

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL  
Infotehnoloogia teaduskond  
Thomas Johann Seebecki elektroonikainstituut

Karl Uibo

## **Digitaalselt juhitud phaser**

Bakalaureusetöö

Juhendaja: dotsent Mihhail Pikkov

Tallinn 2015

## Autorideklaratsioon

*Deklareerin, et käesolev lõputöö on minu iseseisva töö tulemus ning kinnitan, et esitatud materjalide põhjal ei ole varem akadeemilist kraadi taotletud. Kinnitan, et antud töö koostamisel on kõikide teiste autorite seisukohtadele, probleemipüstitustele, kogutud arvandmetele jmt viidatud.*

Kuupäev:

Autor: Karl Uibo

.....

/allkiri/



## **Abstract**

This work analyses the working principle of phaser guitar effect pedals through the analysis of a phaser named “Ross” schematic. Analog guitar effects being inconvenient to use and digital effects not being able to deliver the same level of output audio quality a hybrid circuit is proposed. The control circuit and controllable parameters are found both mathematically and through simulations and digital control of said parameters is proposed in a way that retains the original schematics manual controllability. The circuit components are updated to replace out dated components with contemporary ones. The low frequency oscillator is replaced with a microcontroller that also controls the other parameters of the schematic. In the last chapter a power supply circuit is designed in order to supply power to the microcontroller and rest of the circuit as well as serve as a hub for external digital control.

The thesis is in Estonian and contains **39** pages of text, **4** chapters and **20** figures.

## Resüme

Käesolev bakalaureusetöö käsitleb phaserite tööpõhimõtte uurimist, aluseks on võetud phaser nimega „Ross”. Töös on analüüsitud phaseri skeemi ja leitud efektile olulised parameetrid nii arvutuslikult kui skeemi simuleerides. Kuna analoog skeemidel põhinevad kitarriefektid on ebamugavad kasutada ja digitaalskeemidel põhinevad efektid tihti ei võimaldada samalaadset helikvaliteeti, on käesolevas töös pakutud hübriidlahendust. Väljapakutud lahendus säilitab analoog audiosignaali modifitseerimise ahela muutes parameetrite juhtimise digitaalseks. Skeemis asuv madalsageduslik ostsillaator on täielikult asendatud mikrokontrolleriga, mis juhib ka teisi parameetreid. Väljapakutud lahenduses säilib phaseri käsitsi juhtimise võimalus. Töös disainitakse sobiv toiteskeem mikrokontrolleri ja efekti toiteks, mida ühtlasi on võimalik kasutada ka skeemi digitaalseks juhtimiseks.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti **39** leheküljel, töös on **4** peatükki ja **20** joonist.

## Lühendite ja mõistete sõnastik

PCB – *Printed Circuit Board*, trükkplaat

LFO – *Low Frequency Oscillator*, madalsageduslik ostsillaator

PWM – *Pulse Width Modulation*, impulss laius modulatsioon

IC – *Integrated Circuit*, integraal skeem

OTA – *Operational Transconductance Amplifier*, pinge diferentsiaalil põhinev vooluga juhitava võimendusastmega voolu väljundiga võimendi

AC – *Alternating Current*, vahelduv vool

USB – *Universal Serial Bus*, universaal järjestiksiin

LDO – *Low-DropOut regulator*, lineaarne pinge regulaator

JFET – *junction gate field-effect transistor*, pn-siirdega väljatransistor

ADC – *analog-digital converter*, analoog digitaal muundur

## Sisukord

Sissejuhatus.....	8
1. Skeemi valik ja tööpõhimõte.....	9
1.1 Phaseritest üldiselt.....	9
1.2 Phaseri „Ross“ tööpõhimõte .....	10
2. Phaseri „Ross“ skeemi analüüs .....	11
2.1 Phaseri „Ross“ skeem .....	11
2.2 Toide ja audiosisend.....	12
2.3 Audiofilter .....	13
2.4 Faasinihkefiltri tagasiside .....	19
2.5. Madalsageduslik ostsillaator .....	20
2.6 Väljund.....	21
3. Phaseri skeemi simulatsioon .....	23
3.1 Madalsageduslik ostsillaator .....	23
3.2 Phaseri skeemi väljund.....	24
3.3 Faasinihkefiltri tagasiside .....	25
4. Phaseri skeemi digitaalne kontroll ja modifikatsioonid .....	27
4.1 Kammfiltri piide arvu suurendamine .....	27
4.2 Madalsagedusliku ostsillaatori digitaalne juhtimine .....	27
4.3 Digitaalselt juhitud tagasiside .....	28
4.4 Toite disain.....	28
Kokkuvõte.....	33
Kasutatud kirjandus.....	34
Lisad.....	35
Lisa 1. Exceli tabel millega arvatati tagasiside graafikud.....	35
Lisa 2. LFO skeem multisimis .....	36
Lisa 3. Multisimi skeemi simulatsioon originaalskeemist .....	37
Lisa 4. Multisimi skeem modifitseeritud skeemist.....	38

## Sissejuhatus

Käesolev töö analüüsib kitarriefekti phaserit ja selle skeemi ehitust „Ross“ nimelise phaseri alusel ning pakub välja modifikatsioone phaseri funktsionaalsuse suurendamiseks.

Kitarriefekte ehitatakse kas vanade analoog skeemide järgi, milles kasutatakse kaasaegsemaid komponente või proovitakse sama tulemust saada digitaalse audiotöötluse abil. Töö kirjutamise hetkeks ei ole digitaalsed kitarriefektid võimelised emuleerima analoog kitarriefekte täielikult. Olenevalt efekti tüübist ja isiklikust subjektiivsest eelistusest kasutatakse kas digitaalseid või analoog skeemidel põhinevaid kitarriefekte. Digitaalsetel efektiplokkidel on analoog efektiplokkide ees eelis oma kasutamismugavuse tõttu. Nimelt digitaalsetel efektiplokkidel on võimalus salvestada erinevate parameetrite väärtuseid, mida kitarist oma esinemises kasutab. See tähendab, et järgmisel esinemisel saab kasutada samu parameetreid ja ei pea käsitsi efektiplokke häälestama hakkama. Kuna kitaristid tavaliselt kasutavad mitmed erinevad efekte korraga muutub nende parameetrite käsitsi modifitseerimine kiiresti tülikaks. Lisaks, kui tekib vajadus ühte efekti kasutada erinevate parameetritega, siis esinemise ajal on analoog efektiplokkide häälestamine tülikas. Analoog efektiplokkid on jällegi paljude arvates meeldivama väljundheliga, mistõttu ollakse nõus loobuma mugavustest, et saavutada kõrgem helikvaliteet.

Käesolev töö pakub välja hübriid lahendust, milles säilitatakse analoog elektroonikal põhinev audiosignaali modifitseeriv ahel, kuid mille parameetreid on võimalik juhitada digitaalselt ja varem kasutatud seadistusi on võimalik salvestada. Kuna skeem on vana ja mõnda komponenti enam ei toodeta, tuleb leida neile asendused. Tarvilik on ka säilitada esialgne parameetrite juhtimise võimalus, et üksik efektiplokk oleks sama funktsionaalne, kui algupärane analoog efektiplokk. Töö uurib, milliseid parameetreid on võimalik juhtida ning kas ja kuidas on neid võimalik digitaalselt juhitavaks muuta.

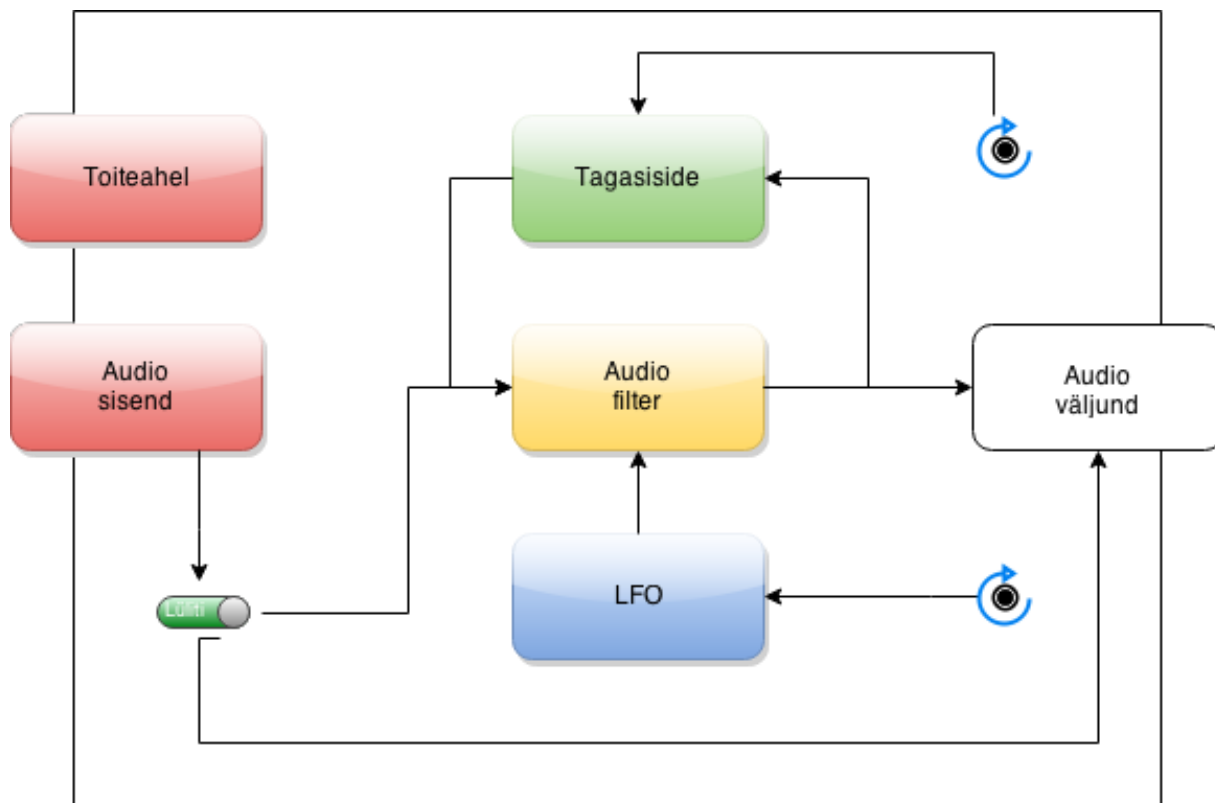


# 1. Skeemi valik ja tööpõhimõte

## 1.1 Phaseritest üldiselt

Kitarristid on aastakümneid kasutanud elektroonilisi skeeme, mille abil muuta kitarril heli ja lisada efekte, mida ainult osava kitarrimänguga ei ole võimalik saavutada. Phaser on kitarril efekt, mis tekib kui heli suunatakse läbi skeemi, mis tekitab ajalise viite teatud sagedustele helisignaali spektrist. Viitega ja originaal signaal liidetakse ning vastavalt faasinihkele kindlad sagedused filtreeritakse välja. Tekib nii nimetatud kammfilter. Kammi piide asetust muudetakse perioodiliselt saades väljundsignaal, mis rikastab kitarril kõla. Läbi aastate on loodud erinevaid skeeme, mis teevad just eelpoolmainitud. Oluliseks skeemides on just kammfiltri piide asukoha muutmine perioodiliselt ja sujuvalt. Selle saavutamiseks kasutatakse takisteid, mille takistust on võimalik mingil moel juhtida. Kasutades erinevaid meetodeid on loodud mitmeid erinevaid skeeme. Üheks esimeseks nende seas on Univibe, mis kasutab fototakistit ja selle juhtimiseks vilkuvat lampi. Tänapäeval selline skeem leiab, aga vähe kasutust. Fototakistid olid toona jällegi väga kallid ja otsiti alternatiive. Üheks alternatiiviks prooviti kasutada värskest turule tulnud varistore. Näitena on Magnatone'i „Vibrato“, mis kasutab varistore. Selle skeemi miinuseks oli, aga kõrge pingega millega varistore juhiti. Nimelt toona ei olnud varistorid kuigi tundlikud ja nende juhtimiseks oli tarvis 20-50 volti. Pinge 50 volti on väga kõrge võrreldes kitarril tuleva pingega. Tuli näha palju vaeva, et hoida pinget, mis skeemi juhib, rikumast nõrka pinget, mida kujutab endast kitarril heli. Kaasaegsemad phaserid varistore ei kasuta. Phase 45 ja Phase 90 skeemides kasutatakse juhitavate takistitena JFET väljatransistoreid [ 1 ]. Sellised skeemid on üpris levinud ka tänapäeval, kuid käesolevas töös on vaatluse all phaser nimega „Ross“, mille teeb huvitavaks *operational transconductance amplifier*'ite (edaspidi OTA) kasutus [ 2 ]. *Operational transconductance amplifier*'id kujutavad endast võimendeid, mille sisendpingete diferentsiaal võimendatakse ja konverteeritakse väljund vooluks. Nende omapäraks on võimenduse elektriline juhitavus, mistõttu on neid hea kasutada skeemides, kus sellist võimalust on vaja. Näiteks, on muudetava sagedusega ostsillaatorid ja juhitavad filtriid.

## 1.2 Phaseri „Ross“ tööpõhimõte



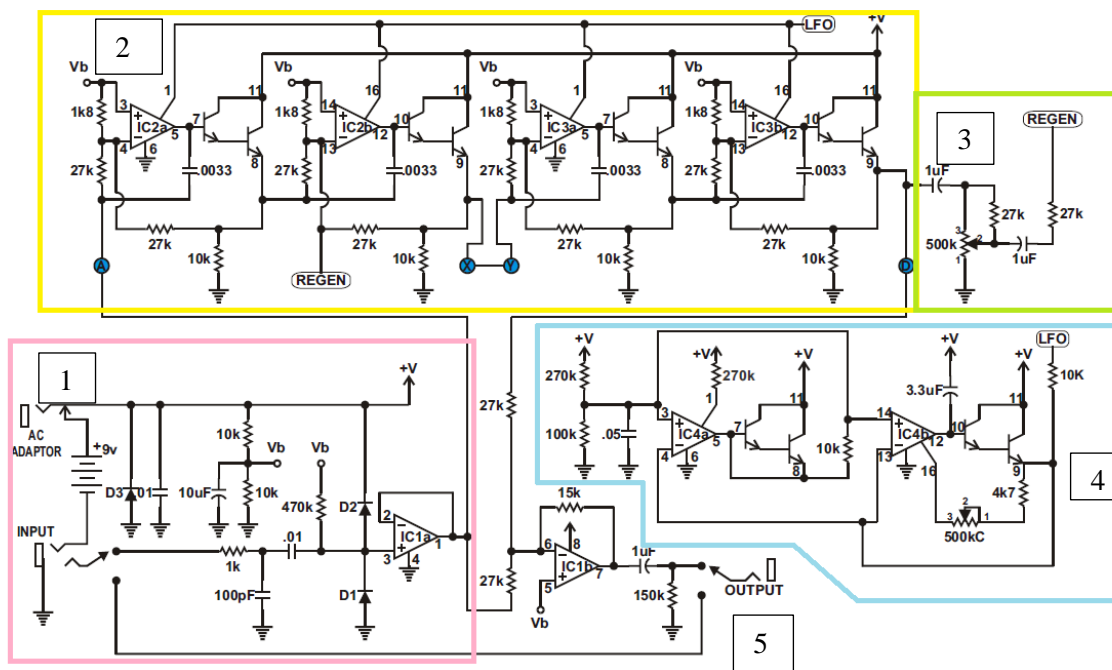
Joonis 1.1 Phaseri „Ross“ plokkskeem

Joonisel 1.1 on kujutatud phaseri „Ross“ plokkskeem. Audio sisendisse ühendatakse kitarril väljundisignaali. Sisendist liigub audio edasi audiofiltrisse, mis modifitseerib audiosignaali spektrit. Audiofiltri töö juhib madalsageduslik ostsillaator (skeemil LFO), mis nihutab kammfiltri piide asukohta signaalspektris. Filtri väljundist osa signaali liigub läbi tagasisideahela taas filtri sisendisse. Kitarristi otsustada on kui suur on tagasisidesse mineva signaali amplituud. Filtrist jõuab signaal audioväljundisse, kus sellele liidetakse muutmata kujul audiosignaali. Skeemil on ära märgitud kaks potentsiomeetrit, millega kasutaja saab juhtida tagasisidesse mineva signaali amplituudi ja madalsagedusliku ostsillaatori (LFO) väljundi sagedust. Skeemis on ka nupp, millega on võimalik suunata sissetulev signaal otse väljundisse ilma igasuguse modifikatsioonita. See on vajalik, kuna kitarrist ei pruugi soovida, et efekt koguaeg rakenduks ja jadamisi ühenduses efektiga võib olla ka teisi efekte. Joontega on skeemil tähistatud signaalide liikumisteed, olgu nendeks audiosignaali või skeemi sisesed juhtsignaalid või phaseri kasutaja skeemi parameetreid muutvad signaalid. Toiteahel toidab skeemi kõiki elektrit tarvivaid osi.

## 2. Phaseri „Ross“ skeemi analüüs

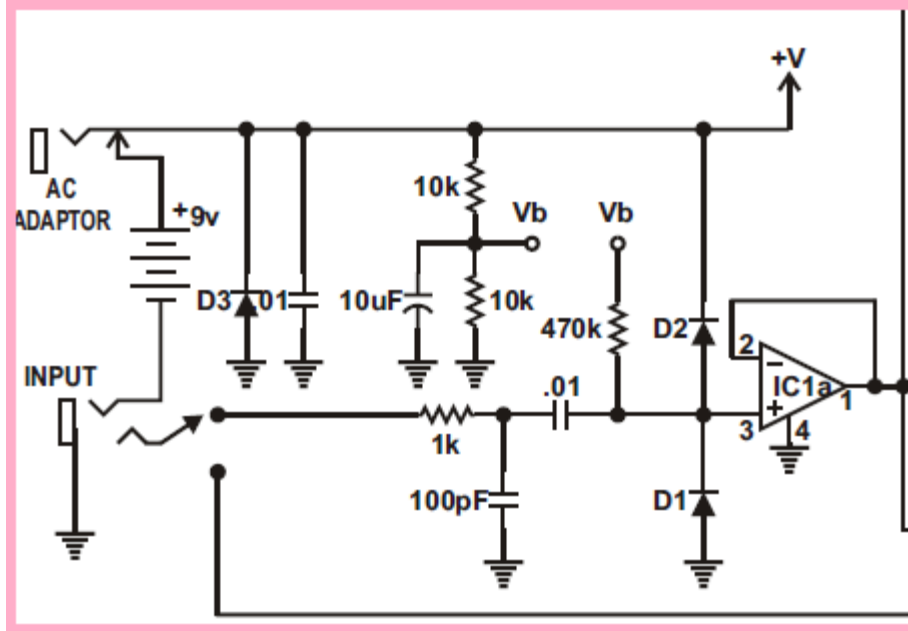
### 2.1 Phaseri „Ross“ skeem

Joonisel 2.1 on kujutatud phaseri skeem, mis on jagatud viieks loogiliseks osaks – toide ja audiosisend, filter, tagasiside, madalsageduslik ostsilaator ja audio väljund. Skeemi analüüsimisel järgitakse sisendsignaali teed läbi skeemi. Esimesena uuritakse skeemi toidet ja audio sisendit. Teisena vaadeldakse filtri skeemi tööd ja uuritakse, mis filtriga on tegu. Kolmandana uuritakse tagasiside käitumist ja juhtimist. Neljandana on vaatluse all madalsagedusliku ostsillaatori skeem ja viiendana analüüsitakse audio väljundi osa skeemist.



Joonis 2.1 Phaseri „Ross“ skeem [ 3 ]

## 2.2 Toide ja audiosisend



Joonis 2.2 Toide ja audiosisend

Joonisel 2.2 on skeem phaseri toitest ja audiosisendist. Toiteks on 9V PP3 patarei. Toite sisendil on 0.01  $\mu\text{F}$  kondensaator, mille ülesanne on eemaldada pingele kõikumised toitest [ 4 ]. Väärtus 0.01  $\mu\text{F}$  on üpris tavaline suurus ja leiab tihedat kasutust digitaalsete skeemide toite silumiseks. Diiod D3 kaitseb skeemi juhul, kui patareid üritatakse tagurpidi ühendada. Püsivat ühendust saab luua ainult väga hea tahtmise juures, kuid klemmide kokku puutumine on siiski reaalne võimalus, eriti arvestades, et patarei klemmid on kõrvuti. Samuti juhivad diiodid D2 ja D1, kui patarei on tagurpidi ühendatud, kuid pigem on nende ülesandeks avaneda, kui audio sisendisse satub pinge, mis ületab 9 volti pluss diiodi avanemis pinget. Nii kaitstakse skeemi suhteliselt kõrge pingeliste, kuid ajaliselt lühikeste impulsside eest. Skeemil Vb saadakse toitepingest pingejaguri abil 4.5 V (2.1). Valemis on takisti  $R_2$  null potentsiaali ja punkti Vb vahel ning omab väärtust 10k $\Omega$ . Takisti  $R_1$  on ühendatud Vb ja toite vahele ning on samuti väärtusega 10k $\Omega$ .

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_{in} = \frac{10(k\Omega)}{10(k\Omega) + 10(k\Omega)} * 9(V) = 4.5(V) \quad (2.1)$$

Pinge punktis Vb on vaadeldavas skeemis virtuaalne maa, kuna toiteks on valitud 9V patarei ja kitarrist tulev audio signaali amplituud jääb vahemiku 0...4.5V on võimalik kasutada OTA'sid nii, et sisendsignaali ei ulatu OTA'de toite väärtusteni. Võrrandis  $R_2$  paralleel ühenduses on kondensaator 10  $\mu\text{F}$ , mis toimib madalpääsfiltrina, mille lõikesageduseks  $f_c$  on 1.59 Hz (2.2). Nii ei satu skeemi ohustavad impulsid OTA'le.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 * \pi * 10 * 10^3(\Omega) * 10 * 10^{-6}(\Omega)} = 1.59(Hz) \quad (2.2)$$

Toitena on võimalik kasutada ka vahelduvvoolu, juhul kui toite sisendi ja vahelduvvoolu allika vahele on ühendatud 9V alaldi. Audiosisendis on lüliti, millega saab efekti sisse ja välja lülitada nii, et välja

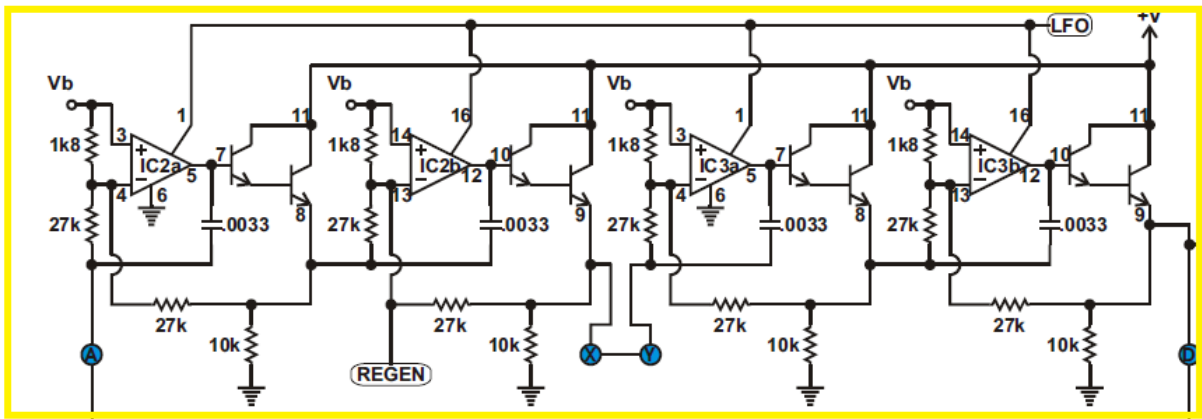
lülitatud olekus töötab efekt juhtmena. Signaali sisendis on RC pingejagur madalpääs asetus, mille lõikesagedus on:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 * \pi * 1 * 10^3(\Omega) * 0.01 * 10^{-6}(\Omega)} = 15915.5(Hz) \quad (2.3)$$

Jadamisi ühendatud kondenssaator väärtusega  $0.01\mu F$  eemaldab helisignaalist alaliskomponendi. Operatsioon võimendi IC1a on pinge järgija režiimis, kus signaali võimendus on 1 ja võimendi väljundis on sisendsignaali. Kuna operatsiooni võimenditel on kõrge sisend impedants ja madal väljund impedants, hoiab võimendi signaali tugevust ja väldib seega ülejäänud skeemi mõjusid sisendsignaalile.

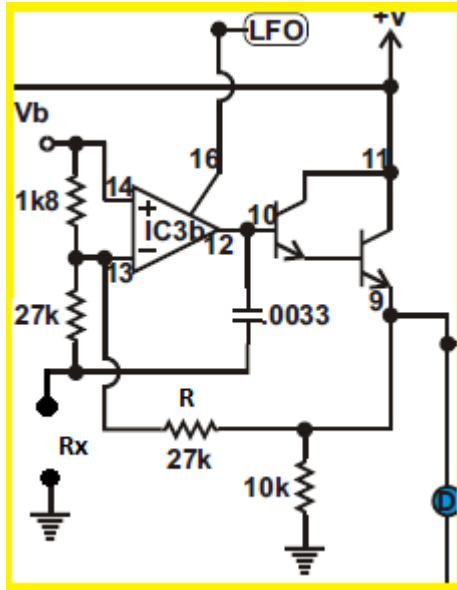
## 2.3 Audiofilter

Audiofilter on analüüsitavas skeemis üheks suurimaks ja määravaimaks osaks. Analüüsis tehakse kindlaks, mis filtriga on tegu ja kuidas see töötab.



Joonis 2.3 Audio filter phaseri skeemis

Joonisel 2.3 on ühendus „REGEN“ ühendatud IC2b invertteerivale sisendile. Selle otstarve on vaatluse all järgmises peatükis. Joonisel 2.3 toodud skeemis on struktuurne korrapära - skeemis on neli korda korratud alamskeem ja on võimalik vaadelda vaid ühte sellist skeemi (Joonis 2.4).



Joonis 2.4 Filtri elementaarskeem

Skeemis on kasutatud LM13600 [ 5 ] OTA'sid, mille korpuses on kaks võimendit ja kaks Darlingtoni transistori. LM13600 on operatsioon võimendi, mille sisendi diferentsiaal pinge genereerib väljundisse proportsionaalse voolu. OTA'l on kõrge sisendimpedants ja kõrge väljundimpedants. Väljundiks on

$$A_o \times (e_1 - e_2) \quad (2.4)$$

, kus  $A_o$  on võimendi tagasisideta võimendus ja  $e_1$  ja  $e_2$  on vastavalt mitte invertteeriv ja invertteeriva sisendi potentsiaal. LM13600 IC'l on sisse ehitatud Darlingtoni transistor, mille abil saab kõrge impedantsiga väljundist madala väljundimpedantsi. Väljundvool  $I_{out}$  on võrdne

$$I_{out} = g_m \times (e_1 - e_2) \quad (2.5)$$

$$g_m = \Delta I_{out} / \Delta V_{in} \quad (2.6)$$

ehk pingest voolu genereerimise võimendusaste ja võimendi juhtivus  $g_m$  on juhitav (ja on proportsionaalne) juhtimisvoolu sisendit  $I_{abc}$  (punkt 16 Joonisel 4) läbiva vooluga. Vool  $I_{abc}$  on võimendi võimenduse määrav vool. Sellega juhitakse võimendi tööd. Pinge  $V_+$  on toitepinge ehk 9V ja LFO on madalsageduslik ostsillaator, millega juhitakse võimendit, mida käsitletakse peatükis 2.5. Pinge  $V_b$  on skeemis virtuaalne maa väärtusega 4.5V, mis on pool toitepingest ja maa on sisendsignaali suhtes negatiivne toitepinge. Skeemi käitumise uurimiseks ühendatakse lahti Joonisel 2.4  $R_x$ 'iga tähistatud terminaliga jadamisi ühenduses oleva takisti väärtusega 27kΩ. Siis signaali sisend on ühenduses ainult kondensaatoriga. Läbi kondensaatori ja Darlingtoni transistori jõuab sisendsignaal invertteerivale sisendile. Kuna

$$R = E / I \quad (2.7)$$

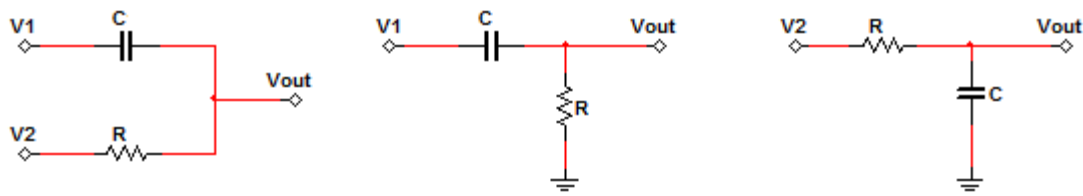
, siis  $R_x$  käitub nagu vahelduvvoolu takisti.

$$R_x = (R + R_{13,14}) / (g_m \times R_{13,14}) \quad (2.8)$$

R on takisti väärtusega  $27k\Omega$  ja  $R_{13,14}$  on takisti väärtusega  $1.8k\Omega$ . Oluline on märkida, et inverteerivale sisendile langev pinge on jaguri  $27k\Omega \parallel 1.8k\Omega$  tõttu võrdlemisi madal.

$$V_{13} = \frac{1.8k}{1.8k + 27k} V_9 = 0.0625V_9 \quad (2.9)$$

Pinge  $V_9$  tähistab pinget Darlingtoni transistori väljundil ja pinge  $V_{13}$  on pinge operatsioonvõimendi inverteerival sisendil. Selline disain on tingitud LM13600 spetsifikatsioonidest. Diferentsiaalpinge moonutus kasvab logaritmiliselt sõltudes diferentsiaalpingest ja tüürvoolust  $I_{abc}$ . Ühendades skeemi tagasi takisti, mis eelnevalt sai lahti ühendatud ( $27k\Omega$  takisti  $R_x$  ja inverteeriva sisendi vahel), inverteerib LM13600 sisendi ja juhitav takisti  $R_x$  satub paralleel ühendusse kondensaatoriga väärtusega  $0.0033\mu F$ . Skeemi saab lihtsustada kujule, kus paralleelses ühenduses on takististi ja kondensaator. Järgnevates arvutustes on takisti R ja kondensaator C ideaalsed. Joonisel 2.5 on kujutatud selline skeem, kus  $V_1$  on audio signaali sisend muutmata kujul,  $V_2$  on signaali sisend inverteeritud kujul ja seda iga sageduse puhul ning  $V_{out}$  on skeemi väljund. Kasutades Millmani teoreemi [ 6 ] vaadeldakse skeemi väljundit kasutades ühte signaaligeneraatorit ja asendades teise lühisega.



**Joonis 2.5** Elementaarskeemi lihtsustus ja Millmani aseskeemid [ 7 ]

Sellise asenduse korral on skeemis kaks pingejagurit. Mõlema puhul kehtivad Ohmi seadusest tulenevad seosed:

$$V_{in} = I \times (Z_1 + Z_2) \quad (2.10)$$

$$V_{out} = I \times Z_2 \quad (2.11)$$

Seega:

$$I = \frac{V_{in}}{Z_1 + Z_2} \quad (2.12)$$

$$V_{out} = V_{in} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.13)$$

Ja ülekande funktsiooniks  $H(j\omega)$  [ 8 ] on:

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.14)$$

Kus  $\omega = 2\pi f$  ja  $f$  on sisendsignaali sagedus ja  $j = \sqrt{-1}$ . Kui pinge  $V_2$  on asendatud juhtmega on ülekandefunktsiooniks  $H_1(j\omega)$ :

$$H_1(j\omega) = \frac{R}{R + X_c} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \times \frac{j\omega C}{j\omega C} = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1} \quad (2.15)$$

Asendades  $V_1$  juhtmega:

$$H_2(j\omega) = \frac{X_c}{R + X_c} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \times \frac{j\omega C}{j\omega C} = \frac{1}{j\omega CR + 1} \quad (2.16)$$

Valemitest (2.15) ja (2.16) saab leida skeemide sagedus karakteristikud. Selleks asendatakse valemitesse nurklõike sagedused  $\omega_0 = 1/RC$ . Nii saab valemist (2.15):

$$H_1(j\omega) = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{\frac{\omega_0}{\omega_0} + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_0} \quad (2.17)$$

Ja valemist (2.16):

$$H_2(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{\frac{\omega_0}{\omega_0} + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{j\omega + \omega_0} \quad (2.18)$$

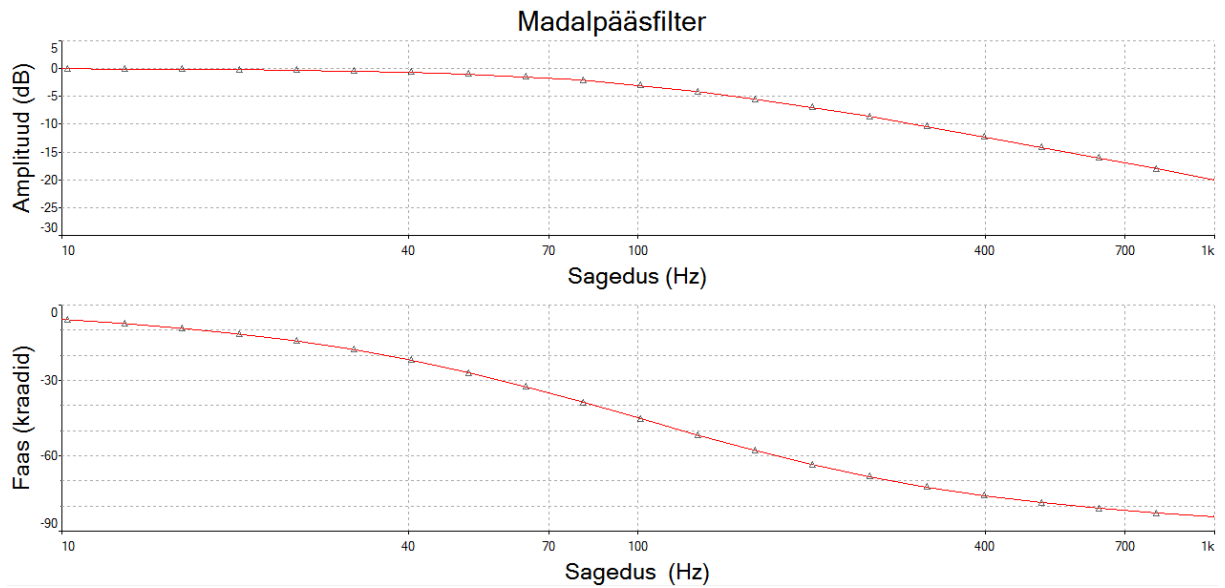
Faasikarakteristik  $\varphi(\omega)$  on ülekandefunktsiooni  $H(j\omega)$  argument:

$$\varphi_1(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (2.19)$$

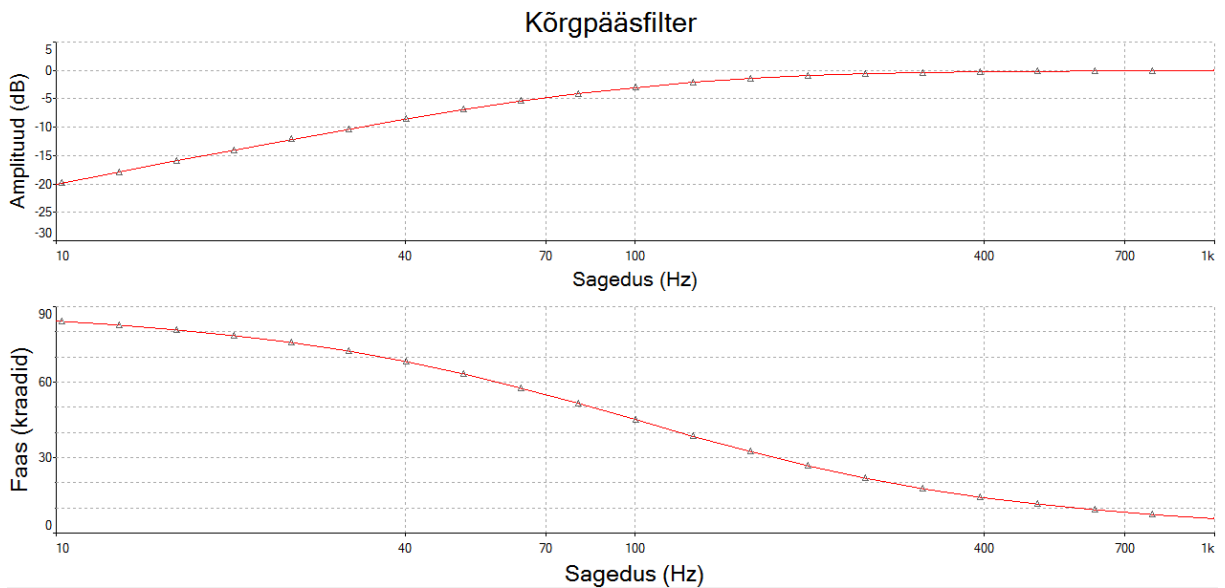
$$\varphi_2(\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (2.20)$$

Esimesel juhul vastab ülekandefunktsioon kõrgpääs filtrile (Joonis 2.7) ja teisel juhul madalpääs filtrile (Joonis 2.6).





**Joonis 2.6** Madalpääsfiltri Bode graafik



**Joonis 2.7** Kõrgpääsfiltri Bode graafik

Joonistel 2.6 ja 2.7 on mõlema skeemi Bode graafikud illustreerimaks, et tegu on tõepoolest madal- ja kõrgpääsfiltritega [ 9 ]. Kasutades superpositsiooni printsiipi [ 10 ] võib saadud ülekandefunktsioonid liita. Antud skeemis kehtivad ülekandefunktsioonid (2.17) ja (2.18) paralleelselt, mis tõttu saadakse koond ülekandefunktsiooniks nende summa. Arvestada siinkohal tuleb, et  $V_2$  on  $V_1$  inversioon siis:

$$\begin{aligned}
 H(j\omega) &= H_1(j\omega) + H_2(j\omega) = \frac{V_{1out}}{V_1} + \frac{V_{2out}}{V_2} = \frac{V_{1out}}{V_1} + \frac{V_{2out}}{-V_1} = \\
 &= \frac{j\omega}{j\omega + \omega_0} - \frac{1}{j\omega + \omega_0} = \frac{j\omega - 1}{j\omega + \omega_0}
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Absoluutväärtus ülekande funktsioonist annab skeemi amplituudi funktsiooniks:

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{j\omega - 1}{j\omega + \omega_0} \right| = 1 \quad (2.22)$$

Seega on skeemi võimendus igal sagedusel 1. Ülekande funktsioonist saab ka faasikarakteristiku valemi:

$$\varphi(\omega) = \pi - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \pi - 2\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (2.23)$$

Valemist (2.23) on näha, et kui  $\omega \gg \omega_0$ , siis  $\varphi_{out} \rightarrow 0$ . Kui  $\omega \ll \omega_0$ , siis  $\varphi_{out} \rightarrow \pi$ . Juhul, kui  $\omega = \omega_0$  on  $\varphi_{out} = \pi/2$ . Tegemist on faasinihke filtriga [ 11 ], mis ei muuda signaali amplituudi, aga nihutab valitud sagedustel signaali faasi  $\pi/2$ . Seesuguseid skeeme on filtri skeemis neli. Jadamisi ühenduses olevate filtrite ülekandefunktsioonid liidetakse. Tulemuseks on signaal, mida on nihutatud vastavalt sagedusele neli korda. Kui signaali sagedus langeb kokku lõikesagedusega siis liites saadud väljundsignaal esialgsele signaalile jääb lõikesagedus sellega vastand faasi ja amplituudide summaks on null. Tulemuseks on kammfilter, mis filtreerib välja teatud sagedused sisendsignaalist. Asendades valemisse 2.23 tagasi  $\omega_0 = 1/RC$  ja  $\omega = 2\pi f$  saame valemi 2.24.

$$\varphi(\omega) = \pi - 2\arctan(2\pi fRC) \quad (2.24)$$

Saadud avaldisest saame leida lõikesageduse  $f$  arvestades, et  $\pi$  ja suuna märk sellele mõju ei avalda.

$$f = \frac{\tan\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{2\pi RC} \quad (2.25)$$

Valemis 2.25 on  $R$  OTA takistus ja  $C$  on joonise 2.4 järgi 3.3pF. Faasinihkefiltri skeemis on neli väiksemat faasinihkefiltrit, mis summaarselt peavad nihutama signaali  $180^\circ$ , et tekiks punkt, kus esialgse signaaliga kokku liites on nende summaks nulli lähedane amplituud. Jagades  $180^\circ$  nelja skeemi vahel saame, et üksik faasinihkefilter peab nihutama signaali  $45^\circ$ . Ilmneb ka, et maksimaalne faasinihe faasinihkefiltril on antudjuhul neli korda  $90^\circ$ , ehk  $720^\circ$ . Nurkade  $360^\circ$  ja  $180^\circ$  on  $540^\circ$ , mis käitub nagu esialgne  $180^\circ$ . Jagades see nelja sammu peale saame nurga  $135^\circ$ . Pannes valemisse 2.25 nurgaks  $\varphi 45^\circ$  või  $135^\circ$  saame arvutada sageduse kuhu satub kammfiltri pii. Kuna nurki on kaks on ka piisid kaks. Esmalt on vaja leida takisti  $R$  väärtus, mille rolli mängib OTA. Selleks kasutame eespool toodud valemite 2.8.

$$R_x = \frac{(R + R_{13,14})}{(g_m \times R_{13,14})} \quad (2.8)$$

$R$  on takisti väärtusega  $27k\Omega$  ja  $R_{13,14}$  on takisti väärtusega  $1.8k\Omega$  ning  $R_x$  on OTA takistus. Väärtus  $g_m$  on leitav LM13600 spetsifikatsioonidest [ 12 ] valides arvutuste tarbeks tüürvool  $I_{abc}$ . Antud arvutustes loetakse tüürvooluks  $110\mu A$ . Sellisel juhul on juhtivuse  $g_m$  väärtuseks  $1.5 \times 10^{-3} \mathcal{U}$ . Asendades arvud valemisse 2.8 on takistuse  $R_x$  väärtuseks:

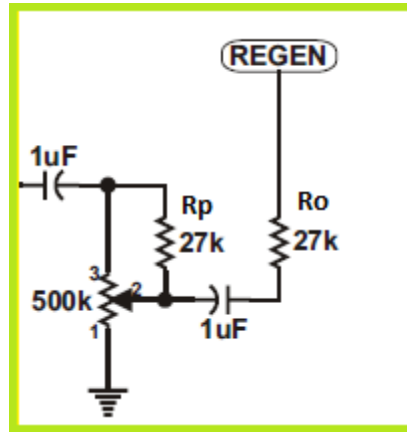
$$R_x = \frac{(27(k\Omega) + 1.8(k\Omega))}{(1.5(m\mathcal{U}) \times 1.8(k\Omega))} = 10.67(k\Omega) \quad (2.26)$$

Valemist 2.25 leiame lõikesageduse  $f$ :

$$f_1 = \frac{\tan\left(\frac{45^\circ}{2}\right)}{2 \times \pi \times 10.67(k\Omega) \times 3.3(pF)} = 1872(Hz) \quad (2.27)$$

$$f_2 = \frac{\tan\left(\frac{135^\circ}{2}\right)}{2 \times \pi \times 10.67(k\Omega) \times 3.3(pF)} = 10912(Hz) \quad (2.28)$$

## 2.4 Faasinihkefiltri tagasiside

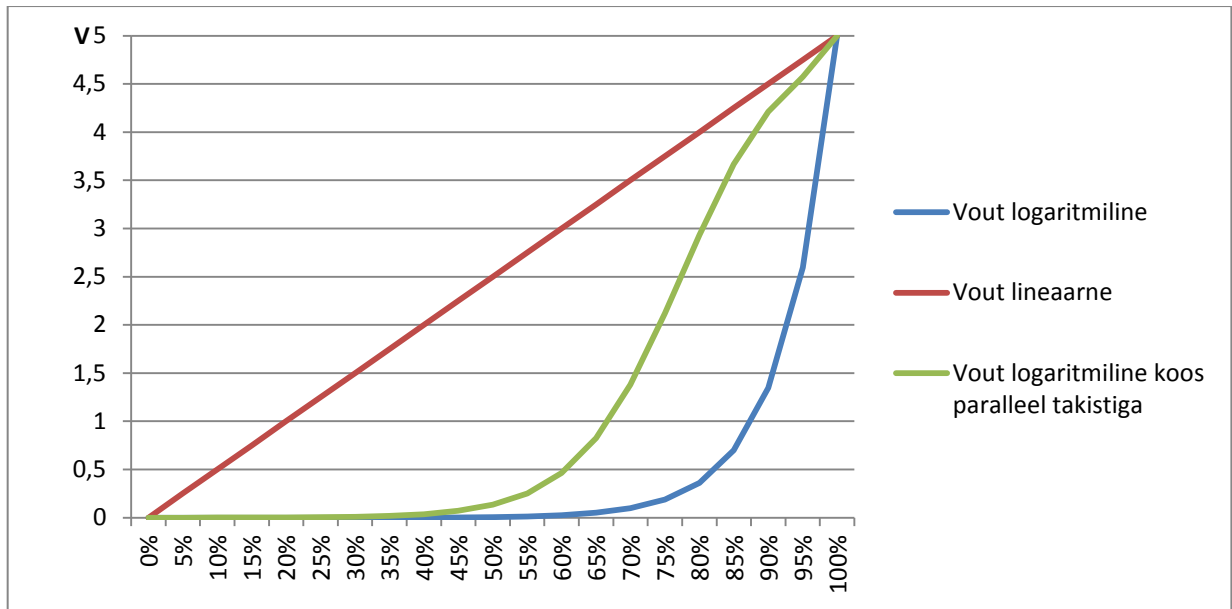


Joonis 2.8 Tagasiside ahel

Joonisel 2.8 on kujutatud tagasiside ahel, mis koosneb 500k $\Omega$  logaritmilisest potentsiomeetrist, kahest 27k $\Omega$  takistist ja kahest 1 $\mu$ F kondensaatorist. Punkt „REGEN“ on ühendatud filtriskeemi IC2b inverteeriva sisendiga (Joonisel 2.3). Ühendus loob tagasiside eelnenud faasinihkefiltrile. Potentsiomeeter ja takisti  $R_p$  näol on tegemist on pingejaguriga, millega määratakse tagasisidestatud signaali amplituud.

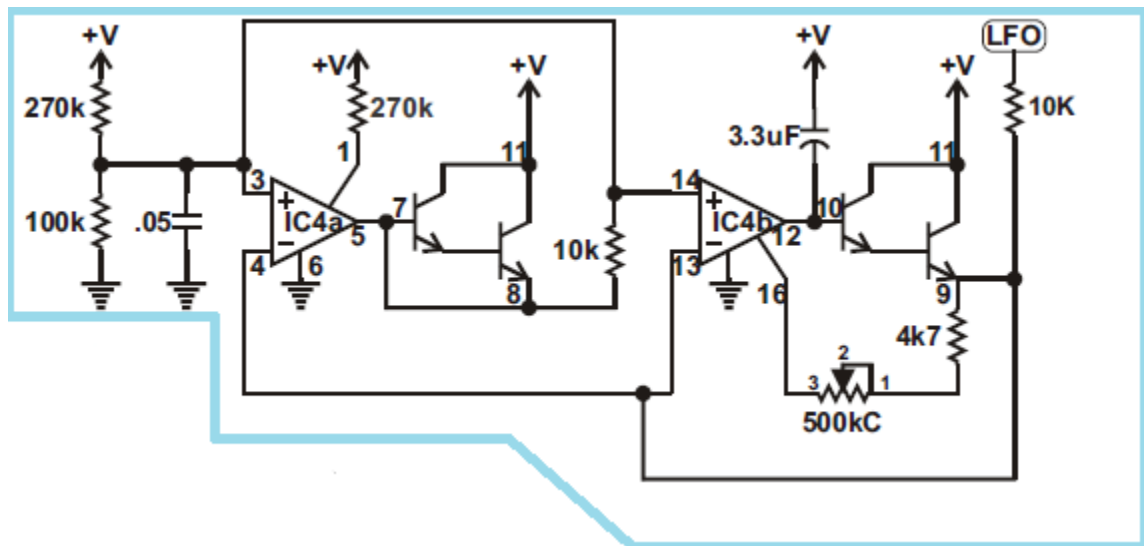
$$V_{out} = \left( \frac{R_{3,2} \parallel R_p}{R_{3,2} \parallel R_p + R_{2,1}} + R_o \right) \times V_{in} = \left( \frac{\frac{R_{3,2} \times R_p}{R_{3,2} + R_p}}{\frac{R_{3,2} \times R_p}{R_{3,2} + R_p} + R_{2,1}} + R_o \right) V_{in} \quad (2.29)$$

Skeemil kasutatud potentsiomeeter on logaritmiline ja väärtusega 500k $\Omega$ , mille ülemise õlaga on paralleelühenduses 27k $\Omega$  takisti. Tulemuseks on moonutatud logaritmiline väljundpinge kõver (Joonisel 2.9). Joonisel 2.9 on sisendpingeks jagurile 5V. Graafikul on võrdluseks lineaarse ja logaritmilise pingejaguri väljund. Punasega on tähistatud pingejaguri käitumine, kui skeemist on eemaldatud  $R_p$  ja potentsiomeeter oleks lineaarne. Sinisega tähistatud juhul on skeemist eemaldatud  $R_p$  ja potentsiomeeter on logaritmiline. Rohelisega on tähistatud pingejaguri väljund, kui skeem on joonisel 2.8 nähtu. Pingejaguri otstele on ühendatud kondensaatorid, mis eemaldavad alaliskomponendi tagasisidest.



Joonis 2.9 Pingejaguri väljund potentsiomeetri asendi muutumisel

## 2.5. Madalsageduslik ostsillaator



Joonis 2.10 Madalsageduslik ostsillaator

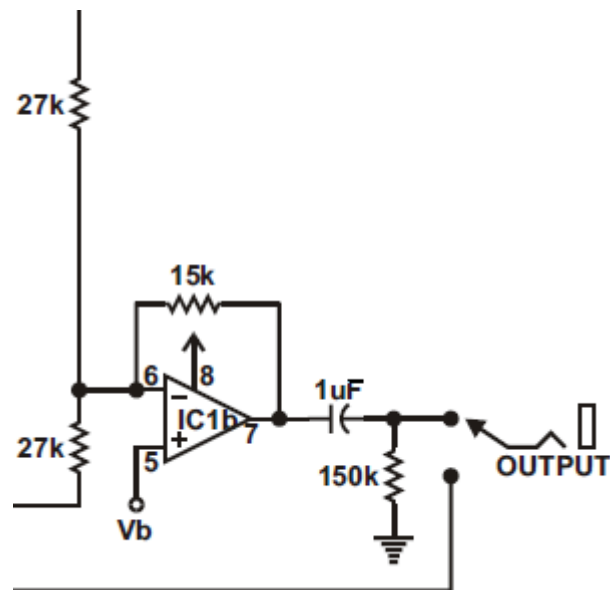
Joonisel 10 on phaseri madalsageduslik ostsillaator. Ostsillaator koosneb kahest OTA'st LM13600, mis koos Darlingtoni transistoridega asetsevad ühel IC'l. Esimese OTA sisendil on ping jagur:

$$V_{out} = V_{in} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = 9(V) \frac{100k(\Omega)}{100k(\Omega) + 270k(\Omega)} = 2.43(V) \quad (2.2530)$$

Valemis 2.30 on väärtusteks  $Z_1$  ja  $Z_2$  vastavalt  $270k\Omega$  ja  $180k\Omega$ . Need takistid on joonisel 2.10 vasakus ääres. Analüüsimaks tööpõhimõtet [ 13 ] vaadeldakse hetke, kus kondensaat, mis on ühendatud punkti 10 on negatiivselt laetud (võrreldes skeemi virtuaalse maaga) ja OTA'de positiivsed

sisendid on lülitunud kõrgele režiimile. OTA'd on mõlemad komparaatori režiimis ning positiivsel tagasiside tõttu IC4a'l, tõuseb IC4a väljundi väärtus nii kõrgele, kui seda lubab  $I_{abc}$ , mille määrab  $270k\Omega$  takisti, mis on ühendatud +9V toitega. Selle tulemusel on IC4b sisend kõrge ja väljund vool on määratud IC4b Darlingtoni väljundisse ühendatud takistiskeemi väljundiga. IC4b väljund vool laeb väljundisse ühendatud kondensaatorit, mille pinge hakkab tõusma ja sellega ka pinge mõlema OTA inverteerival sisendil. Kui pinge neil kasvab samale tasemele mitte inverteeriva sisendiga hakkab IC4a väljund liikuma negatiivses suunas, mis positiivse tagasiside tõttu viib pinge mõlema OTA mitteinvertreerival sisendil negatiivsesse maksimumi. Tegelikuses on pinge positiivne, aga kuna OTA'de toide on 0...9V, siis pinge liigub 0V'le nii lähedale, kui seda lubab IC4a tüürvool  $I_{abc}$ . Nüüd hakkab pinge kondensaatoril langema. Kui pinge OTA'de inverteerivatel sisenditel saab võrdseks mitteinvertreerivate sisendite pingega, taastub skeemi algolek. Esimene OTA genereerib nelinearsignaali, kus mitteinvertreerivasse sisendisse ühendatud kondensaator vähendab kiirust, millega generaator läheb ühest äärmusest teise. Skeemi väljundiks on kolmnurksignaali, mis läbi  $10k\Omega$  takisti tüürib faasinihuti skeemis olevaid OTA'sid. Voolu muutus muudab löikesagedust filtris ja seeläbi väljundis nähtava kammfiltri piide asetust. Oluline on märkida, et eelpool mainitud takisti, väärtusega  $270k\Omega$ , IC4a tüürimis sisendil, määrab kolmnurksignaali amplituudi. Lisaks moonutab kondensaator IC4a sisendis väljund kolmnurga kuju. IC4b tüürvoolu sisendisse ühendatud potentsiomeeter määrab ära tüür voolu ja sellega kondensaatori laadimiskiiruse ning seega kolmnurksignaali sageduse.

## 2.6 Väljund



Joonis 2.11 Phaseri väljund

Väljundis liidetakse audiosisendist tulev signaal filtri läbinud signaaliga. Operatsiooni võimendi mitteinvertreerival sisendil on skeemi virtuaalne maa +4.5V. Tegemist on summeeriva võimendiga [ 14 ]. Kui audio sisendsignaali on samas faasis, on liitsignaali maksimaalselt amplituudiga kaks sisendsignaali amplituudi. Võimendi valik on selline selleks, et phaseri skeemi väljund oleks ligilähedasel tasemel sisendsignaali. Võimendi võimendab sõltuvalt tagasiside ja sisendsignaali takistite suhte järgi ning inverteerib.

$$V_{out} = -\frac{15k(\Omega)}{27k(\Omega)}(V_1 + V_2) = -0.55(5)(V_1 + V_2) \quad (2.31)$$

Phaseri skeemi väljund on veidi võimendatud võrreldes sisendsignaaliga. Operatsioonvõimendile järgneb kõrgpääsfilter, mille lõikesagedus  $f_c$  on:

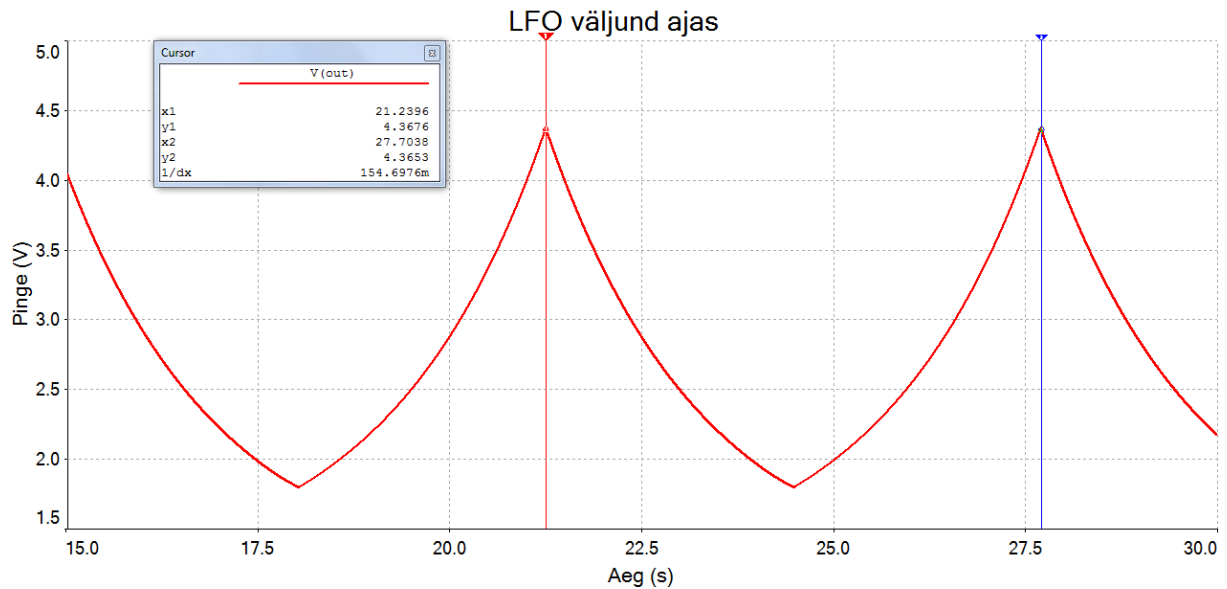
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 10^{-6}(F) \times 150 \times 10^3(\Omega)} = 1.06(Hz) \quad (2.32)$$

Kondensaator C eraldab signaalist alaliskomponendi ja sellega võngub skeemi väljundsignaal null potentsiaali ümber.

### 3. Phaseri skeemi simulatsioon

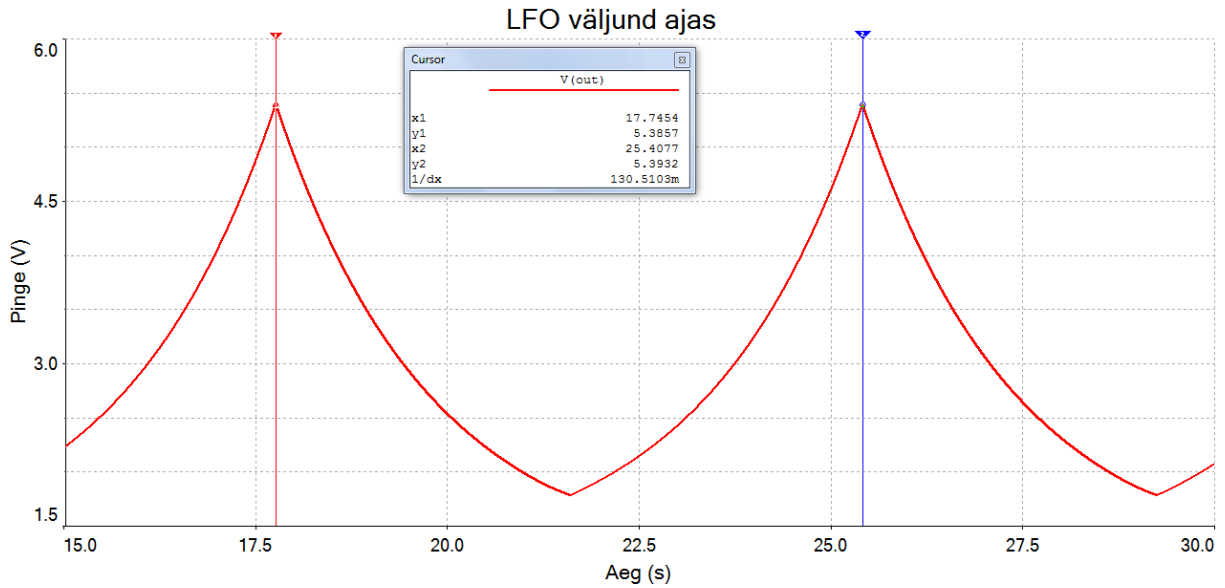
Peatükis simuleeritakse analüüsitud skeemi erinevaid osasid ja vaadatakse, mis juhtub muutes mõnda olulist parameetrit. Järgnevad simulatsioonid on tehtud programmis Multisim 11.0. Simulatsioonide skeemid on leitavad lisades.

#### 3.1 Madalsageduslik ostsillaator



**Joonis 3.1** LFO väljund, kui nelinurksignaali generaatori takisti on  $270\text{k}\Omega$

Joonisel 12 on näha LFO väljundit, kui potentsiomeeter on keeratud äärmusesse, mille korral tüürvool  $I_{abc}$  on minimaalne. X-teljel on aeg ja y-teljel pinge. Kursorite vahelise x-koordinaadi muudu pöördväärtus on võrdne signaali sagedusega, milleks on  $154.7\text{mHz}$ . Signaal ostsilleerib vahemikus  $1.8\text{...}4.4\text{V}$  genereerides faasinihkefiltri tüürvooluks läbi  $10\text{k}\Omega$ 'se takisti  $180\text{...}440\mu\text{A}$ . Suurendades nelinurksignaali generaatori (IC4a) tüürvoolu vähendades selleks vastava takisti väärtust  $270\text{k}\Omega$ 'lt  $180\text{k}\Omega$ 'le saame järgmise graafiku (Joonis 3.2).

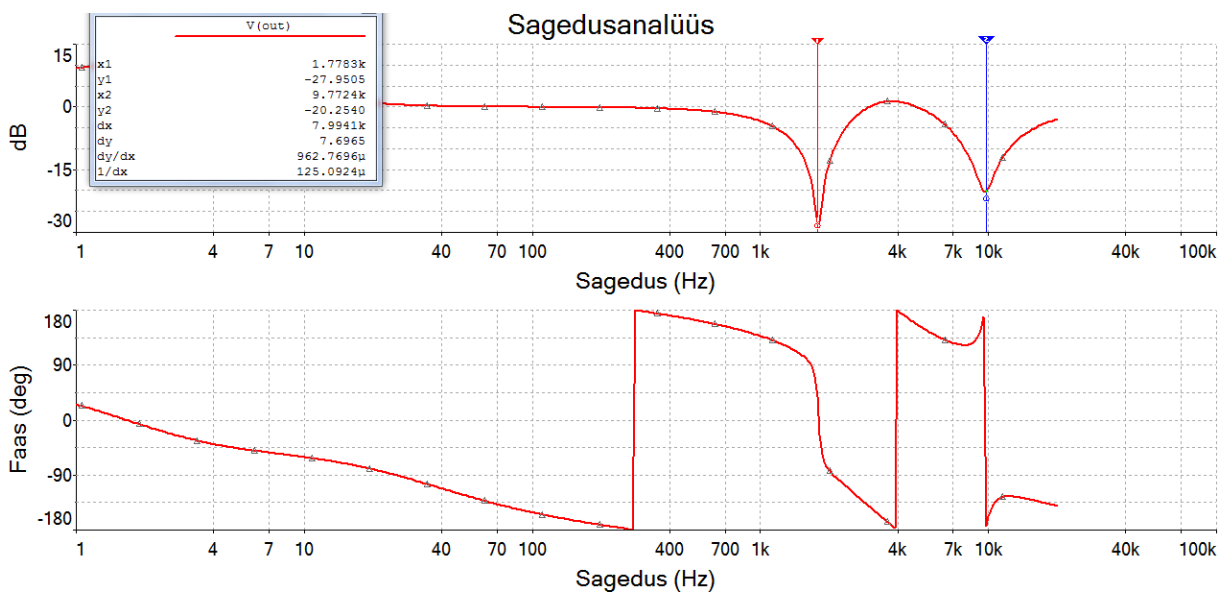


**Joonis 3.2** LFO väljund, kui nelinurksignaali generaatori takisti on  $180\text{k}\Omega$

Ootuspäraselt on muutunud genereeritava signaali miinimum ja maksimum väärtused  $1.8\text{...}5.4\text{V}$ . Tüürvool suurenes ja sellega suurenes ka võimendus. Muutunud on ka signaali sagedus  $154.7\text{mHz}$ 'lt  $130.5\text{mHz}$ 'le, mida oli samuti oodata, sest suurenes IC4b väljundis oleva kondensaatori laadumise aeg. Simulatsioonis on näha ka, et tegemist pole päris kolmnurksignaali ja madalama potentsiaali ümbruses on graafiku puutuja tõus väiksem, kui signaali maksimaalse potentsiaali ümber. Simulatsioonil kasutatud skeem on leitav lisis 2.

### 3.2 Phaseri skeemi väljund

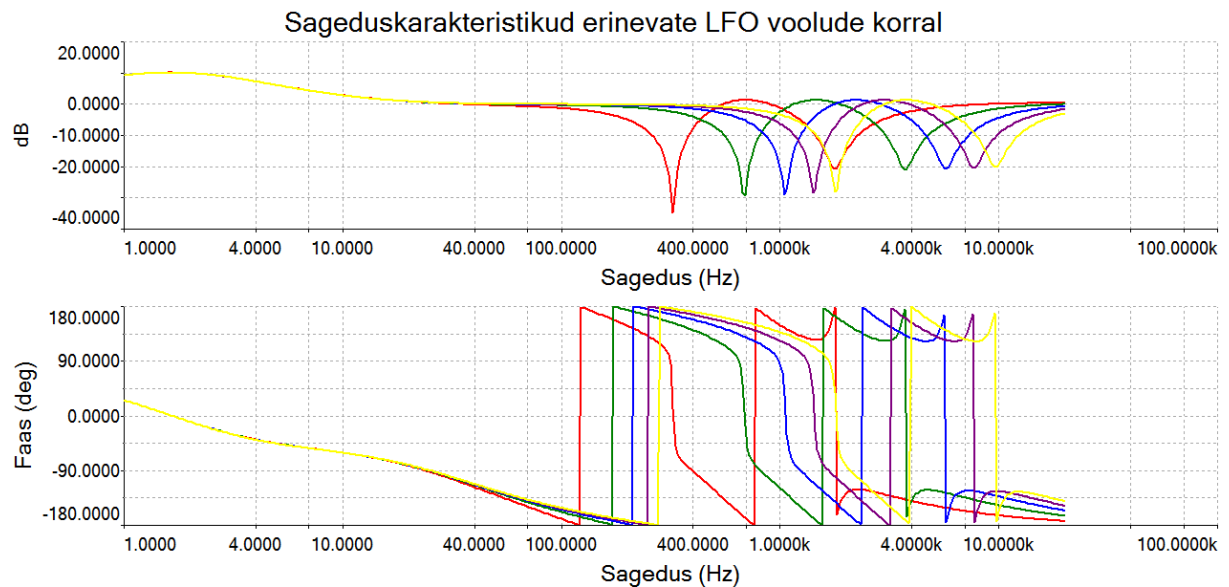
Simuleerimisel vaadeldakse phaseri väljundit, kus on summeeritud sisendsignaali ja faasinihkefiltri poolt modifitseeritud signaal.



**Joonis 3.3** Phaseri sagedusanalüüs



Joonisel 3.3 on kammfilter, kus LFO asemel on fikseeritud tüürvool läbi  $10\text{k}\Omega$  takisti  $I_{abc} = 440\ \mu\text{A}$ . Joonisel on näha, et valitud tüürvoolu juures on kammfiltri esimene pii  $1.8\text{kHz}$  ja teine pii  $9.8\text{kHz}$  juures. Peatükis 2.3 arvatati piide asukohtadeks valemities 2.27 ja 2.28 sagedused  $1872\text{Hz}$  ja  $10912\text{Hz}$ . Arvestades, et simulatsioonis kasutatud tüürvool jaguneb nelja OTA vahel võib öelda, et arvatud ja simuleeritud tulemused langevad veapiires kokku. Seda enam, et mingit mõju simulatsioonile avaldab ka tagasiside. Muutes tüürvoolu muutub ka kammi piide asukoht.

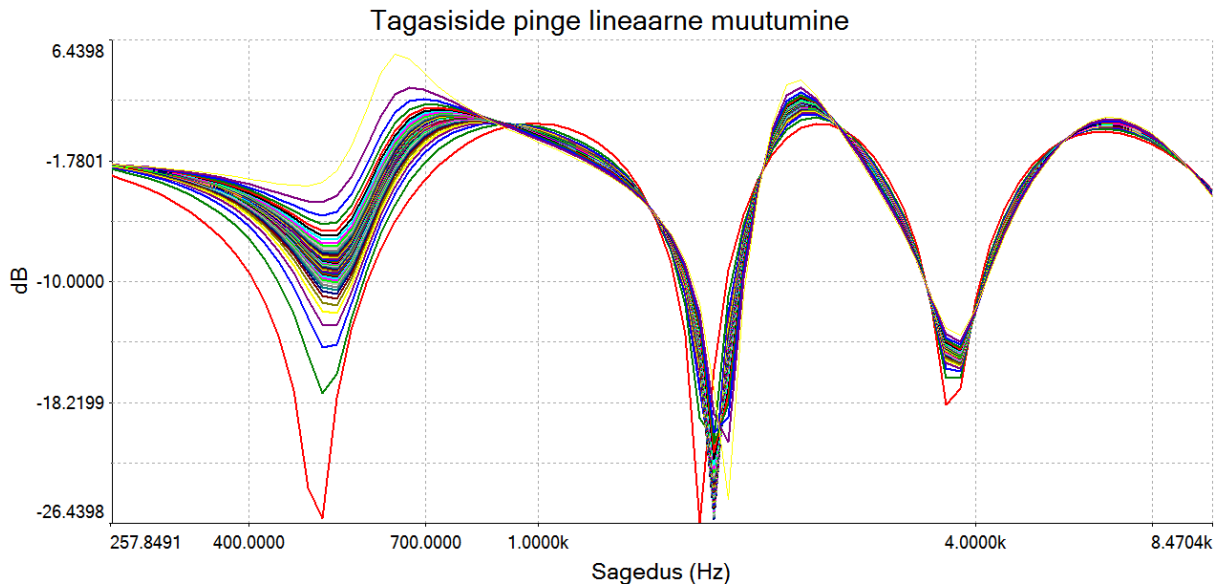


**Joonis 3.4** Phaseri sagedusanalüüs muutes filtri tüürvoolu

Joonisel 3.4 on simulatsiooni graafik, kus tüürvool muutub viie lineaarse sammuga  $180\text{...}440\ \mu\text{A}$ . On näha, et lineaarselt muutes tüürvoolu, ei ole muutused sageduses päris lineaarsed, mis sobib kokku LFO moonutatud kolmnurksignaali. See tähendab, et kamm liigub mööda spektrit võrdlemisi ühtlasel kiirusel. Lisaks on näha ka, et tüürvoolu  $180\ \mu\text{A}$  juures on kammi teine pii  $1.8\text{kHz}$  lähistel, mis kattub esimese pii asukohaga, kui tüürvooluks on  $440\ \mu\text{A}$ . Simulatsioonil kasutatud skeem on välja toodud lisa 3.

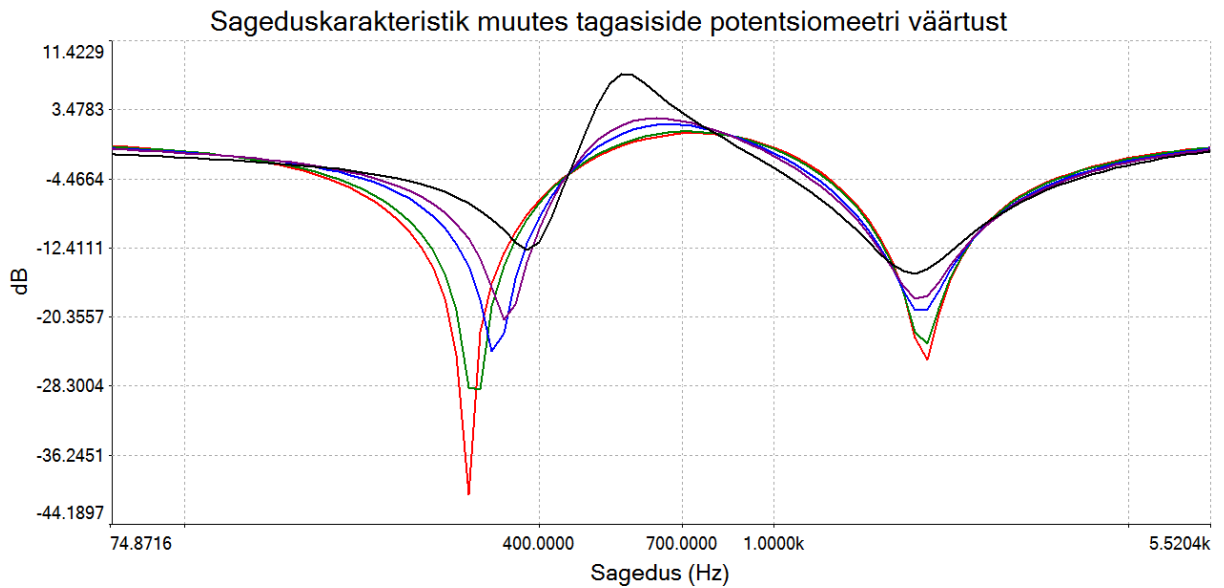
### 3.3 Faasinihkefiltri tagasiside

Joonisel 2.9 on näha potentsiomeetri keeramise mõju tagasiside sügavusele. Potentsiomeetri keeramise alguses muutub väljund pinge väga aeglaselt ja seda kuni potentsiomeeter on keeratud poolele maale. Seejärel hakkab pinge kiirelt kasvama ning viimasel kuuendikul pinge muutumise kiirus taas aeglustub. Simuleerides tagasiside väljund pinge kasvu lineaarselt saame Joonise 3.5.



**Joonis 3.5** Phaseri väljundi sageduskarakteristik

Joonisel 3.5 on näha, et tagasiside sügavuse lineaarsel muutmisel väljund ei muutu lineaarselt. Kui tagasisides oleks lineaarne potentsiomeeter ilma paralleelse takistita, oleks potentsiomeetri kasutajal võrdlemisi raske väljundsignaali sujuvalt muuta. Joonisel 3.6 on kujutatud simulatsiooni väljundi sageduskarakteristik juhul, kus tagasiside skeem vastab eelnevalt uuritud skeemile.



**Joonis 3.6** Phaseri väljundi sageduskarakteristik

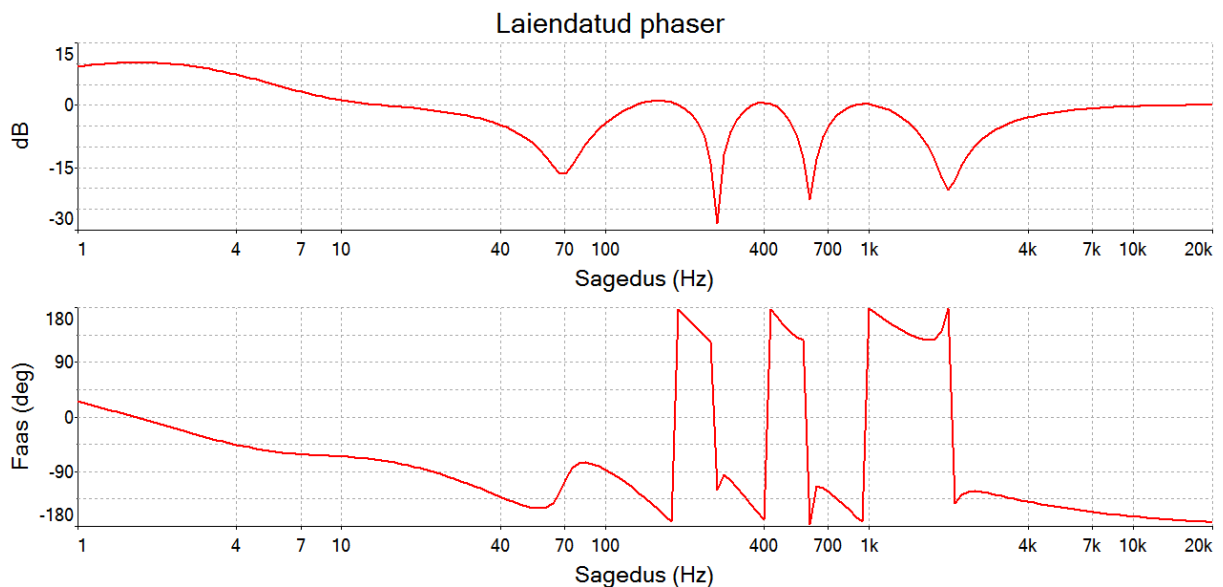
Joonisel 3.6 on näha, et väljundi sageduskarakteristik muutub lineaarsemalt. Nii on tagasiside sügavuse muutus potentsiomeetrit keeravale inimesele kuulda, kui lineaarse lähedane muutus. Lisaks võib Jooniselt 3.6 välja lugeda, et ühes potentsiomeetri äärmuses hakkab phaser ka teatud sagedusi võimendama.

## 4. Phaseri skeemi digitaalne kontroll ja modifikatsioonid

Järgnevalt on tehtud muutusi skeemis, et muuta phaseri väljundit audiosignaali kõla poolest huvitavamaks. Välja on pakutud ka võimalused skeemi digitaalseks juhtimiseks säilitades sealjuures analoogelektronikal põhinev heli modifitseerimise skeem ja sellele omane väljund audiosignaali. Alles peab jääma ka võimalus phasirit kasutaval muusikul käsitsi muuta olulisi parameetreid nagu seda oli algses phaseri skeemis. Väliselt jääb phaser juhitavaks kahe potentsiomeetriga ja ühe lülitiga, kuid sisemiselt juhib phasirit digitaalne kontroll. Kontrollid peab olema juhitav väljaspoolt skeemi arvuti või mõne nutiseadmega. Lisaks vahetatakse vananenud OTA LM13600 välja oma uuema versiooni vastu, milleks on LM13700.

### 4.1 Kammfiltri piide arvu suurendamine

Esimeseks modifikatsiooniks on kammfiltri piide arvu suurendamine. Seda saab teostada lisades faasinihkefiltri skeeme jadamisi olemasolevatele. Kahekordistades faasinihke elementaarskeemide arvu on tulemuseks skeem, mida võib näha lisas 4.



Joonis 4.1 Laiendatud skeemi Bode graafik

Joonisel 4.1 on kujutatud simulatsiooni phaseri sagedusarakteristikust, kui faasinihkefiltrile lisati jadamisi teine samasugune filter. Tulemusena on kammfiltri piide arv kahekordistunud neljale. Sellisel kujul käitub skeem nagu enne ja erinevus on nähtav alles väljundis. Iga lisatud pii muudab heli märgatavalt. Iga järgmine pii satub kõrgemale sagedusele ja lisades veelgi rohkem piisid jäävad need asetsema kõrgematele sagedustele, kui eristab inimkõrv. Selle töö raames piirduakse piide arvu kahekordistamisega.

### 4.2 Madalsagedusliku ostsillaatori digitaalne juhtimine

Skeemis on kasutatud madalsagedusliku ostsillaatorit, mida juhitakse potentsiomeetriga. Reguleerida saab ostsillaatori ostsilleerimis sagedust ja sellega muutub kui kiiresti liiguvad kammipiid

audiosignaali spektris erinevate sageduste vahel. Digitaalseks juhtimiseks on vaja asendada nimetatud potentsiomeeter digitaalselt juhitavaga. Sellisel juhul on võimalik muuta ostsillaatori taktsagedust. Tahtes muuta sagedusvahemiku, mille vahel esimene kammfiltri pii liigub, tuleb muuta peatükis 2.6 mainitud takisti, väärtusega  $270k\Omega$ , väärtust ning seda samuti digitaalselt. Nende takistite juhtimiseks on vaja ka kontrollereid. Kontrolleriaks on valitud ATMEGA32U4-AU [ 15 ] selle madala voolutarbe, vähese nõudlikuse ja kuna see controller on piisav, et antud skeemi juhtida. Antud controller on võimeline impulss laius modulatsiooniks (PWM) ja seeläbi ka võimeline genereerima sobiva kuju ja amplituudiga [ 16 ] juhtsignaali OTA'dele. See tähendab, et madalsagedusliku ostsillaatori osa phaseri skeemis võib asendada sama controlleriga, millega oleks juhitud digitaalselt juhitavaid potentsiomeetreid. Selline asendus tähendab, et kammipiide liikumiskiirus ja liikumisvahemik on digitaalselt juhitavad ning ka ostsillaatori väljundsignaali kuju. Nii on kasutada võimalik ka teistsuguse kujuga juhtsignaale või hoopis ajas muutuvaid signaale. Ilma digitaalse kontrollita nõuaks selline modifikatsioon märkimisväärseid muudatusi skeemis. Sellise juhtimise implementeerimisel, aga kaob võimalus kasutajal käsitsi muuta seadme parameetreid ilma välise nutiseadme abita. Et taastada selline kontroll lisatakse skeemi tagasi analoog potentsiomeeter, mille väärtust mõõdab seesama controller kasutades analoog digitaal muundurit (ADC). Controller loeb potentsiomeetrilt, mis asendis too parasjagu on ja muudab faasinihkefiltri juhtsignaali vastavalt. Nii säilib phaseri kasutaja võimalus enda käega muuta olulisi parameetreid saavutades samaaegselt digitaalse juhtimine.

### 4.3 Digitaalselt juhitav tagasiside

Peatükis 2.4 vaadeldi tagasiside ahelat ja selle tööpõhimõtet. Selles ahelas on phaseri kasutaja poolt juhitav potentsiomeeter, millega määratakse, kui suur osa filtri väljundsignaalist suunatakse tagasi filtri algusesse. Asendades nimetatud potentsiomeeter digitaalselt juhitavaga on skeem muudetud täielikult digitaalselt juhitavaks. Digitaalsete potentsiomeetrite valik ei ole nii mitmekesine, kui analoog potentsiomeetrite oma ja seepärast valiti antud skeemis kasutamiseks  $200k\Omega$  digitaalne potentsiomeeter AD5262 [ 17 ]. Tegemist on lineaarse potentsiomeetriga, mis ei mängi rolli kuna takistuse sammu väärtus on piisavalt väike ja seda juhib eelmises peatükis mainitud controller. Küll, aga on vaja ümber arvutada takisti väärtus  $R_p$ , mis on paralleel ühenduses potentsiomeetri ülemise õlaga. Ülekande väärtus tagasisides sõltub tekiva pingejaguri takistuste suhtes ja seetõttu tuleb vähendada takisti väärtus võrdeliselt potentsiomeetri maksimum väärtuse vähenemisega.

$$R_{p,uus} = \frac{200(k\Omega)}{500(k\Omega)} \times 27(k\Omega) = 10.8(k\Omega) \quad (4.1)$$

Saavutatud on skeemi digitaalne juhtimine, kuid kadunud on võimalus käsitsi juhtida skeemi. Tagasi skeemi tuleb lisada originaalskeemis kasutusel olev  $500k\Omega$  logaritmiline potentsiomeeter ja lasta controlleril lugeda, ka selle väärtust ning kanda see üle sobival kujul kasutatavale digitaalsele potentsiomeetrile.

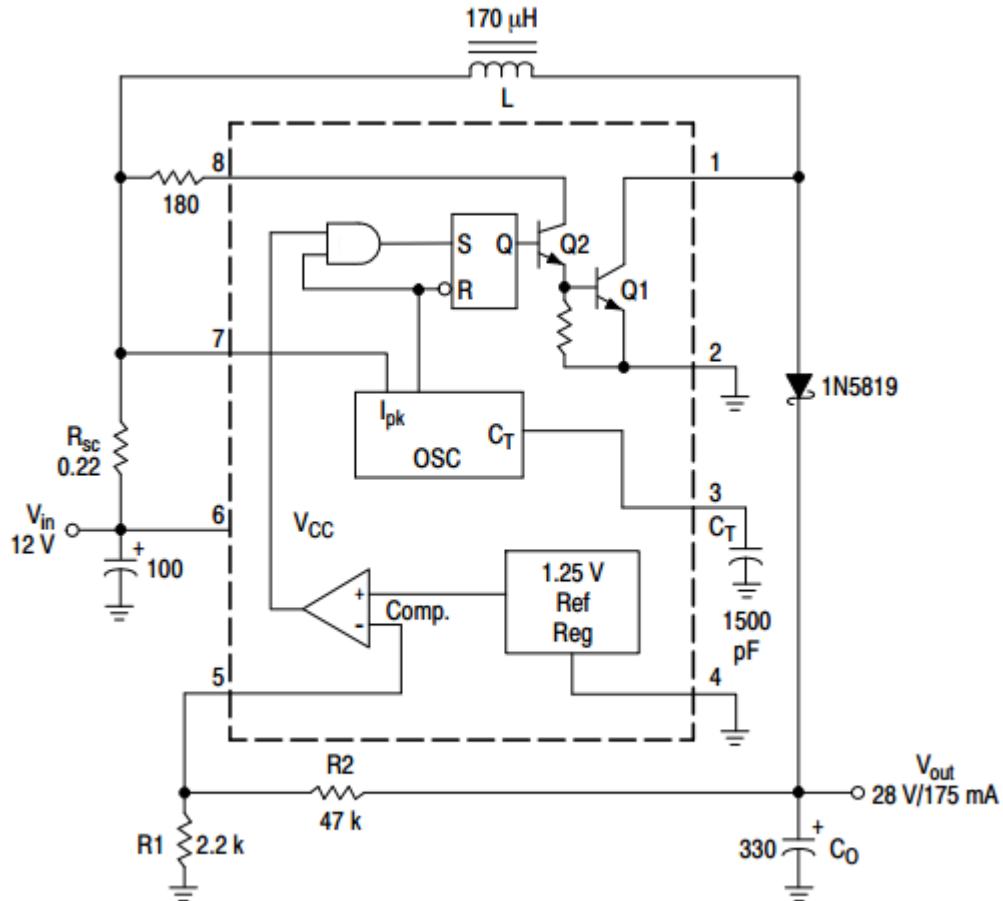
### 4.4 Toite disain

Toiteks saab olema USB-b standard-B pistik [ 18 ], mis annab 5V pinget ja kuni 500mA voolu. See on mõistlik kuna skeemi juhtiv mikrocontroller kasutab 5V toidet ja sama kaablit saab kasutada ka informatsiooni vahetuseks. Pinge 5V tõstetakse MC34063A *step-up* konverteriga 9.5V peale. Pinge 9.5V on kõrgem, kui skeem vajab, aga *step-up* konverterite väljundpinge on mürane ja ei sobi antud skeemiga. Müra eemaldamiseks on skeemis lineaarne pingestabilisaator [ 19 ], mis reguleerib ja silub toite pingega 9.5V phaseri jaoks sobiva pingega 9V peale. Toite skeemi koostamise jaoks on vaja teada laiendatud phaseri skeemi voolutarvet. Ühendades Multisimi simulatsiooni ampermeeter toite juurde

näitab ampermeeter voolutarvet 7.7mA, mis sobib kokku teiste phaserite voolutarvetega [ 20 ]. Toite disaini juures tuleb jätta mõistlik varu ja antud juhul peaks piisama 20mA toite voolust. MC34063A spetsifikatsioonide [ 21 ] abil saab vähese vaevaga vastava pingestabilisaatori disainida. Järgnev arvutuskäik põhineb spetsifikatsioonides antud valemiteel, mis on nähtavad joonisel 4.x.

Calculation	Step-Up
$t_{on}/t_{off}$	$\frac{V_{out} + V_F - V_{in(min)}}{V_{in(min)} - V_{sat}}$
$(t_{on} + t_{off})$	$\frac{1}{f}$
$t_{off}$	$\frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1}$
$t_{on}$	$(t_{on} + t_{off}) - t_{off}$
$C_T$	$4.0 \times 10^{-5} t_{on}$
$I_{pk( switch )}$	$2I_{out(max)} \left( \frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right)$
$R_{sc}$	$0.3/I_{pk( switch )}$
$L_{(min)}$	$\left( \frac{(V_{in(min)} - V_{sat})}{I_{pk( switch )}} \right) t_{on(max)}$
$C_O$	$9 \frac{I_{out} t_{on}}{V_{ripple(pp)}}$

Joonis 4.2 MC34063A konverteri skeemi arvutuste tabel [ 21 ]



Joonis 4.3 MC34063A *step-up* konverteri näidisskeem spetsifikatsioonidest [ 21 ]

Esimese asjana tuleb arvutada transistori avatud ja suletud olekus olemise suhe.

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_{out} + V_F - V_{in,min}}{V_{in,min} - V_{sat}} = \frac{9.5(V) + 0.3(V) - 4.5(V)}{4.5(V) - 0.5(V)} = 1.325 \quad (4.2)$$

Valemis 4.2  $V_{out}$  on soovitud väljundpinge. Tähistusega  $V_F$  on valemis tähistatud pingelang skeemis kasutataval Schottky diodidil. Diod tuleb ise valida ja selle spetsifikatsioonidest vaadata, milline pingelang valemisse sobib. Valituks osutub diod B220/A [ 22 ] ja pingelang sellel on 0.3V 100mA'se voolu juures. Olgugi, et väljund vooluks on valitud 20mA tuleb arvestada, et lülitamisel satub diodile induktori tõttu ka kõrgemaid voolu impulsse. Voolu impulsi tegelik maksimum arvutatakse hiljem ja antud valemi tarbeks kasutame hinnangulist väärtust. Kui ilmneb, et hinnang on kaugel tegelikusest tuleb hiljem tagasi tulla ja korrektse väärtusega uuesti arvutada. Märkida tuleb ka, et antud pingelang ei avalda valemi tulemusele väga suurt mõju. Pinge  $V_{in,min}$  on sisendpinge miinimum väärtus, mis USB toitepinge  $5V \pm 10\%$  korral on 4.5V. Viimane valemi liige  $V_{sat}$  tähistab väljundlülitit, milleks on transistor, lülitamis pinget, mis on leitav MC34063A spetsifikatsioonidest. Antud juhul on väärtuseks 0.45V, mis valemis 4.2 on ümardatud 0.5V'ks. Järgmisena leitakse transistori avatud ja suletud olemise aja summa.

$$(t_{on} + t_{off}) = \frac{1}{f} = \frac{1}{100(kHz)} = 0.01(mS) = 10(\mu S) \quad (4.3)$$

Valemis sagedus  $f$  on sagedus, millel transistor lülitama hakkab. Antud juhul on mõistlik kasutada maksimaalset võimaliku sagedust, sest see tähendab väiksemat induktorit skeemis. MC34063A maksimaalne töösagedus on 100kHz. Järgmisena leitakse  $t_{off}$  ja  $t_{on}$ , mis on leitavad eelnevalt leitud väärtuste kaudu.

$$t_{off} = \frac{(t_{on} + t_{off})}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1} = \frac{10(\mu S)}{1.325 + 1} = 4.3(\mu S) \quad (4.4)$$

$$t_{on} = (t_{on} + t_{off}) - t_{off} = 10(\mu S) - 4.3(\mu S) = 5.7(\mu S) \quad (4.5)$$

Kondensaatori  $C_t$  väärtus määrab MC34063A töösageduse. Sageduse 100kHz saamiseks tuleb valida kondensaator valemi 4.6 alusel.

$$C_t = 4.0 \times 10^{-5} \times t_{on} = 4.0 \times 10^{-5} \times 5.7(\mu S) = 228(pF) \quad (4.6)$$

Diiodile langev maksimum vool on leitav valemiga 4.7.

$$I_{pk} = 2 \times I_{out,max} \times \left( \frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right) = 2 \times 20(mA) \times (1.325 + 1) = 0.093(A) \quad (4.7)$$

Valemi 4.7 tulemus annab maksimum voolu impulssiks 0.093A, mis on väga lähedal pakutud voolule ja seetõttu, midagi ümber arvutama ei pea. Järgmine valem tabelis annab väärtuse takistile  $R_{sc}$  joonisel 4.3.

$$R_{sc} = \frac{0.3}{I_{pk}} = \frac{0.3}{0.093(A)} = 3.23(\Omega) \quad (4.8)$$

Arvutada on veel induktori  $L$  ja väljund kondensaatori  $C_o$  väärtused.

$$L_{min} = \left( \frac{V_{in,min} - V_{sat}}{I_{pk}} \right) \times t_{on} = \left( \frac{4.5(V) - 0.5(V)}{0.093(A)} \right) \times 5.7(\mu S) = 245(\mu H) \quad (4.9)$$

$$C_o = 9 \times \left( \frac{I_{out} \times t_{on}}{V_{ripple}} \right) = 9 \times \left( \frac{20(mA) \times 5.7(\mu S)}{20(mV)} \right) = 51(\mu F) \quad (4.10)$$

Väärtus  $V_{ripple}$  on lülitamisel tekkiva müra kahekordne amplituud väärtus. See väärtus tuleb ise valida. Sellised impulssid ei sobi phaseri toitesse ja seepärast tuleb kasutusele võtta lineaarne pingestabilisaator. Enne, kui saab toidet parandama hakkata on vaja arvutada takisti väärtused, mis määravad väljundpinge. Selleks on spetsifikatsioonides [ 21 ] väljundpinge  $V_{out}$  valem.

$$|V_{out}| = 1.25(V) \times \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.11)$$

Valemist 4.11 saame leida takistite suhte.

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{|V_{out}|}{1.25} - 1 = \frac{9(V)}{1.25(V)} - 1 = 6.2 \quad (4.12)$$

Valides ühe takisti saab arvutada teise takisti. Kasutada võib näiteks 10kΩ ja 62kΩ takisteid. Komponendid, mida ei ole arvutustes kajastatud jäävad samade väärtustega, mis on toodud joonisel 4.3. Järgmine samm on valida regulaator, mida kasutada. Valiku aluseks on komponendi väimalikult väike müra läbilase sisendist väljundisse. Käesolevas töös vaadeldakse lineaarset pingestabilisaatorit LP38798 [ 23 ]. Valitud komponendi spetsifikatsioonidest leiame soovitud komponentide valikule ja ise arvutada tuleb vaid takistite väärtused, mis määravad väljundpinge.

$$R_1 = R_2 \times \left( \frac{V_{out}}{V_{FB}} - 1 \right) \quad (4.13)$$

Võrduses 4.12  $V_{out}$  on soovitud väljund pinge, mis antud juhul on 9V ja  $V_{FB}$  on tagasiside pinge, mis on spetsifikatsioonide järgi 1.2V.

$$R_1 = R_2 \times \left( \frac{9(V)}{1.2(V)} - 1 \right) = R_2 \times 6.5 \quad (4.14)$$

Takisti  $R_2$  väärtus peab jääma vahemiku 12.9k...100kΩ. Valides  $R_2$  väärtuseks 14kΩ saame  $R_1$  väärtuseks 91kΩ. Sellega on arvatud kõikide tarvilike komponentide parameetrid.



## Kokkuvõte

Käesolevas töös mõtestati lahti phaserite tööpõhimõte „Ross“ nimelise phaseri alusel ning analüüsiti valitud skeemi. Ilmnes, et phaser on efekt, mis rakendab kammfiltrit sisendaudiosignaalile nii, et väljavalitud filtreeritav sagedus pidevalt muutub ning millel on võimalik juhtida filtreeritava sageduse muutumiskiirust. Kammfilter saavutatakse kasutades faasinihke filtrit ning liites selle väljund originaal audiosignaaliga. Arvutati skeemile olulisi parameetrid ja kontrolliti arvutuste tulemusi skeemi simuleerides. Leiti, et skeemi olulisi parameetreid on võimalik juhtida digitaalselt nii, et säilib ka esialgne käsitsi juhtimise võimalus. Skeemi madalsageduslik ostsillaator on võimalik täielikult asendada mikrokontrolleriga, mis loob uusi võimalusi skeemi juhtimiseks algselt fikseeritud parameetrite kontrolli näol. Disainiti uus toiteskeem, mis toidaks ka mikrokontrollerit ja oleks võimeline andmesideks välise nutiseadmega.

## Kasutatud kirjandus

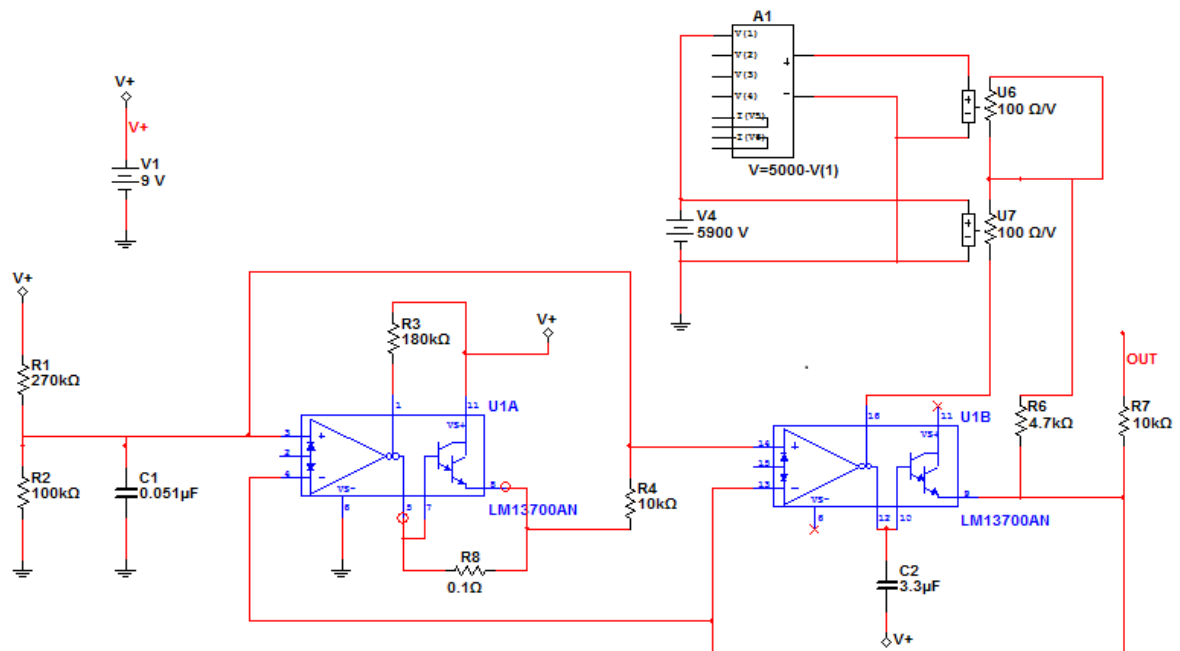
1. The technology of phase shifters and flangers. *Geofex*.  
[http://www.geofex.com/Article\\_Folders/phasers/phase.html](http://www.geofex.com/Article_Folders/phasers/phase.html). (06.06.2015)
2. Operational transconductance amplifier. *Wikipedia*.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Operational\\_transconductance\\_amplifier](http://en.wikipedia.org/wiki/Operational_transconductance_amplifier). (06.06.2015)
3. Peña F, Burnside M. *Tonepad*. <http://www.tonepad.com/getFileInfo.asp?id=99>. (01.06.2015)
4. Ross K. Bypass capacitors. *Seattlerobotics*.  
<http://www.seattlerobotics.org/encoder/jun97/basics.html>. Accessed June 7, 2015.
5. Semiconductor N. February 1995.  
<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/nationalsemiconductor/DS007980.PDF>. (01.06.2015)
6. Millman theorem. *Wikipedia*. [http://en.wikipedia.org/wiki/Millman%27s\\_theorem](http://en.wikipedia.org/wiki/Millman%27s_theorem). (01.06.2015)
7. MXR Phase 90 analysis. *ElectroSmash*. <http://www.electrosmash.com/mxr-phase90>.  
(06.06.2015)
8. Transfer function. *Wikipedia*. [http://en.wikipedia.org/wiki/Transfer\\_function](http://en.wikipedia.org/wiki/Transfer_function). (01.06.2015)
9. Zumbahlen L. Phase Response in Active Filters. *Analog Devices, Inc website*.  
[http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/43-09/active\\_filters.html](http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/43-09/active_filters.html). (01.06.2015)
10. Superposition princible. *Wikipedia*. [http://en.wikipedia.org/wiki/Superposition\\_principle](http://en.wikipedia.org/wiki/Superposition_principle).  
(01.06.2015)
11. All-pass filter. *Wikipedia*. [http://en.wikipedia.org/wiki/All-pass\\_filter](http://en.wikipedia.org/wiki/All-pass_filter). (01.06.2015)
12. LM13600. *Alldatasheet*. <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/8638/NSC/LM13600.html>. (01.06.2015)
13. Marston R. Understanding and using 'OTA' Op-Amp IC's. *Nutsvolts magazine*. May 2003.  
[http://www.nutsvolts.com/uploads/magazine\\_downloads/11/May%202003%20Ray%20Marston%20-%20Understanding%20And%20Using%20OTA%20OP-Amps.pdf](http://www.nutsvolts.com/uploads/magazine_downloads/11/May%202003%20Ray%20Marston%20-%20Understanding%20And%20Using%20OTA%20OP-Amps.pdf). (01.06.2015)
14. Operational amplifier applications. *Wikipedia*.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Operational\\_amplifier\\_applications#Summing\\_amplifier](http://en.wikipedia.org/wiki/Operational_amplifier_applications#Summing_amplifier).  
(01.06.2015)
15. ATMEGA32U. *Atmel*. <http://www.atmel.com/images/7766s.pdf>. (06.06.2015)
16. PWM DAC. *Open Music Lab*. <http://www.openmusiclabs.com/learning/digital/pwm-dac/>.  
(06.06.2015)
17. AD5262. *Farnell*. <http://www.farnell.com/datasheets/686036.pdf>. (06.06.2015)
18. USB. *Wikipedia*. <http://en.wikipedia.org/wiki/USB#Power>. (01.06.2015)
19. Linear regulator. *Wikipedia*. [http://en.wikipedia.org/wiki/Linear\\_regulator](http://en.wikipedia.org/wiki/Linear_regulator). (07.06.2015)
20. Foorum. *Harmony central*. <http://www.harmonycentral.com/forum/forum/guitar/acapella-29/1687263->. (07.06.2015)
21. Datasheet MC34063A. *On smeiconductor*. 2010.  
[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/MC34063A-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC34063A-D.PDF). (01.06.2015)
22. B220/A. *Diodes incorporated*. <http://www.diodes.com/datasheets/ds13004.pdf>. (07.06.2015)
23. LP38798. *Texas Instruments*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp38798.pdf>. (06.06.2015)

## Lisad

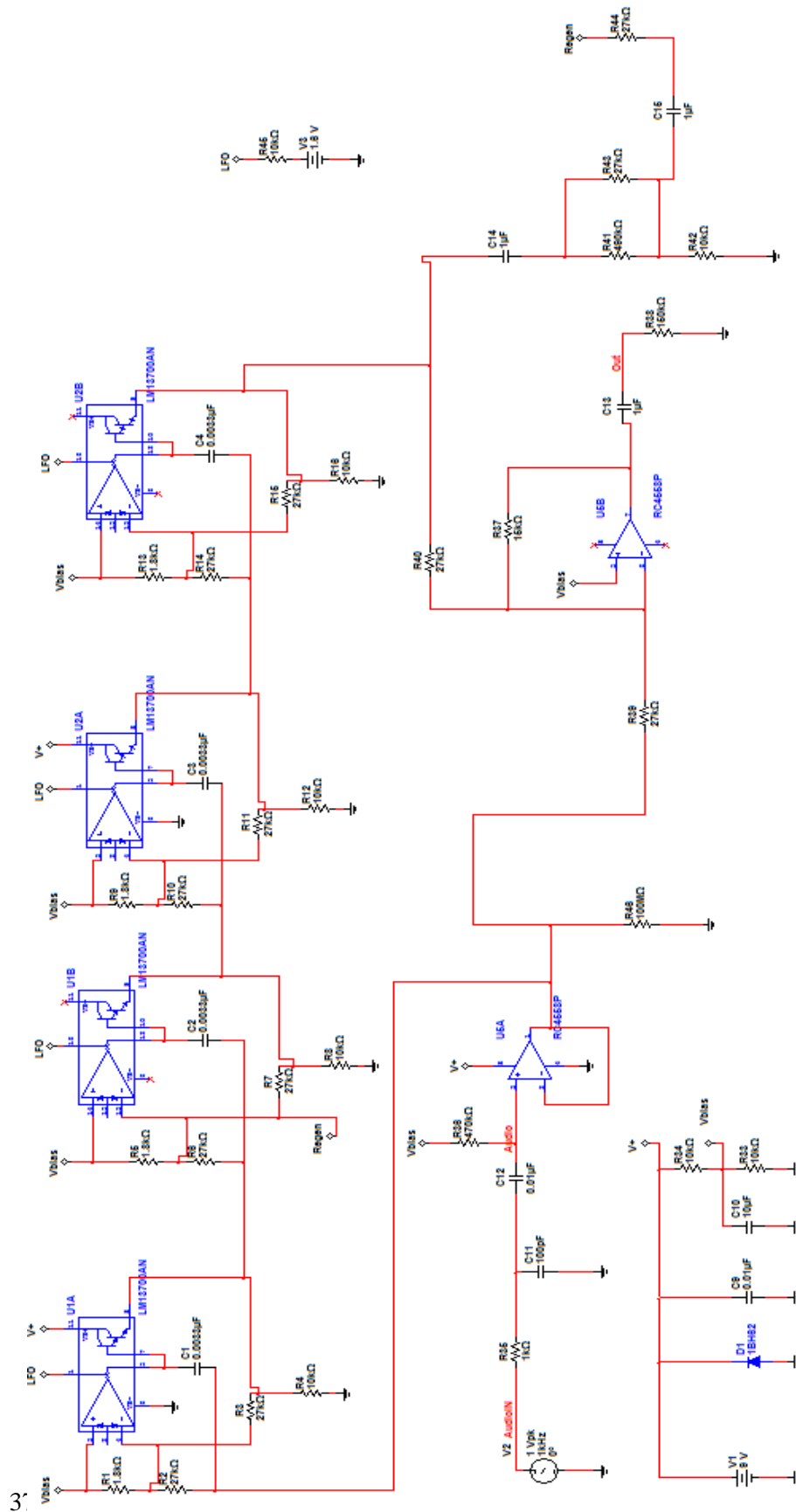
### Lisa 1. Exceli tabel millega arvutati tagasiside graafikud

R3(Ohm)	Log pot	Lin pot	R2_lin	R2_log	R2//R3	Vout log	Vout lin	Vout log//R3
27000	1	0	500000	499999	25616,7	0,00001	0	0,00019518
R(Ohm)	1,9272964	25000	475000	499998	25616,7	1,9273E-05	0,25	0,00037615
500000	3,7144712	50000	450000	499996	25616,7	3,7145E-05	0,5	0,0007249
In(V)	7,1588869	75000	425000	499993	25616,7	7,1589E-05	0,75	0,00139692
5	13,797297	100000	400000	499986	25616,7	0,00013797	1	0,00269158
	26,591479	125000	375000	499973	25616,6	0,00026591	1,25	0,00518489
	51,249662	150000	350000	499949	25616,6	0,0005125	1,5	0,00998325
	98,773286	175000	325000	499901	25616,4	0,00098773	1,75	0,01920522
	190,36539	200000	300000	499810	25616,2	0,00190365	2	0,03688313
	366,89053	225000	275000	499633	25615,7	0,00366891	2,25	0,07060305
	707,10678	250000	250000	499293	25614,8	0,00707107	2,5	0,13431886
	1362,8043	275000	225000	498637	25613,1	0,01362804	2,75	0,25259649
	2626,5278	300000	200000	497373	25609,8	0,02626528	3	0,46509777
	5062,0975	325000	175000	494938	25603,3	0,05062097	3,25	0,82537662
	9756,162	350000	150000	490244	25590,6	0,09756162	3,5	1,3800642
	18803,015	375000	125000	481197	25565,5	0,18803015	3,75	2,11895847
	36238,983	400000	100000	463761	25514,6	0,36238983	4	2,93416264
	69843,26	425000	75000	430157	25405,4	0,6984326	4,25	3,66636595
	134608,66	450000	50000	365391	25142,2	1,34608661	4,5	4,21308196
	259430,78	475000	25000	240569	24275,5	2,59430782	4,75	4,57217243
	500000	500000	0	0	0	5	5	5

## Lisa 2. LFO skeem multisimis



### Lisa 3. Multisimi skeemi simulatsiooni originaalskeemist



## Lisa 4. Multisimi skeem modifitseeritud skeemist

