. Viimeisenä tehty 3,2 V:n mittaus on mitattu 63 V:iin asti sopivan jännitekestoisen kondensaattorin löytymisen johdosta. MOSFET-transistorit eivät lämpene, vaikka sisään on syötetty jatkuvaa siniä pitkiäkin aikoja.





Kuva 28. D-luokan vahvistimen hyötysuhde eri kokoisilla ohjausjännitteillä ja pääteasteilla.

Tehoa ei juuri saada tällaisesta kytkennästä pienellä ohjausjännitteellä (ks. kuva 29). Normaalista toimintapistettä on lähes vaarallista käyttää kaiuttimen herkkien diskanttien kannalta, koska sisääntulosignaalia ei tarvitse paljoa suurentaa, kun huiput alkavat leikkaantua, ja kaiutin alkaa nähdä DC:tä ja todennäköisesti rikkoutuu. Vaikka kaiuttimessa olisikin suuri tehonkesto, niin DC:tä se ei siedä juurikaan. Säädetyssä toimintapistessä ei leikkaantumista tule kuin vasta yli 5 Vpp:n ohjauksilla. Signaali säröytyy lähinnä harmonisista monikerroista. Lopuksi on vielä mitattu 4 V:n ohjaus 30 V:n pääteasteeseen asti, mikä on lisätty jälkepäin kuviin 28 ja 29. Mittaus on lopetettu 30 V:iin johtuen pääteasteella olleiden kondensaattoreiden jännitteen kestosta.



Kuva 29. Efektiiivinen kuormateho erikokoisilla ohjausjännitteillä ja pääteasteilla.

## 4.2 Vahvistimen taajuusvaste

Vahvistimen taajuusvaste on mitattu sisääntulevan tehon ja ulos saatavan tehon suhteena. Vahvistuksen saa laskettua kaavalla

$$A = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (34)$$

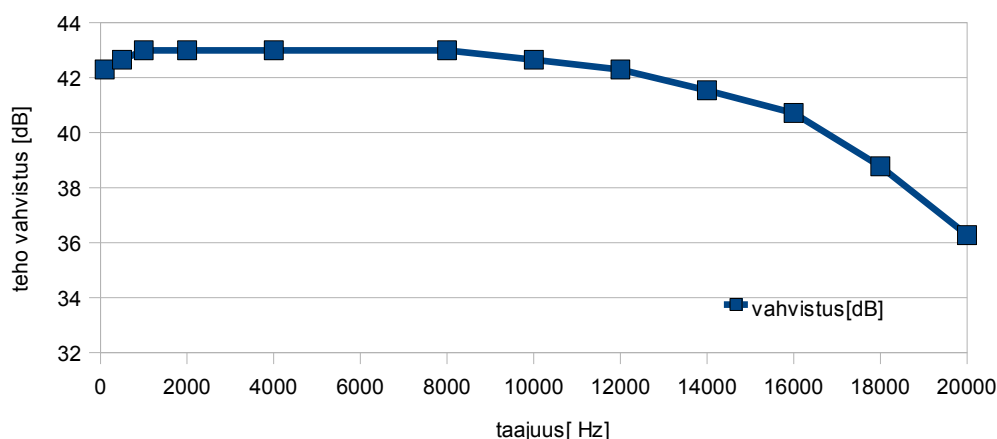
$P_{OUT}$  on kuormateho

$P_{IN}$  on sisääntuleva teho

Desibeleinä tehovahvistus lasketaan kaavasta:

$$A(dB) = 10 \cdot \log(A) \quad [9, s. 26.] \quad (35)$$

Vahvistusta laskiessa piensignaali vahvistimen säädettävä sisääntulovastus on ääri-asennossa, jotta jännitteenjakoa ei tulisi, vaan koko signaali menee piensignaali vahvistimelle. Tämä arvo on maksimivahvistus 1,2 V:n ohjauksella 30 V:n päätteesteella. Kokonaisvahvistus pienenee, jos sisääntuleva signaali on niin suuri, että sitä täytyy rajoittaa. Sisääntuleva virta on mitattu matalalla taajuudella yleismittarilla. Piensignaali vahvistimen jännitevahvistus on luokkaa 100. Piensignaali vahvistimen ulostulojännite oli 1.2 V, joten mittauksissa on käytetty tehoa laskiessa 12 mV:n sisääntulojännitettä. Vahvistuksessa saattaa olla heittoa muutama desibeli suuntaan jos toiseen, mutta kuvasta 30 saa selkeän kuvan taajuusvasteesta. -3 dB:n piste on noin 17 kHz.



Kuva 30. Vahvistimen taajuusvaste ohjausjännitteen ollessa 1,2 V ja päätteestejännite 30 V

### 4.3 Kokonaisharmoninen särö (THD)

Viimeisenä mittauksena tehtiin särömittaukset. Signaalin kokonaisharmonisensärö lasketaan kaavalla

$$\text{THD} = \frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_N}{P_1} \quad (36)$$

$P_1$  on perustaajuisen signaalin teho

$P_2$ - $P_N$  on harmoniset teho komponentit [10.]

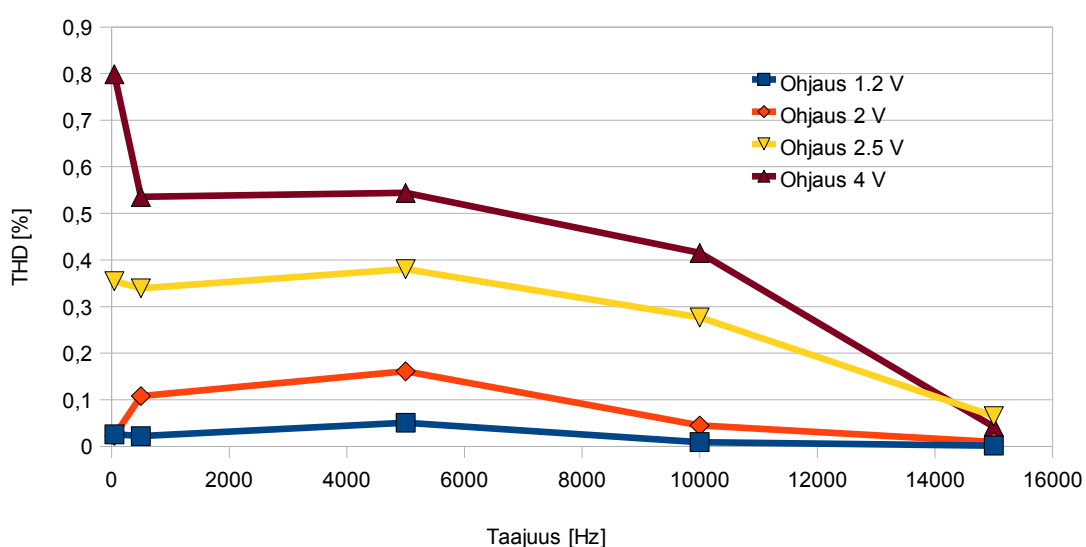
Mittauslaitteena käytettiin spektrianalysointilaitetta, jonka pyyhkäisy alue on 10 Hz - 5 MHz:siä ja suurin sallittu teho 30 dBm eli 1 W. Spektrianalysointilaitteen sisääntuloon on kytketty vielä 10 dB:n vaimennin, jotta välttyttäisiin rikkomasta herkkää ja kallista laitetta. Vaimentimen kanssa sisään voi syöttää maksimissaan 10 W:n tehon, mutta sen ylittymisestä ei ole vaaraa. Mittauksissa pyrittiin pitämään tehot pieninä, koska vaimentimen tehonkestosta ei ollut tietoa.

Vahvistettava sinisignaali on otettu funktiogeneraattorista. Mittaukset on aloitettu funktiogeneraattorista otetun signaalin spektrin mittaamisella. Mittauksissa käytetty funktiogeneraattori jo itsessään aiheutti säröä jonkin verran. 10  $\mu$ W:n teholla funktiogeneraattorin särö on 5 KHz:llä mitattuna 0.005 %, ja särö kasvaa mitä enemmän tehoa otetaan. Mitä enemmän funktiogeneraattorissa on säröä, sitä enemmän sitä on myös loppupäässä, jos vahvistuskaista ei ole tasainen. Tämä saattaa aiheuttaa sen, että vahvistin vahvistaa tiettyä särökomponenttia enemmän suhteessa vahvistettavaan signaaliin. Funktiogeneraattorista johtuvaa säröä ei ole huomioitu mittauksissa, koska sen vaikutus on oletettu melko pieneksi lopputuloksen kannalta.

Mittauksissa saadut tulokset ovat suuntaa antavia, lähinnä pistokoetyylisiä. Tämä johtuu käytössä olevista laitteista, joilla laajojen ja kattavien mittausten tekeminen kaikilla taajuuksilla ja tehoalueilla on hidasta. Mittauksissa on huomioitu 20 Hz - 50 kHz:n sisällä olevat särökomponentit, koska korkeammilla särökomponenteilla ei musiikin kuuntelussa ole merkitystä. Korkeammat särökomponentit on mitattu spektrianalysointilaitteella, ja ne ovat vaimentuneet hyvin. Särömittauksia on tehty ainoastaan

säädetylle toimintapisteelle, koska säätämättömän toimintapisteen signaali alkaa säröytyä 1,2 V suuremmalla ohjauksella. Säädetyin toimintapisteen toiminta on todettu selvästi parhaaksi vaihtoehdoksi puhtaana saatavan ulostulotehon kannalta.

Alussa tehdyssä mittauksessa säröä oli enemmän matalilla taajuuksilla, mutta särö väheni lisäämällä pääteasteen MOSFET:ien V<sub>cc</sub>:ltä maihin noin 6,8 mF:n kondensaattoria. Lisäksi astabiilin multivibraattorin perustaajuus on nostettu 120 kHz:n tuntumaan. Kuvassa 31 on särötasot mitattuna eri ohjausjännitteillä.



Kuva 31. Lopulliset särötasot eri ohjausjännitteillä

Kuvasta 31 havaitaan särön jäävän hyvin pieneksi vielä 4 V:n ohjauksellakin. Särötasoja mitattaessa eri taajuuksilla tuli ilmi, että kohinataso on matala matalilla taajuuksilla, mutta rupeaa selvästi nousemaan noin 10 kHz:n jälkeen.

## 5 Yhteenveto

Insinööriyössä suunniteltiin ja rakennettiin D-luokan vahvistin ajastinpiiriä 555 käyttäen ja tutkittiin ajastinpiirin 555 mahdollisuuksia D-luokan audiovahvistinkäytössä. D-luokan vahvistimen toiminta perustuu pulssinleveysmodulointiin.

Pulssinleveysmodulaatio toteutettiin kytkemällä ajastinpiiri 555 astabiiliksi multivibraattoriksi 50 %:n pulssisuhteella. Astabiilin multivibraattorin pulssinleveyttä moduloitiin ohjausjännitteenastaan tuodulla signaalilla, joka esivahvistettiin sopivan kokoiseksi piensignaali vahvistimella. Moduloidun kanttiaallon amplitudi vahvistettiin puolisiltapäätteestevahvistimella. Pääteasteen ohjaus toteutettiin ohjauspiirin avulla. Vahvistetusta signaalista suodatettiin pois DC-taso ja korkeammat taajuuskomponentit kytkentäkondensaattorilla ja LC-alipäästösuodattimella. Suodatettu signaali vietiin kuormalle vahvistettuna.

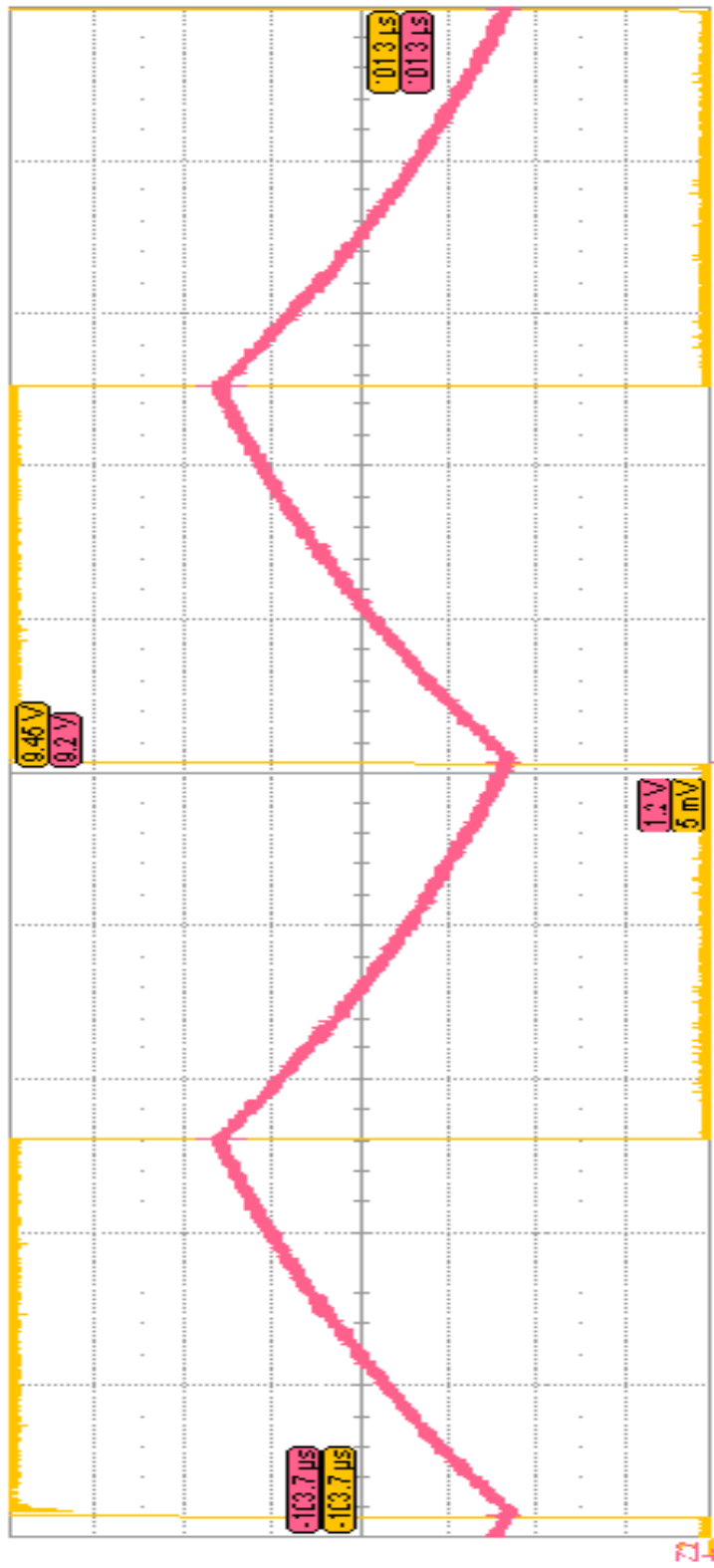
Sinisignaalin vahvistus D-luokan vahvistimella onnistui hyvin. Särön suuruus mittauksissa vaihteli 0,01 - 0,8 % riippuen taajuudesta sekä ohjausjännitteen suuruudesta. Mitattujen säröarvojen keskiarvo oli noin 0,21 %. D-luokan vahvistimen hyötysuhde vaihtelee 30 - 78 % riippuen ohjaus- ja pääteastejännitteen suuruudesta. Puolisillasta saatava efektiivinen teho on 60 V:n pääteasteella noin 5 W alle 0,5 % säröllä 3,2 V:n ohjauksella. 4 V:n ohjauksella ulostuloteho on arviolta 8 W.

Työssä ei tutkittu vielä kohinan lisääntymistä taajuuden noustessa yli 10 kHz:n. Tämä voi johtua liian pienestä modulointitaajuudesta (120 kHz), jonka ylinäytteistys on 3. Modulointitaajuutta olisi hyvä nostaa esim. kaksinkertaiseksi, jotta kohina jakautuisi suuremmalle alueelle, ja sen taso alenisi. Työssä ei ollut tarkoituksena saada ulos maksimi tehoja, koska niiden toimintaa ei olisi voinut kuitenkaan testata kuormavastuksen tehonkeston takia. Tehon lisäämiseksi voidaan käyttää H-silta pääteastetta, jolla teoriassa tehoa saadaan ulos puolisiltaan verrattuna nelinkertaisen määrän samalla pääteastejännitteellä. Vahvistinta ei kokeiltu oikealla musiikilla ja kaiuttimella. Siniaalta se vahvistaa puhtaasti koko suodattimen antamalla taajuusalueella. Musiikkia kokeiltaessa se tarvitsee kaiuttimen rinnalle vielä impedanssin tasauspiirin johtuen kaiuttimen muuttuvasta impedanssista.

## Lähteet

- 1 Floyd, Thomas. 2005. Electronic Devices. International 5th ed. New Jersey: Pearson Education Ltd.
- 2 Silvonon, Kimmo. 2009. Elektroniikka ja puolijohde komponentit.1. painos. Helsinki: Otatieto.
- 3 Electronic amplifier. 2011. Verkkodokumentti. Wikipedia. <[http://en.wikipedia.org/wiki/Electronic\\_amplifier](http://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_amplifier)> Päivitetty 31.2.2011. Luettu 7.5.2011
- 4 Application note Class D audio amplifier with Ferroxcube gapped toroid output filter. Verkkodokumentti. Ferroxcube<<http://www.ferroxcube.com/appl/info/class%20D%20audio%20amplifier.pdf>> Luettu 15.09.2011.
- 5 Sankala,Arto. 2009. D-luokan audiovahvistimen pääteastetopologieiden vertailu kitaranvahvistin sovelluksessa. Kandidaatintyö. Sähkötekniikan koulutus ohjelma. Lappeenranta: Lappeenrannan teknillinen yliopisto. <<http://www.doria.fi/bitstream/handle/10024/63009/nbnfi-fe201006182067.pdf> sequence=3> Luettu 10.08.2011
- 6 Floyd, Thomas. 2006. Digital Fundamentals. 10th ed. New Jersey: Pearson Education Ltd.
- 7 Half-Bridge Driver. 2006.Verkkodokumentti. InternationalRectifier. <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irs2004pbf.pdf>> Päivitetty 27.11.2006. Luettu 1.9.2011.
- 8 Rahkonen. 1996. Piiriteoria II. Verkkodokumentti.<<http://www.electronics.oulu.fi/Opetus/PT2/PAS02lisa.pdf>> Päivitetty syksy 2002. Luettu 1.6.2011
- 9 Silvonon, Kimmo, Tiilikainen, Matti & Helenius, Kari. 2004. Analogiaelektroniikka. 2. painos. Helsinki: Edita Publishing Oy.
- 10 Total harmonic distortion. 2011. Verkkodokumentti. Wikipedia. <[http://en.wikipedia.org/wiki/Total\\_harmonic\\_distortion](http://en.wikipedia.org/wiki/Total_harmonic_distortion)> Päivitetty 19.09.2011. Luettu 3.10.2011.

**Pulssisuhde ja taajuus diodin kanssa**



Measure	P1:duty(Z1)	P2:freq(Z1)	P3:amp(Z2)	P4:---	P5:---	P6:---
value	50.05 %	9.9216241 kHz	3.72 V			
status	✓	✓	✗			

Z1	(C1)	Z2	(C2)
1.8 V/div		1.00 V/div	
20.5 μs/div		20.5 μs/div	

Timebase	0 μs	Trigger	Stop
100 μs/div		Edge	Positive
1.00 MS		1.0 GS/s	

LeCroy

8.10.2010 4:18:19

### **Kondensaattorin latauksen ja purun aikavakiot ohjauksjännitteellä**

Kondensaattorin latauksen aikavakio  $\tau_{\text{charge}}(t_1)$  on aika jolloin kondensaattorin täytyy latautua  $V_0/2$   $V_0$ :hon

$$\tau_{\text{lataus}} = (R_1 + R_2) \cdot C$$

$$\tau_{\text{lataus(diodi)}} = R_1 \cdot C$$

$$V_c(t_1) = V_{cc}(1 - e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}}) + \frac{V_0}{2}(e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}}),$$

$$V_c(t_1) = V_{cc}(1 - e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}}) + \frac{V_0}{2}(e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}}) = V_0,$$

$$V_{cc} - V_{cc} \cdot e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}} + \frac{V_0}{2} \cdot e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}} = V_0,$$

$$-V_{cc} \cdot e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}} + \frac{V_0}{2} \cdot e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}} = V_0 - V_{cc},$$

$$\left(\frac{V_0}{2} - V_{cc}\right) \cdot e^{-t_1/\tau_{\text{lataus}}} = V_0 - V_{cc},$$

$$e^{+t_1/\tau_{\text{lataus}}} = \frac{\frac{V_0}{2} - V_{cc}}{V_0 - V_{cc}},$$

$$\ln(e^{+t_1/\tau_{\text{lataus}}}) = \ln\left(\frac{\frac{V_0}{2} - V_{cc}}{V_0 - V_{cc}}\right),$$

$$\frac{t_1}{\tau_{\text{lataus}}} = \ln\left(\frac{\frac{V_0}{2} - V_{cc}}{V_0 - V_{cc}}\right),$$

$$t_1 = \tau_{\text{lataus}} \cdot \ln\left(\frac{\frac{V_0}{2} - V_{cc}}{V_0 - V_{cc}}\right) = \tau_{\text{lataus}} \cdot \ln\left(\frac{V_{cc} - \frac{V_0}{2}}{V_{cc} - V_0}\right) = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{cc} - \frac{V_0}{2}}{V_{cc} - V_0}\right),$$

$$t_{1(\text{diodi})} = R_1 \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{cc} - \frac{V_0}{2}}{V_{cc} - V_0}\right)$$



## Kondensaattorin latauksen ja purun aikavakiot ohjausjännitteellä

kondensaattorin purku aika ( $t_2$ )

$$\tau_{\text{purku}} = R_2 \cdot C$$

$$V_C(t_2) = V_0 \cdot e^{-t_2/\tau_{\text{purku}}}$$

$$t_2 = V_C(t_2) = \frac{V_0}{2}$$

$$V_0 \cdot e^{-t_2/\tau_{\text{purku}}} = \frac{V_0}{2}$$

$$e^{+t_2/\tau_{\text{purku}}} = 2$$

$$t_2 = \tau_{\text{purku}} \cdot \ln(2) = R_2 \cdot C \cdot \ln(2)$$

jaksonaika;

$$T = t_1 + t_2 = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{CC} - \frac{V_0}{2}}{V_{CC} - V_0}\right) + R_2 \cdot C \cdot \ln(2)$$

jaksonaika diodin kanssa :

$$T_{\text{diodi}} = t_{1(\text{diodi})} + t_2 = R_1 \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{CC} - \frac{V_0}{2}}{V_{CC} - V_0}\right) + R_2 \cdot C \cdot \ln(2)$$

Taajuus:

$$F = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{(R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{CC} - \frac{V_0}{2}}{V_{CC} - V_0}\right) + R_2 \cdot C \cdot \ln(2)}$$

## Kondensaattorin latauksen ja purun aikavakiot ohjausjännitteellä

Taajuus diodin kanssa

$$F_{\text{diodi}} = \frac{1}{t_{1(\text{diodi})} + t_2} = \frac{1}{R_1 \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{cc} - \frac{V_o}{2}}{V_{cc} - V_o}\right) + R_2 \cdot C \cdot \ln(2)}$$

jos  $V_o = \frac{2}{3} V_{cc}$ :stä

$$= \ln\left(\frac{V_{cc} - \frac{\frac{2}{3} \cdot V_{cc}}{2}}{V_{cc} - \frac{2}{3} \cdot V_{cc}}\right) = \ln\left(\frac{V_{cc} - \frac{1}{3} \cdot V_{cc}}{V_{cc} - \frac{2}{3} \cdot V_{cc}}\right) = \ln\left(\frac{\frac{2}{3} \cdot V_{cc}}{\frac{1}{3} \cdot V_{cc}}\right) = \ln(2)$$

*on sama asia kuin diodia ei olisi kytketty*

**Lopullinen kokonaiskytkentä**

