

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL  
Infotehnoloogia teaduskond  
Thomas Johann Seebecki elektroonikainstituut

IE70LT

Jüri Pino 153412IVEM

# **ANALOOGKORRUTIL PÕHINEV IMPEDANTSIANALÜSAATOR**

magistritöö

Juhendaja: professor Olev  
Märtens

Tallinn 2017

## **Autorideklaratsioon**

Kinnitan, et olen koostanud antud lõputöö iseseisvalt ning seda ei ole kellegi teise poolt varem kaitsmisele esitatud. Kõik töö koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on töös viidatud.

Autor: Jüri Pino

12.05.2017

## **Annotatsioon**

Töö eesmärgiks oli koostada seade impedantsi määramiseks. Esimeses osas on üldjoontes on tutvustatud impedantsi määramise põhilisi meetodeid ja lühidalt võrreldud saadaolevate seadmete tähtsamaid mõõteparameetreid. Teises, mahukamas pooles on kirjeldatud koostatavat mõõteseadet üldjoontes, skeemina ja plaadina.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 93 leheküljel, 7 peatükki, 48 joonist, 7 tabelit.

## **Abstract**

### **Analog multiplier based impedance analyzer**

The purpose of the work was to create an impedance analyzer. In the first part of the work, the methods of measuring impedance are introduced, after which the parameters of available analyzers are briefly compared. In the second half of the work, an implementation of an impedance analyzer is described in general terms and on the schematic level, and a circuit board is also constructed.

The thesis is in Estonian and contains 93 pages of text, 7 chapters, 48 figures, 7 tables.

## Lühendite ja mõistete sõnastik

<i>ADC</i>	<i>Analog Digital Converter</i> , analoog-digitaal muundur
<i>CPLD</i>	<i>Complex Programmable Logic Device</i> , programmeeritav loogikamassiv
<i>DAC</i>	<i>Digital-Analog Converter</i> , digitaal-analoog muundur
<i>DAQ</i>	<i>Data Acquisition</i> , andmehõive
<i>DDS</i>	<i>Direct Digital Synthesis</i> , otsene digitaalsüntees
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i> , signaaliprotsessor
<i>ENB</i>	<i>Equivalent Noise Bandwidth</i> , võrdne müra ribalaius
<i>ESD</i>	<i>ElectroStatic Discharge</i> , elektrostaatiline lahendus
<i>ESR</i>	<i>Equivalent Series Resistance</i> , ekvivalentne järjestiktakistus
<i>FPGA</i>	<i>Field Programmable Gate Array</i> , kasutaja poolt programmeeritavad maatriksstruktuur
<i>GPIO</i>	<i>General Purpose Input/Output</i> , üldotstarbeline sisend/väljund
<i>LDO</i>	<i>Low DropOut (regulator)</i> , madala pingelanguga lineaarregulaator
<i>LVDS</i>	<i>Low Voltage Differential Signaling</i> , madalpinge diferentsiaalsignaliseerimine
<i>PCB</i>	<i>Printed Circuit Board</i> , trükkplaat
<i>PGA</i>	<i>Programmable Gain Amplifier</i> , programmeeritava võimendusteguriga võimendi
<i>VGA</i>	<i>Variable Gain Amplifier</i> , muudetava võimendusteguriga võimendi
<i>SPI</i>	<i>Serial Peripheral Interface</i> , järjestikperifeerialiides
<i>SMD</i>	<i>Surface Mount Device</i> , pindmontaažikomponent
<i>SWD</i>	<i>Serial Wire Debug</i> , järjestikjuhtme silur
<i>USB</i>	<i>Universal Serial Bus</i> , universaalse järjestiksiin

# Sisukord

1 Sissejuhatus.....	12
2 Impedants ja selle mõõtmine.....	14
2.1 Mis on impedantsianalüsaator.....	14
2.2 Impedantsianalüsaatori kasutusala.....	15
2.3 Mõõtemetodid.....	16
2.3.1 Sildskeem.....	16
2.3.2 Resonants.....	17
2.3.3 Pinge-voolu.....	18
2.3.4 Elektriahelaanalüüs.....	19
2.3.5 Isebalansseeriv sild.....	20
2.4 Kõrgsagedusliku signaali muundamine madalamale sagedusele.....	21
2.4.1 Alavõendamine.....	21
2.4.2 FFT vahesagedusega.....	21
2.4.3 Reaal- ja imaginaarosa mõõtmine.....	22
2.4.4 Sünkroondetekteerimine.....	23
3 Tehnikatase.....	24
3.1 Tööstuslikud lahendused.....	24
3.1.1 Keysight E4990A.....	24
3.1.2 Wayne-Kerr 6500B.....	24
3.1.3 Zahner Zennium X/pro.....	25
3.1.4 Sciospec ISX-3.....	25
3.1.5 Sinephase Model 16777k.....	25
3.2 Akadeemilised lahendused.....	25
3.2.1 Madala impedantsiga objektide spektrianalüsaator.....	26
3.2.2 Portatiivne elektromehaanilise impedantsi analüsaator.....	26
3.2.3 AD5933 mikroskeemil põhinev impedantsimõõtesüsteem.....	26
3.3 Järeldused.....	26
4 Seadme tööpõhimõte.....	27

4.1 Mõõtealgoritm.....	28
4.1.1 Korruti väljund.....	31
4.2 Müraarvutused.....	36
4.2.1 Mürasimulatsioonid.....	40
4.2.2 Korruti ebatäpsused.....	41
5 Prototüübi konstruktsioon.....	50
5.1 Üldised märkmed.....	51
5.1.1 Jootepiirkondade asetus.....	51
5.1.2 Takistite valik.....	51
5.1.3 Operatsioonvõimendi.....	52
5.1.4 Kondensaatorid.....	53
5.1.5 Plaadi ehitus.....	54
5.2 Toide.....	54
5.2.1 +5V analoogtoide.....	56
5.2.2 -5V analoogtoide.....	58
5.2.3 +3.3V digitaaltoide.....	58
5.3 Juhtimine.....	61
5.3.1 Mikrokontroller.....	61
5.3.2 USB ühendus.....	62
5.3.3 Programmeerimine.....	63
5.4 Ergutus.....	65
5.5 DDS.....	67
5.5.1 Taktsignaali.....	70
5.5.2 Väljundfiltrid.....	71
5.6 Temperatuurikompensatsioon.....	73
5.7 ADC.....	74
5.7.1 Digitaalsisendite sobitamine.....	75
5.7.2 Puhver.....	78
5.8 Analoogsisendid.....	80
5.8.1 ESD kaitse.....	80
5.8.2 Sisendpuhver.....	81
5.8.3 Võimendus.....	82
5.9 Korruti.....	84

5.9.1 Filter/integraator.....	86
5.10 Trükkplaat.....	88
6 Perspektiiv.....	92
7 Kokkuvõte.....	93
Kasutatud kirjandus.....	94
Lisa 1 – Katseplaadi täisskeem.....	97
Lisa 2 – Katseplaadi tootmisnimekiri.....	105



## Jooniste loetelu

Joonis 1: Impedantsi mõõtmine sillaga [11].....	17
Joonis 2: Resonantsmeetodi skeem [11].....	18
Joonis 3: Pinge-voolu mõõtmise skeem[11].....	18
Joonis 4: Ahelaanalüüsiga mõõtmine[11].....	19
Joonis 5: Isebalansseeriv sild [12].....	20
Joonis 6: Impedantsi mõõtmine vahesagedusega FFT abil[15].....	21
Joonis 7: Integreerimine reaali- ja imaginaariosaks[18].....	22
Joonis 8: Südamerütmi mõõtmine sünkroondetektsiooniga mõõdetud impedantsi kaudu[19].....	23
Joonis 9: Seadme lihtsustatud skeem.....	27
Joonis 10: Nulliotsimise algoritm.....	29
Joonis 11: Mõõtmine imaginaar- ja reaalsosa meetodil.....	30
Joonis 12: Kahe võrdse amplituudiga samas faasis siinussignaali korrutis.....	31
Joonis 13: Võrdse amplituudiga samas faasis siinussignaali ja nelinurklaine korrutis. .	32
Joonis 14: Alaldatud signaalide erinevus üle 360 kraadi faasivahe nelinurktugisignaali korral.....	33
Joonis 15: Alaliskomponentide erinevus üle 360 kraadi faasivahe siinustugisignaali korral.....	34
Joonis 16: Simuleeritud korruti väljundpinge 1V sisendamplituudide korral.....	45
Joonis 17: Mõõdetud korruti väljundpinge 1V sisendamplituudide korral.....	47
Joonis 18: Korruti väljundi viga ideaalse korrutiga võrreldes sagedusel 1kHz.....	48
Joonis 19: Korruti väljundi viga ideaalse korrutiga võrreldes sagedusel 500kHz.....	48
Joonis 20: Simuleeritud korruti täisskaalale taandatud viga 0,5V X-sisendi juures.....	49
Joonis 21: $ Z /R$ MCT 0603 takistiseeriale[36].....	52
Joonis 22: C4532X7R1C336M250KC ESR graafik [39].....	53
Joonis 23: Trükkplaadi ülesehitus.....	54
Joonis 24: +5V regulaatori skeem.....	57
Joonis 25: +3,3V toiteregulaator.....	57

Joonis 26: -5V toiteregulaatori skeem.....	58
Joonis 27: 3,3V toite simulatsiooni tulemused.....	60
Joonis 28: USB ühenduse skeem.....	63
Joonis 29: Loogikatranslaatori simulatsiooniskeem ja -tulemus.....	66
Joonis 30: Väljundvõimendi termotagasiside pingenihi.....	67
Joonis 31: Kraadivahe miinimumsamm koos lisaviitega.....	69
Joonis 32: DDS koos taktigeneraatoriga.....	70
Joonis 33: Väljundfiltri simulatsiooniskeem.....	72
Joonis 34: Väljundfiltri ja võimendi amplituud-sageduskarakteristik.....	72
Joonis 35: ADC skeemilahendus.....	75
Joonis 36: Sobitustakistite simulatsiooniskeem – LPC54113 on vasakul, ADS131A04 paremal.....	76
Joonis 37: Langeva frondi simulatsioon ainult radadega.....	77
Joonis 38: Langeva frondi simulatsioon koos sobitustakistitega.....	77
Joonis 39: ADC puhvri simulatsiooniskeem.....	78
Joonis 40: ADC puhvri simuleeritud amplituud-sageduskarakteristik.....	79
Joonis 41: Sisendpuhver ja võimendus.....	80
Joonis 42: Korruti skeem.....	85
Joonis 43: Korruti väljundfiltri simulatsiooniskeem ja -tulemus.....	86
Joonis 44: Integraatori simulatsiooniskeem ja amplituud-sageduskarakteristik.....	87
Joonis 45: Trükkplaadi pealne kiht koos komponenditähistustega.....	88
Joonis 46: Trükkplaadi teine kiht.....	89
Joonis 47: Trükkplaadi kolmas kiht.....	90
Joonis 48: Trükkplaadi alumine kiht.....	91

## Tabelite loetelu

Tabel 1: Müraarvutused eri võimendusteguritel.....	37
Tabel 2: Müraarvutused elementide lõikes.....	38
Tabel 3: Mürasimulatsioonid elementide lõikes.....	41
Tabel 4: Simuleeritud korruti väljundpinge eri faasinihetel ja amplituudidel.....	44
Tabel 5: Reaalse korruti väljundpinge eri faasinihetel ja amplituudidel.....	46
Tabel 6: Toitebilanss.....	56
Tabel 7: Ideaalne võimendustegur ja realiseeritud võimendustegur.....	84

## 1 Sissejuhatus

Elektroonikakomponentidel on pikk nimekiri parameetritest, mis annavad talle kasutusala, otstarbe ja tööpiirid. Jättes kõrvale mehhaanilised parameetrid, nagu dimensioonid, jootepiiride paiknemine, kinnitusviis, jalgade läbimõõt, korpuse värv jne, jõuame elektriliste parameetrite juurde. Alustades lihtsatest asjadest nagu maksimumpinge ja eraldatav võimsus, mille ületamisel komponent kas väljub spetsifikatsioonidest, ei taastu korralikult, või lahkub siit kurjast maailmast sinise suitsu või plaksatuse saatel, tuleb neid kõiki projekteerimisel arvesse võtta. Aktiivkomponentidel on erinevaid parameetreid loomulikult rohkem keerulisema ehituse ja spetsiifilisemate kasutusalaade tõttu, mis peegeldub selgelt andmelehtede pikkuses – transistori andmeleht on pikem kui takisti oma, rääkimata lihtsate integraallülituste omast kuni mikroprotsessori või -kontrollerini välja. Sellise asjade seisu tõttu jäävad passiivkomponendid (takistid, induktorid ja kondensaatorid) unarusse – disainides haaratakse tihti esimene sobiva nominaaliga komponent, eeldades et tema reaalne väärtus on küllalt lähedane ideaalse komponendi omale. Sellistel põhjustel on impedantsianalüsaator veel üpris haruldane riist näiteks hobialektrooniku töölaual. Madalasageduslikud versioonid on olemas ja üpris levinud – Analog Devices teeb kiipe, mis sisaldavad endas kõike peale referentstakisti, millest on lihtne konstrueerida mõõteseade. Kui kõrgesageduslik seade oleks olemas, küll seda siis ka kasutatakse.

See saigi töö eesmärgiks – kõrgemasageduslikuma impedantsianalüsaatori loomine kui praegused integreeritud lahendused suudavad teha. Võrdluseks suudavad Analog Devices toodetud AD5933/5934 integreeritud impedantsianalüsaatorid, mis suudavad väliste komponentide abiga mõõta  $100\Omega$ -st  $10M\Omega$ -ni, sagedusteni kuni  $100\text{ kHz}$ . Ilus oleks ehitatava seadme tööpiirkonnaks määrata alampiiriks impedants  $10\Omega$  ja ülemiseks sageduseks  $10\text{ MHz}$ . Impedantsi ülempiiri tõstmine ei ole väga mõistlik, sest vool läbi mõõteahela muutuks väga väikeseks.

Töö on jaotatud viite suuremasse ossa – kiire tutvustus impedantsimaailma, lühike ülevaade saadaolevatest tööstuslikest seadmetest ja akadeemilistest kirjutistest, seadme

tööpõhimõtte kirjeldus koos algoritmi joonisega, ja kirjeldus prototüübi ehitusest seadme töötamise edasiseks uurimiseks. Eri lahenduste uurimise käigus valiti mõõtmislahendus, mis kasutab analoogkorrutit. Kuna see moodustab süsteemi „südame” on tema käitumist uuritud pisut põhjalikumalt, mille tõttu on tööle ka selline pealkiri valitud. Konstruktsiooni näol on tegu katseseadmega, ei ole asi eriti viimistletud – kõik digitaalsignaalid on välja toodud, ja tähtsamad analoogpunktid ka. Lisaks on plaadi ja skeemi arendusel kiiruse ja lihtsuse mõttes kasutatud ebaefektiivseid skeemilahendusi ja tehtud hinnakompromisse komponendivalikus.

## 2 Impedants ja selle mõõtmine

Impedants ehk kompleks- või näivtakistus on vahelduvvoolule avalduv takistus, mis koosneb reaali- ja imaginaariosast. Seda võib väljendada kas algebralisel kujul

$Z = R + j * X$  , või polaarkujul  $Z = |Z| * e^{j\phi}$  . Polaarsel kujul impedantsi mooduli  $|Z|$  mõõtmine on lihtne – tuleb mõõta pinget mõõdetaval komponendil ja voolu läbi komponendi. Imaginaarosa jaoks tuleb mõõta pinge ja voolu vahelist faasinihet  $\phi$  komponendil, mis on keerulisem probleem.

### 2.1 Mis on impedantsianalüsaator

Impedantsianalüsaator on mõõteseade testitava objekti kompleksimpedantsi määramiseks. Kuna impedantsi saab mõõta mitmel erineval viisil ja eri kasutuseladel, on ka seadmed spetsialiseerunud nimetuste ja kasutustega. Põhiliselt võib impedantsimõõtmisseadmed jagada kolme suuremasse gruppi:

1) LCR-meetrid, mis on mõeldud komponendi põhiparameetri (induktiivsuse, mahtuvuse, takistuse) määramiseks. Need on hobielektronikule kõige tuntavamad impedantsimõõtmisriistad, kuna on tavaliselt kõige lihtsamad ja odavamad variandid impedantsi mõõtmiseks - sest vaja on teada saada kas üksainus kompleksimpedantsi komponent, mida ei pea mõõtma üle laia sagedusala – piisab mõnest fikseeritud sagedusest, mis üle MHz ei pea jõudma. [1] Samuti ei ole enamikel juhtudel vaja liiga suurt täpsust – komponendi tolerants varjab tavaliselt mõõteseadme ebatäpsuse. See ei välista ka ülitäpsete seadmete olemasolu ja kasutamist, kuid suurema täpsuse ja laiema sagedusvahemikuga kaasneb tavaliselt ka seadmeklassi vahetus.

2) Siduanalüsaatorid, mis mõõdavad ülekandekarakteristikuid ja kaks/neli-terminali parameetreid. Neid kasutatakse suuremate koostude karakteriseerimiseks – võimendid, aktiivfiltrid, segistid jne. Oluline kasutusala on ka antennide mõõtmine üle sagedusala paremaks saatmiseks/vastuvõtuks. Need seadmed on tavaliselt mõeldud kõrgematele

sagedustele ( $>10$  MHz -  $\sim 25$  GHz).[2] Tasub tähele panna, et mõned analüsaatorid ei suuda faasi mõõta – on erinevus vektorahelaanalüsaatoritel ja skalaarahelaanalüsaatoritel. [3] Sellised seadmed on tänapäeval siiski juba üpris haruldased. Raadioantennide karakteriseerimiseks kasutatavad seadmed on lisaks mõnikord piiratud kindlale sagedusribale.

3) Impedantsianalüsaatorid, mille peamine kasutuseesmärk on muude füüsikaliste parameetrite kaudsed mõõtmised impedantsi kaudu. Muidugi kasutatakse neid koos vastavate stendidega ka komponentide karakteriseerimiseks. Need on kõrgema täpsus-ja hinnaklassi riistad, mis võivad maksta kuni väikeauto hinna baasmudeli eest.

## 2.2 Impedantsianalüsaatori kasutusala

Impedantsianalüsaatori esmane ilmselge kasutusala on elektroonikakomponentide parameetrite mõõtmine eri sagedustel, sest reaalne komponent koos oma füüsilisest ehitusest lähtuvate parasiitkomponentide ja muude teguritega (temperatuur, vananemine käitub teistmoodi kui ideaalne. Enamjaolt muidugi impedantsi igal komponendil ei mõõdeta. Digitaaltehnikas ja madalatel sagedustel võib sellist lähenemist üpris julgelt rakendada, kartmata probleemide teket -  $10k\Omega$  pullup takistile arvutatakse väga harvadel juhtudel peal eralduv võimsus, pingetaluvusest ja ülejäänud keerulisematest parameetritest rääkimata. Helisagedusvõimendil on sama lugu – kondensaator mahutab nii palju kui sildil kirjas on, parasiidid loevad vähe kui üldse, asi käib ilusti, kõrgsageduslik müra lõigatakse ära filtrite ja kõlarimähise poolt ja kedagi ei häiri, et kondensaatoril on mingi järjestiktakistus [4]. Selline ümardav lähenemine muutub üha vastuvõetamatuks sageduse kasvades – uuemate integraalskeemide andmelehtedes on ära toodud vähemalt keraamilise kondensaatori dielektriku tüüp [5], toitemuunduritel on juba lineaarregulaatorite ajast märgitud kas ESR stabiilsuse tagamiseks[6] või vanematel seadmetel kondensaatori materjal [7]. Takistite puhul piirduakse tavaliselt andmelehes oleva sageduskarakteristiku jälgimisega, kui see on antud. Raadiosagedusteni jõudes muutub komponendi tegelik väärtus nominaalsega võrreldes juba olulisel määral.

Nagu enamikku elektriliste parameetrite mõõteseadmeid, saab impedantsianalüsaatori abil kaudselt mõõta ka muid füüsikalisi suurusid. Näiteks tala painet saab mõõta kas

sinna külge fikseeritud õhukese metallriba takistust mõõtes, või pannes tala ühele otsale ergutuse ja teisest otsas mõõtes tala impedantsi. Impedantsil põhinev lähenemine asendab talapikkuse sensori mõne elektroodiga, mis lubab lisaks mõõta ka deformatsiooni teistes dimensioonides, eeldusel et elektroodid on sobivalt paigaldatud.

Oluline kasutusala on ka bioimpedantsi mõõtmine – bioloogiliste kudede impedantsi mõõtmine, et määrata mitteinvasiivsel moel uuritava koostist. Enimlevinud kasutusala on inimkeha rasvasisalduse mõõtmine spordimeditsiini eesmärkidel, kuid on ka teaduslikumad kasutusvõimalused, nagu lahuste soolasisalduse mõõtmine, südamerütmi täpne määramine, rakuvälise DNA otsing haavadest. [8] [9]

ahelaanalüsaatoritega saab mõõta antennide parameetreid, võimendite ülekandetegureid, ülekandeliinide ja trükkplaadiradade karakteristiklikku takistust, faasimuutusi antennides ja muid raadioparameetreid.

## **2.3 Mõõtemetodid**

Nagu eelnevast lähtub, on kompleksimpedantsi mõõtmiseks vajalik mõõta vähemalt kahte suurust: pinget ja voolu faasi ja amplituudina, või vastavate signaalide imaginaar- ja reaalosa. Kõik meetodid vajavad ka ergutussignaali, mis on tavaliselt siinus. Kasutada võib ka muu kujuga signaale, nagu nelinurklaine, kuid siinus on kindel valik, sest harmoonikud ei tule väljundspektrisse segama. Alternatiiv oleks kasutada lühikest pulssi ja mõõta süsteemi vastust sellele, aga see nõuab laiemat spektrit ja tõsisemat andmetöötlmist.

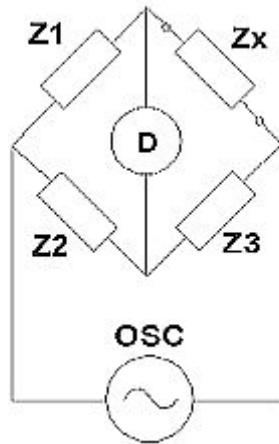
### **2.3.1 Sildskeem**

Üks lihtsaimaist mõõtemetoditest on mõõtmine sildskeemiga. Asendades erinevaid kindlate väärtustega komponente  $Z_{1-3}$  asemele, on sild tasakaalus kui läbi detektori D ei lähe voolu (Joonis 1). See meetod ei sobi eriti praktiliseks mõõtmiseks, kuna nõuab laia valikut täpsetest komponentidest, ohtrat manuaalset komponentide vahetamist ja valimist. Täpsus on see-eest väga hea (0,1%), mistõttu on kasutusel standardite



kalibreerimiseks. [10] Arvutamine on samuti lihtne, kasutades Wheatstone silla valemit,

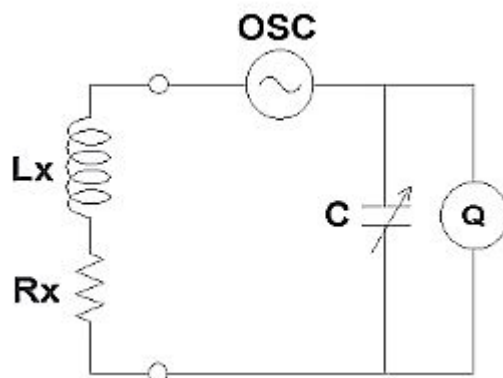
aga puhta takistuse asemel on kompleksarv.  $Z_x = \frac{Z_1 * Z_2}{Z_3}$



Joonis 1: Impedantsi mõõtmine sillaga [11]

### 2.3.2 Resonants

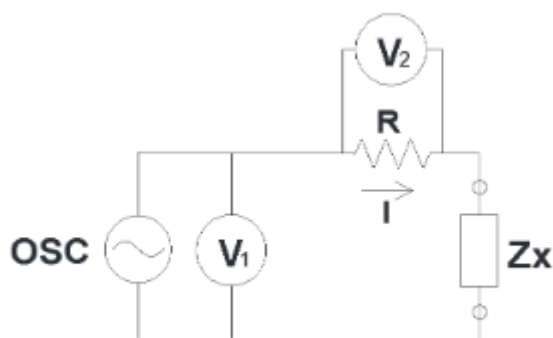
Kui mõõdetaval komponendil on märgatav induktiivsus, saab tema impedantsi mõõta varieerides kondensaatori C mahtuvust ja generaatori OSC sagedust. Voltmeeter Q mõõdab otseselt tekkiva ostsillaatori Q-d. Meetod sobib peamiselt kristallide ja muude resonaatorite mõõtmiseks, sest mõõdab vaid kergelt resoneerima minevaid komponente – tavalise takisti resoneerima ajamine nõuab kas väga palju vaeva või toimub kõrgeil sagedustel. Lisaks on elektroonikas raskem varieerida mahtuvust kui takistust, kuigi selleks on võimalused olemas (nt varikapdioid, digitaalne kondensaator või elektrimootoriga pöördkondensaatori keeramine).



Joonis 2: Resonantsmeetodi skeem [11]

### 2.3.3 Pinge-voolu

Pinge-voolu meetod baseerub nimest lähtuvalt komponendi pinget ja voolu mõõtmisest.  $V_1$  mõõdab pinget üle pingejaguri,  $V_2$  mõõdab pinget üle teatud suurusega takisti  $R$ , mille järgi saab Ohmi seadusest lähtuvalt arvutada voolu ja sealt edasi impedantsi definitsiooni järgi.  $R$  ja  $Z_x$  asendid skeemis ei ole kriitilised - mõõta võib ka nii, et  $Z_x$  on pingejaguri ülemine õlg ja  $R$  alumine. Küll on kriitiline  $Z_x$  impedants üle mõõdetava piirkonna – see peaks olema võimalikult lähedane ideaalsele takistile. Probleeme tekitab ka  $R$ -i väärtus – kui see on madal, võib vool läbi pingejaguri väga suureks minna, kui suur on vool väga väike, mida on raske mõõta.  $R$ -i saab asendada ka trafoga, mis lõikab ära mõõdetava sagedusvahemiku alumise otsa.

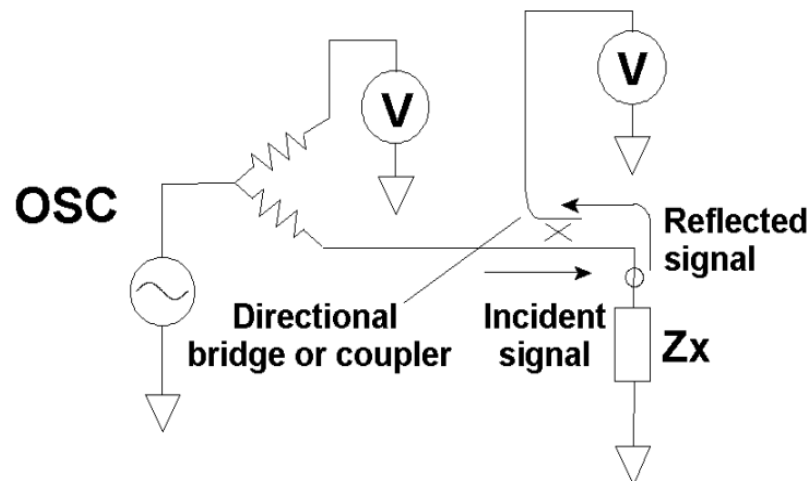


Joonis 3: Pinge-voolu mõõtmise skeem[11]

Laiendus sellele mõõtemetodile on kõrgsageduslik pinge-voolu meetod, kus pingejagur on pisut teistmoodi ehitatud ja sobitatud  $50\Omega$  koaksiaalkaabliga. [11]

### 2.3.4 Elektrialaanalüüs

Elektrialaanalüüsimeetod põhineb tundmatust impedantsist tagasipeegeldatud signaali võrdlemisel esialgse ergutussignaali läbi suundlülitusseadme. Kuna mõõtmiseks kasutatakse tagasipeegeldunud signaale, sobib ainult kõrgete sageduste jaoks. Kasutatakse peamiselt antennide ja muude raadiokomponentide mõõtmiseks.



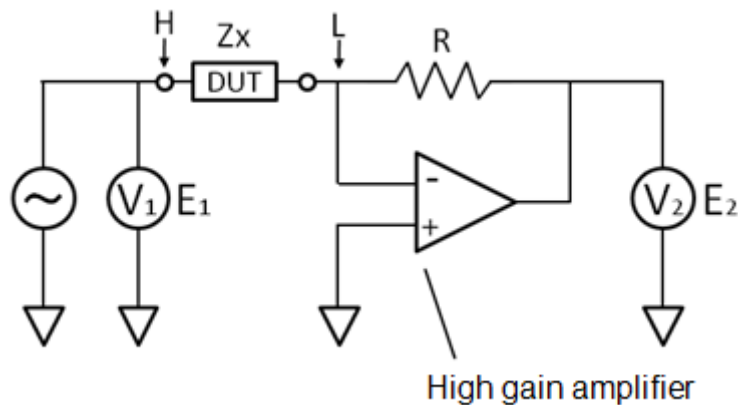
Joonis 4: Ahelaanalüüsiga mõõtmine[11]

### 2.3.5 Isebalansseeriv sild

Nagu nimest võib järeldada, on tegu silla edasiarendusega, kus komponentide vahetamine on asendatud skeemiga voolude tasakaalustamiseks. Vool  $I_x$  tasakaalustab voolu  $I_r$  läbi mõõtetakisti  $R_r$  vool-pinge konverteri kaudu. Pinge punktis L on seega null

volti. Impedantsi saab kätte mõõtes ergutuspinget  $V_x$  ja vastupinget  $V_r$ .  $Z_x = R_r \frac{V_x}{V_r}$ .

[12] Lihtsamates seadmetes piisab voolu pingeks tegemiseks operatsioonvõimendist, kuid see töötab üpris madalatel sagedustel (100 kHz). Kõrgematel sagedustel hakkavad operatsioonvõimendi parameetrid mõõtmistäpsust piirama, mistõttu kasutatakse täpsematel seadmetel keerulisemaid ahelaid, mis võivad koosneda näiteks nullidetektorist, faasidetektorist, integraatorist ja vektormodulaatorist või faasidetektorist ja digitaal-analoogkonverterist. Mõõtmisteks laial sagedusribal tuleb konstrueerida mitu erineva skeemilahendusega silda ja kasutada neist sobivaimat.



Joonis 5: Isebalansseeriv sild [12]

Lisaks kõigile neile raskustele, saab ka mõõdetavat objekti ühendada silda mitmel moel. Lihtsaim neist on kahe kaabliga ühendus, kus punktides H ja L väljub mõlemast kaabel objektini. Järgmine on nelja terminaliga variant, kus ergutuspinge ja H on eri kaablitel ja L-i ühendub voolumõõtmiskaabel. [13]

## 2.4 Kõrgsagedusliku signaali muundamine madalamale sagedusele

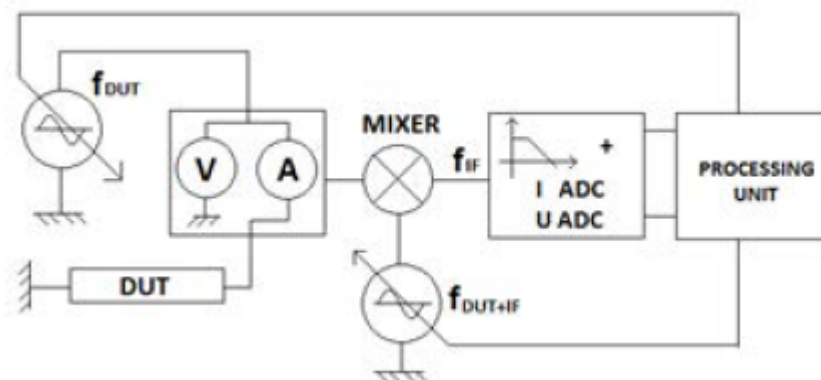
Mõõtemetodist olenemata on mõõdetud pinge või vool teatud sagedusega vahelduvsignaal, mis võib olla suurem kui ADC maksimaalne võendussagedus Nyquisti kriteeriumi järgi, eriti kõrgema eraldusvõimega ADC korral. Seetõttu vajab signaal lisaks võimendusele ka muud töötlust, et digitaalsele kujule minnes ei läheks infot kaduma.

### 2.4.1 Alavõendamine

Üks võimalik lahendus on digitaliseerida signaali otse, kasutades Nyquisti teoreemi „valepidi” ehk tehes kõrgema sagedusega signaalist filtrite abil madalama sagedusega digitaalse kuju. See nõuab suure ribalaiusega ADC-d, ja natuke keerulisemat signaalitöötlust, kuid lubab lihtsamat skeemilahendust. [14] Digitaalkujul vektoritest saab edasi arvutada impedantsi kas lihtsalt vektoreid jagades või korrelatsiooniga.

### 2.4.2 FFT vahesagedusega

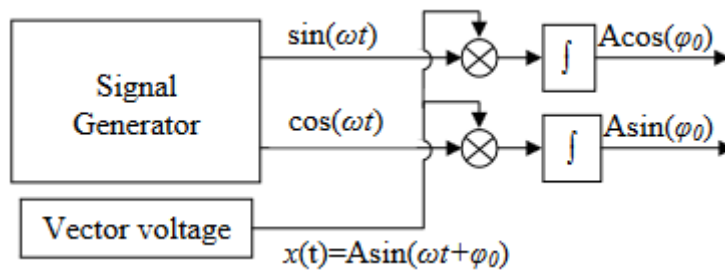
Korrutades väljundpinge teise, lähedase sagedusega siinusega, moodustub kaks produkti sagedustega  $f_1+f_2$  ja  $f_1-f_2$ . Kuna  $f_1+f_2$  on loomulikult suurem sagedus, tuleb see madalpääsfiltri abil ADC sisendist eemaldada. Peale ADCd on tulemuseks digitiseeritud  $f_1-f_2$ . Tehes sellele Fourier' teisenduse, moodustub spekter  $f_1-f_2$ -st, mürast ja muust mis filtrist läbi pääseb. [15] Kui võtta voolu ja pinge spektrid komplekskujul ja need läbi jagada, on tulemuseks impedants. [16] [17]



Joonis 6: Impedantsi mõõtmine vahesagedusega FFT abil[15]

### 2.4.3 Reaal- ja imaginaarosa mõõtmine

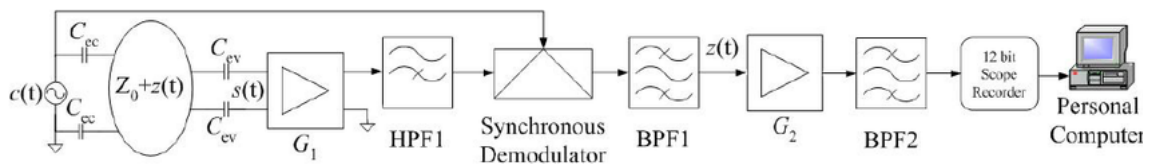
Mõõdetud signaal juhitakse paralleelis läbi kahe analoogkorruti. Esimesse analoogkorrutisse tuleb sisse sama faasi ja sagedusega siinus kui mõõdetud signaalil, teise aga 90 kraadi nihutatud signaal. Kui korrutist lahkuv juhtida läbi integraatori, mis integreerib vähemalt üle ühe perioodi, on faasis signaaliga korruti väljundiks signaali imaginaarosa ja 90 nihkega korruti väljundis signaali reaalosa. Tehes niimoodi voolu ja pinge signaalile, tekib kaks kompleksarvu, mille jagatis on mõõdetava komponendi impedants. [18]



Joonis 7: Integreerimine reaali- ja imaginaariosaks [18]

## 2.4.4 Sünkroondetekterimine

Kui signaal sünkroondetektori abil alaldada ja lihtsast madalpääsfiltrist läbi lasta, on tulemus üpris lähedane alalispingele, mida on ADC-l lihtne mõõta. Tegu on tehniliselt aladamisega, kuid selle jaoks kasutatakse sünkroondetektorit, sest dioodsild alaldab küll sisendi ära, kuid nõuab suurt amplituudi, ja täppisalaldi jääb sõltuma operatsioonvõimendi omadustest. Lisaks läheks dioodalaldite puhul kaduma faasiinfo. Kui kasutada täis- või poolperioodsünkroonalaldit, saab sama tulemuse, aga faasiinfo tuleb saada mujalt, et sünkroniseerida lülitussignaali sisendsignaali. [19] See nõuab kõrgematel sagedustel aga kiireid lülituselemente, mis tuleb projekteerida ja välja arendada, sest levinud loogikalülite kiirused jäävad parimatel 3 ns kanti, mis on juba 3% 10 MHz perioodist. Peale selle erinevad sisse- ja väljalülitusaeg, mis põhjustab lisaprobleeme. [20]



Joonis 8: Südamerütmi mõõtmine sünkroondetektsiooniga mõõdetud impedantsi kaudu [19]

## **3 Tehnikatase**

Impedantsianalüsaatoreid on saadaval suures valikus – eri täpsusastmete, suuruse ja otstarbega seadmeid teevad pea kõik vähegi tõsiseltvõetavad elektrimõõteseadmete tootjad lisaks spetsialiseerunud impedantsianalüsaatorifirmadele. Peale selle arendavad impedantsianalüsaatoreid ka ülikoolid, raadioamatöörid ja teised. Nende seadmeid uurides saab teha järeldusi maksimaalse saavutatava täpsuse osas, millest paremat ei maksa seadmest ilmselt oodata – kui firmad, kellel on rohkem vahendeid ja inimesi probleemi lahendamiseks rakendada, ei saa sellega hakkama, ei ole see ilmselt tehtav üksiküritaja poolt. Raadioamatööride ja ülikoolide poolt avaldatud andmetest on rohkem kasu – sealt saab üle võtta toimivaid skeemilahendusi ja ideid.

### **3.1 Tööstuslikud lahendused**

Johuvalt sellest, et neid on palju, nii et kõiki ei ole otstarbekas üles loetleda ja võrrelda. Kui tootjal on mitu eri mudelit, on valitud neist kõige täpsem, mis suudab mõõta ka alla 1 MHz sagedustel. See jätab kõrvale kõrgsageduslikud siduanalüsaatorid ja muud spetsialiseeritumad seadmed.

#### **3.1.1 Keysight E4990A**

Keysight toodab kolme põhilist impedantsianalüsaatorit, aga täpsem neist on E4990A, mida saab tellida viie erineva kõrgeima sagedusega. Minimaalne sagedus on 20 Hz, ülemine piir algab 10 MHz-st ja lõpeb 120 MHz-iga. Suurim mõõtetäpsus on 0,08%, vähim 10%. Sagedust saab määrata 1 mHz sammuga. Seade on juhitud nii esipaneelilt kui välise arvuti abil.[21]

#### **3.1.2 Wayne-Kerr 6500B**

Wayne-Kerr toodab ühtainsat mudelit, aga erinevate ülemiste sagedustega. Minimaalne sagedus on 20Hz, maksimaalne algab 5MHz-st ja lõpeb samuti 120 MHz-ga. Suurim



mõõtetäpsus on 0,05%, vähimat pole andmelehes ära toodud. Sagedus on määratav 0,1mHz sammuga. Seadet saab kasutada iseseisvalt esipaneelilt kui üle arvutivõrgu või välise liidese. Ühendada saab ka välise klaviatuuri. [22]

### **3.1.3 Zahner Zennium X/pro**

Keemiatööstuse jaoks seadmeid tootva firma impedantsianalüsaatori odavam mudel Zahner Zennium pro minimaalne sagedus on 10  $\mu$ Hz, ja maksimaalne 8MHz. Suurim mõõtetäpsus on antud kui 0,02% ja vähim 2%. Sagedussamm ei ole ühtlaselt seatav – 10 000 punkti dekaadi kohta tähendab väiksemat sammu madalamatel sagedustel ja suuremat kõrgemal. Seade on kasutatav ainult koos arvutiga. [23]

### **3.1.4 Sciospec ISX-3**

Spetsialiseerumata kasutamiseks mõeldud impedantsianalüsaator, minimaalse sagedusega 100mHz, maksimaalne sagedus on 10 MHz. Suurim mõõtetäpsus on antud kui 0,05% ja minimaalne on 10%. Sagedus ei ole ühtlaselt seatav, aga minimaalne samm on 10mHz. Seade on kasutatav ainult välise juhtimisseadme või arvutiga. [24]

### **3.1.5 Sinephase Model 16777k**

Väiksema firma toode Model 16777k alumine sageduspiir on 1kHz ja ülemine 16,777 MHz. See vastab täpselt 24-bitise registri maksimumväärtusele. Suurim mõõtetäpsus on 0,02% , maksimaalne 10%. Sagedus on seatav 1 Hz sammuga. Seade on kasutatav ainult koos arvutiga üle USB. [25]

## **3.2 Akadeemilised lahendused**

Kui kommertslahenduste andmelehed on napsõnalised seadmete konstruktsiooni osas, siis akadeemilised väljaanded ei ole. Impedantsianalüsaatoreid konstrueeritakse eri eesmärkidel ja vahenditest, mistõttu ka tulemused erinevad.

### **3.2.1 Madala impedantsiga objektide spektrianalüsaator**

2009. aastal tehtud uurimistöös on koostatud kuni 10 MHz-ni ulatuva mõõtesagedusega impedantsianalüsaator. DDS-ergutussignaali jaoks ei ole kasutatud välist seadet, vaid lihtsalt ADC-d ja ülejäänud (tabel, taktigeneraator) on realiseeritud mõõteseadme südameks oleva CPLD sees. Kõrgemaid sagedusi mõõdetakse alavõendamise teel. Referentstakistite lülitamiseks on releed. [14]

### **3.2.2 Portatiivne elektromehaanilise impedantsi analüsaator**

Töös on koostatud HP funktsioonigeneraatorist ja NI DAQ kaardist koosnev arvutipõhine süsteem impedantsi mõõtmiseks. Riistvaraliselt pole suurt midagi vaadata, aga töö tähtsaim osa on algoritmide täpsuse võrdlus. Peale lihtsaima järelduse, et suurem hulk võendeid annab täpsema tulemuse, annab DFT-põhine algoritm täpsema tulemuse kui integratsioonipõhine, ja korrelatsioon jääb mõlemast kaugemale maha. [26]

### **3.2.3 AD5933 mikroskeemil põhinev impedantsimõõtesüsteem**

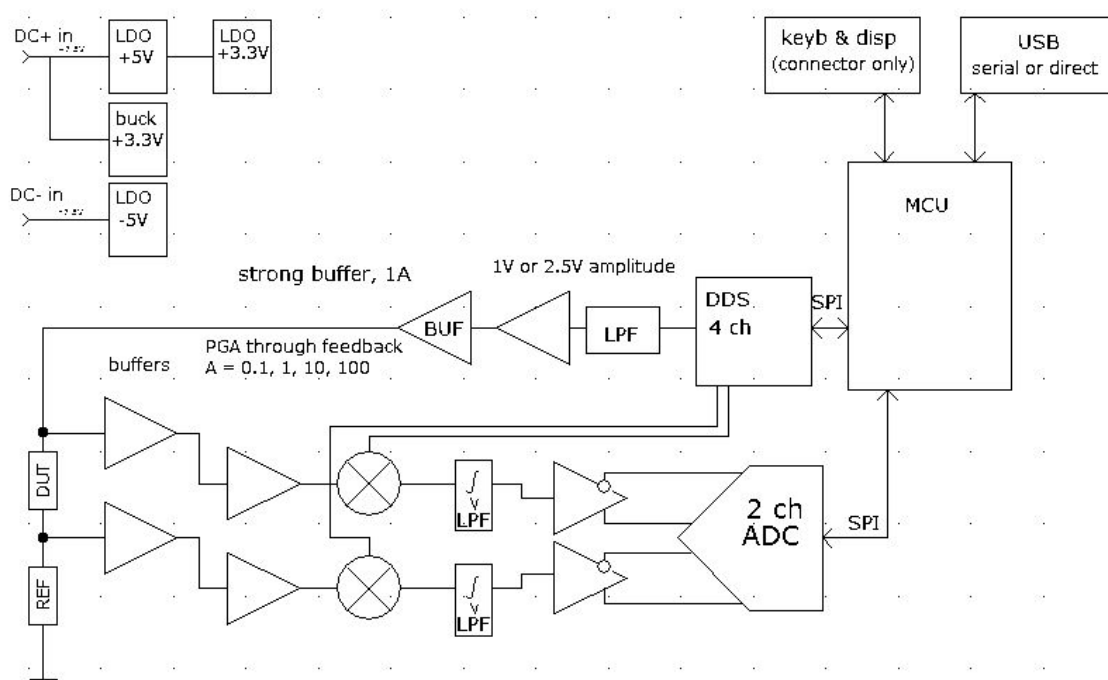
Madalamatel sagedusaladel saab kasutada integreeritud lahendust Analog Devicesi mikroskeemide baasil, mis sisaldavad kõike impedantsi mõõtmiseks vajalikku peale referentstakisti ja protsessori. Üks teostusnäide AD5933 ja AVR mikrokontrolleri baasil sisaldab kalibratsiooni- ja referentstakistite lülitamist 4051 kiibi analoogmultiplekseritega. [27]

## **3.3 Järeldused**

Vastavalt kommertslahendustele ja muudele, ei ole mõistlik esimeses lähenduses teha ekraani ja nuppe – suurel osal seadmetest ei ole neid üldse või on nad sekundaarses rollis, jättes primaarseks kasutusmeetodiks ühenduse arvutiga läbi USB või üle kohtvõrgu. Referents- ja muid takisteid saab lülitada analoogmultiplekseriga, eeldusel et signaal läbib multiplekserit mõlemat pidi ühtlaste moonutustega. Tähtsaim mõõteriista seisukohast on tähtsaim tõdemus, et on võimatu teha analüsaatorit, mis töötaks ühtlaselt hästi üle kõigi sageduste ja impedantside. Enamik vaadatud kommertsseadmeid töötasid kõige täpsemalt 1 k $\Omega$  juures madalamatel sagedustel, alla MHz.

## 4 Seadme tööpõhimõte

Sest eesmärgiks oli konstrueerida katseseda impedantside analüüsimiseks, tuli valida arhitektuur, et selle järgi disainida skeem.



Joonis 9: Seadme lihtsustatud skeem

Eelmainitud mõõtmisviisidest valiti V-I meetod referentstakistiga, et vältida balanseeriva silla jaoks vajaliku võimendi ehitamist, mis võib kõrgematel sagedustel nõuda ka kompenseerimist lisaanaloogskeemide abil. Idee on üpris lihtne: pingejagurile, mis koosneb mõõdetavast komponendist ja referentstakistist, mille impedants on kas täielikult reaalne või vähemalt tarkvaras kompenseeritav impedants-sagedustabeli abil, rakendatakse pinget kujul olevat ergutussignaali. Pingejaguri ülemise õla pealt võetakse esimene väljund, mida võimendatakse või atteneeritakse vastavalt ergutuse amplituudile ja juhitakse analoogkorrutisse. Analoogkorruti teine sisend tuleb digitaalsest signaaligeneraatorist. See signaal on sama sagedusega kui ergutussignaali. Kui signaal on nelinurklaine, on tulemuseks alaldatud siinussignaali. Kui kasutada tugisignaali siinust, on tulemuseks alalispinge ja kahekordse sisendsagedusega

siinussignaali. Kui kasutada nelinurklainet, tuleb väljundile lisada integraator, et saada stabiilne alalispinge, mida on lihtne mõõta. Kasutades tugisignaalina siinust, tuleb panna lihtne madalpääsfilter eemaldamaks ebasoovitavat kõrgsageduslikku lisaproducti, või peak detector, et mõõta nii alaliskomponenti kui selle peal sõitva siinuse kõrgeimat või madalaimat tippu. Integreeritud või filtreeritud signaal läbib järgmiseks võimendi võimendusastmega 1,2, mis on lähedane analoog-digitaalmuunduri sisendipiirile kasutades sisemist pingereferentsi. Sama element teeb lisaks mittesümmeetrilisest signaalist diferentsiaalsignaali, mis sobib analoog-digitaal muundurit toitma. Selle muunduri sisendis on veel üks madalpääsfilter, aga see on esimest järku ja mitte väga oluline. Saadud digitaalne tulemus salvestatakse mälli, misjärel hakkab protsessor nihutama DDS-i tugisagedust. Kui tugisignaali ja ergutusignaali faasid kattuvad, on alalispinge väärtus maksimaalne. Alternatiivina võib kasutada vastandfaasis jooksvat signaali, et korrutis oleks alaldatud negatiivne siinus ja väärtus faaside kattumisel minimaalne. Niimoodi omandatakse info mõõdetava komponendi tekitatud faasimuutuste kohta. Pingejaguri keskelt võetud signaal on vool, eeldusel et referentstakisti on ainult reaaltakistusega. See signaal käib läbi puhvri, võimendi, korruti ja filtrite analoog-digitaalmuundurisse samamoodi kui pingesignaal. Kuna tema faas võib erineda, on tema korrutisse ühendatud teine tugisignaali. Kui tulemus on maksimaalne või minimaalne, on mõlema signaali faasid kas samad või 180 kraadise nihkega. Sealt saame voolufaasi. Signaali amplituud on juba teada faasi paikaajamisest, nii et edasi on lihtne arvutada mõõdetava objekti komplekstakistus. Mõõtemetodi miinusteks on vajadus täpse analoog-digitaal muunduri järele, pikk mõõtmisaeg integraatori ajakonstandi täitmiseks ja suur sõltuvus täpsete faasisuhete tekitamiseks.

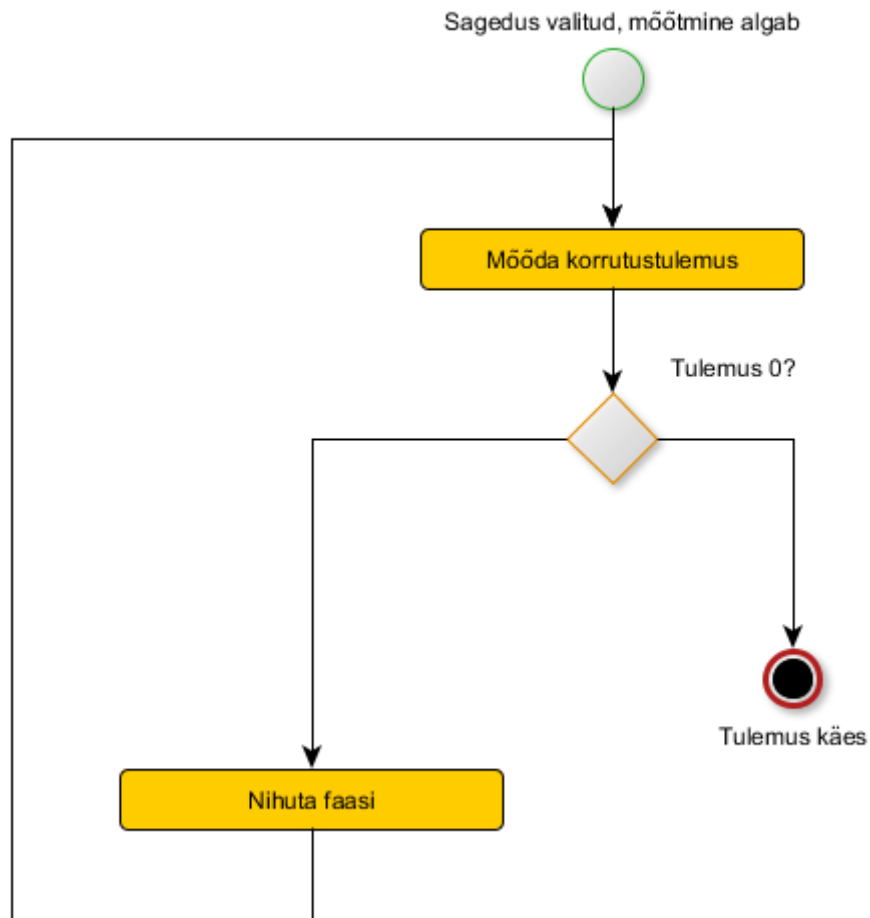
Mõõdetakse nii ergutuspinget kui ka pingejaguri väljundpinget. See annab võimaluse kompenseerida vigu ja muutusi ergutussignaalis mis tekivad väljundvõimendi ahelast.

#### **4.1 Mõõtealgoritm**

Mõõtealgoritm on mõlemal juhul (maksimumi ja nulli otsimisel) sama.

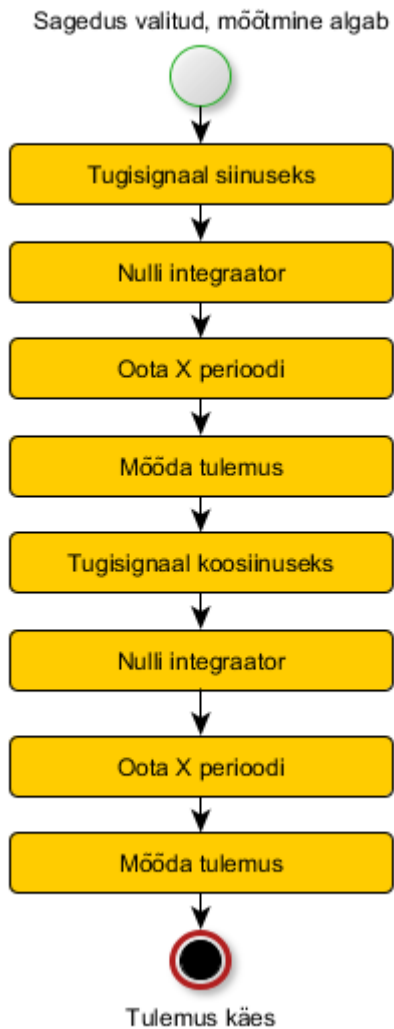
Rakendatakse ergutusignaali, mõõdetakse tulemus korruti väljundis. Seejärel nihutatatakse faasi ja sooritatakse uus mõõtmine. Maksimaalne tulemus tekib faaside kokkulangevusel, miinimum vastandfaaside korral. Liiga väikese amplituudiga

signaalide korral tuleb programmeeritava võimendusteguriga võimendust tõsta, kuni signaal müra seest eristub, või korruti küllastuse korral võimendust vähendada. Kui tulemuse absoluutväärtus hakkab langema, on maksimaalne tulemus saavutatud ja mõõdetava objekti impedantsi reaalosa saab arvutada ping- ja voolusignaali lihtsalt Ohmi seadust rakendades, ja faasimuutuse saab välja lugeda voolu- ja pingesignaali analoogkorrutule etteantud tugisignaali faaside vahest.



Joonis 10: Nulliotsimise algoritm

Nagu jooniselt 9 näha võib, on varuvariandina võimalik seadet ümber konfigurereida ka mõõtma imaginaar- ja reaaloosa meetodil, asendades viimase madalpääsfiltri integraatoriga. See nõuab aga algoritmi vahetust.



Joonis 11: Mõõtmine imaginaar- ja reaaloosa meetodil

See algoritm on küll lihtsam, sest ei nõua pidevat proovimist ja mõõtetsükleid, kuid integratsiooniaja tõttu ei ole ta ilmselt märgatavalt kiirem.

### 4.1.1 Korruti väljund

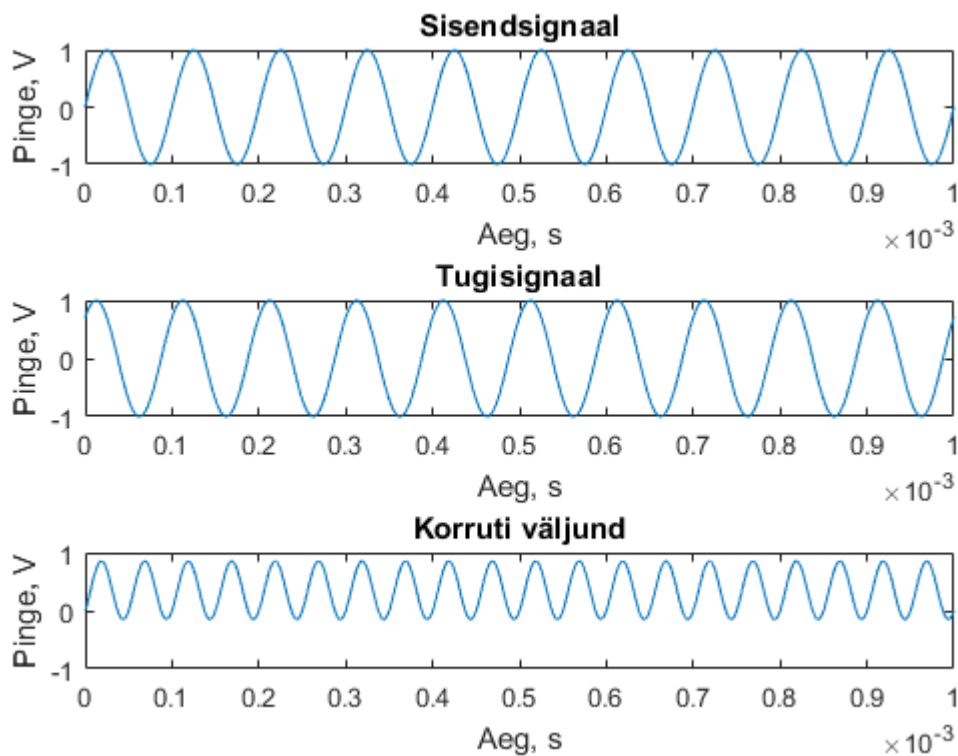
Matemaatiliselt näeks korruti väljund siinustugisignaali puhul välja.

$$\frac{-A_1 * A_2}{2} * (\cos(4 * \pi * f * t + \phi_1 + \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_2))$$

See kuju eeldab, et korrutatavad signaalid on väljendatud siinusfunktsioonidena.

Koosiinustega väljendades on kuju natuke lihtsam.

$$\frac{A_1 * A_2}{2} * (\sin(4 * \pi * f * t + \phi_1 + \phi_2) - \sin(\phi_1 - \phi_2))$$

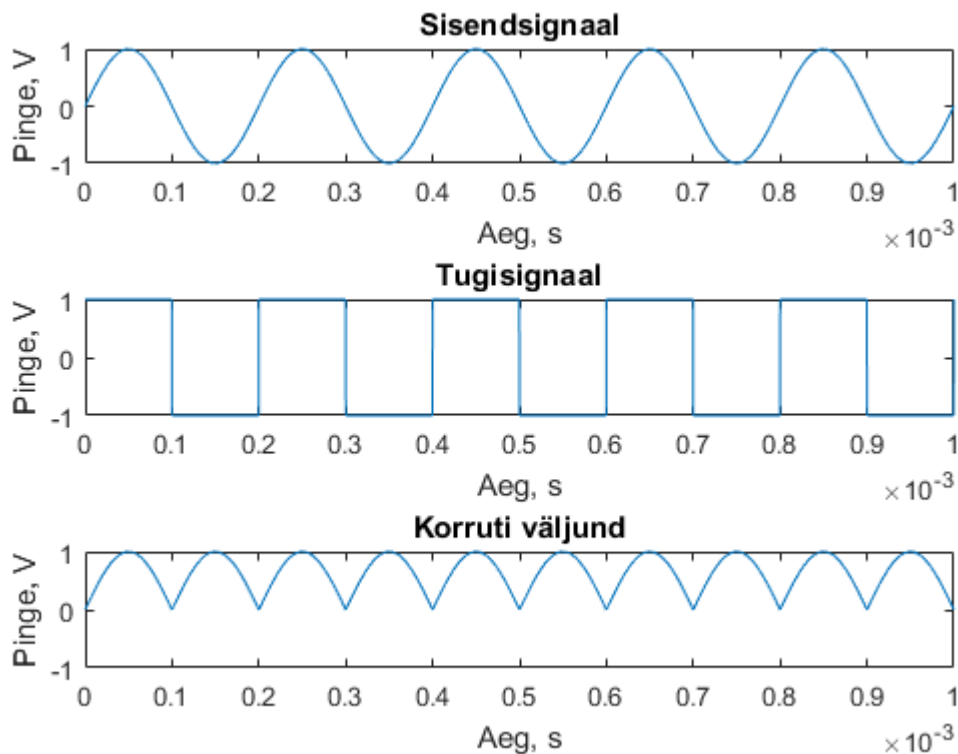


Joonis 12: Kahe võrdse amplituudiga samas faasis siinussignaali korrutis

Sisend- ja väljund signaalide kuju on graafiliselt esitatud Joonis 12-l. Näha on nii alalisnihe – väljundsignaal ei ole keskendatud nullile ja sageduse kahekordistamine. Kuna signaalid on samas faasis, puudub väljundsignaali faasinihe, aga see polegi oluline.

Nelinurktugisignaali puhul ei ole matemaatiliselt selge.

$$A_1 * \text{sgn}(\sin(2 * \pi * f * t + \phi_1)) * A_2 * \sin(2 * \pi * f * t + \phi_2)$$

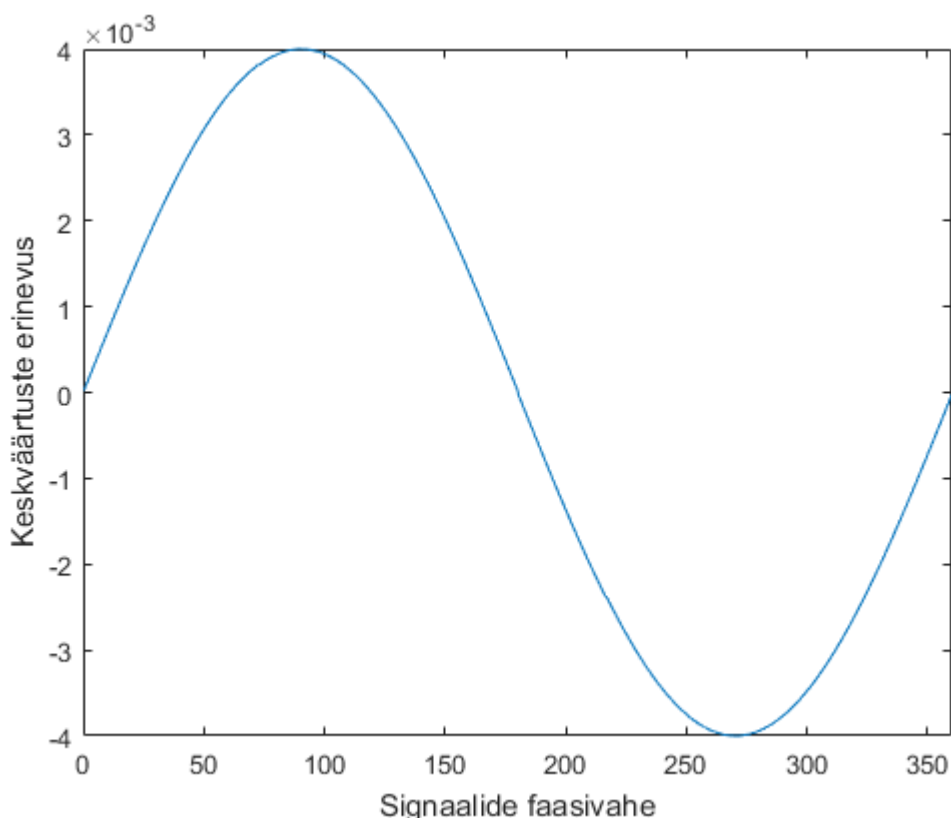


Joonis 13: Võrdse amplituudiga samas faasis siinussignaali ja nelinurklaine korrutis

sgn on märgioperaator – 1 positiivse väärtuse korral ja -1 negatiivse, 0 vahepealse oleku korral. Sisend- ja väljund signaalide kuju on graafiliselt esitatud Joonis 14-l. Kuna tugisignaali ja sisendsignaali on samas faasis, on väljundiks alaldatud siinus. Märgata võib seda, et signaal on täies ulatuses positiivne. Kui signaalide vahel oleks faasierinevus, oleks väljundis ka negatiivseid särke seal, kus tugisignaali ja sisendsignaali märgid erinevad. See oleks teine võimalus algoritmi koostamiseks – peak detector negatiivse saki tippu otsima, kui sarkki ei ole, on faasid sünkroonis. Selline lähenemine nõuaks aga kahte ADC-d, kui amplituudi samuti mõõta, mistõttu ei ole praktiline.



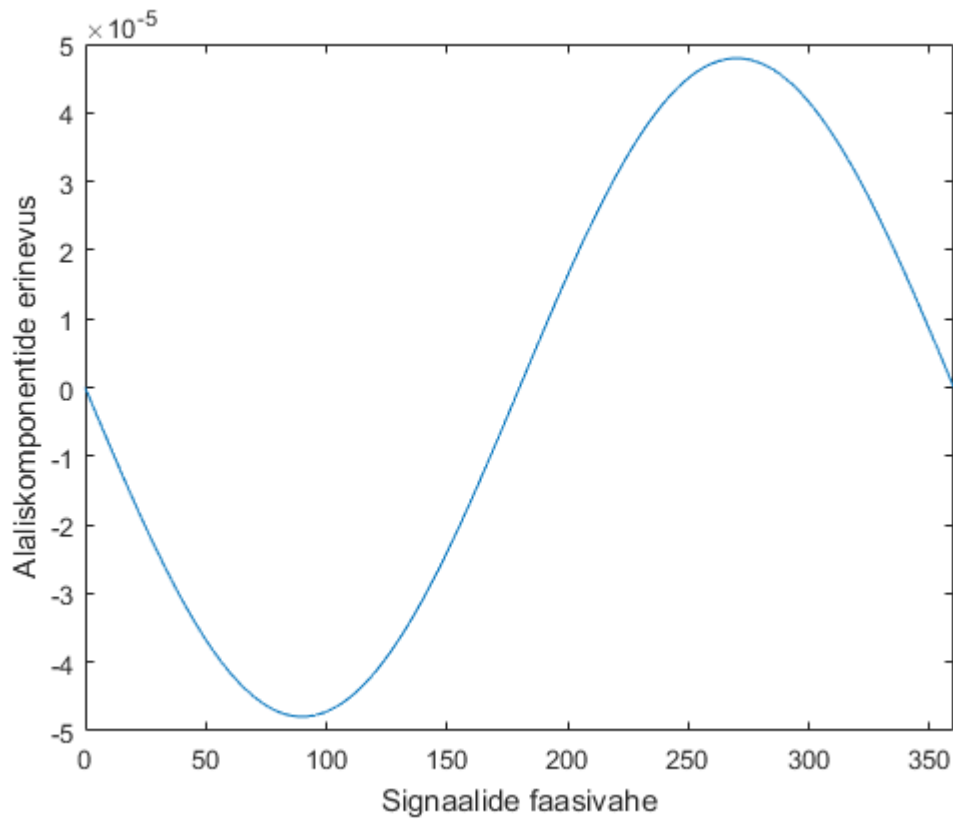
Kui joonistada graafik pinge keskväärtuste erinevusest (Joonis 14), saab ilmselgeks, miks on vaja suure eraldusvõimega ADC-d - algoritmist tulenevalt ei ole muidu võimalik mingit täpsust saavutada. Muidugi on üle mitme dekaadi töötava integraatori ehitamine keeruline – tuleb kasutada kas mitut operatsioonvõimendit, lülitada ümber kondensaatoreid ja takisteid, või lausa terveid integraatoriahelaid. Väiksem arvutatud erinevus kahe faasiväärtuse vahel 0,005 kraadise vahega on  $2,5 \cdot 10^{-5} \text{V}$ . See tulemus on saadud kahe 1V amplituudiga signaali korrutamisel, nii et väiksemate signaalide puhul on mõõtmine veel keerulisem.



Joonis 14: Alaldatud signaalide erinevus üle 360 kraadi faasivahe nelinurktugisignaali korral

Hullem on lugu siinussignaali kasutades, sest puhtmatemaatiliselt on alalispinge väärtus alati pool sisendsignaali amplituudide korrutisest, ja sisendsignaale ei saa kuigi palju võimendada – analoogkorrutite valik on üpris väike näiteks operatsioonvõimenditega võrreldes, ning suurel osal neist puuduvad rail-to-rail sisendid ja väljundid. Väljundsignaali võimendamine nõuaks lisaelementi, või leppimist korruti võimendi moonutusega, kui selline võimalus on olemas. Väiksem arvutatud erinevus kahe faasiväärtuse vahel 0,005 kraadise vahega on  $2,30 \cdot 10^{-15} \text{V}$ . See tulemus on saadud

kahe 1V amplituudiga signaali korrutamisel, mispärast on väiksemate signaalide mõõtmine veelgi raskendatud võrreldes nelinurklainega.



Joonis 15: Alaliskomponentide erinevus üle 360 kraadi faasivahe siinustugisignaali korral

Kui aga seda väikest pinget pikema aja jooksu integreerida, saab mõõdetavama tulemuse. Muidugi on sellise integraatori jaoks vaja väga väikese lekkega kondensaatoreid ja muid komponente.

Arvutustulemuste järgi ei saa mõõta väga väikest signaali isegi müra puudumisel - signaal korruti väljundis oleks lihtsalt liiga raskesti tabatav - 1uV amplituudiga signaali ja 1V signaali väljund korrutis faaside kokkulangevusel oleks 0,5 uV. See oleks veel mõõdetav, aga tulemuste erinevuse mõõtmine eri faaside korral nõuaks üle 32-bitist ADC-d ainult teoreetiliste arvutuste järgi. Kui sinna juurde panna veel müra, efektiivsed bitid ja muud mitteideaalsused, mis kaasnevad matemaatilisest domeenist üleminekust füüsilisse, muutub asi kas kohutavalt kalliks vajaminevate madala müraga komponentide, võimendite ja kõrglahutusega muundurite tõttu, kui mitte võimatuks.

Selliste probleemide lahendamiseks ongi võimendus - signaali võib võimendada enne või pärast korrutit. Enne korrutit võimendamine on mõistlikum, sest korruti töötab täpsemalt suure amplituudiga signaalidel, ja müra seisukohast on võimendus signaaliahela alguses parem, sest kui sisendis on vähem müra, on seda loomulikult vähem ka väljundis peale võimendamist. Võimendamisel on ka teatud piirid, seatud komponentide amplituud-sageduskarakteristikute ja toitepingetega, ning väljundisse jõudva müraga. Teoreetiline maksimaalne täpsus on võrdne minimaalse mõõdetava suurusega, mis tuleneb DDS-i faasiseadmishurgast – 0,0055 kraadi, ja ADC miinimumamplituudist. Minimaalne mõõdetav signaal on ADC andmelehe järgi 1,66µV. See annaks teoreetiliseks müravabaks lahutusvõimeks, eeldusel, et kõik muud komponendid signaaliahelas on ideaalsed,  $4,15 \cdot 10^{-7} \Omega$  absoluutväärtusele ( $V_{\min}/V_{\text{ref}}$ ). Sealt edasi saame arvutada reaalosa ja imaginaarosa väärtused - vastavalt  $R=|Z| \cdot \cos(\phi)$  ja  $X=|Z| \cdot \sin(\phi)$ , seega on mõlema miinimumlahutus sama väärtusega –  $3,8371 \cdot 10^{-6} \Omega$ . Kahjuks pole selline lahutusvõime võimalik mürade, nihete, triivi ja muude tegurite põhjal, ergutuse värelemise jne tõttu.

## 4.2 Müraarvutused

Müra tuleb vältimatuna mööda signaaliahelat nii välismõjutustest (RF häired, ülekoostvust teistes radadest ja komponentidest jne) kui sisemistest allikatest, nii et loogiline on hoida seda nii lühikesena kui võimalik. Signaaliahela sisendosas on 5 peamist komponenti enne analoog-digitaal muundurit. Enamik neist on eri konfiguratsioonides operatsioonvõimendid, mistõttu on müraarvutus üpris lihtne. Põhiline kasutatud arvutusvalem [28]

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB(4kTR_2A + 4kTR_3A^2) + i_w^2(R_2^2 + R_3^2A^2)\left(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB\right) + e_w^2A^2\left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB\right)}$$

on mõeldud kasutamiseks operatsioonvõimendi väljundmüra RMS pinge jaoks – ENB on tegur müra lähendamiseks ideaalsele filtrile ja läheneb ühele filtri järgu tõustes korrutatuna filtri murdesagedusega,  $k$  on Boltzmanni konstant,  $T$  temperatuur Kelvinites,  $A$  operatsioonvõimendi võimendustegur,  $i_w$  voolu müra,  $e_w$  pinge müra,  $f_{inc}$  on voolumüra sagedus, kus haavlimüra asemel muutub domineerivaks soojuslik müra,

$f_{enc}$  on sama, aga pingemürale. Tegur  $\frac{f_H}{f_L}$  võetakse võrdseks ENB-ga. Valem sisaldab soojuslikku müra takistites, operatsioonvõimendi diodide müra, opvõimu sees moodustuva filtri järku ja pingemüra.  $R_2$  on tagasisidetakisti,  $R_1$  sisendtakisti. ADC puhver on täisdiferentsiaalvõimendi, mille jaoks on teine, natuke erinev valem. Tähisted on samad kui eelmises valemis.

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB 8kTR_2A + 2\left(i_w^2 R_2^2\right)\left(f_{inc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB\right) + e_w^2A^2\left(f_{enc} \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB\right)}$$

Arvutuste tegemiseks kirjutati lihtsad MATLABi programmid – üks tavalise opvõimendi jaoks, teine diferentsiaalvõimendi jaoks. Valemeid rakendades on murdesageduseks võetud 1kHz, sest see on arvutuslikult ka korrutijärgse filtri oma. Arvutuskäiku ei esitata lugeja säästmiseks. ENB-s kasutatavaks filtri järguks võetakse teist järku filter, ehk koefitsendiks saab 1,11. Müraarvutused on tehtud 1 kHz ribas,

kesksagedusega 100kHz enne analoogkorrutit – korrutustehte ja filtreerimise tulemusena jääb madalasageduslik haavlimüra piirkond väljundist eemale. [29] Peale analoogkorrutit on müra integreeritud 1 kHz-ini – peale seda sagedust peaks filter ülejäänud müra tühiseks summutama.

#### 1) puhver

Puhvri domineeriv müra tuleb operatsioonvõimendist endast – kuna võimendustegur on 1, ei võimendu sisendmüra märgatavalt. Kasutades valemeid ja seades erijuhuna takistused võrdseks 0-ga ja võimendusteguri üheks, saame müratulemuse, et 0,0012 µV tuleb ainult võimendist endast.

#### 2) võimendi

Võimendi müra sõltub võimendustegurist, sisendmürast ja tagasisidetakistite väärtusest. Sisendmüra on võimendatud võimendusteguriga.

Võimendustegur K	Müra väljundis, RMS
0,1	0,11 µV
1	0,22 µV
10	1,22 µV
100	11,29 µV

Tabel 1: Müraarvutused eri võimendusteguritel

#### 3) korruti

Korruti müra tuleb mõlema sisendi sisendmürast ja korruti enda mürast. Korruti sisendite lekke väljundisse võib ka mürana klassifitseerida, kuid praegu jätame selle kaasamata.

$$50 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} * \sqrt{1 \text{ kHz}} = 1,58 \mu \text{ V}$$

#### 4) filter/integraator

Aktiivfiltri müra tuleb kondensaatoritest, takistitest ja operatsioonvõimendist. Kuna mõõdetakse ainult alaliskomponenti, saab kasutada lihtsat aktiivfiltrit, mille murdesagedus on madal (1000 Hz). Q faktor tuleb madalana hoida mürade

vähendamiseks – filtri rahunemiskiirus muidugi kannatab, aga sellega tuleb leppida.  
 [30] Aktiivfilter loomulikult vähendab tugevalt kõrsageduslikke mürasid.

2,14  $\mu\text{V}$

Integraator on ka madalpääsfilter, aga paari lisakomponendiga. Tühjakslaadimislüliti võib arvutustest välja jätta, sest ta pole vooluringis mõõtmise ajal sisse lülitatud.

12,58  $\mu\text{V}$

### 5) ADC puhver

ADC puhver on lihtsalt diferentsiaalvõimendi, nii et müra tuleb jälle sisendmürast koos võimendusega, nii et müra tuleb põhiliselt tagasisidetakistist ja võimendatud sisendmüradest. Kuna väljundis on ka esimest järku madalpääsfilter, väheneb kõrsageduslik müra veelgi.

1,76  $\mu\text{V}$

Nagu tulemustest näha, on domineerivad müraallikad korruti ja sisendvõimendi, eriti kõrgematel võimendusteguritel.

Element	Müra, RMS	
Puhver	0,0012 $\mu\text{V}$	
Võimendi, K = 100	11,29 $\mu\text{V}$	
Korruti	1,5811 $\mu\text{V}$	
Filter/Integraator	2,14 $\mu\text{V}$	12,58 $\mu\text{V}$
ADC puhver	1,76 $\mu\text{V}$	
Kokku	11,73 $\mu\text{V}$	17,07 $\mu\text{V}$

Tabel 2: Müraarvutused elementide lõikes

Kogumüra järgi saame arvutada reaalsele tulemusele lähedasema lahutusvõime. Müra tippväärtuseks loetakse tavaliselt 6 korda müra keskvärtus.[31] Võttes ainult ühe näidu võib müra nihutada väikest amplituudi mõõtes tulemust mitme järgu võrra, kuid suurema arvu näitude korral tasandub see mõjutus ära, eeldusel et müra on valge ja

ühtlane. Halvimal juhul (võimendus 100 ja seega ka maksimaalne müra), saame miinimumeraldusvõimeks  $11,73 \mu\Omega$  või integraatoriga  $17,05 \mu\Omega$ .

### 4.2.1 Mürasimulatsioonid

Müraarvutusi kontrolliti võimaluse piires SPICE simulatsioonidega. Võimaluse piires tähendab, et mõnedel komponentidel ei olnud modelleeritud kõiki parameetreid, või olid need modelleeritud aseskeemide abil, mistõttu ei ole simulatsioonid väga usaldusväärsed. Lisaks ei ole saadaval LMP8350 SPICE mudelit selle liigse keerukuse tõttu, mispärast kasutati simulatsioonideks sarnaste omadustega operatsioonvõimendi LMH6550 mudelit. Selline asendus ei ole tavaliselt soovitatav, aga vastavalt TI esindaja sõnadele, peaks see sobima simuleerima kõrgema voolutarbe režiimi, mis on ka skeemis LMP8350-l kasutatav režiim. [32] Simulaatoriks kasutati programmi LTSpice XVII, sest see lubab sisse joonistada ka mittekandilisi sümboliteid, erinevalt TINA-Tist, ja ei ole piiratud naeruväärselt väikesele komponentide arvule nagu AD ADsim. Simulatsioonide mürale on esitatud ka graafikud, lisaks RMS väärtusele. Sama simulatsiooniskeemiga saab kontrollida ka muid skeemi parameetreid.

LMH6550 andmelehes antud müraväärtused on  $6,0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  ja  $1,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ , mis on umbes samas suurusjärgus LMP8350 omadega. Müragraafikuid pole andmelehes ära toodud, kuid eeldada võib et nad on üpris sarnased. Kõrgem pingemüra väärtus peaks tasakaalustama võimaliku muutuse mürapunktides kahe operatsioonvõimendi vahel.

Takistite ja kondensaatorite parasiitväärtusi ei kasutatud simulatsioonis nende väikese väärtuse tõttu – parasiitkomponendid trükkplaadist oleks nendest suuremad, sest kasutatakse üpris väikeseid SMD komponente, mille mudeleid ei ole kas saada, või on simuleeritud ainult mõnda parameetrit, nagu mahtuvuse sõltuvust pingest, ja nende väljaarvutamine ja simuleerimine on tehtav, aga nõuab keerulisemaid simulaatoreid ja valmis plaadilahendust kujul millest nii joonistamisprogramm kui simulaator aru saavad.



Element	Müra, RMS	
Puhver	0,004 $\mu\text{V}$	
Võimendi	6,64 $\mu\text{V}$	
Korruti	0,62 $\mu\text{V}$	
Filter/Integraator	0,20 $\mu\text{V}$	30,81 $\mu\text{V}$
ADC puhver	1,2551 $\mu\text{V}$	
Kokku	6,79 $\mu\text{V}$	31,55 $\mu\text{V}$

Tabel 3: Mürasimulatsioonid elementide lõikes

Simulatsioonid ja arvutused sobituvad üldjoontes – suurim müraallikas on võimendi. Üllatab korruti müra vähenemine puhta arvutusega võrreldes. Integraatorimüra on ilmselt simulaatori poolt täpsemini arvatud, võttes arvesse ka kondensaatorite müra. Müraväärtused simulatsioonis lubavad täpsemat tulemust kui arvutused, välja arvatud integraatori kasutamisel. Miinimumeraldusvõimeks jääb seega 6,78  $\mu\Omega$  või integraatoriga 31,5  $\mu\Omega$ . Need väärtused muidugi eeldavad ühikulist takistit.

#### 4.2.2 Korruti ebatäpsused

Korruti kui süsteemi peamise analoogkomponendi täpsusest sõltub kõige enim – mürad sisend- ja toiteliinidel, nihkepinged nii sisendis kui väljundis, sisendite läbikostvused väljundisse, X- ja Y-sisendi ülekostvused üksteise suhtes, temperatuurisõltuvus. Mõnda neist õnnestub minimeerida hoolika skeemidisainiga ja plaadikujundamisega, teisi aga mitte. X- ja Y-sisendi ülekostvuste minimeerimiseks tuleb rajad tõmmata üksteise suhtes võimalikult risti, et hoida radade kiirgus- ja vastuvõtuala võimalikult väiksena. Signaaliliinide poolt üleskorjatavat müra saab minimeerida hoides radu võimalikult lühikesena ja varjestades seadme tundlikumad osad välise müra eest ja pannes analoogosa digitaalosast võimalikult kaugele. Andmelehes on korruti sisendite mittelineaarsuseks madalatel sagedustel antud maksimum 0,5%, millele lisandub temperatuurisõltuvus 0,7%. Sisendpinge nihe on  $\pm 20\text{mV}$ , millele lisandub temperatuurinihe  $\pm 25\text{mV}$  üle lubatud töötemperatuuride. [33] Tugisignaalide nihked saab kompenseerida lihtsalt – DDSi sisemisi registreid kasutades. Mõõdetava objekti voolu- ja pingesignaalide kompenseerimine on keerulisem, ning seda pole praeguses lahenduses tehtud. Väljundpinge maksimaalne nihe on andmelehe järgi  $\pm 75\text{mV}$ , millele

lisandub temperatuurinihe  $\pm 10\text{mV}$ . [33] Väljundnihke võib jätta kompenseerimata, kui kalibreerida nihe ilma rakendatud signaalideta või ilma vahelduvkomponendita signaalide abil, ja lahutada see maha mõõtmistulemusest. Nii sisend- kui väljundnihete temperatuuriga muutuvat komponenti saab eemaldada kas nullimisahelaga, mille temperatuuritegur on ideaalis sama väärtusega, kuid teise märgiga kui korruti oma, või arvestades selle samuti sisse koos pideva nihkega. Viimasel juhul tuleb muidugi üles võtta nihkepingete väärtused üle temperatuuri ja mõõta korruti temperatuuri, aga selle võib arvestada samaks plaadi temperatuuriga. Peale kõigi nihete kompenseerimist on maksimaalseks lubatud väljundi suhteliseks veaks 1,0%, millele lisandub temperatuuriviga 1,25%. AD835 algebratehe sisaldab ka jagamist sisemise pingega U, mis on nominaalselt 1,05V. [33] See pinge võib samuti kõikuda, andmelehe järgi 8% täisskaalast, millele lisandub 9% temperatuurinihet. Põhilist nihet saab korrigeerida välise pingejaguriga, mille skeem on andmelehes ära toodud, aga temperatuurinihke korrigeerimine välise ahelaga ei ole mõistlik, sest andmelehes ei ole ära toodud selle pinge temperatuurisõltuvuse graafikut. Selle saaks võib-olla üles võtta reaalsel seadmel, aga sisendite nihked võivad mõjutada ka seda tulemust. Veaarvutus ainult andmelehes antud parameetrite korral, kus lihtsuse ja kindluse mõttes on kõik temperatuurivead võetud sõltumatute vigadena tuleb seega.

$$\Delta W = \sqrt{\left(\frac{X_{\text{nonlinearity}}}{1}\right)^2 + \left(\frac{Y_{\text{nonlinearity}}}{1}\right)^2 + \left(\frac{X_{\text{temperature}}}{1}\right)^2 + \left(\frac{Y_{\text{temperature}}}{1}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{nonlinearity}}}{1,05}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{temperature}}}{1,05}\right)^2}$$

Kasutades andmelehes toodud maksimaalseid väärtusi ja võttes kõigiks pingeteks 1V, saame arvutada korruti vea.

$$\Delta W_{\text{max}} = \sqrt{0,005^2 + 0,003^2 + 0,007^2 + 0,005^2 + \left(\frac{0,01}{1,05}\right)^2 + \left(\frac{0,0125}{1,05}\right)^2}$$

$$\Delta W_{\text{max}} = 0,0185$$

$$\Delta W_{\text{max}} = 1,85\%$$

Kasutades maksimumväärtuste asemel tüüpilisi väärtusi saame oluliselt parema tulemuse.

$$\Delta W_{max} = \sqrt{0.003^2 + 0.001^2 + 0.005^2 + 0.003^2 + (0.005/1.05)^2 + (0.01/1.05)^2}$$

$$\Delta W_{max} = 0.0125$$

$$\Delta W_{max} = 1.25\%$$

Simuleerides korrutit kasutades nelja eri signaali amplituudi, faasi ja kuut sagedust, sai arvutatud nihete väärtused ja korruti täpsused simulatsioonis. Ideaalse komponendi simulatsioonimudelina on nihe peaaegu olematu nii sisendites kui väljundites, samuti pole mudeleeritud ka läbikostvusi ega temperatuurisõltuvusi. Teguri  $U$  1,0V peale sättimiseks kasutati väiksemate väärtustega takisteid kui andmelehes soovitatud – 200  $\Omega$  põhiväärtus ja sellest 20 korda suurem 4k $\Omega$  takisti asendati 100  $\Omega$  ja 2k $\Omega$  takistiga. Simuleeriti 2 sisendperioodi, ning mõõdeti pinge korruti väljundis, millest võeti keskvärtus, mille puhul on kõrgsageduslik komponent 0 ehk võrdne ideaalse madalpääsfiltriga.

<b>Sisendpinge, p-p</b>	<b>Faasinihe 00 kraadi, väljundpinge V</b>					
<b>Sagedus</b>	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	0,515	0,515	0,515	0,515	0,518	0,529
500mV	0,129	0,129	0,129	0,129	0,130	0,133
100mV	0,026	0,026	0,026	0,026	0,026	0,027
50mV	0,013	0,013	0,013	0,013	0,013	0,014

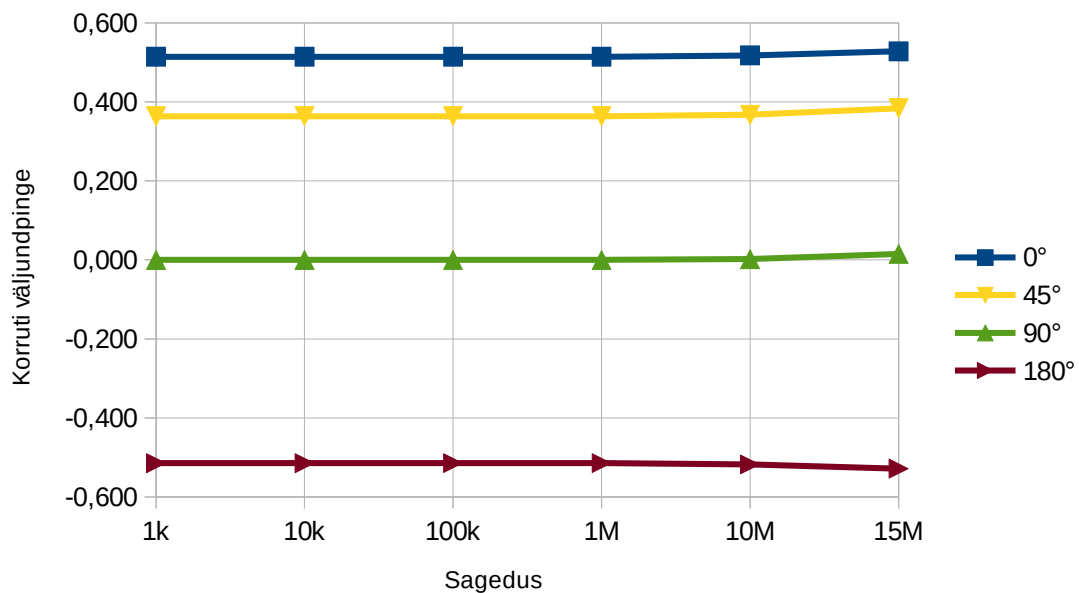
<b>Sisendpinge, p-p</b>	<b>Faasinihe 45 kraadi, väljundpinge V</b>					
<b>Sagedus</b>	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	0,364	0,364	0,364	0,364	0,368	0,385
500mV	0,091	0,091	0,091	0,091	0,092	0,097
100mV	0,019	0,019	0,019	0,019	0,019	0,020
50mV	0,010	0,010	0,010	0,010	0,010	0,010

<b>Sisendpinge, p-p</b>	<b>Faasinihe 90 kraadi, väljundpinge V</b>					
<b>Sagedus</b>	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	0,001	0,001	0,001	0,001	0,003	0,016
500mV	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,004
100mV	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001
50mV	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001

<b>Sisendpinge, p-p</b>	<b>Faasinihe 180 kraadi, väljundpinge V</b>					
<b>Sagedus</b>	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	-0,514	-0,514	-0,514	-0,514	-0,517	-0,528
500mV	-0,128	-0,128	-0,128	-0,128	-0,129	-0,131
100mV	-0,025	-0,025	-0,025	-0,025	-0,025	-0,026
50mV	-0,012	-0,012	-0,012	-0,012	-0,012	-0,012

Tabel 4: Simuleeritud korruti väljundpinge eri faasinihetel ja amplituudidel

Nagu tulemustest näha on, tõuseb väljundpinge koos sageduse kasvuga. Amplituudi järgi vaadates võib jääda ekslik mulje, et korruti töötab paremini. Tegelikult moodustab viga sama suureks, lihtsalt ümardamine eemaldab selle. Reaalses korrutis täidaks ümardamise asemel seda rolli müra. Mudelis ei ole simuleeritud kõik parameetrid täpselt füüsilise korrutiga vastavalt, mistõttu ei ole tulemused täiesti usaldusväärsed.



Joonis 16: Simuleeritud korruti väljundpinge 1V sisendamplituudide korral

Simuleeritud korruti on peaaegu ideaalse sageduskarakteristikuga kuni 10 MHz-ini.

Samad sagedused ja amplituudid mõõdeti ka reaalsel komponendil, kasutades HP34461A multimeetrit alaliskomponendi mõõtmiseks ja Tektronix AFG3022 signaaligeneraatorit. Sisenditele oli vaja rakendada nihkepingeid, et korruti väljundit õigesti skaleerida. Väljundi nihkepinge oli 41,336mV.

Sisendpinge, p-p	Faasinihe 00 kraadi, väljundpinge V					
Sagedus	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	0,462	0,463	0,459	0,454	0,453	0,422
500mV	0,157	0,157	0,156	0,155	0,155	0,155
100mV	0,060	0,061	0,060	0,060	0,060	0,060
50mV	0,052	0,052	0,052	0,052	0,052	0,051

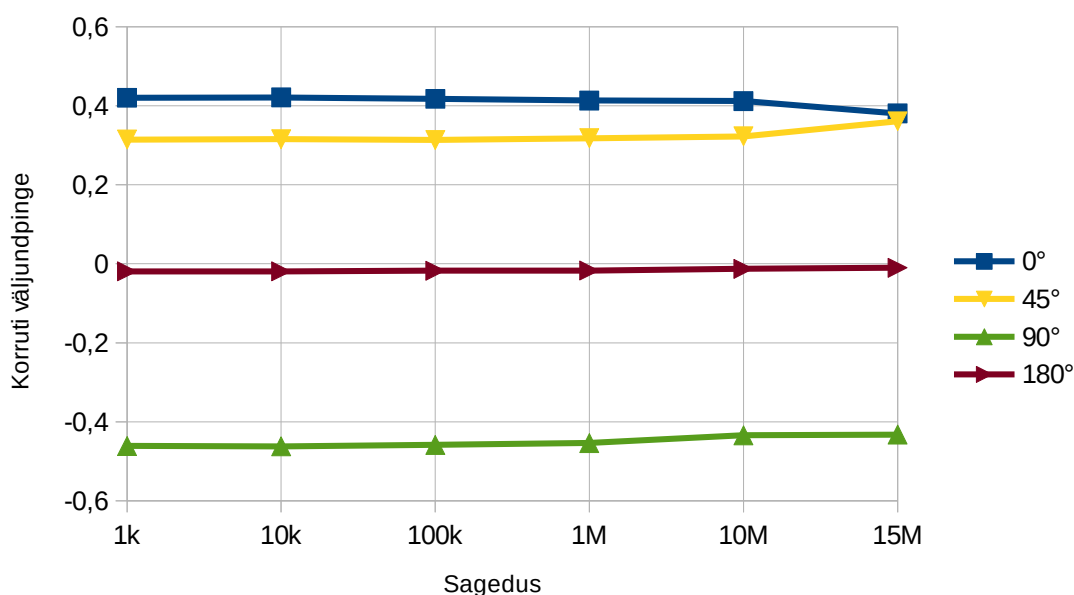
Sisendpinge, p-p	Faasinihe 45 kraadi, väljundpinge V					
Sagedus	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	0,356	0,357	0,355	0,359	0,364	0,402
500mV	0,131	0,132	0,131	0,130	0,144	0,144
100mV	0,062	0,062	0,062	0,062	0,061	0,061
50mV	0,049	0,049	0,049	0,049	0,049	0,048

Sisendpinge, p-p	Faasinihe 90 kraadi, väljundpinge V					
Sagedus	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	0,022	0,022	0,024	0,024	0,029	0,031
500mV	0,036	0,036	0,037	0,037	0,037	0,037
100mV	0,040	0,040	0,040	0,040	0,040	0,040
50mV	0,040	0,041	0,041	0,041	0,040	0,042

Sisendpinge, p-p	Faasinihe 180 kraadi, väljundpinge V					
Sagedus	1k	10k	100k	1M	10M	15M
2V	-0,420	-0,421	-0,417	-0,413	-0,393	-0,391
500mV	-0,069	-0,070	-0,069	-0,067	-0,067	-0,067
100mV	0,019	0,019	0,019	0,019	0,021	0,021
50mV	0,029	0,030	0,030	0,030	0,030	0,030

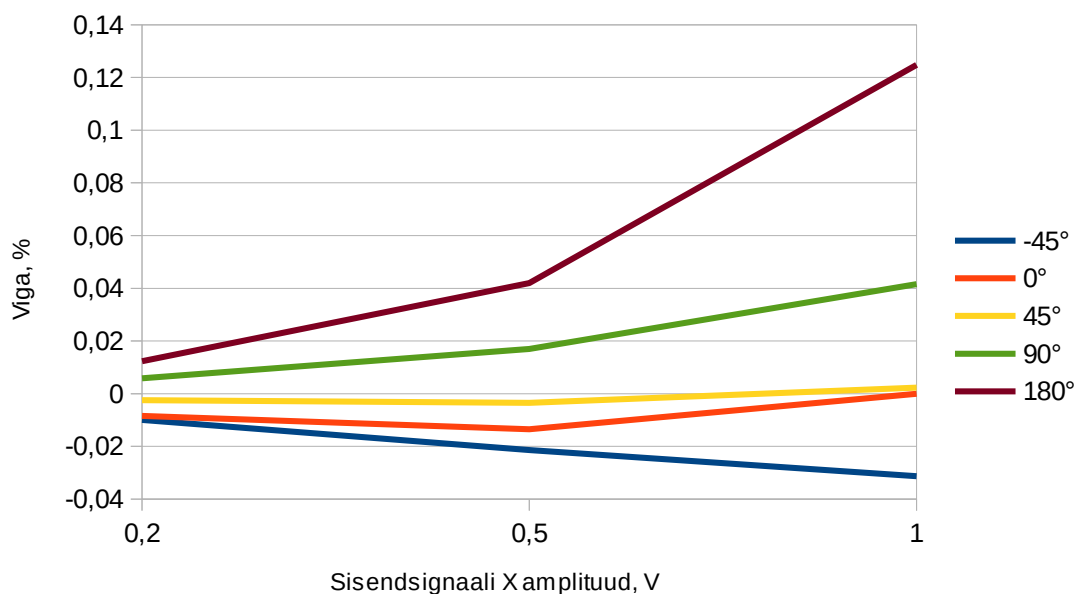
Tabel 5: Reaalse korruti väljundpinge eri faasinihetel ja amplituudidel

Nagu oodata oligi, on tulemused palju kehvemad, lausa mitukümmend millivolti. Asi on seletatav mõõtesüsteemi vigadega – nihkepinget rakendati ainult ühele sisendile, mitte mõlemale sisendile, kaabeldus oli ebavajalikult pikk, ja korrutustegurit ei olnud sobivalt kompenseeritud. Väljundi nihkepinge on tulemustest maha lahutatud. Väikeseamplituudilise sisendi korral upub väljund müraisse välismõjude tõttu. Tulemused üldjoontes siiski klapiivad simuleeritutega, vähemalt trendide mõistes – üle 10 MHz-i läheb korruti väljund juba mittelineaarseks. Sellest võib üle saada muidugi kompensatsioonitabelite abil, kuid kuna see võib varieeruda komponentide vahel, ei ole see soovitatav lahendus.

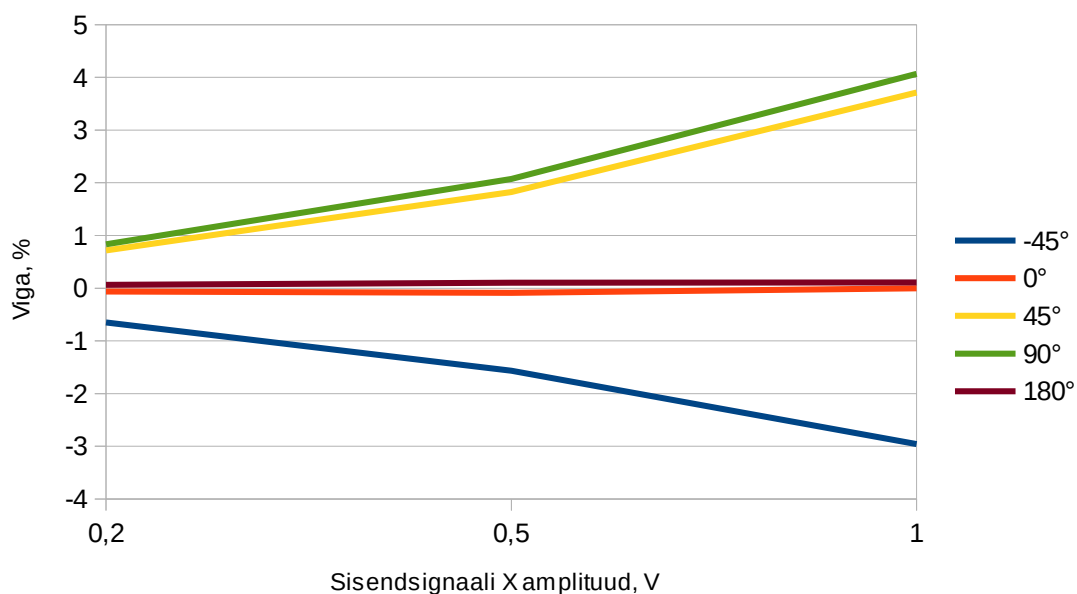


Joonis 17: Mõõdetud korruti väljundpinge 1V sisendamplituudide korral

Korruti vea hindamiseks koostati mõõtesüsteem NI USB6281 DAQ karbist ja korrutist. Karp genereeris nii sisendsignaale kui mõõtis korruti väljundit. Väga kõrged sagedused ei olnud võimalikud ADC ja DAC maksimumsageduste (vastavalt 625kSps ja 2,86 MSps) tõttu, piirduti 500kHz ülemsagedusega kolmel eri signaali amplituudil: 0,2V, 0,5V ja 1,0V. [34] Viga võrreldes ideaalse korrutiga on esitatud joonistel 18 ja 19.



Joonis 18: Korruti väljundi viga ideaalse korrutiga võrreldes sagedusel 1kHz

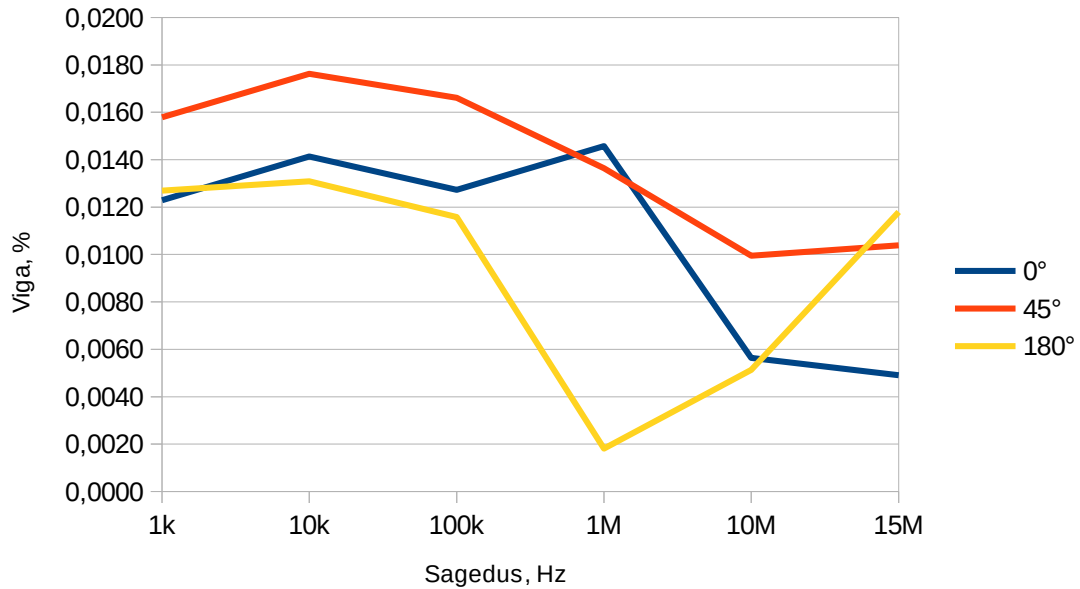


Joonis 19: Korruti väljundi viga ideaalse korrutiga võrreldes sagedusel 500kHz

Nagu graafikutelt näha on, püsib viga väike 0 ja 180 kraadi juures. 90-kraadise faasinihke korral põhjustab viga vähimgi nihkepinge, müra ja läbikostvus väljundis.



Korruti praktilisel kasutamisel ei ole ideaalväärtuse kasutamine mõistlik komponentide tolerantside ja tootmiserinevuste tõttu. Kui viga võtta täisskaala suhtes, on tulemus loomulikult parem. Täisskaala on praegusel juhul kahe 1V signaali korrutis.



Joonis 20: Simuleeritud korruti täisskaalale taandatud viga 0,5V X-sisendi juures

## 5 Prototüübi konstruktsioon

Eelnevatele tulemustele toetudes disainiti prototüüp idee praktiliseks tõestamiseks. Muude seadmete eeskujul ei ole tehtud ekraani ja klaviatuuri seadme põhilise osana, piirdudes välise USB- juhtimisega. Teiste akadeemiliste tööde eeskujul ei ole tehtud ka komplekset veaarvutust, mis nõuaks palju aega ja rohkem matemaatikat, kui nii autoril kui ka lugejal on kannatust.

Skeemilahenduse saab jagada viieks suuremaks osaks:

võimendus – mõõdetava komponendi ja referentskomponendi signaale, eriti voolu omi tuleb võimendada ja siluda, ning eemaldada kõrgsageduslikke komponente, mis korrutist läbi laskes hakkaksid omavahel ja signaaliga tootma ebasoovitavaid sageduskomponente.

Korruti – korruti on väga tundlik toitemürade suhtes, mis vajavad lisafiltreerimist. Samuti tuleb väljundist eemaldada kõrgema sagedusega produktid, harmoonikud ja muud ebasoovitavad komponendid.

Ergutus- ja tugisignaalide genereerimine – Ergutussignaali väljundvõimendil peab olema küllalt võimsust, nii elektrilist kui soojuslikku, et toita ära mõõdetavad komponendid, samal ajal kaitstes end lühise poolt põhjustatud läbipõlemise eest. Tugisignaalidega on asi lihtsam – neist tuleb eemaldada kõrgsageduslik müra ja võimendada neid ainult nii palju, et nende amplituud korruti sisendis annaks korruti väljundisse parima tulemuse. Kõik need signaalid peavad samal ajal püsima ka üksteisega faasisuhetes. Signaalide genereerimine peab aga olema samal ajal digitaalselt kontrollitav.

Analoog-digitaal muundus – korruti väljundid tuleb viia digitaalsele kujule, et nende põhjal arvutusi teha. Muunduri sisenditel on oma nõudmised ja piirid, mis ei ühti korruti väljundi omadega. Sinna juurde veel muunduri valimine, parameetrite hindamine, andmete tema käest kättesaamine ja tema toitmine.

Juhtimine – kõik see vajab juhtimist ja arvutamisvõimsust, mistõttu tuleb konstrueerida lahendus kas mikrokontrolleri baasil või kasutades mõnda USB-GPIO silda. Mikrokontrolleril põhinev lahendus on etem, sest siis jääb seadmele võimalus töötada autonoomselt, ilma juhtiva personaalarvutita.

Toide – kõik see ilu ja toredus vajab ka stabiilseid toitepingeid, voolusid, bypass kondensaatoreid mürade ärajuhtimiseks, filtreid. Samas peab toide ühenduma mugavalt ka väliste toiteallikatega, sest vähese müraga toidete konstrueerimine nõuab palju hoolt ja vaeva ning jääb selle töö ulatusest väljapoole.

## **5.1 Üldised märkmed**

Trükkplaadi konstrueerimisel ja komponentide valikul tuleb kasutada komponente ja teha muid disainivalikuid, mis kehtivad kogu skeemile.

### **5.1.1 Jooteplatside asetus**

Kõigil komponentidel kasutati tootja soovitatud platse, kui need olid olemas. Passiivkomponentidel kasutati Vishay soovituslikke.

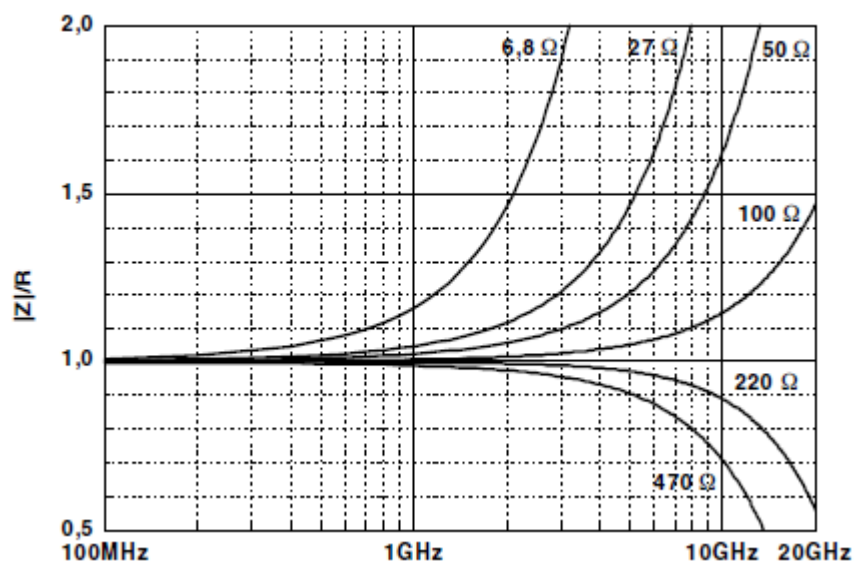
Kõigil muudel komponentidel arvutati platside asetus IPC Land Pattern Calculatoriga, mis arvutab komponendi mõõtude ja tolerantside põhjal uusimale IPC-756 standardile vastavad jooteplatsid. [35]

Esimese jala tähistamiseks valiti nii klassikaline täpp markeeringul kui ka jala kõrval olev joon tuleviku jaoks. Jootmis- ja pastamask defineeriti eraldi igale platsile, et vältida võimalikke vigu jootetammi laiuses, mis võivad tekkida kui kõiki vasekihil olevaid platse lihtsalt suurendada lasta, ja tagada parim pastaga katvus suuremate vasealadega komponentidel.

### **5.1.2 Takistite valik**

Kõik mõõteahela takistid on Vishay MCT0603 seeriast. Need on valitud, kuna Vishay on teinud mõõtmised kuni 30 GHz sagedusteni (Joonis 21) [36]. Graafik algab küll 100 MHz alast, kuid allpool seda sagedust võib eeldada, et impedantsi absoluutväärtus

muutub veel väiksemas ulatuses. Takistite väärtused on suhteliselt madalad, et vältida suurte väärtustega kaasnevaid impedantsimuutusi sageduse kasvades. Kuna 100 Ω takisti näitab väikseimat muutust kõrgetel sagedustel ja temaga on lihtne arvutada, kasutatakse neid mõõteahelas põhiväärtusena. See paneb muidugi lisanõudmised operatsioonvõimendi väljundvoolule.



Joonis 21:  $|Z/R|$  MCT 0603 takistiseeriale[36]

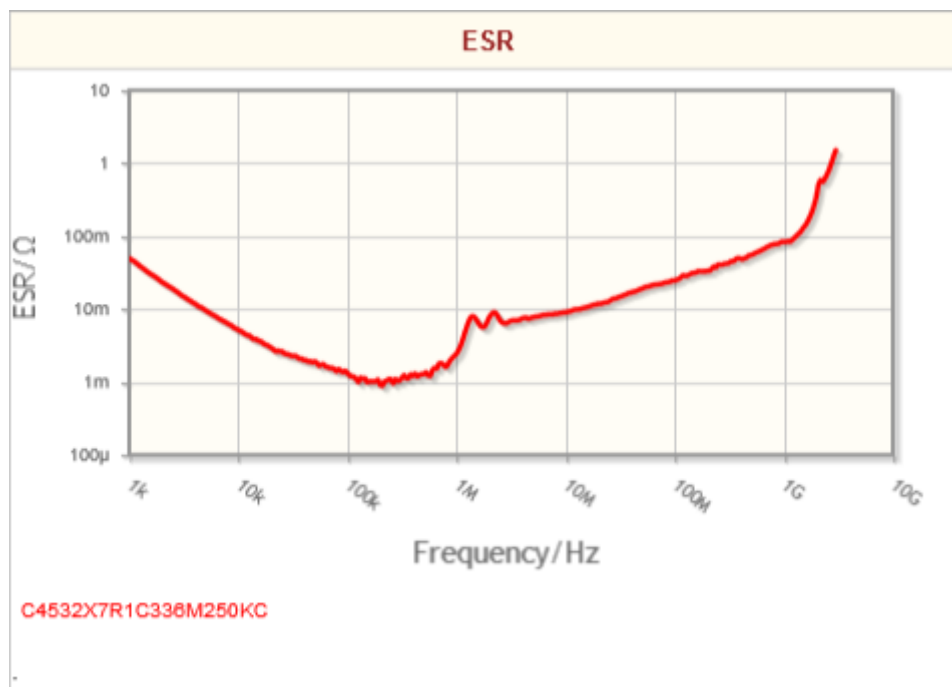
### 5.1.3 Operatsioonvõimendi

Operatsioonvõimendi peab olema stabiilne võimendusteguriga 1, väikese sisendvooluga ja üle 10 MHz sagedusribaga. Samas peab pingemüra olema väike. AD4817 sobib suurepäraselt – sagedusriba on suur (1050 MHz), ühikvõimenduses stabiilsuse kinnitus on andmelehe esimesel leheküljel suurelt kirjas ja sisendvool on 2 pA. Plaadi trasseerimist lihtsustab see, et SOIC-8 korpuses oleval üksikul operatsioonvõimendil (ADA4817-1) on väljundi väljaviik toodud invertteeriva sisendi kõrvale, mis tähendab et kõhu all või ümber korpuse ei pea vedama pikka rada.[37]

Filtrite operatsioonvõimendiks kasutatakse natuke halvemate parameetritega AD4807-t. Müra on parem kui ADA4817-l, aga see tuleb sisendvoolu hinnaga, kuid väiksem pakend ja odavam hind õigustavad end – üks AD4807-1 on odavam kui AD4817 ja SC70-6 pakend on väiksem kui SO-8. [38]

### 5.1.4 Kondensaatorid

Kõik keraamilised kondensaatorid on TDK poolt, sest nende poolt toodetud komponentidel on head veebilehed interaktiivsete graafikutega kondensaatori parameetrite muutumisega sõltuvalt sagedusest, rakendatud alalispingest ja muust. [39] Niimoodi saab kindlam olla, et seade oma kasutuskeskkonnas töötab enamikel juhtudel õigesti.

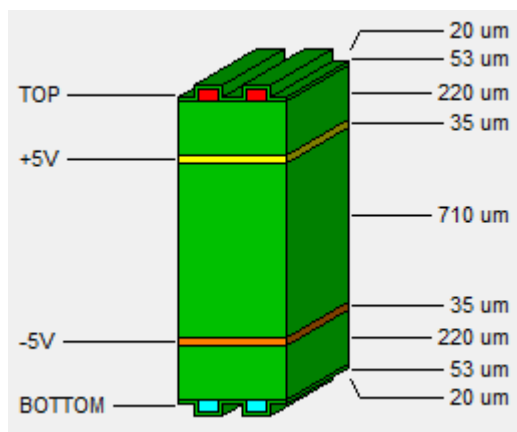


Joonis 22: C4532X7R1C336M250KC ESR graafik [39]

### 5.1.5 Plaadi ehitus

Plaat on neljakihiline FR4 materjalist, 35 $\mu$ m paksuse vasega kõigil kihtidel. Plaat on sümmeetrilise ehitusega, kaks 0,11mm vahekihti mõlemal poolel enne 0,71 mm sisekihti. Selline ehitus tagab jämedamad USB diferentsiaalrajad, aga võimaldab kasutada ka vahekihti toitevaseala ja maavase vahel lisakondensaatorina digitaalosa toite lihtsustamiseks. Analooosal tuleb igaks juhuks kasutada siiski erinevaid kondensaatoriväärtusi suurema sagedusvahemiku mahasurumiseks. Kihtide kasutus on

- 1) GND vasetäide ja rajad ja komponendid
- 2) +5V/+3.3V toitetasandid
- 3) -5V/DGND toitetasandid
- 4) GND vasetäide ja rajad



Joonis 23: Trükkplaadi ülesehitus

Jootemask on roheline, sest lubab jätta väiksemaid tamme ja on levinum ning seega ka odavam valik.

### 5.2 Toide

Toitepingeteks valiti analooosal +5 ja -5V bipolaarne toide, sest sellistele pingetele on spetsifitseeritud paljud analoogkomponendid ja nendele vajalikud muundurid on laialt saadaval. Digitaalosa toidetakse 3,3 voldiga, sest see on laialt levinud toitepinge. Kuna

tegu on põhimõtteliselt katsemaketiga, ei ole mõistlik toiteid liiga suures ulatuses teha, mistõttu on toiteahel lühike. Toitesisendiks on 4 mm banaanipesad trükkplaadil, mis lubavad seadet lihtsalt ühendada laboritoiteplokkidega. Kuna kahepolaarsete toiteploki hind on märgatavalt kallim ühepolaarsetest, on ebamõistlik nõuda lisaväljundit digitaalse osa jaoks, mistõttu muundatakse digitaalosa toitepinge samast sisendist kui positiivse analoogosa muunduri sisend. Negatiivse pingetegemiseks positiivsest sisendpingest läheks vaja lülitavat invertteerivat induktiivsusega toiteploki – analoogkorrutid ja eriti väljundvõimendi nõuavad märgatavaid koguseid voolu, mis ei luba kasutada odavat ja lihtsat lülitatud kondensaatoriga pingeinverterit. Analoogtoitepinged tehakes vastavatest sisenditest lineaarregulaatorite abil. Lineaarregulaatorid on kasutusel seetõttu, et nende väljundis on väiksem pulsatsioon ja puudub kindla sagedusega lülitav müra, mis võiks lekkida mõõteahelasse või mõjutada komponente nende toite kaudu. Digitaalses osas pole see oluline, nii et mingi vähese efektiivsusriisime alleshoidmiseks on see toide tehtud lihtsa buck converteriga. Buck converter on seepärast, et kuna lineaarregulaator ei tööta alla oma miinimumsisendpinge, ei ole mõtet lisada kompleksust kui mõõteosa niikuinii tööle ei hakka. Samal põhjusel on ka digitaalosa konverterile seatud pingelampiir – pole vajadust protsessori sisselülitamiseks kui analoogosa ei saa sobivat toidet. Kuna DDS on ainus +3,3V peal töötav analoogkomponent, ei ole erilist vajadust teha uut toiterelssi ainult tema jaoks. Seepärast muundatakse temale toide +5V toitest lähedalasuva lineaarregulaatoriga.

Toitebilanss on koostatud arvutamaks vajaminevat voolu lineaarregulaatori valimiseks. Komponentide toide on eelarvestatud andmelehe järgi – rahuolekuvool + eeldatav väljundvool analoogkomponentidel. Eeldatud on, et kui pole vastupidist märgitud, on andmelehes antud väärtused sümmeetrilised, ehk mõlemast toiteallikast võetakse sama palju voolu. Operatsioonvõimenditel on lisatud ka lineaarne väljundvool, kui see on andmelehes antud. Ergutuse lühistamist peab regulaator välja kannatama, kõigi muude komponentide lühiseid aga mitte. Digitaalosa toide peab kannatama mikrokontrollerit, nii mitme väljundi lühist kui tema korpus välja kannatab, kõigi muude komponentide toitevoolud ja nii 50% lisaks, mis on arvestatud pistikutesse pandavatele tütarkaartidele. Väljundite normaaltarvet ei ole arvatud, sest jääb normaaloludes väga väikeseks lühisvooludega võrreldes.

Komponent	+5V	-5V	+3,3V
ADA4870	1,2A	1,2A	0
ADA4817	2*(21mA+20mA)	2*(21mA+20mA)	0
ADA4807	10*(1mA+50mA)	10*(1mA+50mA)	0
AD835	2*(25mA)	2*(25mA)	0
LPC54113	0	0	20mA+3*60mA
AD9106	95mA	0	0
FT232RL	0	0	15mA
<b>Kokku</b>	1937mA	1842mA	215mA

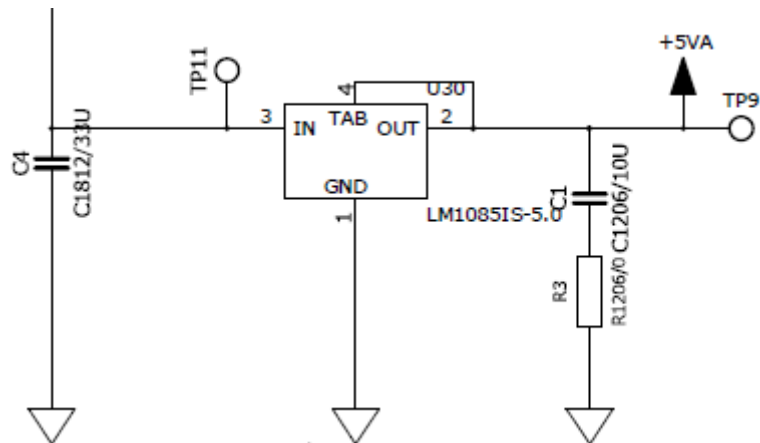
Tabel 6: Toitebilanss

Operatsioonvõimendite ja teiste analoogkomponentide toitefiltrite kondensaatorid on pandud võimalikult komponendile lähedale, et minimeerida induktiivsust. Väiksema mahtuvusega kondensaator on aga Kui mahub, on läbiviigud pandud kondensaatori kõhu alla. Väiksemate komponentide korral, või kitsastes oludes, kus nad alla ei mahu, on läbiviigud pandud võimalikult lähedale kondensaatori jooteplatsi kõrvale. Selline lahendus peaks samuti minimeerima induktiivsust.

### 5.2.1 +5V analoogtoide

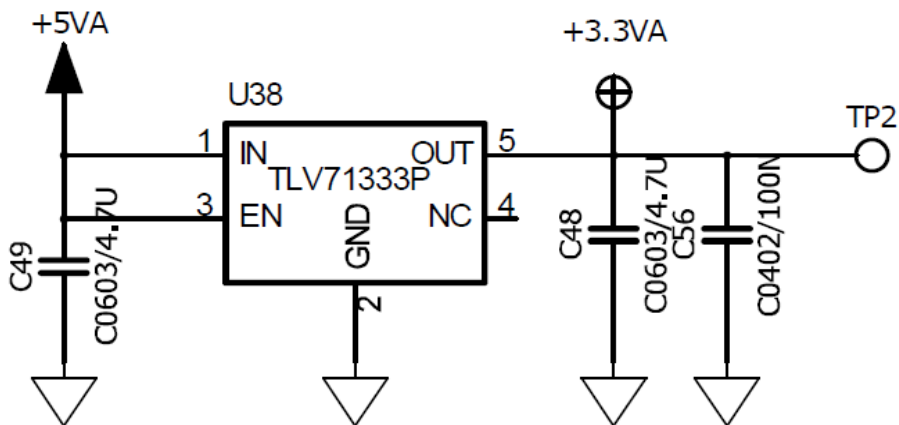
+5V toide on tehtud lihtsalt LDO-ga. LM1085-5.0 on TO-263 pakendis fikseeritud väljundiga LDO. LDO annab välja kuni 3A, ning on selle jahutamiseks tõmmatud läbiviikudega nii montaažiküljel kui ka plaadi teise küljel oleva vasetaite külge. Andemelehe järgi on tegemist vanema komponendiga, mistõttu on stabiilsuse tagamiseks vaja kõrgema ESR-iga kondensaatorit. [40] Kuna elektrolüüt on suurem ja tantaal kallis, kasutati nende asemel keraamilist kondensaatorit koos järjestiktakistiga.





Joonis 24: +5V regulaatori skeem

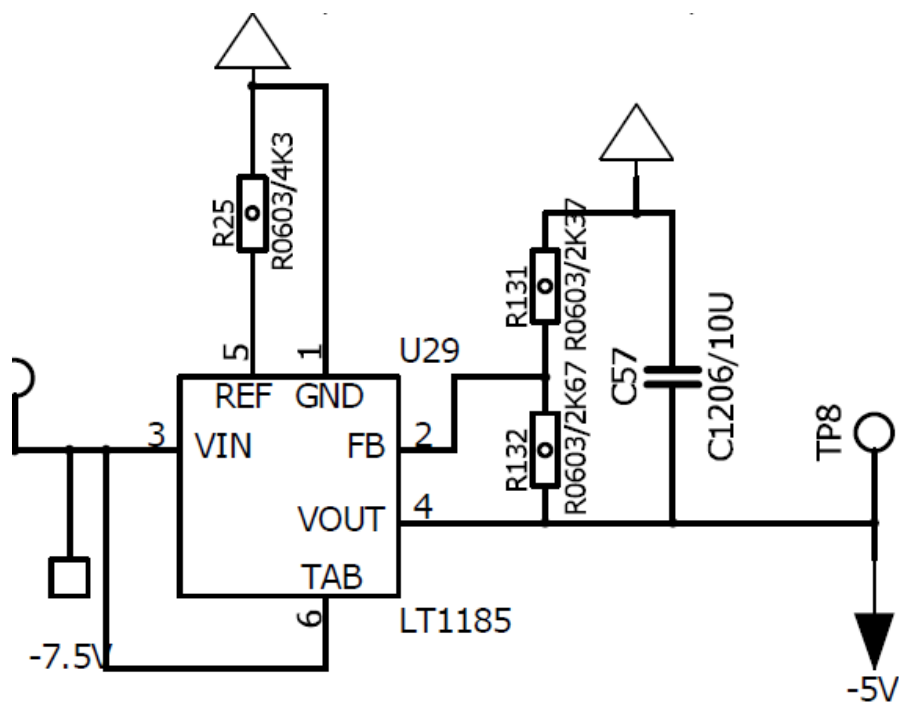
+3.3V analoogtoidet nõuab ainult DDS, mistõttu on tema toitmiseks lisatud TLV71333P lineaarregulaator +3.3V väljundiga. Kuna tema peal kaob umbes 1,7V võib ta olla väiksemas SOT23-5 pakendis. TLV71333 ei nõua küll väljundkondensaatorit, aga üks on ikka pandud müra eemaldamiseks. [41]



Joonis 25: +3,3V toiteregulaator

### 5.2.2 -5V analoogtoide

Sarnaselt +5V toitele on -5V toide tehtud LDO-ga. LDO on sarnases TO-263 pakendis, ainult viie väljaviiguga. Kuna negatiivsete regulaatorite valik on väiksem, tuleb kasutada seadistatavat regulaatorit. LT1185 on kuni 5A väljundvooluga regulaator. Kuna 5V on tavaline väljundpinge, ei ole vaja midagi arvutada – kasutada saab andmelehe esiküljel ära toodud skeemi. [42]



Joonis 26: -5V toiteregulaatori skeem

Sama regulaatori peal võiks ehitada ka positiivse toite, aga see ei oleks otstarbekas oma kõrgema hinna tõttu. Lisaks sellele võtab seadistatav regulaator ka rohkem plaadiruumi oma väliste komponentide tõttu.

### 5.2.3 +3.3V digitaaltoide

3.3V digitaaltoide on ainus toide, mis on ehitatud lülitava topoloogiaga, sest mürad selles kanduvad mõõtmisesse üle vähe.

Valitud kontrolleriüks on TI LMR14020, mis suudab lülitada kuni 2A voolu sisemise lülitiga ja on mõistlikus SOIC8 soojusliku platsiga pakendis, mida saab vajaduse korral käsitsi joota.

Andmelehes toodud disainiprotseduuri jälgides määrame tagasiside pingejaguri

ülemiseks õlaks 100kΩ. Edasi rakendame valemit  $R_{FBB} = \frac{V_{out} - 0,75}{0,75} * R_{FBB}$

Teisendades saame  $R_{FBB} = \frac{0,75 * R_{FBB}}{V_{out} - 0,75}$  Asendades  $R_{FBB} = 100k\Omega$  ja  $V_{out} = 3,3V$

saame  $R_{FBB} = \frac{0,75 * 100}{3,3 - 0,75} \rightarrow R_{FBB} = 29,412 k\Omega$  Lähim E96 takisti on 29,4kΩ, mis on

küllalt lähedane. Lülitussageduseks valiti 1,14MHz, et saaks kasutada väiksemat induktorit ja jätta harmoonikud eemale viie ja nulliga lõppevatest arvudest, mis seadme

kasutajaile mõõtes esimese valiku sees oleks. Valemist  $R_T = 32537 * f_{SW}^{-1,045}$  kus  $f_{SW}$  on konverteri lülitussagedus ja  $R_T$  sagedusseadmistakisti, saame

$R_T = 32537 * (1,14 * 10^{-6})^{-1,045} \rightarrow R_T = 20792,750 \Omega$  Lähim E96 takisti on 21 kΩ. Edasi jääb üle arvutada induktori väärtus, ja vool temas.

$L_{MIN} = \frac{V_{IN\_MAX} - V_{OUT}}{I_{OUT} * K_{IND}} * \frac{V_{OUT}}{V_{IN\_MAX} * f_{SW}}$  Kui asendada arvudega  $V_{out} = 3,3V$ ,  $I_{out} = 2A$ ,

$K_{ind} = 0,4$ ,  $V_{IN\_MAX} = 30V$ , saame arvutuste tulemuseks

$L_{MIN} = \frac{30 - 3,3}{2 * 0,4} * \frac{3,3}{30 * 1,14 * 10^6} \rightarrow L_{MIN} = 3,220 * 10^{-6} H$  Lähim induktor oleks 3,3μH,

aga pulsatsioonivoolu vähendamise ja komponendi saadavuse huvides kasutame 4,7μH-st induktorit. Kasutades sama väärtusi kui induktoriarvutuses valemis

$\Delta i_L = \frac{V_{OUT} * (V_{IN\_MAX} - V_{OUT})}{V_{IN\_MAX} * L * f_{SW}}$  saame  $\Delta i_L = \frac{3,3 * 30 - 3,3}{30 * 4,7 * 1,14} \rightarrow \Delta i_L = 0,548 A$  Seega

peab induktor kannatama 2A koormusvoolu ja lisaks veel seda pulsatsioonivoolu. Bournsi SRP5030T-4R7M sobib, sest südamik satureerub alles 6A peal, ja konstruktsioon on varjestatud, vähendades müralekkeid. Jääb üle vaid arvutada

mahtuvus.  $C_{OUT} > \frac{3 * (I_{OH} - I_{OL})}{f_{SW} * V_{US}}$  Kui  $I_{OH} = I_{OUT} + \Delta i_L$  ja  $I_{OL} = I_{OUT} - \Delta i_L$  ja  $V_{US} = 50mV$ ,

saame

väljundkondensaatori

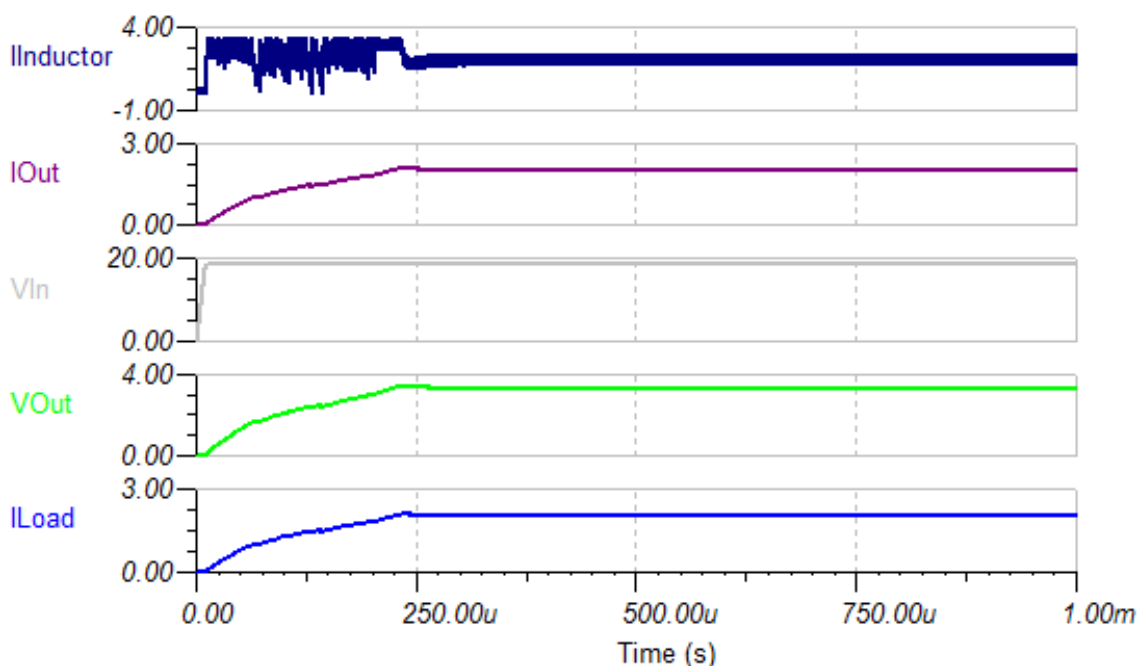
miinimumväärtuseks

$$C_{OUT} > \frac{3 * 2,55 - 1,45}{1,14e6 * 0,05} \rightarrow C_{OUT} > 5,263 * 10^{-5} F$$
 Andmelehes on toodud ka täpsem valem,

mis annab suurema tulemuse, kuid kuna mahtuvust on parem panna rohkem kui vähem ei ole seda siin ära toodud. Lisaks tuleb arvesse võtta ka kondensaatori takistust stabiilsuse jaoks. Selle jaoks on andmelehes toodud valem.

$$\Delta V_{OUT\_ESR} = \Delta I_L * ESR \rightarrow ESR = \frac{\Delta I_L}{V_{OUT\_ESR}} \rightarrow ESR = \frac{0,05}{0,565} \rightarrow ESR = 0,0912 \Omega$$
 Arvestades

mahtuvust ja ESR nõudeid koos mahtuvuse langusega rakendatud alalispinge ja temperatuuriga, valiti kondensaatoreiks kaks TDK C4532X7R1C336M250KC C1812-t paralleelis. Lahenduse töötamist kontrolliti TINA-TI simulaatoris, sest sinna saab TI online-keskkonnast WEBENCH otse tõmmata skeemi, mida saab lihtsalt modifitseerida sobivaks, asendades kõik komponendid peale lülitikivi enda. Simulatsioon näitab, et asi töötab. Madalamatel sisendpingetel langeb väljundvool pisut.



Joonis 27: 3,3V toite simulatsiooni tulemused

Et protsessor puuduliku toite korral sisse ei lülituks, on kasutusel regulaatori alapingesisend. Kui pinge sisendil on üle 1,2V, lülitub regulaator sisse. Selle jaoks on lihtne pingejagur sisendi ja maa vahel. Pingejaguri ülemine õlg on 100kΩ ja alumine 21kΩ, andes sisselülitamispingeks ligikaudu 7 volti.

## 5.3 Juhtimine

Mõõtetulemused tuleb kuidagi ADC-st kätte saada ja DDS peab saama kontrollkäsud sageduste genereerimiseks, faaside seadmiseks, amplituudideks ja muuks. See võib tulla kas väliselt, üle USB liidese või prototüübi enda seest, inimmasinliidese abil. Kui kasutada USB-ga juhtimist, võib kasutada FTDI USB-SPI/USB-GPIO sildu, mis ühendavad endas tarkvaraga valitava järjestikpordi, GPIOd, JTAG, SPI või muu järjestikliidese. Nende miinuseks on aga see, et kõiki SPI standardi võimalusi ei saa kasutada natuke vigase riistvaraimplementatsiooni tõttu. [43] Mikrokontrolleri kasutamine annab võimaluse implementeerida kõik juhtimisloogika selle peal, jättes arvutitarkvara hooleks vaid sellele käskluste andmise ja andmete tagasilugemise ja töötlemise.

### 5.3.1 Mikrokontroller

Mikrokontroller valiti järgmiste kriteeriumide alusel

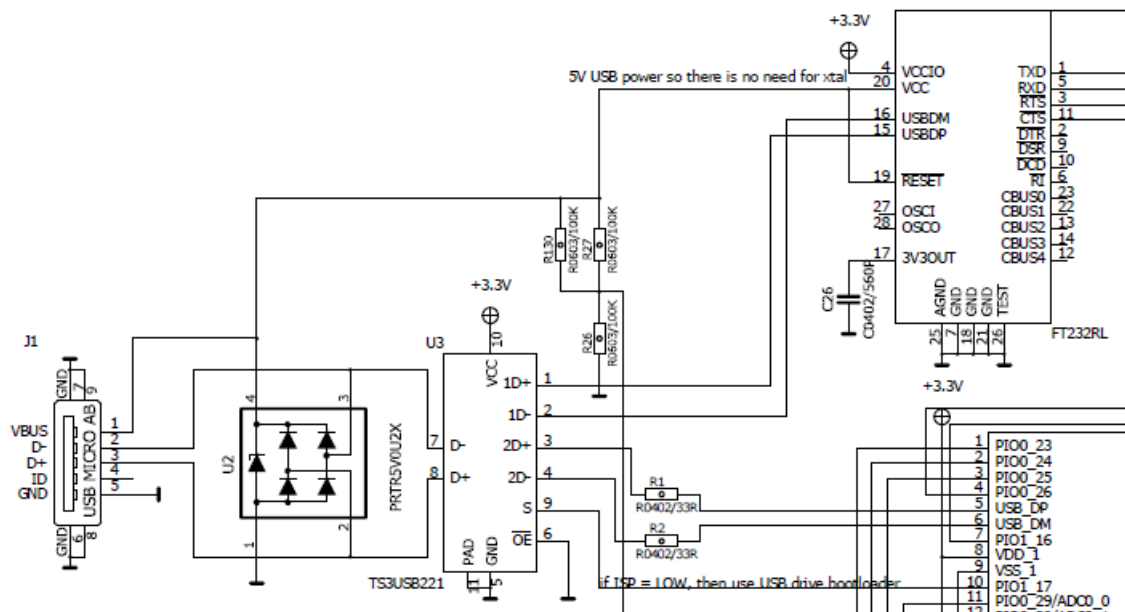
- 1) integreeritud USB kontroller võimalikult suure andmevahetuskiiruse jaoks arvutiga
- 2) ARM Cortex M4F tuum või sarnaste parameetritega muu tuum DSP instruksioonide ja riistvaralise ujuvkomatõe jaoks. Samas ei tohiks olla täis-DSP arhitektuur, et vältida kogematusesest tekkivaid probleeme.
- 3) Mitu SPI/järjestikliidese kontrollerit perifeeria toetamiseks. Kõigi seadmete ühe liini külge panek vähendaks liigutatavat andmemahtu ja sunniks võtma rohkem protsessoriaega CS-liinide haldamiseks
- 4) DMA kontroller protsessori vabastamiseks võendite mällu liigutamise tööst, mis oleks muidu suur osa protsessori koormusest
- 5) teine tuum väiksemate ülesannete täitmiseks (nuppude kontroll, temperatuuri mõõtmine jne)
- 6) sisemine püsimälu, et vähendada radade tõmbamist trükkplaadil ja lisakomponenti tootmisdokumentides. Välise SPI või I2C Flash-mäluga mikrokontrollerid on seoses andmemahtude kasvuga

## 7) Võimalikult suure maksimaalse taktsagedusega kiireks opereerimiseks

NXP 5411x seeria mikrokontrollerid täidavad kõik need kriteeriumid ja neisse on integreeritud veel kasulikke funktsioone, nagu ROM alglaadur tarkvara uuendamiseks USB kaudu, paindlik väljaviigu otstarbe määramine perifeeriakontrolleritel trasseerimise lihtsustamiseks. Lisaks ei vaja mikrokontroller ka välist kristalli, mis vabastab plaadiruumi otsesemate radade tõmbamiseks, sest kristallile, tema kondensaatoreile ja piiravale maarajale pole vaja ruumi jätta. LPC54113J256 on saadaval ka TQFP64 pakendis, mis lubab teda vajadusel käsitsi joota. [44]

### 5.3.2 USB ühendus

USB sidet saab kasutada kas mikrokontrolleri sisseehitatud USB plokiga, mis lubab kasutada kiirusi kuni 12 Mbit/s, või järjestikliidest emuleeriva FTDI FT232R USB-serial sobitusintegraallülituse abil. Selline seadistus on kasulik seetõttu, et rangelt piiratud õigustega arvutisüsteemides ei ole vaja saada administraatori nõusolekut, et paigaldada digitaalselt allkirjastamata ja kvaliteediprogramme mitteläbinud ajur. Peale selle annab ta ka paindlikkust operatsioonisüsteemide ja arhitektuuride alal – FTDI on oma ajurid kompileerinud mitmele arhitektuurile, x86 personaalarvutitest ARM mobiiltelefonidele, ning nendel jooksvatele laialt levinud operatsioonisüsteemidele (x86 poolel Windows, OS X, Linux ja ARMi peal Android ja Debian). Riistvaraliselt on süsteem realiseeritud USB multiplekseri abiga. [45]



Joonis 28: USB ühenduse skeem

Sisendpesaks on USB MicroAB tüüpi pesa, mille siderajad on pindmontaažiga, aga mehaanilise tugevuse tagavad aukmontaažiga korpusejalad. Otse selle järele on paigutatud ESD kaitsediidimassiiv. 90 Ω diferentsiaaltakistusega rajapaar jookseb sealt edasi multiplexerisse, kus üks väljund jookseb läbi mikrokontrolleri andmelehes soovitatud 33 Ω sobitustakistite mikrokontrollerisse. 90 Ω diferentsiaaltakistus on saavutatud 0,25 laiusega rajaga ja rajavahega 0,15 mm. Selline rajavahe võimaldab plaati üpris kergesti toota. Rajavahe on arvatud Saturn PCB toolkiti abil ja kontrollitud CGI-wcalc abil. Teine väljund läheb otse FTDI FT232R sisendisse. Neil diferentsiaalpaaridel ei ole ESD kaitset, sest kontakt nendega peaks olema idee järgi minimaalne. Nende vahel lülitab mikrokontroller kasutades GPIO väljundit. Sellel rajal on ka 10k pull-down takisti, et tõmmata multiplexer kindlasti mikrokontrolleri sisendit kasutama, et oleks võimalik uuendada mikrokontrolleri tarkvara ilma programmeerimisseadmeta.

### 5.3.3 Programmeerimine

Kuigi mikrokontroller toetab üle USB programmi pealelaadimist, ei ole selle kaudu võimalik programmi siluda, mistõttu sai mikrokontrolleri programmeerimiseks valitud 1,27 mm (0.05") sammuga 2x5 ARM programmeerimis-ja silumispistik. Pistikule on

välja toodud ainult mikrokontrolleri SWO otsad (SWDIO ja SWCLK) koos RESETiga. LPC5411x ei toeta üle JTAG-i programmeerimist, ning kuna tegu ei ole massitootmiseks mõeldud seadmega mis vajaks kiiret testimist, ning need väljaviigud on oma primaarses rollis teiste ülesannetega ja asuvad eraldi SWO ottest, ei ole neid pistikule välja toodud. Mikrokontrolleri alglaadurisse panekuks on seadme tagaküljele USB pesa kõrvale pandud surunupplüliti. Kui nuppu all hoida ja USB pistik on sisestatud ja seadme toide sisse lülitada, läheb mikrokontroller USB alglaadurisse, kus ta esitab end USB siinikontrollerile kui väikese mahuga FAT32-mälupulka, millele saab panna .bin formaadis programmitõmmise. Miski peale vähese ruumi ei takista sinna panemast ka muid faile, kuid nende korral suudab mikrokontroller vektoritabeli tuvastada, et programmifail on vigane ja ei välju alglaadurirežiimist. Teine variant oleks eelmainitud nupu külge ühendada pulluptakisti, mis paneb alglaaduri järjestikrežiimi, kuid see on ebamugavam, sest nõuab rohkem tarkvara programmitõmmise serialiseerimiseks ja väljasaatmiseks, ning on ka aeglasem.[46] Käivitusprotsess võib manuaali järgi võtta kuni kolm millisekundit. [46] Selle aja jooksul on kõik sisendid kõrge impedantsiga olekus, mistõttu on olulistel komponentidel vaja väliseid pull-up takisteid.

Programmeerimisseadmena võib kasutada LPCLink-2 programmaatorit, mis on mõistliku hinnaga (~22 eur), laialt saada ja toetatud ka erinevate tarkvarapakettide poolt. Alternatiivina võib kasutada ka FTDI 232H-seeria USB-järjestikliidese sildu, kuid nendega on rohkem tarkvaraketi ülesseadmist ja hinnavõit ei ole väga märgatav, kui kasutada ametlikke FTDI mooduleid. [47] [48]

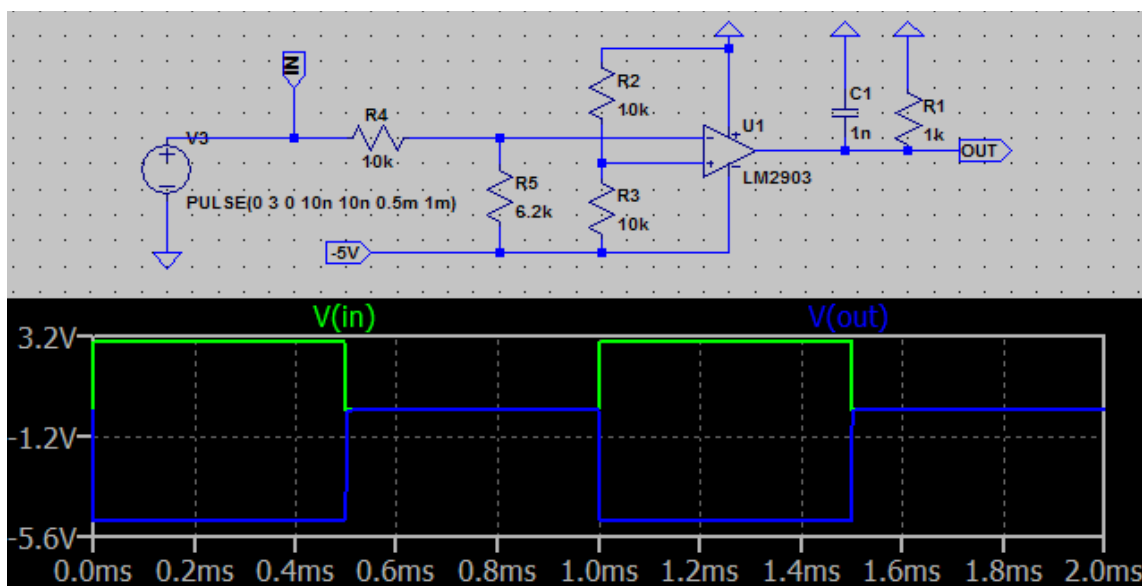
Koodikirjutamist lihtsustavad NXP poolt jagatavad LPCOpen teegid, mis sisaldavad funktsioone perifeeria kasutamiseks liialt süvenemata protsessori registrikirjeldustesse. Koos teegiga tuleb kaasa ka ohtralt koodinäiteid ja mõned draiverid USB funktsionaalsuse demonstreerimiseks Windowsi platvormil. Nagu igal endast vähegi lugupidaval mikrokontrolleritootjal, on ka NXP-l oma arenduskeskkond ehk Eclipsele külge poogitud debuggeridraiverid koos vabavaralise toolchainiga kompileerimiseks, linkimiseks ja programmi pealelukkamiseks.



## 5.4 Ergutus

Ergutusosa on põhimõtteliselt signaaligeneraator, aga 50-Ω väljundtakistuse asemel võib seal olla palju väiksem takistus, või ka mahtuvuslik koormus, mis on kõigile väga ebameeldiv toita. [49]

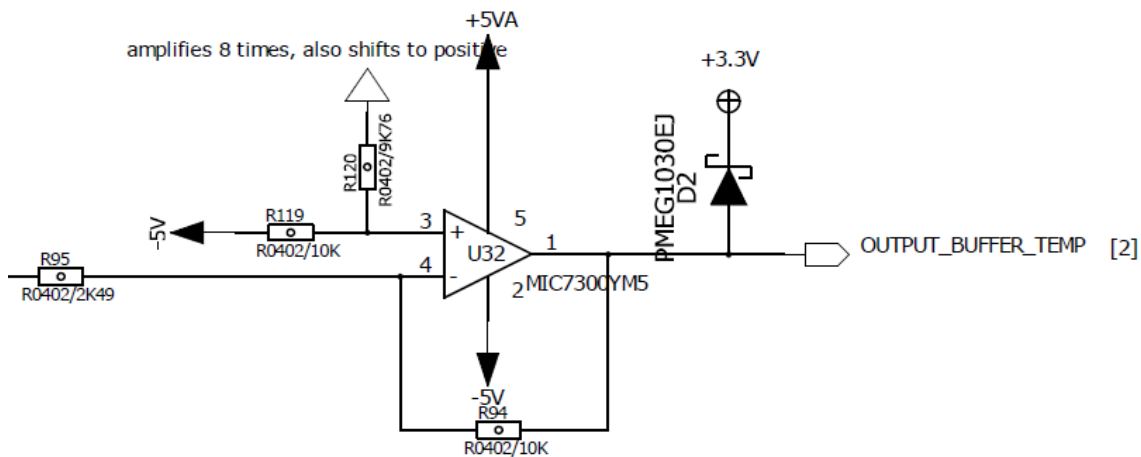
Ergutus tuleb AD9106 DDS mikroskeemist. See on 4 väljundiga kuni 180 MHz sisendsagedusega sagedusgeneraator, kuhu saab laadida ka muid lainekujusid. Vooluväljundid tehakse takistiga pingeväljundiks, mis läheb läbi 2. järku madalpääsfiltri, ning seejärel väljundvõimendisse. Väljundvõimendina on kasutusel ADA4870 laia sagedusribaga (70 Mhz) operatsioonvõimendi. Mikroskeem on varustatud ka lühisekaitsega ja sisse-väljalülitamissisenditega. Tasub märkida ka stabiilsust ja mahtuvusliku koormuse juhtimisvõimet. Miinusteks on kõrge hind, suur korpus ja toitepingetest tükk maad allpool satureerivad väljundid. Aga tema kasutamine säästab lühisekaitse ja korraliku väljundvõimendidisainist. Kuna võimendi digitaalsisendid on referentsiga -5V loogika 0 ja 0V loogika 1, tuleb mikrokontrolleri signaale transleerida. Ebameeldiv on ka see, et lühisekaitse rakendamiseks tuleb lasta sisend ujuma. LVCMOS-NECL loogikatranslaatorid on tootmisest kas maha võetud, või mahavõtmise äärel, nii et asi tuleb lahendada teistmoodi. Selleks on ehitatud lihtsad komparaatoriahelad. [50] Lahtise kollektoriga komparaatoritele on pandud 1k takisti väljundisse, sest ADA4870 loogikasisend on üpris suure sisendvooluga. Selle kõrval on ka andmelehes soovitatud 1n kondensaator võimalike häirete vastu.



Joonis 29: Loogikatranslaatori simulatsiooniskeem ja -tulemus

ON-sisendi komparaatorile on veel juurde pandud analooglüliti, mis peaks laskma selle ujuma peale võimendi käivitamist. Selle jaoks kasutatakse kahepolaarset toitega analooglüliti TS12A12511. ADA4870 annab tagasisidet oma kiibitemperatuuri ja lühiste kohta kasutades TFL väljaviiku kiibil. See annab normaalolekus välja alalispinget 1.5-1.9V, 3mV/C. Lühise korral aga langeb väljundpinge 300mV-ni.

See väljund, just nagu kõik sisendid, on refereeritud negatiivse toitepinge vastu, mistõttu on vaja teda nihutada positiivseks. Teine lahendus oleks kasutada komparaatorit, mis teataks ainult lühisest. Praeguses lahenduses on tagasiside jaoks on konstrueeritud lihtne operatsioonvõimendiga nihuti. Kuna võimendustegur on väike ja signaal muutub samuti aeglaselt, ei ole operatsioonvõimendile esitatud nõudmised eriti kõrged, ning saab kasutada peaaegu suvalist komponenti. Selleks valiti hinna järgi Micreli MIC7300, mis on ka väikeses SOT23-5 pakendis.



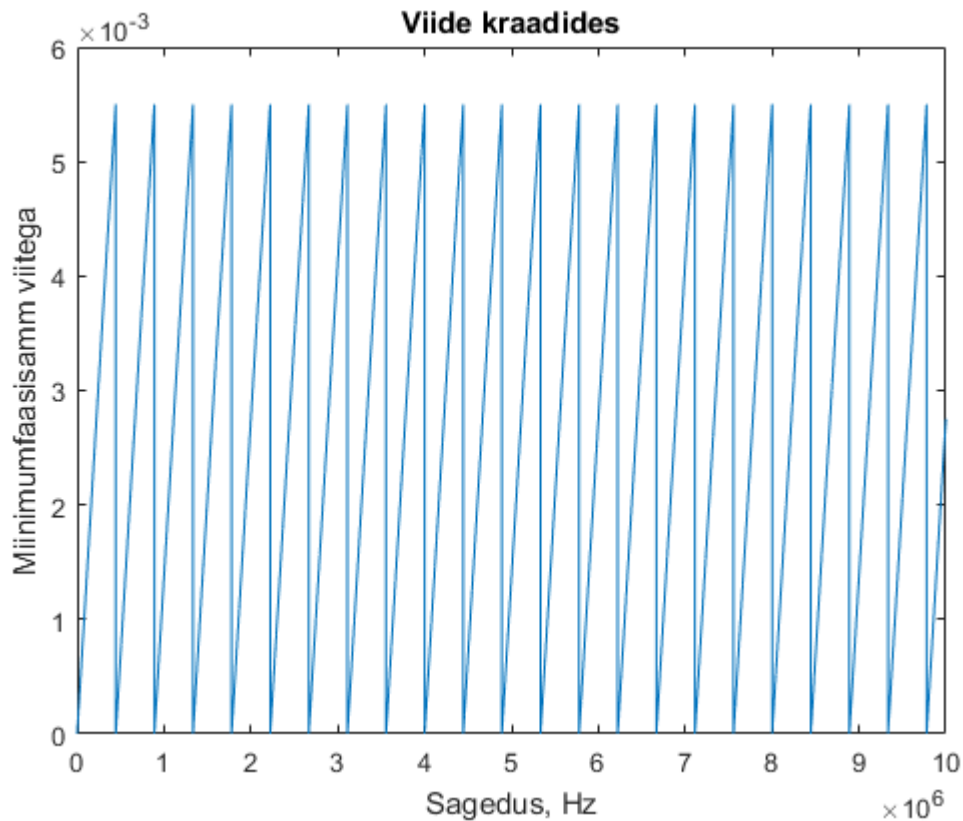
Joonis 30: Väljundvõimendi termotagasiside pingenihi

Boonus on see, et kuna ta on eri pakendis teistest operatsioonvõimenditest, ei teki võimalust prototüpe käsitsi ehitades neid sassi ajada. Nihutatud ja võimendatud pinge on ühendatud mikrokontrolleri ADC0 sisendisse. Kuna mikrokontrolleeril saab seada sisemised komparaatorid ADC muundustulemust kontrollima, saab programm kiiresti teada, kui väljundisse on lühis tekkinud/tekitatud – ADC satureerub ja annab väljundiks kindlasti maksimaalse tulemuse.

## 5.5 DDS

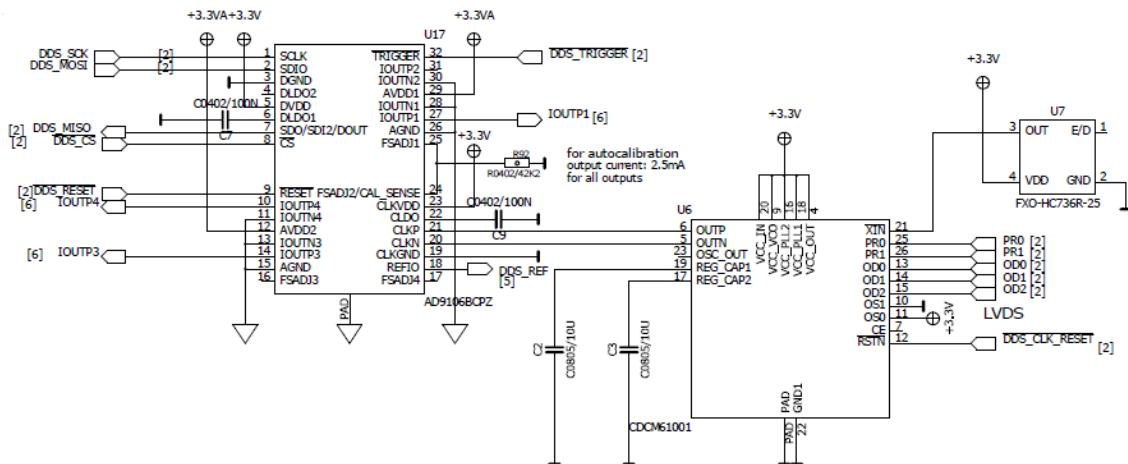
AD9106 valiti oma nelja väljundi pärast – kõik väljundid jooksevad samal sagedusel, aga muuta saab nii faasi, lainekuju kui amplituudi. [51] Teine võimalus oleks kasutada mitut ühe-või kahe väljundiga DDS-i, millele jagada ühisest allikast taktsignaali ja neid sünkroniseerida. Kuna eraldi sünkroniseerimissisendeid ei ole, toimuks sünkroniseerimine täpsete RESET-signaali andmise läbi. Selline meetod nõuab hästi tõmmatud taktiradasid, et faasinihe radadel oleks kõigis seadmetes ühtlane, ja mitut mikrokontrolleeri väljundit nende RESET-signaali andmiseks koos SPI jaoks vajalike CS väljunditega. Kõige selle juures ei ole siiski garanteeritud, et peale RESETi andmist kõik samast faasist alustavad. Seega on lihtsam kasutada integreeritud lahendust, kus kõik väljundid jooksevad kindlasti sama takti pealt. Hinnavahe ei ole ka väga märgatav, kui just ei kasutata kõige odavamaid ja levinuid AD9854 mikroskeeme. 150 MHz sisendsagedus jätab 10 MHz peal siinuslaine veel üpris ilusaks, kuid siiski kandiliseks,

nii et vajab väljundfiltreid. 24-bitine häälestussõna annab sagedussammuks olenevalt sisendsagedusest nii 10 Hz. Faaside seadmiseks on kaks võimalust: esimene, ilmselge on faasiregister. 16-bitine register on täisringile, mistõttu 360 kraadi jagatuna  $2^{16}$  teeb faasisammuks 0,0055 kraadi. Teine meetod on kasutada sisseehitatud viitefunktsiooni – samuti 16-bitine register annab peale välise triggersignaali saamist viite, enne kui väljund hakkab genereerima. Seda viidet saab kasutada lisafaasinihkena. Viidet mõõdetakse sisendtaktsignaali järgi, mistõttu sõltub ta aga väljundsagedusest – kõrgematel sagedustel hakkab täpsus vähenema, mistõttu kaob praktiline kasutusvõimalus üle MHz sagedustel kiiresti ära. (Joonis 31)



Joonis 31: Kraadivahe miinimumsamm koos lisaviitega

Kuna DDS-i tuleb kõrgemate sageduste jaoks kellata LVDS signaaliga, võib valida programmeeritava PLL generaatori madala müraga, et vajaduse korral kas vähendada sagedussammu või tõsta viitefaasi täpsust. Kalibreerimiseks on kaks võimalust: esimene neist on panna igale neljast väljundist oma kalibreerimistakisti, või kasutada automaatset kalibratsiooni. Automaatne kalibratsioon nõuab ainult ühte välist rada ja välist takistit ja saavutab 0,75% täpsuse väljundite vahel, mis peaks olema esialgseteks katsetusteks hea küllalt. [51] Igaks-juhuks on see rada veetud korpuse alt väljaspool, et ta oleks vajadusel läbilõigatav.



Joonis 32: DDS koos taktigeneraatoriga

### 5.5.1 Taktsignaali

DDS hakkab oma väljundsagedusi tegema funktsioonina sisendsagedusest. Andmelehes soovitatakse valikut erinevatest Analog Devices taktigeneraatoritest, kuid need on kas kallid või liigsete väljunditega. [51] Otsingute tulemusena leiti alternatiiv Texas Instrumentsi CDCM61001 näol – üks LVDS väljund, sisendsignaali saab võtta tavalise kristalli pealt ja omadused ei ole palju hullemad kui AD omadel. [52] Kristalli asemel valiti siiski ostsillaator, et peaks vähem tähelepanu pöörama ümbritsevate radade mahtuvusele. LVDS rada on tõmmatud plaadi alumisel küljel, et vältida radade ristumist. Diferentsiaalpaari takistus ei vaja erilist arvutamist, sest 0,2 mm radade 105Ω diferentsiaaltakistus 0,2 mm rajavahega on küllalt lähedane LVDS-i jaoks vajalikule 100Ω-sele takistusele. Rada on samuti üsna lühike, nii et takistuse väike ebasobivus ei ole väga oluline. Lisaks on see komponent programmeeritav kasutades ühe liiniga järjestikliidest, mistõttu saab seadme väljundsagedust vajadusel lihtsamini ümber programmeerida kui AD neljatasemelise loogikaga seadmeid. Kasutades 25 MHz kristallostsillaatorit sisendina, saab väljundiks lihtsa arvutusega 150 MHz. Muud sagedused (75, 100, 125 MHz) on samuti võimalikud, kui sisendid ümber seadistada ja taktigeneraatorile RESET signaal anda. Juhtliinidele on pandud vastavad pull-up/pull-down takistid, et protsessori RESETi ajal tõmmata liinid sobivasse olekusse, vältimaks DDS-i kahjustamist liiga kiire taktsignaali. See on küll vähetõenäoline olukord, kuid sama väärtusega takistid on juba mujal kasutuses (nt. SWD pistikus) ning takisti maksab vähe, ei ole nende paigutamisel erilisi miinuseid.

## 5.5.2 Väljundfiltrid

Mõned allikad soovivad küll DDS väljunditesse keerulisi filtreid mitte panna, väites et trükkplaadi induktiivsus koos väikese kondensaatoriga silub nurgelise siinuse ära, aga kuna seadme arhitektuur praeguses olekus ei sobi keerulisemate lainetüüpide mõõtmiseks, on mõistlik need siiski ehitada. [53]

Filtrid on arvutatud kasutades automatiseeritud tööriistu, kontrollides tulemust SPICE-simulatsioonide abil, muutes arvutatud väärtused reaalselt takisti- ja kondensaatoriväärtusteks. Lisamuudatused juba töötavale filtrile tehti, et kasutada juba olemasolevaid takisteid.

2. järku madalpääsfilter eemaldab DDS-i väljundist ebasoovitavad kõrgsageduslikud komponendid, mis tulevad analoog-digitaalmuunduri väljundist tuleva trepikujulise siinussignaali tõttu. Filtrit ei oleks vaja, kui kasutada mitut häälestatavat analooggeneraatorit, kuid nende faaside muutmine ja sünkroonis hoidmine on palju keerulisem.

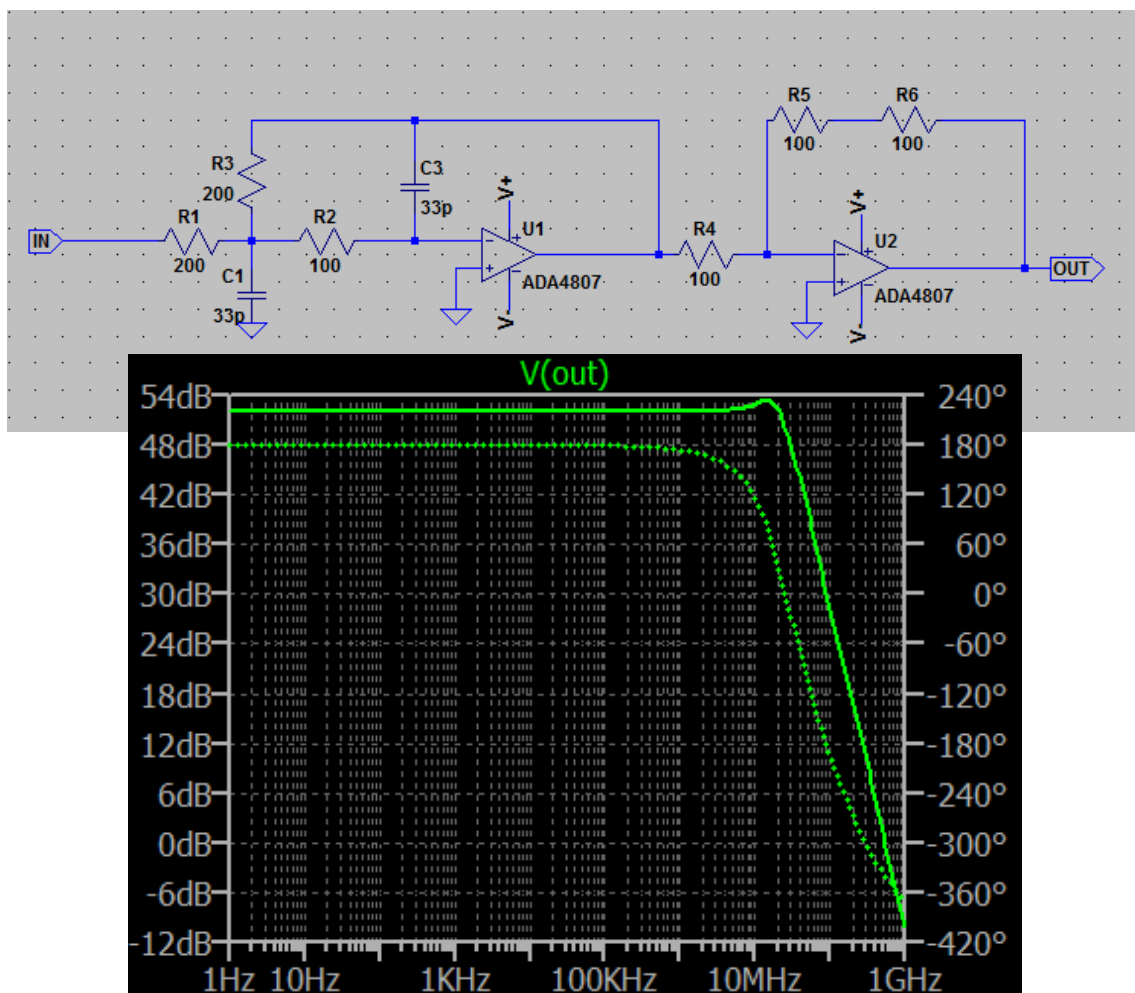
Filter täidab ka lisafunktsiooni – DDS-i väljundid on voolu kujul, aga filtri moodustavad takistid teevad selle sujuvalt pingeks lisakomponendita. Sama filter on kasutusel nii tugisignaalidel kui ka ergutusel, et korruti sisendid oleksid võimalikult sarnased, isegi kui nad ei ole puhtad siinused. Filter on ehitatud ADA4807-1 operatsioonvõimenditel. ADA4807-2 on küll kompaktsem, sest sisaldab kahte võimendit ühes korpuses ilma parameetrite olulise halvenemiseta, kuid ta maksab rohkem kui kaks ADA4807-1 võimendit eraldi korpustes. Lisaks sunniks sellise komponendi kasutamine tõmbama radasid üksteisele lähemale, suurendades ülekostvusi ja mürade leket ühest kanalist teise.

2. järku filter on realiseeritud mitme tagasisidega aktiivfiltrina, ilma võimenduseta. Mitme tagasisidega filtril erinevalt Sallen-Key struktuurist ei hakka filtri tõkkealas amplituud tõusma peale teatud murdesagedust, ning väldib ka võimalikke probleeme stabiilsusega. Samas on mitme tagasisidega filtri müravõimendus suurem. [30] Teine võimalik lahendus 2. järgu filtrist koosneks ühest RLC ahelast ilma puhvrita. Induktiivsuste kasutamine filtris toob endaga kaasa aga täpsusprobleemi - induktiivkomponendi tavaline tolerants on 20%, võrreldes SMD takisti 1% ja mitte-

elektrolüütkondensaatori 10%. Seda saab loomulikult kompenseerida kas trimmerite filtris, mis võtavad plaadiruumi ja vajavad häälestamist, või seades filtri murdesageduse suurema varuga, et komponentide tolerantsid halvimal juhul ei lõikaks pääsuala liialt kitsaks. Mitme tagasisidega filter on oma skeemilt lähedasem ka integraatorile, nii et saab plaadijoonistamist lihtsustada, vältides operatsioonivõimendi inverteeriva ja mitteinverteeriva sisendi ristamist plaadil, mis nõuaks kas  $0 \Omega$  takisti panemist, mille alt jookseks teine rada läbi, või kihivahetust.

Tugisignaalidel on lisaks ka puhver fikseeritud võimendusteguriga, et väljundpinge amplituud oleks maksimaalne. Ergutussignaalil on ka lisatud teine võimenduselement, sest väljundvõimendil on kehvem võimendusteha madalama GBW tõttu. Kui tagasiside teha ka väikeste takistite põhjal, võib arvestatav osa väljundvoolust minna ka tagasisideahelasse, rikkudes nii väljundtakistuse ja seades seega piirid mõõdetavate komponentide väärtustele.

Väljundfiltrite tööd kontrolliti LTSpice abil. (Joonis 33 ja Joonis 34) Mõned väärtused vajasisid kohendamist, et mitteideaalse operatsioonivõimendiga sageduskarakteristiku kaju õige tuleks.



Joonis 34: Väljundfiltri ja võimendi amplituud-sageduskarakteristik



## 5.6 Temperatuurikompensatsioon

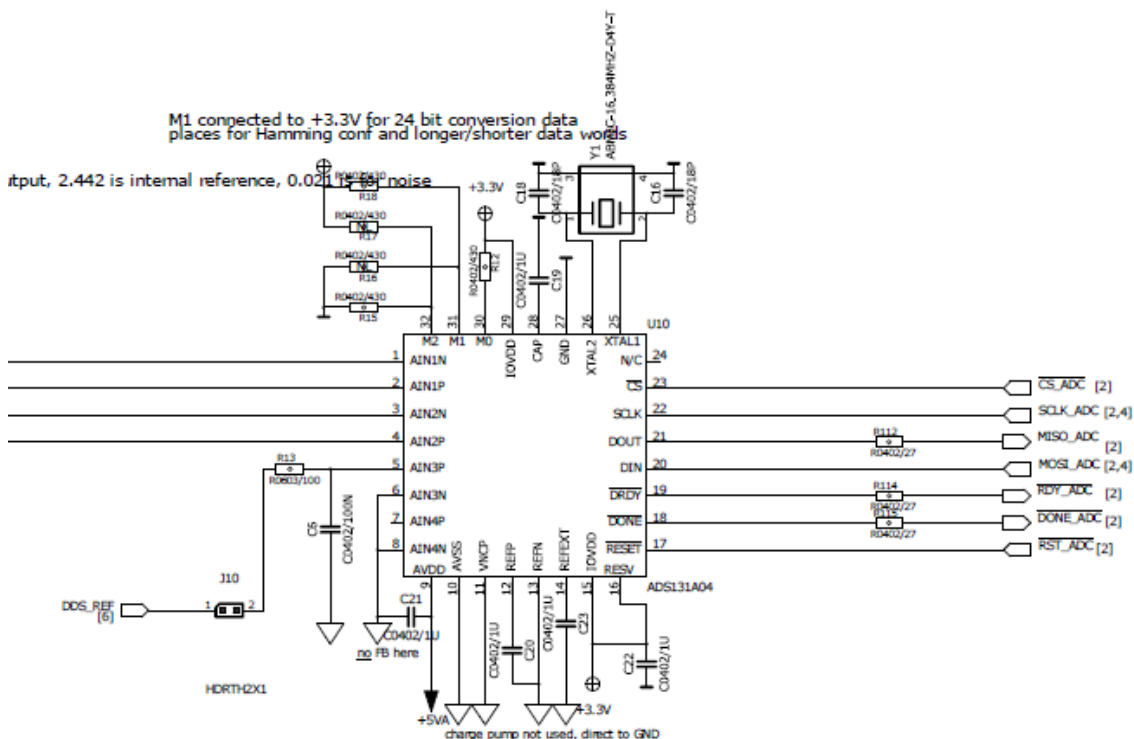
Kuna analoogkorruti on tundlik temperatuurimuutuste suhtes (vt peatükk 4.2.2), on vaja kas hoida plaati pidevalt ühtlasel temperatuuril või kompenseerida mõõtetulemusi temperatuurist lähtuvalt. Kuna plaadi ühtlasel temperatuuril hoidmine on ebamõistlik suure ruumala tõttu, jääb üle kasutada teist lahendust. Selleks on vaja teada plaadi temperatuuri. DS1820 on digitaalse temperatuurimõõtmise klassikaline lahendus, kui on vaja kasutada termosensorit ilma ADC-kanalit sidumata, ja oma  $0,5\text{C}^\circ$  lahutusvõimega peaks ta olema küllalt täpne muude komponentide soojuslike muutuste kompenseerimiseks. [54] Kuna protsessor on kahetuumaline, võib Cortex M0 tuumale anda ülesande 1-wire protokolliga bitbangimiseks ilma põhiprotsessorit koormamata – kuna mälu on jagatud kahe tuuma vahel, võib seal teatud lokatsioonis või massiivis hoida praegust temperatuuriväärtust. [46]

Teine tundlik komponent on DDS, kasutades sisemist referentsi. Sellega on kaks võimalust – esimene on kasutada välist, temperatuuriga stabiilsemat referentspingeallikat. Teine on mõõta referentspinget ADC-ga ja kompenseerida pingemuutusi tarkvaras. Loomulikult on võimalik mõlemad kombineerida, aga see on üpris kasutu – täpsema referentsi mõõtmiseks läheks vaja veel täpsemat referentsi ADC-le. Kuna mikrokontrolleri sisemine ADC on kasutamata ja see on ühendatud mõlema tuumaga, võiks ka selle lükata väiksema M0 tuuma peale. See ei võta ka eriti selle tuuma ressursi, kuna ADC0 katkestus on esimese 32 katkestussignaali seas, mis on saadaval mõlemal protsessorituomal. [46] VDDA on refereeritud pingejaguriga 1,1 V peale, et mõõta 1,0 V REFIO ADC väljundit ja katta ära väga suur triiv, kaotamata täpsust. 12-bitine ADC annaks resolutsiooniks  $268\mu\text{V}$ , mis jääb alla 119 ppm/C triivile. Kasutada võiks ka välise ADC lisakanalit (ADS131A04 on sama layoutiga, ja nagu nimigi ütleb, kahe lisakanaliga), kuid see võib tekitada lisaprobleeme ADC sisendimpedantsi ja DDS väljundreferentsi impedantsi sobitamise ja pikk liin võib üles korjata märgatava koguse müra. [55] Järelikult on kõige lihtsam lahendus panna madalama triiviga väline ADC. Kindluse mõttes võib vedada ka raja välise ADC-ni – paar tühja komponendiplatsi, mis ilmselt niikuinii peavad referentsil olema, võib pärast asendada takisti-kondensaator paariga madalpääsfiltriga, ja iga mõõtepunktiga hakkab automaatselt kaasas käima ka DDSi referentspinge.

## 5.7 ADC

Kuna mõõtemetod baseerub amplituudi täpsel mõõtmisel, on rohkete bittidega ADC hädavajalik, eriti suurima täpsuse jaoks faasi paika jalutamisel. Samuti on vaja mõõta mitmest kanalist, mis paneb järjekordse nõudmise ADC peale. Multiplekseriga ADC-d tuli valikust välja jätta, sest sisendi ümberlülitamisel tuleks jälgida ajastust või faasi, minetades kogu lahenduse põhimõtte. Seega saab valida ainult eri kanalitest samal ajal võendavate muundurite vahel, mida on kõvasti vähem rohkem kristallpinda nõudva (ja analoogmultiplekseriga võrreldes märgatavalt keerulisema) ehituse tõttu. 20 ja 24-bitised muundurid on üpris levinud tänu nende kasutamisele kaaludes ja muudes täppismõõteriistades. Kaaludes kasutatavad muundurid aga ei sobi oma madala võendussageduse tõttu (10-100 Sps), ning kitsa sagedusriba tõttu. Sisemise referentsiga muundur on eelistatud, vältimaks välise komponendi lisamist ja sellega kaasneva lisamuresid radade tõmbamisel, toitemüra lahtisidestamisel jne. Samuti peab olema muundur kiire liidesega mikrokontrolleriga ühendatav, tarvitamata samal ajal liigselt mikrokontrolleri väljaviike. Mikrokontroller peab samal ajal toetama valitud ühendusviisi ja -protokolli ka riistvaras, et vabastada protsessoriaega muudeks toiminguteks. Kuna mitte-DSP mikrokontrolleritel puuduvad tavaliselt JESD204A/JESD204B kontrollerid, paralleelühendus nõuab väga palju väljaviike (vähemalt 8), I2C on üpriski piiratud kiirusega (400 kbps, 1Mbps kui seade toetab Fast Mode'i). UART-i kasutavaid ADC-sid ei toodeta, mistõttu jääb enamlevinud siinidest alles vaid SPI. ADS131A02 täidab kõik need tingimused – 24 bitti, SPI ühendus valitava sõna pikkusega (16, 24 või 32), 2 kanalit samaaegse võendamise, sisemine referents ja delta-sigma arhitektuuri jaoks vajaliku taktsignaali saab teha kristalli abil. Miinusena võib märkida diferentsiaalsisendit, aga sellest saab üle kas lisapuhvri abil või loobudes osaliselt mõõtetäpsusest. Sisemise pingereferentsi saab seada kas 2,442V või 4V peale.[55] 2,442V on skeemilahenduses otstarbekam valik – AD835 väljundpinge on  $\pm 1V$ , ja suurem võimendustegur 4V referentsi kasutamiseks võimendaks loomulikult ka mürasid skeemis. ADC sisemine referents on väikese temperatuurisõltuvusega (tüüpiliselt 4, maksimaalselt 20 ppm/C), ja ei vaja seega teist ADC-d selle mõõtmiseks. Lisaks ei ole mõistlik seadmesse teist lisaks panna. Sisemine programmeeritav võimendi suurendab samuti seadme mõõteala ilma väliste komponentideta. Selle miinuseks on muidugi suurem müra väliste VGA/PGAdega võrreldes. VGA-le kaotab sisemine võimendi ja väline PGA loomulikult ka võimendusastme seadmise vabaduses.

ADC vajab välist taktsignaali, mis genereeritakse välisest kristallist. Andmeleht soovib firma Abracon 16,384 MHz kristalli, mida on ka kasutatud.

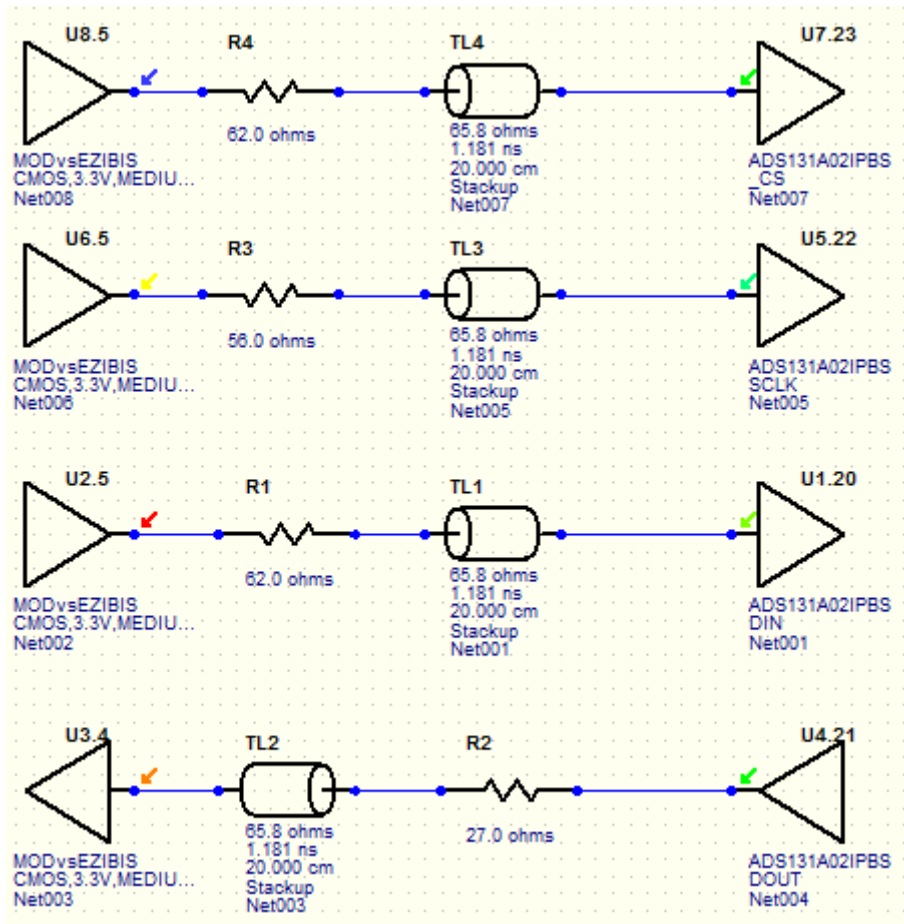


Joonis 35: ADC skeemilähendus

Toidete kondensaatorid on pandud vastavalt andmelehes toodud näidisskeemile ühepolarse toite jaoks.

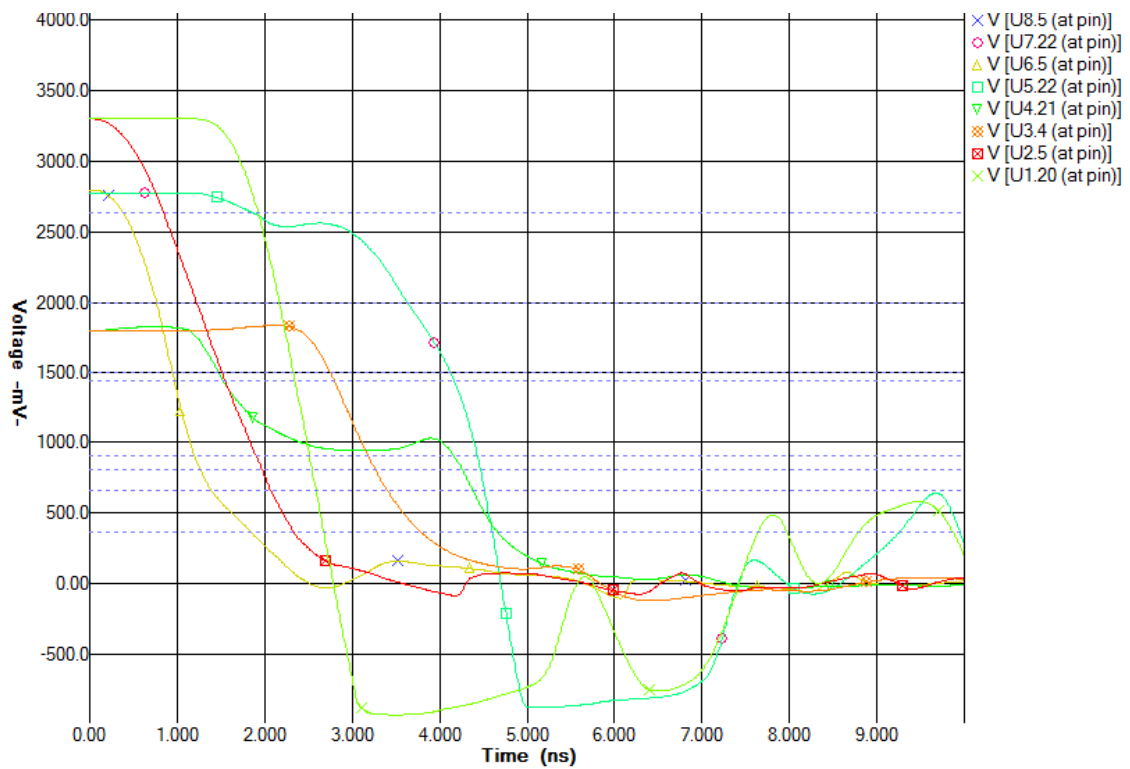
### 5.7.1 Digitaalsisendite sobitamine

Mürade vähendamiseks ADC juures on tema digitaalühendustel kasutatud sobitustakisteid. Sobitustakistid on pandud ainult enimmuutuvatele radadele - CS, SCLK, MISO ja MOSI. RESET rada on enamiku seadme kasutusajast paigal, nii et ei vaja sobitustakistit. Sobitustakisti on paigutatud saatvale mikroskeemile võimalikult lähedale. Samu SPI liine kasutatakse ka multiplekseri juhtimiseks võimendusastme seadmisel, aga need on kõrge impedantsiga olekus, nii et võnkumised seal peaksid olema juba summutatud. Sobitustakisti arvutamiseks kasutati programmi HyperLynx, kus koostati plaadi ehitusele vastav simulatsioon (Joonis 36). ADS131A04 jaoks on IBIS mudel saadaval, aga LPC54113 oma ei ole, mistõttu on mikrokontrolleri sisendid/väljundid simuleeritud kui keskmise kiirusega CMOS seadme omad.

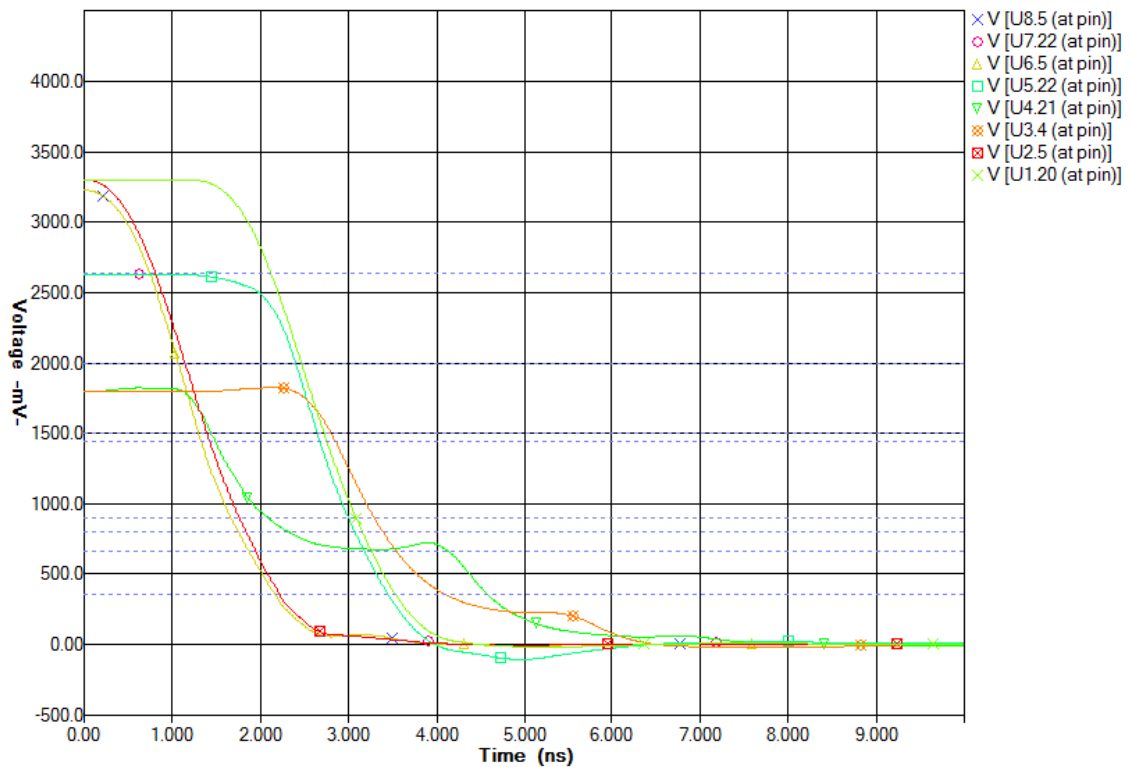


Joonis 36: Sobitustakistite simulatsiooniskeem – LPC54113 on vasakul, ADS131A04 paremal

Tulemused on toodud ära joonistel 37 ja 38 - sobitustakistite lisamine vähendas eriti MOSI raja (U1.20, ADS131A04 sisend DIN) negatiivset üleviset, mis muidu oleks ületanud LPC54113-e maksimaalseid lubatud piire. Tõusval frondil ei olnud muutused sobitustakistist nii dramaatilised – vähenes ainult võnkumine peale fronti, mistõttu ei ole graafikuid ära toodud.

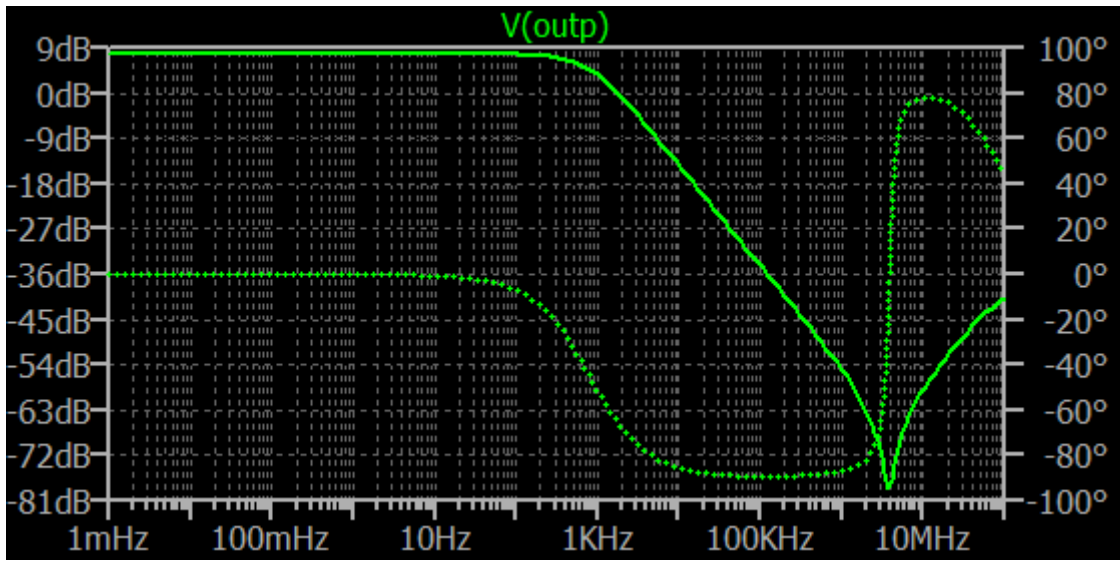


Joonis 37: Langeva frondi simulatsioon ainult radadega



Joonis 38: Langeva frondi simulatsioon koos sobitustakistitega





Joonis 40: ADC puhvri simuleeritud amplituud-sageduskarakteristik





kaitsmiseks, nagu USB3.0 ja DisplayPort, kuid sobivad oma madala mahtuvuse tõttu ka analoogliinile. [57] R0402 pakend pakub küll vähemat kaitset, kuid on väiksemate parasiitmahtuvustega kui R0603 tänu väiksematele jooteplatesidele. Edasi jookseb sisend läbi 10  $\Omega$  pulsikindla takisti puhvervõimendisse. Takisti ei avalda suurt mõju ei mürale, ja vool läbi tema signaali korral on samuti olematu, kuid ESD voolu piirab ilusti ära. See takisti on suuremas R0805 korpuses kui teised, ja erinevalt teistest takististest ei ole tema all vasetäidet.

### **5.8.2 Sisendpuhver**

Et vähendada sisendvoolu mõju mõõtetulemustele, on vaja minimeerida vool, mis ei läbi pingejagurit. Selle jaoks on lihtne kasutada operatsioonivõimendit puhvrina. ADA4817 on madala sisendvoolu, nihkepingega ja müraga, nii et sobib selleks otstarbeks paremini kui ADA4807. Lisaks saab teda välja lülitada, et ühendamise ajal natuke ESD-vastast lisakaitset saada. [38] Väljalülitamissisend on refereeritud toitepingele, mistõttu on mikrokontrollerile väljundile lisatud MOSFET-inverter loogikataseme tõlkimiseks.

### 5.8.3 Võimendus

Selleks, et sisendsignaali amplituudi suurendada/vähendada on vaja muuta sisendvõimendi võimendustegurit.

Lihtne viis seda teha on muutes tagasisidetakisti väärtust. Digitaalsed potentsiomeetrid on piiratud sagedusribaga ( $\leq 5$  MHz), mida saab laiendada lisades eel- või järeltakisti, mis vähendab loomulikult potentsiomeetri seadistusulatust. [58]

Kasutada võiks ka muudetava võimendusteguriga võimendit, mis nõuaks lisaks digitaal-analoog muundurit. Need on enamjaolt ka mõeldud seadistama ulatust detsibellides, mitte otse võimendustegurit seades. Muidugi saab teha paar arvutust, et dB-d teha võimendusteguriks, kuid see piirab võimendusteguri seadmist tänu sellele, et logaritmilise skaala tõttu on raskem teha väikesi korrektsioone, ja mittelineaarsused võimendi omadustes tekitavad järsemad hüpped võimenduses. Lisaks on võimenduse ülemine ots tihti piiratud üpris väikeseks - 20dB on tavaline number.

See-eest läheb skaala alumine ots tihti kaugemale, -40 dB-ni näiteks. Seega jääks võimendi seadistusala enamik tihti kasutamata, sest volutakisti signaali võimendamine on enamkasutatav funktsioon kui pinge attenuerimine.

Programmeeritava võimendusega võimendi tegeleb ainult võimendusega. Nende kasutamine nõuab ainult mõnda mikrokontrolleriväljundit, sest neid saab tihti juhtida üle mõne olemasoleva siini, nagu SPI või I2C, ning väikese andmemahu (võimendusteguri väärtus ja multiplekseriga varustatud seadmeil ka kanal) tõttu ei seonud siini kauaks kinni. Kahjuks on võimenduse valik tihti binaarne, mis ahendab kasutatavate võimendustegurite arvu, ja vähendab seega paindlikkust kahe binaarteguri vahepealsete võimenduste kasutamatajätmise tõttu. Nende samm võib olla samuti ka detsibellides, mis toob endaga kaasa VGA-ga sarnased probleemid. Paralleelselt seatavad võimendid nõuavad ka rohkem mikrokontrolleriväljundeid, mis oleks vastuvõetav ühe võimendi korral, kuid kuna süsteem vajab vähemalt kahte, kui ergutussignaali võimendus fikseerituks jätta.

Paljud PGA-d on ka diferentsiaalsisendite/väljunditega, sest on mõeldud kasutamiseks ADC-de puhvritena.

Analoogkorrutiit saab ka kasutada muudetava võimendusteguriga võimendina, kui ühte sisendisse anda signaal ja teise alalispinge, kuid see on äärmiselt ebamõistlik, sest nõuab digitaal-analoog muundurit nagu tavaline VGA, ning vajab lisaks ka kompenseerimisahelaid, et kõrvaldada nihkepinged ja seada tegurite väärtused õigeks. Samuti on korrutiit kasutamine majanduslikult ebasoovitav - ta on lihtsalt märgatavalt kallim kui teised lahendused.

Ideaalset lahendust muidugi ei ole. Lihtne ja odav lahendus on kasutada analoogmultiplekserit tagasisidetakistile erinevate väärtuste andmiseks.

Analoogmultiplekser peab muidugi olema sel juhul kahe toiterelsiga ja juhtima mõlemas suunas sama hästi. Soovitav oleks ka madal kanalitakistus, sest väikeste takistite kasutamisel, mis on takistimürade vähendamiseks vajalik, tuleb see kaasata võimendusarvutustesse, ning võib viia kas mittedaoleva takistiväärtuseni, või lähima eksisteeriva takisti kasutamisel veani võimendusteguris.

Vaja on ka piisava sagedusribaga komponenti, millel oleks mõistlik arv kanaleid. 2 on vähe, 8 ilmselt palju - radade tõmbamine läheb keeruliseks. Kuldne kesktee on 4, sest kahendarvud on elektroonikas ja arvutimaailmas laialt levinud.

Neli paistab olevat kuldne kesktee. Eri võimendustegurite seisukohast võiks lülitada ka sisendtakistit, kuid sellel pole suuremat mõtet - suurem takistiväärtus tekitab rohkem müra ja ei annaks eriti võimalusi juurde, väiksema korral saaks muidugi suuremad võimendustegurid olemasolevaid takisteid kasutades, aga suurt võitu müras ei ole, sest domineerivaks jääksid teised müraallikad kui takistid.

Multiplekseriks valiti ADG1439 oma kahepoolarse toite, SPI siiniga juhtimise, vähese moonutuse ja madala  $R_{on}$  takistuse pärast. [59] Kuigi SPI siin võtab rohkem väljundeid kui lihtsalt 4:1 multiplekseri paralleelühenduseks kuluvad 2 väljundit, on sellel siiski mõte. Sellepärast, et tegu on 2x4:1 multiplekseriga, saab kokku hoida kahe 1:4 paralleelsisendiga multiplekseritega võrreldes lausa 3 mikrokontrolleri jalga - SPI SCLK ja MOSI on juba kasutuses ADC jaoks ja viimase vajamineva CS liini saab vedada kasvõi suvalisest GPIOst.

Mõlemat korpuses olevat multiplekserit saab iseseisvalt juhtida. Lisaks lubab see multiplekser juhtida kõiki lüliteid eraldi, mistõttu on võimalik moodustada ka takistite paralleelühendusest tulevaid võimendustegureid. Need on aga kummaliste väärtustega, nii et praktilist rakendust neil enamjaolt ei ole.

Võimendid on inverteerivas konfiguratsioonis, et saaks võimenduse asemel ka signaali atteneerida - mitteinverteerivas võimendis tuleb alati vähemalt ühekordne võimendus. Faasiinversiooni tuleb seega ka algoritmis arvele võtta.

Tagasisidetakistite arvutamisel on arvestatud ka multiplekseri takistusega (andmelehe järgi 9,5  $\Omega$ ). Lähtudes E96 takistireast, nõuaks täpsete väärtuste tegemine kolm või enam takistit, on enamjaolt alakompenseeritud, eelistades väiksemat ligikaudset väärtust, mida õnnestub E96 reast kahe takisti abil moodustada. Muidugi võib alati need asendada täpse väärtuse ja 0  $\Omega$  takistiga, kui selleks peaks vajadus olema.

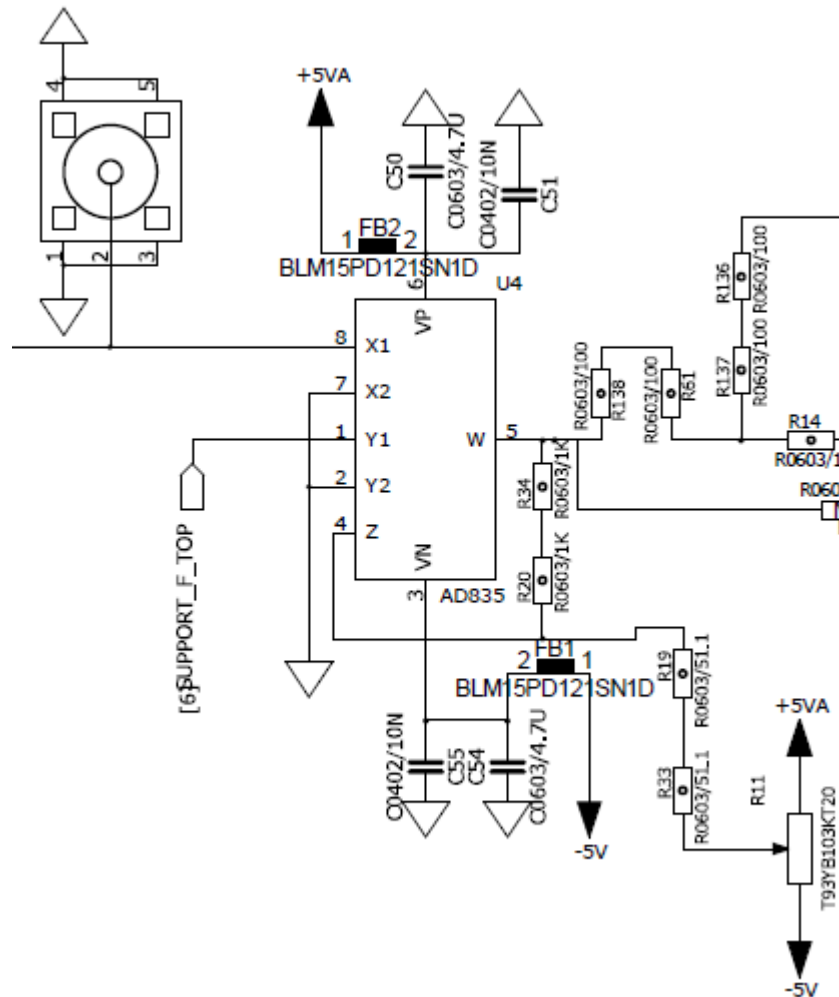
Võimendustegur	
Planeeritud	Tegelik
0,1	0,105
1	0,989
10	9,905
100	100,095

Tabel 7: Ideaalne võimendustegur ja realiseeritud võimendustegur

## 5.9 Korruti

Korrutiks on valitud AD835 suure täpsuse (andmelehe järgi 0,2%) ja laia sagedusriba (250 MHz) tõttu. Korruti on väga tundlik toitemüra suhtes (-11dB halvimal sagedusel positiivsel toitel, võrreldes operatsioonvõimendite  $\sim$ -70dB-ga), mistõttu on mõlemale toiterelsile pandud enne korrutit ferriit ja peale seda suure mahtuvusega kondensaator madalasageduslikule mürale ja väikese mahtuvusega kõrgsageduslikule. [33] Ideaalis oleks mõlemad sisendid samaväärsed, kuid asi ei ole nii – X sisendi läbikostvus on

suurem kui Y sisendi oma, mistõttu on mõistlik ühendada suurema amplituudiga tugisignaali Y-sisendisse. [33]



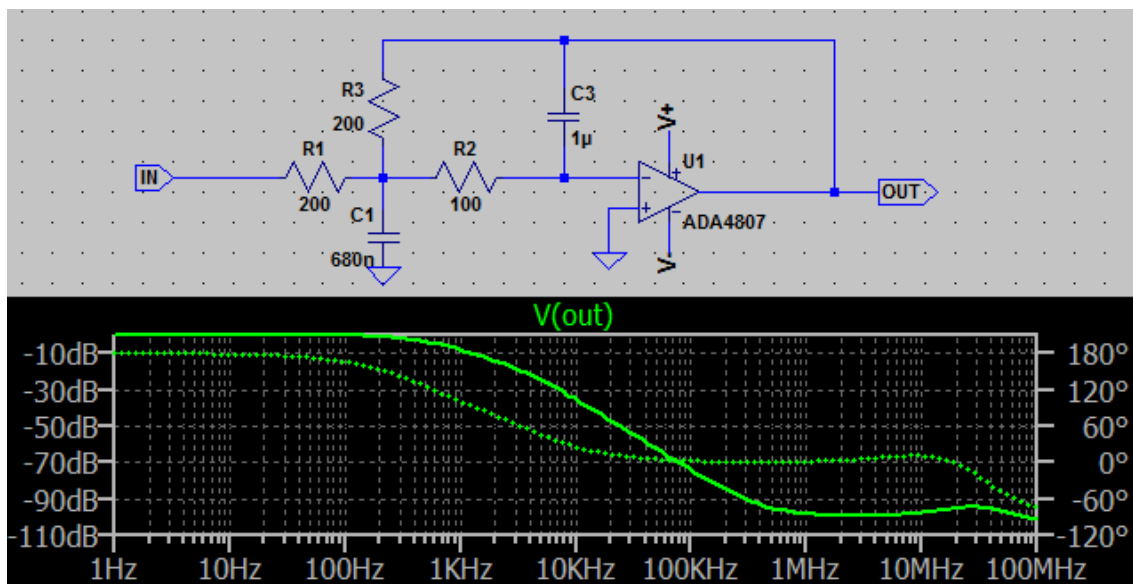
Joonis 42: Korruti skeem

Korrutil on ka liitmissisend, mida kasutatakse väljundnihke kõrvaldamiseks. See on sisestatud tagasi väljundisse läbi nominaalselt 100  $\Omega$  takistiga. Kuna selle takisti täpne väärtus sõltub komponendi sisemistest ebatäpsustest ja 2k takisti tolerantsist, soovitakse andmelehes selle jaoks kasutada trimmerpotentsiomeetrit. Trimmerpotentsiomeeter ei ole aga väga hea lahendus, sest kipub soojuse käes rohkem triivima ja vajab täpsemaks seadistamiseks suure ruumalaga tiguajamiga komponenti või muud sarnast, nagu 10-pöördetrimmerit. Käesolevas lahenduses on kasutatud 200- $\Omega$  potentsiomeetri asemel kahte järjestikku 51,1  $\Omega$  takistit, et vajaduse korral saaks käsitsi vahetades kompenseerida komponendi eripärasid. Trimmerpotentsiomeetrit

kasutatakse aga nihkepinge kõrvaldamiseks. Paremaks lahenduseks oleks DAC, mis lubaks lisaks tavalisele nihkepingele kompenseerida ka temperatuurist tingitud nihkeid, kuid nõuaks rohkem komponente ja pikemad liinid korjaks enda peale rohkem müra, rääkimata DAC müradest. Praeguses lahenduses on X- sisendi nihete kõrvaldamiseks pole skeemis midagi ette nähtud. Y-sisendi kompenseerimiseks on DDS-i DAC offset register, mis kõrvaldab ka filtrist tulevad nihked.

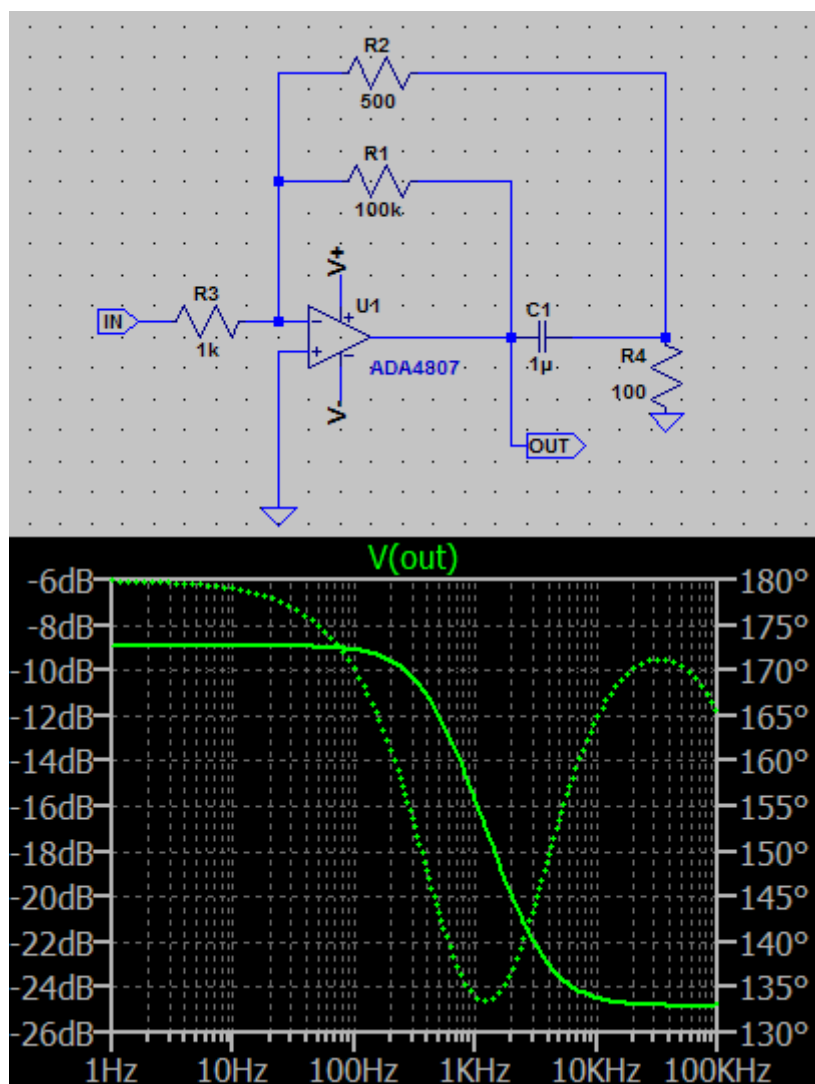
### 5.9.1 Filter/integraator

Skeemis ja plaadil on jäetud jootepitsid, et saaks sama operatsioonvõimendit kasutades ja eri väärtustega passiivkomponente sobivatesse kohtadesse jootes korruti väljundisse ühendada kas madalpääsfiltri või integraatori, et katsetada erineva kujuga tugisignaale. Madalpääsfiltri murdesagedus on seatud 430 Hz peale, mis on valitud selle järgi, et hoida sagedust võimalikult madalana, aga tutvustamata elemendivalikusse uusi takistiväärtusi. Kondensaatorite väärtusi katsuti ka minimeerida, et saaks kasutada paremate omadustega dielektrikutega (NP0, Y7V) keraamilisi kondensaatoreid. Väljundfilter simuleeriti ka LTSpice-s läbi.



Joonis 43: Korruti väljundfiltri simulatsiooniskeem ja -tulemus

Filter on mitme tagasisidega struktuuriga 2. järku aktiivfilter. Filtri Q on madal, et vähendada selle poolt tutvustatavaid mürasid skeemis. Integraator on realiseeritud inverteerides diferentsiaatori ülekandefunktsiooni.



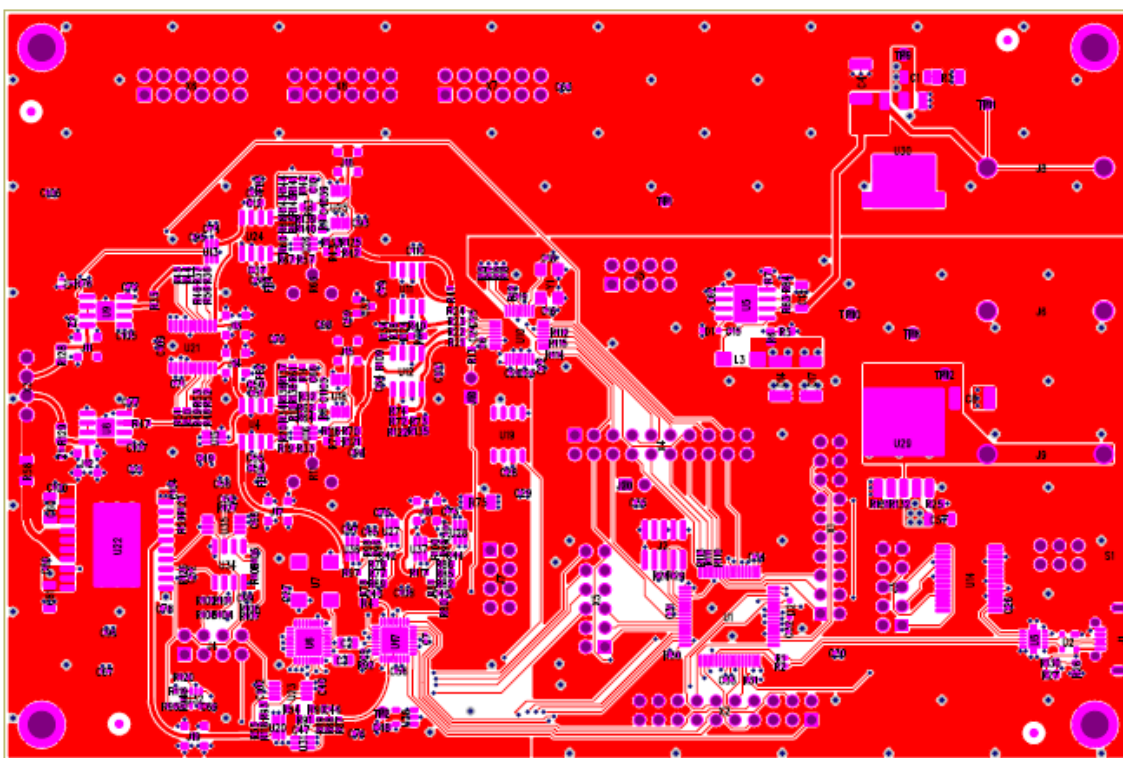
Joonis 44: Integraatori simulatsiooniskeem ja amplituud-sageduskarakteristik

Selline lahendus on valitud, et oleks lihtsam ühendada plaadil geomeetriliselt filtri ja integraatori paigutus, ning laiendada filtri sagedusriba lihtsa operatsioonvõimendi baasil integraatoriga võrreldes. Integreerimiskondensaatori tühjaks laadimiseks on lisatud ka lülituselement TS12A12511 näol. Lülitil ei ole voolu piiravat takistit, sest lüliti enda sisemine takistus on andmelehe järgi  $5 \Omega$ , mis kondensaatori mahtuvust arvestades tähendab, et vool on üpris lühikest aega, ja ei tohiks elemente kahjustada. [60]

Lisaks piirab voolu ka väline takisti, sest tühjenduslüliti ei ole ühendatud otse maasse, vaid lühistab kondensaatori tema järgi olevasse takistisse.

## 5.10 Trükkplaat

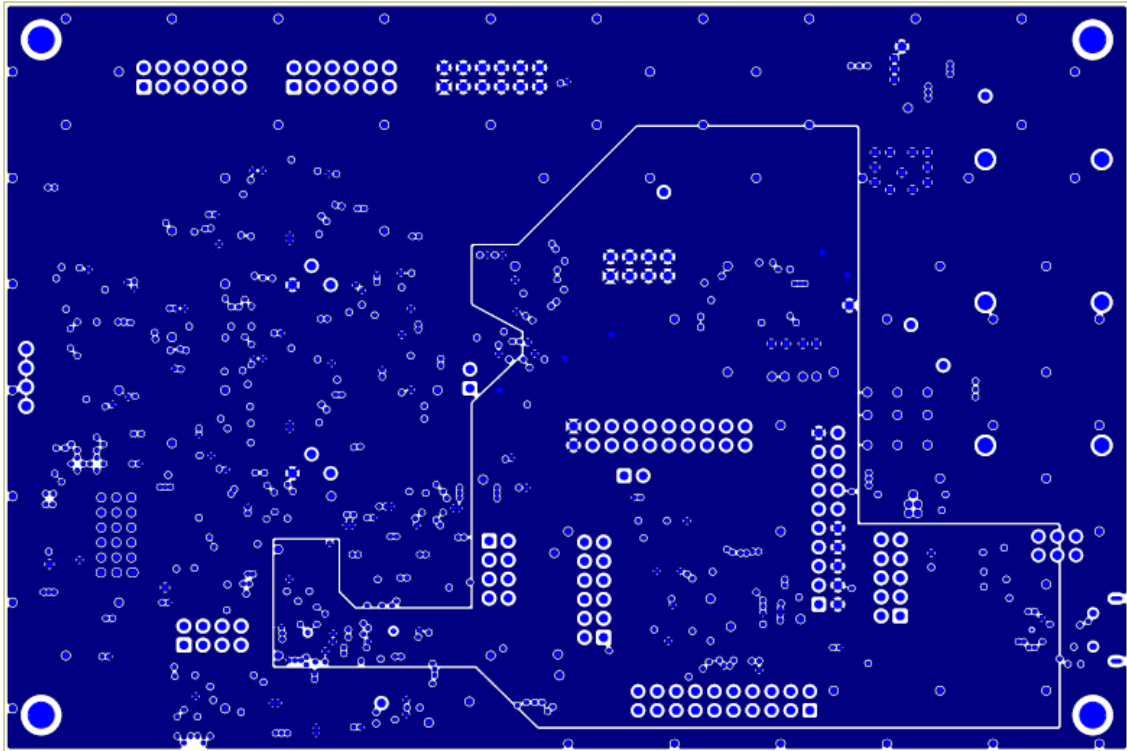
Vastavalt plaadi ülesehitusele joonistati ka trükkplaat. Trükkplaadi mõõtmed on 15x10 cm. Kogu plaadiala pole otstarbekalt kasutatud, sest 4mm banaanipesade standardvahe 19 mm nõuab palju ruumi. Plaadi ülesehituses on üritatud hoida loogilist järjestust – ühel pool on sisendid ja teisel väljundid. Analoog- ja digitaalosa maa on eraldi. Nende ühendamiseks on R1206 jumper, mida võib vajadusel asendada muu komponendiga (ferriit vms). Nii voolu- kui pingekanalil puhul on üritatud hoida trasseeringut võimalikult sarnasena.



Joonis 45: Trükkplaadi pealmine kiht koos komponenditähistustega

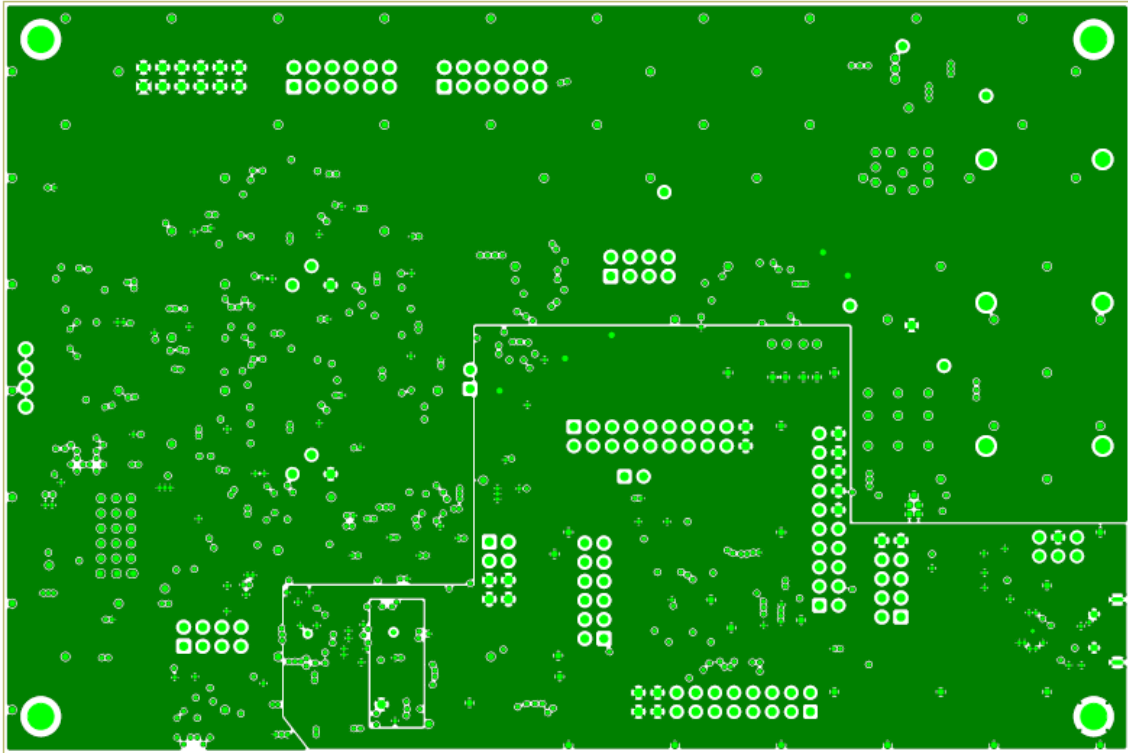
Komponentide jootepiirkonnad on kollased. Lääbivaigu komponentide piirkonnad on punased. Pealmine kiht on lahutatud digitaalosa jaoks paremal all nurgas ja analoogia jaoks (ülejäädud vask). USB pistik on all paremal nurgas.





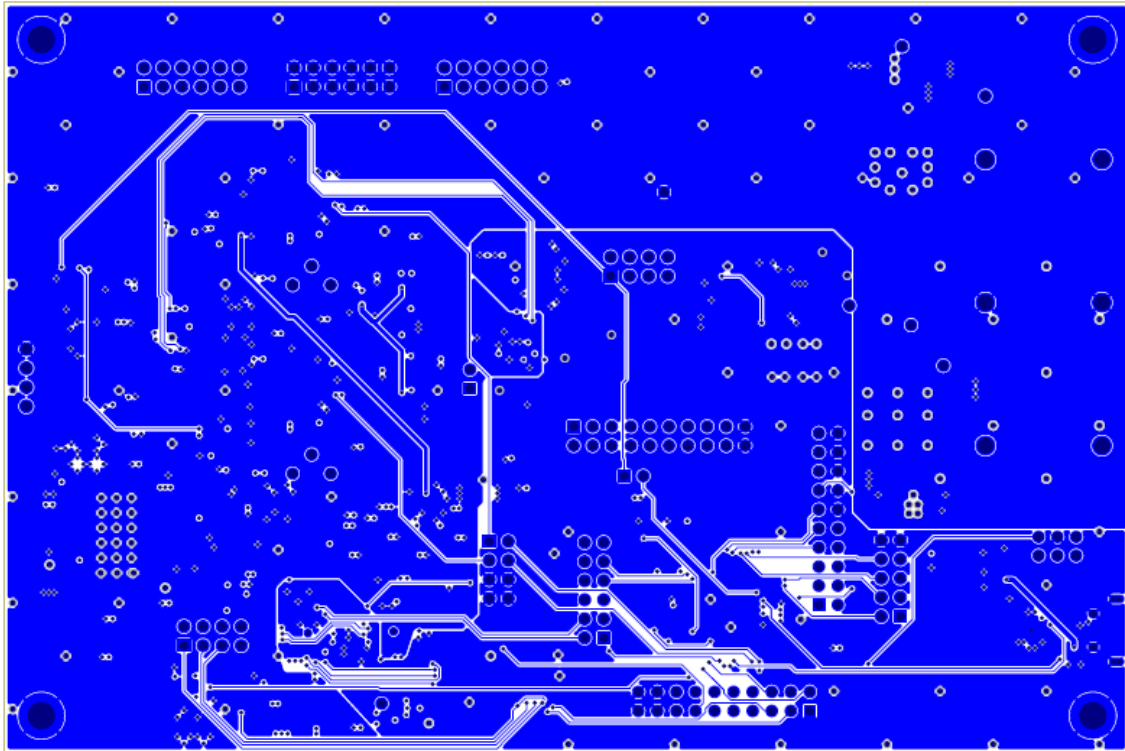
Joonis 46: Trükkplaadi teine kiht

Teine kiht on jaotatud +5V ja +3.3V vase vahel. Esimese kihi komponentide järgi on näha üleminekud digitaalosalast analoogosale – seal on 3,3V vasealas väljalõiked.



Joonis 47: Trükkplaadi kolmas kiht

Kolmas kiht sisaldab -5V vaske ülemises otsas. Alumine ots on digitaalne maavask, väljalõikega +3.3V analoogtoite jaoks (pisike ristkülik). Selline lahendus ei ole muidugi ideaalne, kuid DDS-i all oleva vasktäite tõttu ei saa pealmisel kihil toidet vedada, ja alumisel jooksevad rajad.



Joonis 48: Trükkplaadi alumine kiht

Alumisel kihil on näha komponentide jahutuslābiviigud (regulaarsed mustrid). Kuna võimalikult palju analoogradasid on katsutud vedada ilma kihivahetuseta, on siin küljel vaid üks paksem rada, mis viib teise analoogkorrutisse tugisignaali. Mārgata vōib ka ruumiliselt ebaefektiivset radade vedu – űlemisel kihil olevate analoogradadega ristumist on űritatud vāltida vōi piirata.

## 6 Perspektiiv

Seadet tuleks katsetada ka päristingimustes – mürasimulatsioonid on muidugi toredad, aga nad ei simuleeri välismüraid ja plaadi ebatäiuslikest omadustest tulevaid müraid (parasiitmahtuvused ja induktiivsused, takistus). Sellise katsetamise jaoks oleks vaja aretada minimaalselt funktsioneeriv tarkvara, mis genereeriks sagedusi, mõõdaks ADC-ga tulemusi ja väljastaks neid üle USB personaalarvutisse. Kui prototüüp töötab rahuldaval määral, tuleks arendada püsivam lahendus, millel ei oleks kõiki analoog- ja digitaalsignaale pistikutena välja toodud. Lisaks võib kaaluda ka praeguse tavalise mikrokontrolleri asendamist DSP või FPGA-ga. Kaaluda võib ka seadme ümberehitamist aktiivsillale - pinge- ja voolumõõtmisüsteemi võib jätta samaks või teha väikeseid muudatusi. Täiendada tuleks ka mõõtealgoritme – nihete kompenseerimine DAC-ga ja lisategurid algoritmides soojuslike mõjutuste jaoks. Riistvara poolelt võiks koostada efektiivsemad toited – praegune 2 LDO toide on ebaefektiivne, aga väiksemate müradega. Eriti oluline oleks kas aretada toitemuundur negatiivse pingega tegemiseks – kahepolarse toite organiseerimine kõikjale on ebameeldiv ettevõtmine, mida tuleks võimalikult vältida; või teha toitelahendus ümber ühepolarseks. Katseplaadil on ka pistikud nominaalselt ekraani ja klaviatuuri jaoks iseseisva mõõteseadme ehitamiseks, mis vajab samuti arendamist, kui seda võimalust rakendada soovitakse. Kui peaks juhtuma, et see lahendus hästi töötab, võib arendada ka integreeritud versiooni CMOS-kiibil. Madalatel sagedustel töötavad integreeritud impedantsimõõtjad on juba olemas ja vajavad ainult mõnda lisakomponenti, miks mitte ka kõrgsageduslikud. Võib proovida ka spetsialiseeritumaid mikroskeeme – toodetakse ka integreeritud sünkroondetektoreid koos programmeeritava madalpääsfiltriga.

## 7 Kokkuvõte

Töö käigus on demonstreeritud seadme matemaatilisi tööpõhimõtteid ja lihtsaimaid täpsusarvutusi. Koostatud on ka esialgse katsemaketi skeemilahendus ja trükkplaat koos ohtrate mõõtepunktide, konfiguratsioonivõimaluste ja madala integratsiooniastmega. Skeemilahenduse töötamist on simulatsioonides kontrollitud, ning kuna trükkplaat läbib vähemalt põhilised programmi veakontrollid peaks põhiline funktsionaalsus olema ka reaalsel koostul. Seadme parameetrid esimeses lähenduses peaksid rahuldama püstitatud tingimusi: minimaalne mõõdetav impedants peaks olema alla  $5\Omega$ , määratuna ergutuse väljundvõimendi poolt. Maksimaalne mõõdetav sagedus on praeguses skeemilahenduses seatud 10 MHz peale, kuid korruti vigu kompenseerides või täpsusekadu arvesse võttes saab ilmselt sedagi tõsta. Tänu trükkplaadi parasiitkomponentidele, reaalsete komponentide impedantside erinevusele simulatsiooni ideaalsetest ja aktiivkomponentide erinevale käitumisele, võivad sagedusomadused tulla erinevad. Selle jaoks saab teiste seadmete eeskujul ilmselt koostada kompensatsioonivalemid, kui vead on väiksemat sorti, või tuleb halvimal juhul lausa otsast alustada. Hindeline täpsus jääb simulatsioonidele ja komponendivalikule tuginedes praegu 1-2% juurde parimates mõõtepiirkondades. See hinnang sisaldab ohtrat varu plaadil olevate 1% takistite tolerantside mittekompenseerumise, mürade ja DDS-ergutussignaali vigade jaoks. Ilusti karpi pakitavast seadmest on asi veel küll kaugel, kuid esimesed sammud on tehtud.

## Kasutatud kirjandus

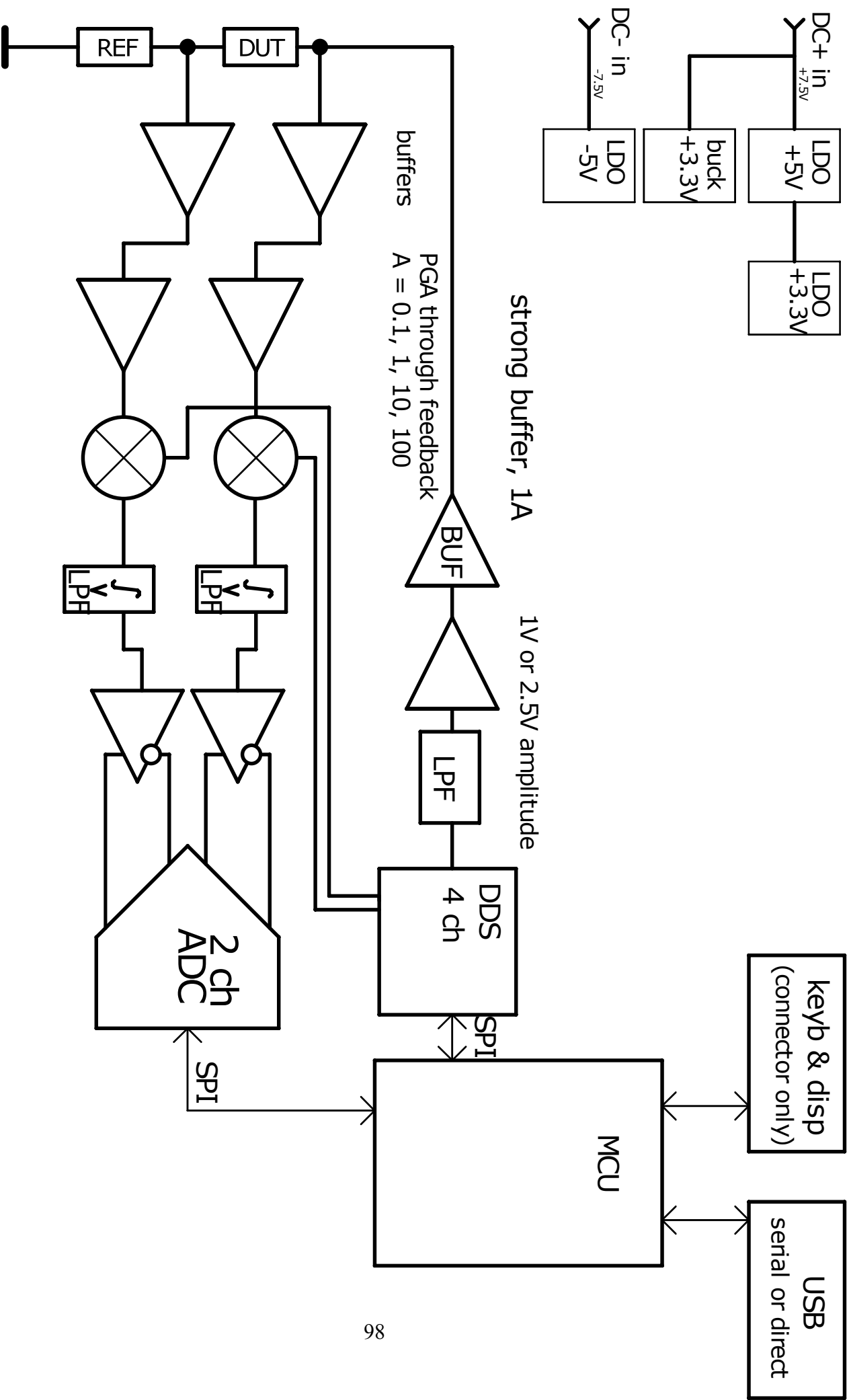
1. Challenges and solutions for Impedance measurements - Keysight , [http://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/ChallengesandsolutionsforImpedance.pdf](http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/ChallengesandsolutionsforImpedance.pdf) (05.05.2017)
2. Network Analyzer Basics , <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5965-7917E.pdf> (05.05.2017)
3. Bakshi, U.A., Bakshi, A.V. Electronic Measurement Systems Pune: Technical Publications Pune, 2009
4. How to Pick Audio Capacitors , <http://www.maxpierson.me/2009/03/17/how-to-pick-audio-capacitors/> (05.05.2017)
5. CDCM61001 datasheet , <http://www.ti.com/lit/gpn/cdm61001> (05.05.2017)
6. LDK715 - High input voltage 85 mA LDO linear regulator , <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/b5/b9/9e/93/01/36/4c/5b/DM00125121.pdf/files/DM00125121.pdf/jcr:content/translations/en/DM00125121.pdf> (05.05.2017)
7. AMS1117 - Advanced Monolithic Systems , [www.advanced-monolithic.com/pdf/ds1117.pdf](http://www.advanced-monolithic.com/pdf/ds1117.pdf) (05.05.2017)
8. How BIA works | Tanita Corporation , <http://www.tanita.com/en/howbiaworks/> (05.05.2017)
- 9: Gerlach, G., Rösen-Wolff, A.; Schröter, A. Impedance-based detection of extracellular DNA in wounds-Journal of Physics: Conference Series, Volume 434, Issue 1, article id. 012057, 04/2013 DOI: 10.1088/1742-6596/434/1/012057
10. LF and HF Impedance Standards | National Physical Laboratory , <http://nplindia.org/lf-and-hf-impedance-standards> (05.05.2017)
11. Agilent Impedance Measurement Handbook , <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf> (05.05.2017)
12. Basics of capacitors [Lesson 7] Measurement Method for the Electrostatic Capacitance of Ceramic Capacitors | Murata Manufacturing Co., Ltd. , <http://www.murata.com/products/emiconfun/capacitor/2012/06/28/en-20120628-p1> (05.05.2017)
13. LCR meters and Impedance Analyzers measurement principles, methods of use, and typical components - Hioki , <https://www.hioki.com/en/products/listUse/?category=10> (05.05.2017)
14. Hoja, J., Lentka, G., ANALYZER FOR SPECTROSCOPY OF LOW-IMPEDANCE OBJECTS, 2009
- 15: De Cock, W., Cools, J., Leroux, P. Design and Functional Validation of a Complex Impedance Measurement Device for Characterization of Ultrasonic Transducers-2013 3rd International Conference on Advancements in Nuclear Instrumentation, Measurement Methods and their Applications (ANIMMA), Marseille, France, 23-27 June 2013 , IEEE Xplore digital library DOI: 10.1109/ANIMMA.2013.6727989
16. Advanced Lab Course Impedance Spectroscopy M208 , [http://www.tf.uni-kiel.de/servicezentrum/neutral/praktika/anleitungen/copy\\_of\\_m208.pdf](http://www.tf.uni-kiel.de/servicezentrum/neutral/praktika/anleitungen/copy_of_m208.pdf) (05.05.2017)
- 17: Katayama, N., Kogoshi S. Mixed-Signal Fourier Transform for Electrochemical Impedance Spectroscopy-J. Fuel Cell Sci. Technol 10(1), 011006 (Jan 15, 2013), DOI: 10.1115/1.4023219
18. Victor Giurgiutiu, Buli Xu, Development of a Field-Portable Small-Size Impedance Analyzer for Structural Health Monitoring using the Electromechanical Impedance Technique ,
19. Luna-Lozano, P., Pallas-Areny, R., Heart rate detection from impedance plethysmography based on concealed capacitive electrodes, 2009
20. Analog Switches and Multiplexers Basics , <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-088.pdf> (05.05.2017)
21. Keysight Technologies E4990A Impedance Analyzer 20 Hz to 10/20/30/50/120 MHz , <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3890EN.pdf?id=2459964> (05.05.2017)
22. Precision Impedance Analyzers , <http://www.waynekerrtest.com/brochure/6500B%20Series.pdf> (05.05.2017)
23. ZAHNER-Elektrik GmbH & CoKG - Germany • Highend Data Acquisition Systems for Electrochemical Applications | Zennium X , <http://zahner.de/products/electrochemistry/zennium-x.html> (05.05.2017)
24. Impedance analyzer ISX-3 (single channel) | Sciospec Scientific Instruments GmbH , [http://sciospec.de/files/uploaded/downloads/Datasheets/Sciospec\\_ISX-3v2\\_Datasheet.pdf](http://sciospec.de/files/uploaded/downloads/Datasheets/Sciospec_ISX-3v2_Datasheet.pdf) (05.05.2017)

25. SinePhase Impedance Analyzer 16777k | LCR Meter , <https://sinephase.com/wp-content/uploads/2016/08/SinePhase-Impedance-Analyzer-16777k-v160822.pdf> (05.05.2017)
- 26: Giurgiutiu, V., Xu, B. Development of a Field-Portable Small-Size Impedance Analyzer for Structural Health Monitoring using the Electromechanical Impedance Technique-Proc. SPIE 5391, Smart Structures and Materials 2004: Sensors and Smart Structures Technologies for Civil, Mechanical, and Aerospace Systems, 774, DOI: 10.1117/12.541343
- 27: Simic, M. Realization of Complex Impedance Measurement System Based on the Integrated Circuit AD5933-2013 21st Telecommunications Forum Telfor (TELFOR), DOI: 10.1109/TELFOR.2013.6716294
28. Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits , <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf> (05.05.2017)
29. Sensors - Synchronous Detection - Part II - EdsCave , <http://www.edscave.com/synchronous-detection-part-2.html> (05.05.2017)
30. Noise from active filters: An unwelcome surprise - Precision Hub - Blogs - TI E2E Community , [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/precisionhub/archive/2014/03/24/noise-from-active-filters-an-unwelcome-surprise](https://e2e.ti.com/blogs_/b/precisionhub/archive/2014/03/24/noise-from-active-filters-an-unwelcome-surprise) (05.05.2017)
31. AN1228 Op Amp Precision Design: Random Noise , <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01228a.pdf> (05.05.2017)
32. LMP8350 SPICE model - Precision Amplifiers Forum - Precision Amplifiers - TI E2E Community , [https://e2e.ti.com/support/amplifiers/precision\\_amplifiers/f/14/t/288845](https://e2e.ti.com/support/amplifiers/precision_amplifiers/f/14/t/288845) (05.05.2017)
33. AD835 - Analog Devices , [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD835.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD835.pdf) (05.05.2017)
34. USB-6281 - National Instruments , <http://www.ni.com/en-us/support/model.usb-6281.html> (05.05.2017)
35. IPC-7351 Land Pattern Calculator and Tools | IPC , <http://www.ipc.org/ContentPage.aspx?pageid=Land-Pattern-Calculator> (05.05.2017)
36. Resistors in Microwave Applications , <http://www.vishay.com/docs/28871/resistorsmicrowaveapp.pdf> (05.05.2017)
37. ADA4817-1 - Analog Devices , [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4817-1\\_4817-2.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4817-1_4817-2.pdf) (05.05.2017)
38. ADA4807-1 - Analog Devices , [www.analog.com/media/en/technical.../data.../ADA4807-1\\_4807-2\\_4807-4.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4807-1_4807-2_4807-4.pdf) (05.05.2017)
39. C4532X7R1C336M250KC : Detailed Information | Capacitors - Multilayer Ceramic Chip Capacitors | TDK Product Center , [https://product.tdk.com/en/search/capacitor/ceramic/mlcc/info?part\\_no=C4532X7R1C336M250KC](https://product.tdk.com/en/search/capacitor/ceramic/mlcc/info?part_no=C4532X7R1C336M250KC) (05.05.2017)
40. LM1085 3-A Low Dropout Positive Regulators , <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1085.pdf> (05.05.2017)
41. TLV713 Capacitor-Free, 150-mA, Low-Dropout Regulator With Foldback Current Limit for Portable Devices , <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv713p.pdf> (05.05.2017)
42. LT1185 - Low Dropout Regulator - Linear Technology , [www.linear.com/docs/2875](http://www.linear.com/docs/2875) (05.05.2017)
43. Application Note AN\_114 , [http://www.ftdichip.com/Support/Documents/AppNotes/AN\\_114\\_FTDI\\_Hi\\_Speed\\_USB\\_To\\_SPI\\_Example.pdf](http://www.ftdichip.com/Support/Documents/AppNotes/AN_114_FTDI_Hi_Speed_USB_To_SPI_Example.pdf) (05.05.2017)
44. LPC5411x - NXP Semiconductors , [www.nxp.com/documents/data\\_sheet/LPC5411X.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/LPC5411X.pdf) (05.05.2017)
45. FT232R , <http://www.ftdichip.com/Products/ICs/FT232R.htm> (05.05.2017)
46. UM10914 LPC5411x User manual , [www.nxp.com/documents/user\\_manual/UM10914.pdf](http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10914.pdf) (05.05.2017)
47. LPC-Link 2 | Embedded Artists AB , <http://www.embeddedartists.com/products/lpcxpresso/lpclink2.php> (05.05.2017)
48. Denry's page , <http://jdp.spacetechnology.net/#/articles/270150410/openocd---keyword-for-arm-development-freedom> (05.05.2017)
49. Two New Devices Help Reinvent the Signal Generator | Analog Devices , <http://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/reinvent-the-signal-generator.html> (05.05.2017)
50. Level Shifting Digital Signals - Application Note - Maxim , <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4414> (05.05.2017)
51. Quad, Low Power, 12-Bit, 180 MSPS, Digital-to-Analog Converter and Waveform Generator , [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9106.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9106.pdf) (05.05.2017)

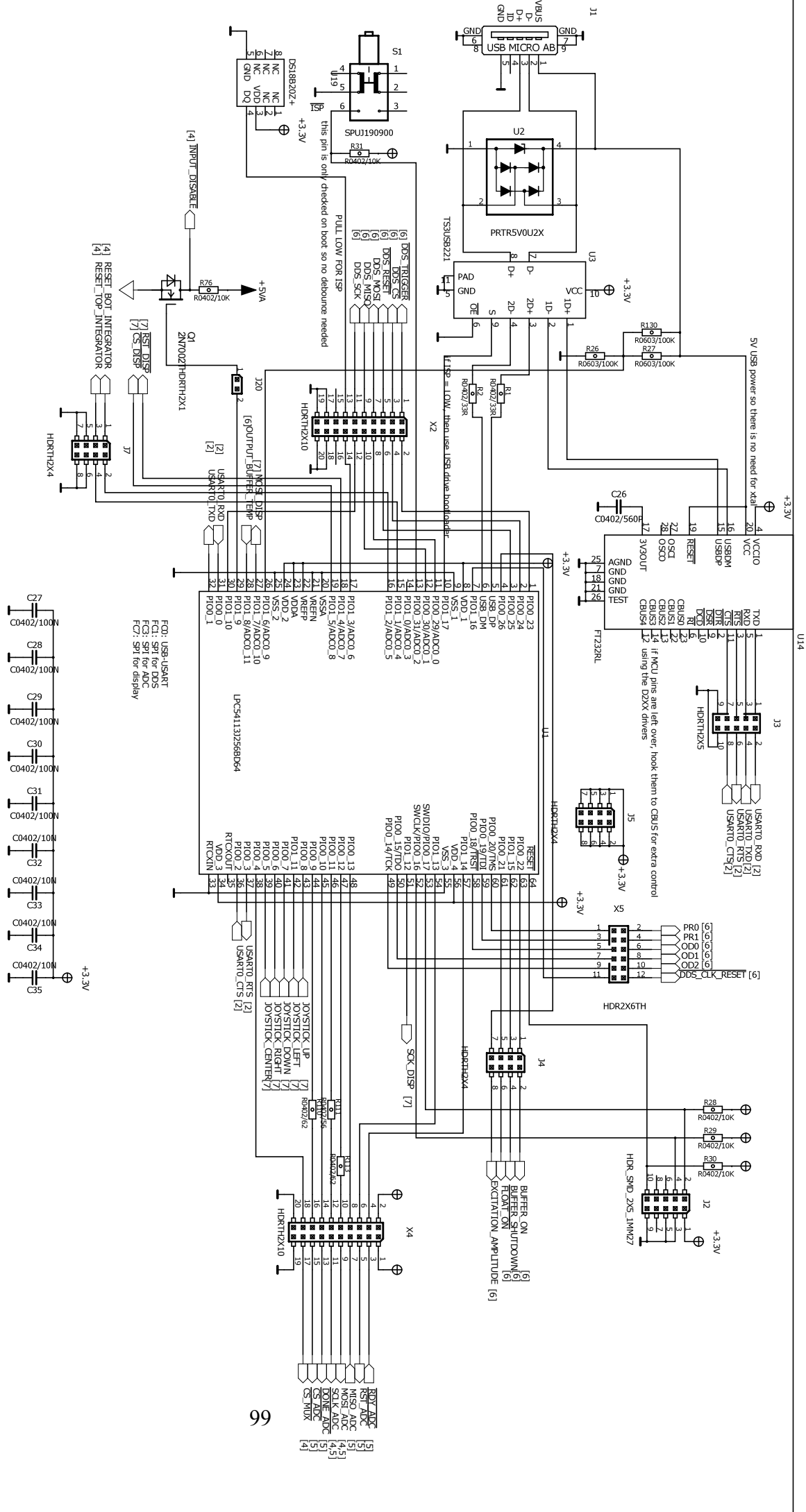
52. One Output, Integrated VCO, Low-Jitter Clock Generator ,  
[www.ti.com/lit/ds/symlink/cdcm61001.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cdcm61001.pdf) (05.05.2017)
- 53: Gerasimos, T., Giesberts, T., DDS Function Generator-Elektor, 2015, 6, 68-75
54. DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer , <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf> (05.05.2017)
55. ADS131A0x 2- or 4-Channel, 24-Bit, Simultaneously-Sampling, Delta-Sigma ADC ,  
[www.ti.com/lit/gpn/ads131a04](http://www.ti.com/lit/gpn/ads131a04) (05.05.2017)
56. MMCX Connectors | Amphenol RF , <http://www.amphenolrf.com/connectors/mmcx.html>  
(05.05.2017)
57. XTREME-GUARD™ ESD Suppressors Surface Mount Polymeric Electrostatic Discharge Suppressors , [http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/polymer\\_esd\\_suppressors/littelfuse\\_xtremeguard\\_xgd\\_datasheet.pdf](http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/polymer_esd_suppressors/littelfuse_xtremeguard_xgd_datasheet.pdf) (05.05.2017)
58. How to Increase the Bandwidth of Digital Potentiometers 10x to 100x - Tutorial - Maxim ,  
<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3081> (05.05.2017)
59. Serially Controlled,  $\pm 15$  V/+12 V/ $\pm 5$  V, 8-Channel/4-Channel, iCMOS Multiplexers/Matrix Switches ADG1438/ADG1439 , [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/ADG1438\\_1439.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/ADG1438_1439.pdf) (05.05.2017)
60. TS12A12511 5- $\Omega$  Single-Channel SPDT Analog Switch With Negative Signaling Capability ,  
[www.ti.com/lit/ds/symlink/ts12a12511.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ts12a12511.pdf) (05.05.2017)



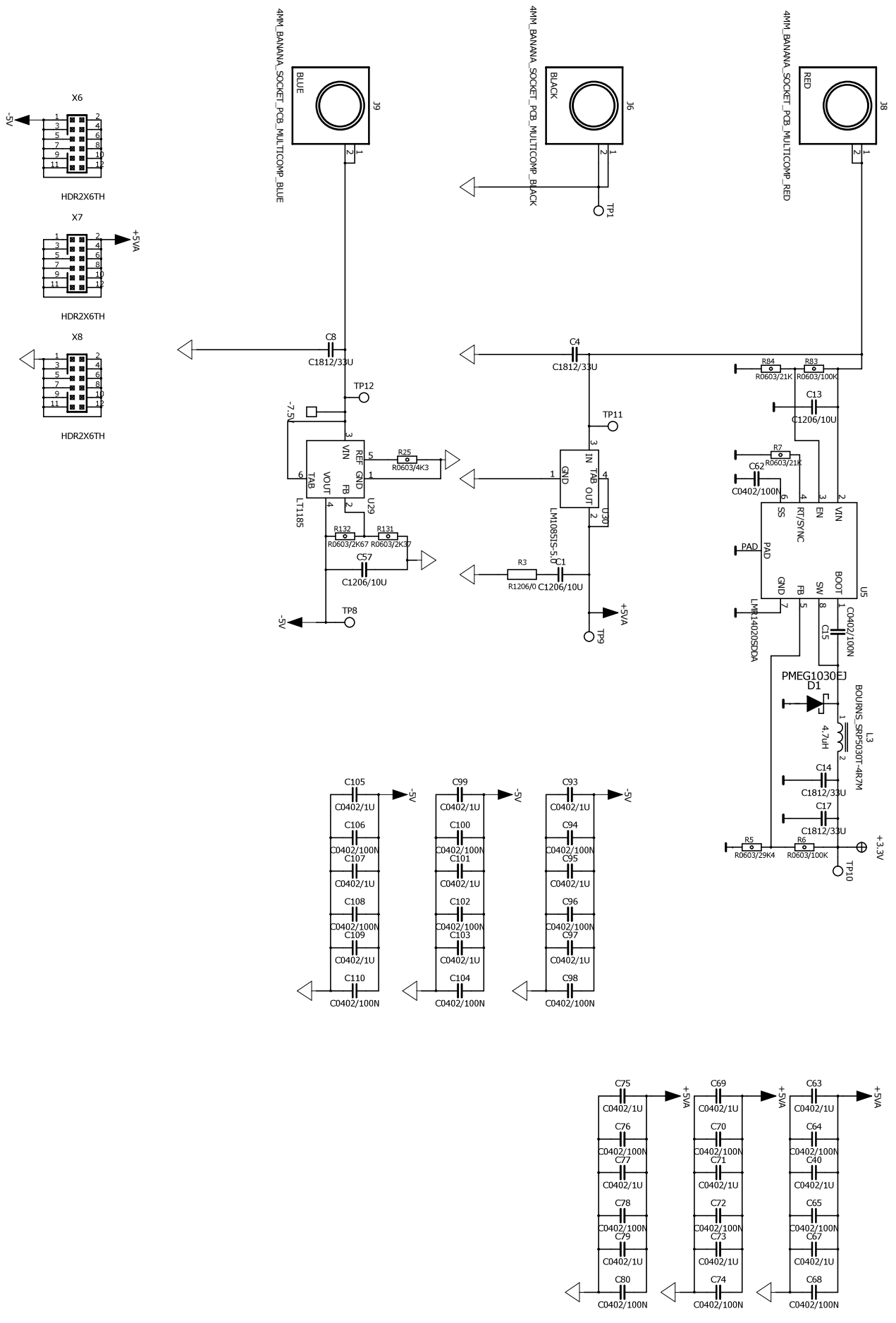
## **Lisa 1 – Katseplaadi täisskeem**



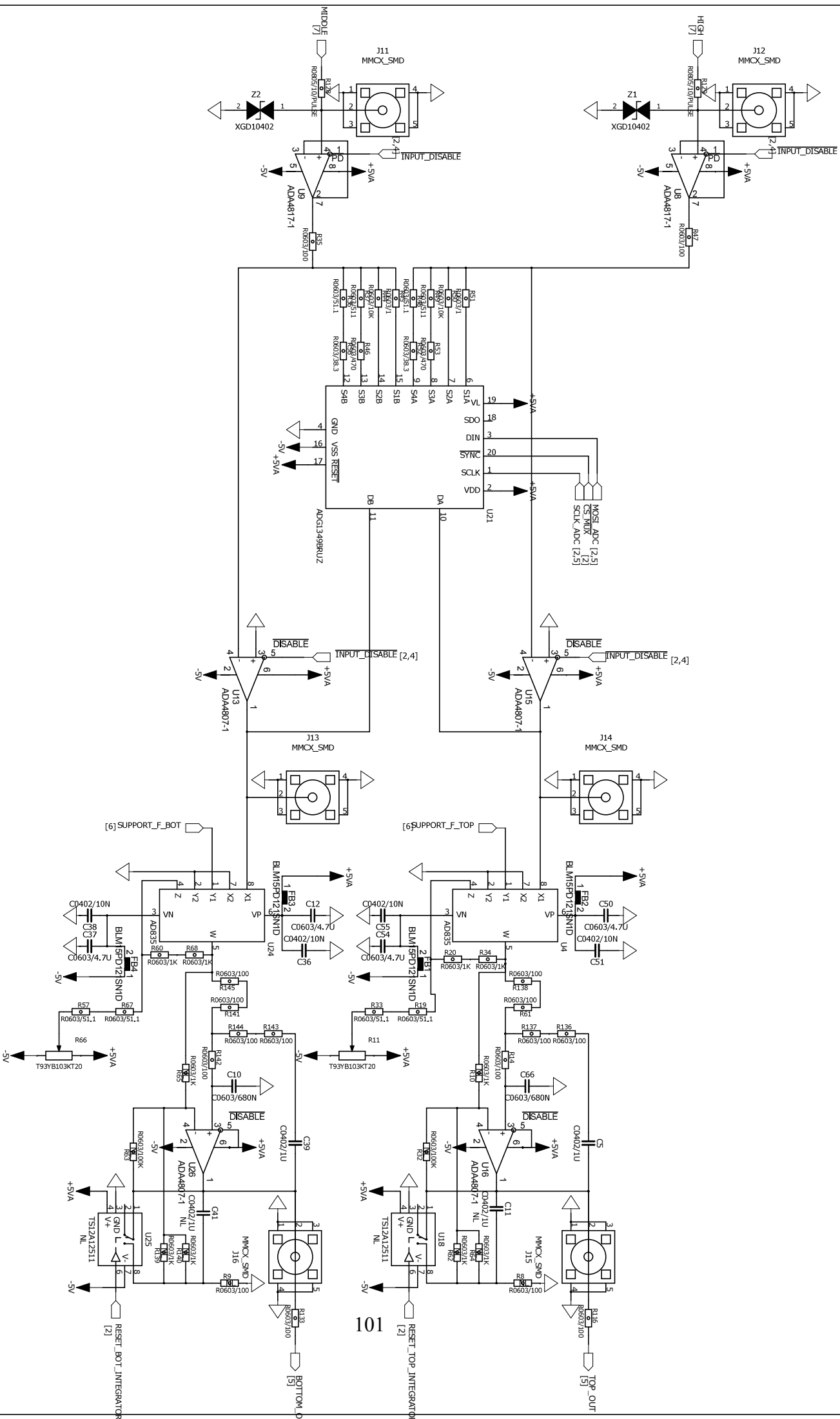
Schematic Title		Impedance analyzer	
Drawn	Date	Sheet Name	File Name
Juñ Pino	07.05.2017	BLOCK_SCHEMATIC	katsenpladisekem_terminator_fuckery_sch
Checked	Date	Size	Last Saved Date
		A3	7.05.2017
		Sheet	of
		1	7
		Rev	
		00	



Schematic Title		Impedance analyzer	
Drawn	Date	Sheet Name	MCU
Juho Pino	07.05.2017	File Name	katsenplaadiskeem_terminator_fuckery.sch
Checked	Date	Size	A3
		Last Saved Date	7.05.2017
		Sheet	2 of 7
		Rev	00

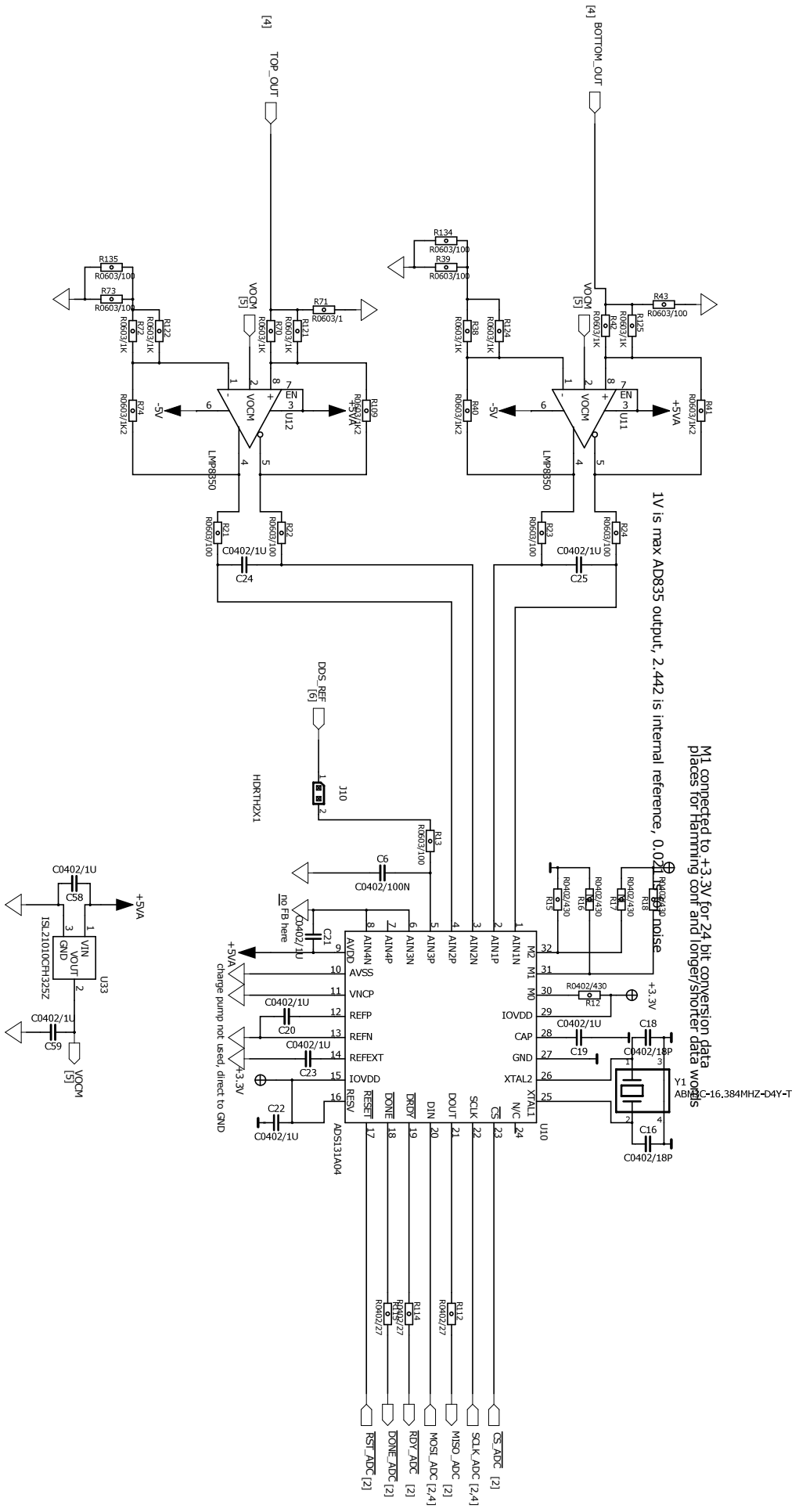


Schematic Title		Impedance analyzer	
Drawn	Juho Pino	Date	07.05.2017
Checked		Date	
Sheet Name		POWER	
Size	A3	File Name	katsesplaidiskkeen_terminator_fuckery.sch
Last Saved Date	7.05.2017	Sheet	3 of 7
		Rev	00



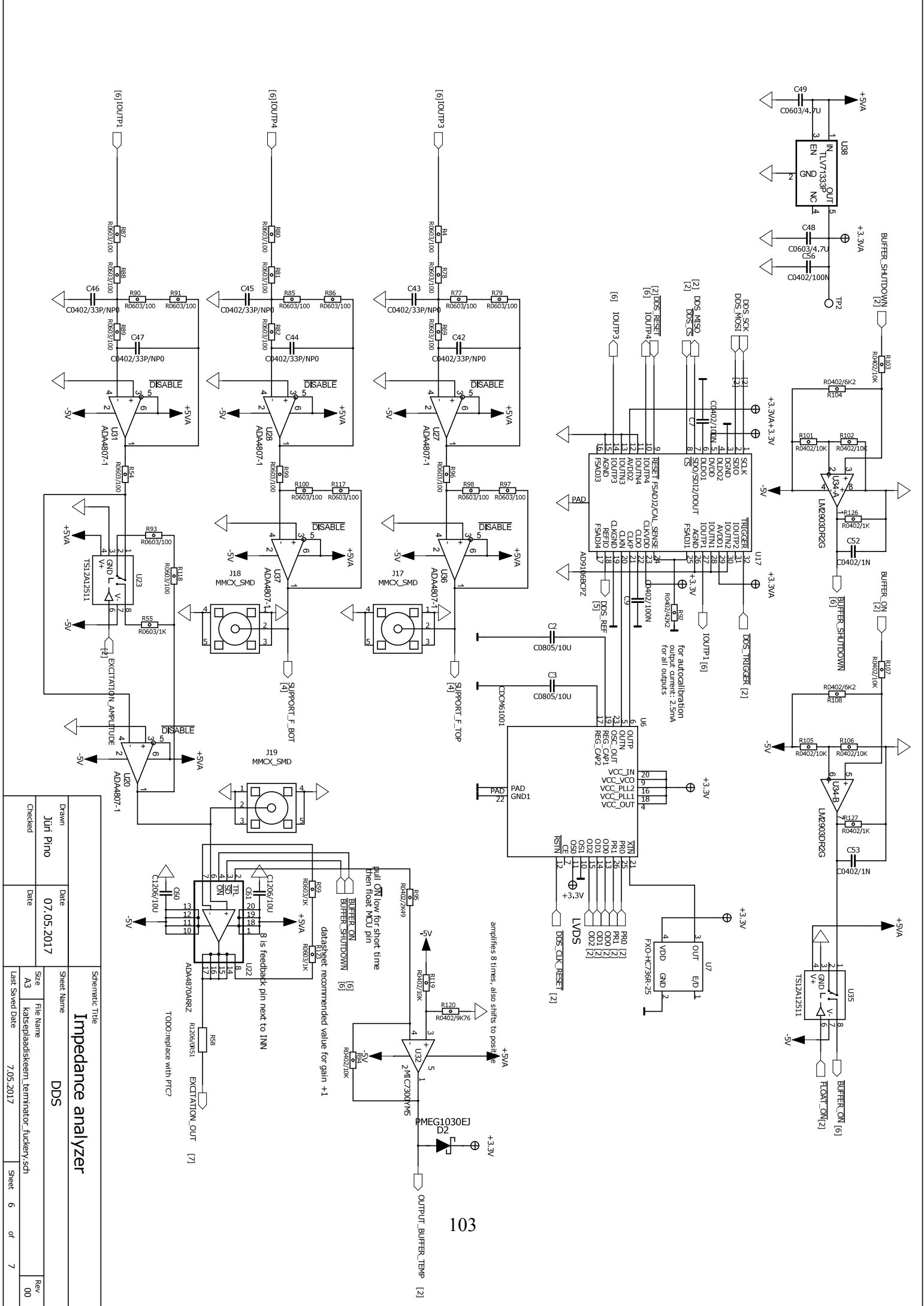
101

Drawn		Date		Sheet Name	
Junt Pino		07.05.2017		ANALOG	
Checked		Date		File Name	
				katselplaadiskeem_terminator_fuckery.sch	
Last Saved Date		7.05.2017		Sheet 4 of 7	
<p style="text-align: center;">Schematic Title</p> <h2 style="text-align: center;">Impedance analyzer</h2>					



1/2 of supply or 2.5V should give best noise performance according to datasheet

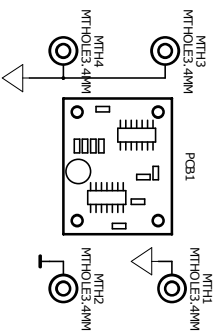
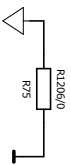
Schematic Title		Impedance analyzer	
Drawn	Date	Sheet Name	ADC
Juñ Pino	07.05.2017	Size	A3
Checked	Date	File Name	katsseplaadiskeem_terminator_fuckery.sch
		Last Saved Date	7.05.2017
		Sheet	5 of 7
		Rev	00



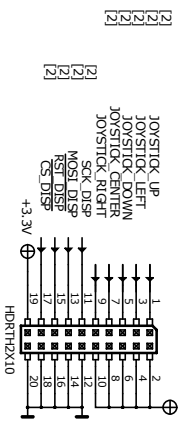
Drawn		Date		Sheet Name	
Junf Pino		07.05.2017		DDS	
Checked		Date		File Name	
				katsopladaiskeem_terminator_fuckery.sch	
Last Saved Date		7.05.2017		Sheet 6 of 7	
				Rev 00	

**Impedance analyzer**

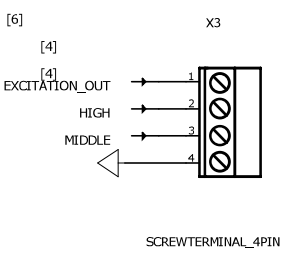
jumper/FB for connecting the grounds



expansion/keyboard&display header



for easy attachment of leaded components



Drawn		Date		Sheet Name	
Juri Pino		07.05.2017		MECH	
Checked		Date		File Name	
				katselplaadiskeem_terminator_fucker.sch	
Last Saved Date		7.05.2017		Sheet 7 of 7	
				Rev 00	

Impedance analyzer



## Lisa 2 – Katseplaadi tootmisnimekiri

Item	Qty	Reference	Part Name	Manufacturer	Part Type	1 pc	Distributor	Distributor Part Number
1	1	Q1	2N7002T	Fairchild	2N7002T	0,21	Farnell	2322570
2	1	J6	4MM_BANANA_SOKKET_PC B_MULTICOMP_BLACK	Multicomp	24.243.2	1,76	Farnell	1698983
3	1	J9	4MM_BANANA_SOCKET_P CB_MULTICOMP_BLUE	Multicomp	24.243.5	1,70	Farnell	1698984
4	1	J8	4MM_BANANA_SOCKET_P CB_MULTICOMP_RED	Multicomp	24.243.1	1,76	Farnell	1698982
5	1	Y1	ABM3C-16.384MHZ-D4Y-T	Abracon	ABM3C-16.384MHZ-D4Y-T	0,77	Mouser	815-ABM3C-16.38-D4YT
6	2	U4 U24	AD835	Analog Device	AD835ARZ	15,59	Farnell	1661049
7	1	U13 U15-16 U20	AD9106BCPZ	Analog Device	AD9106BCPZ	23,26	Farnell	2254929
8	10	U26-28 U31 U36-37	ADA4807-1	AD	ADA4807-1AKSZ-R2	2,24	Farnell	2490569
9	2	U8-9	ADA4817-1	Analog Device	ADA4817-1ACPZ	5,00	Farnell	2462328
10	1	U22	ADA4870ARRZ	Analog Device	ADA4870ARRZ	15,16	Farnell	2434665
11	1	U21	ADG1349BRUZ	Analog Device	ADG1439BRUZ	6,99	Farnell	2727800
12	1	U10	ADS131A04	TI	ADS131A04IPBSR	6,80	Farnell	2580620
13	4	FB1-4	BLM15PD121SN1D	Murata	BLM15PD121SN1D	0,02	Farnell	2443229
14	1	L3	BOURNS_SRP5030T-4R7M,4	Bourns	SRP5030T-4R7M	1,24	Farnell	2309887
15	29	C6-7 C9 C15 C27-31 C56 C62 C64-65 C68 C70 C72 C74 C76 C78 C80 C94 C96 C98 C100 C102 C104 C106 C108 C110	C0402/100N,100nF	TDK	CGA2B3X7R1H104K050BB	0,15	Farnell	2210822
16	8	C32-36 C38 C51 C55	C0402/10N,10nF	TDK	C1005X7R1E103K050BB	0,04	Farnell	1907261
17	2	C16 C18	C0402/18P,18pF	TDK	CGA2B2C0G1H180J050BA	0,07	Farnell	2210766
18	2	C52 C53 C19-25	C0402/1N,1nF	TDK	C1005X7R1H102K050BA	0,03	Farnell	1907278
19	31	C39-41 C58-59 C63 C67 C69 C71 C73 C75 C77 C79 C93 C95 C97 C99 C101 C103 C105 C107 C109	C0402/1U,1uF	TDK	C1005X7S1A105K050BC	0,24	Farnell	2525061
20	6	C42-47	C0402/33P/NP0,33pF	TDK	C1005C0G1H330J050BA	0,03	Farnell	2525000
21	1	C26	C0402/560P,560pF	TDK	CGA2B2C0G1H561J050BA	0,13	Farnell	2210786
22	6	C12 C37 C48-50 C54	C0603/4.7U,4.7uF	TDK	C1608X7S1A475K080AC	0,25	Farnell	2528771
23	2	C10 C66	C0603/680N,680nF	TDK	CGA3E1X7R1E684K080AC	0,28	Farnell	2346963
24	2	C2 C13 C57 C60-61	C0805/10U,10uF	KEMET	C0805C106Z8VACTU	0,09	Farnell	2522447
25	5	61	C1206/10U,10uF	TDK	C3216X7R1V106M160AC	0,82	Farnell	2525181
26	4	C4 C8 C14 C17	C1812/33U,33uF	TDK	C4532X7R1C336M250KC	0,64	Farnell	2112734
27	1	U6	CDCM61001	TI	CDCM61001RHBT	4,83	Farnell	1710793
28	1	U19	DS18B20Z+,DS18B20Z+	Maxim	DS18B20Z+	3,31	Farnell	2518724
29	1	U14	FT232RL	FTDI	FT232RL	4,25	Farnell	1146032
30	1	U7	FXO-HC736R-25	FOX Electronic	FXO-HC736R-25	1,94	Farnell	1611836
31	1	U33	ISL21010CFH325Z	Intersil	ISL21010CFH325Z-T7A	1,15	Farnell	2543325
32	1	U30	LM1085IS-5.0	TI	LM1085IS-5.0/NOPB	2,00	Farnell	1469040
33	1	U34	LM2903DR2G	ON Semiconductor	LM2903DR2G	0,41	Farnell	2531394
34	2	U11-12	LMP8350	TI	LMP8350MA	5,39	Farnell	2496265
35	1	U5	LMR14020SDDA	TI	LMR14020SDDA	4,22	Farnell	2473852
36	1	U1	LPC54113J256BD64	NXP	LPC54113J256BD64	6,70	Mouser	771-LPC54113J256BD64
37	1	U29	LT1185	Linear	LT1185CQ#PBF	7,49	Farnell	2102589
38	1	U32	MIC7300YM5	Microchip	MIC7300YM5	0,26	Farnell	2510429
39	9	J11-19	MMCX_SMD	Molex	73415-2061	1,44	Farnell	1909267
40	2	D1-2	PMEG1030EJ	NXP	PMEG1030EJ,115	0,38	Farnell	1757758
41	1	U2	PRTR5V0U2X	NXP	PRTR5V0U2X	0,56	Farnell	1524157

42	3	R112 R114-115	R0402/27,27	Yageo	RC0402FR-0727RL	0,01	Farnell	9239049
43	1	R111	R0402/56,56	Walsin	WR04X56R0FTL	0,01	Farnell	2668239
44	2	R110 R113	R0402/62,62	Yageo	RC0402FR-0762RL	0,01	Farnell	1458813
45	5	R12 R15-18	R0402/430,430	Panasonic	ERJ2GEJ431X	0,01	Farnell	2324321
46	13	R28-31 R76 R94 R101-103 R105-107 R119	R0402/10K,10k	Yageo	RC0402FR-0710KL	0,01	Farnell	9239359
47	2	R126-127	R0402/1K,1k	Yageo	RC0402JR-071KL	0,01	Farnell	9232761
48	1	R95	R0402/2K49,2k49	Panasonic	ERJ2RKF2491X	0,02	Farnell	2059135
49	2	R1-2	R0402/33R,33R	VISHAY	CRCW040233R0FKED	0,01	Farnell	1652785
50	1	R92	R0402/42K2,42.2k	Panasonic	ERJ2RKF4222X	0,02	Farnell	2302801
51	2	R104 R108	R0402/6K2,6k2	Panasonic	ERJ2GEJ622X	0,01	Farnell	2324336
52	1	R120	R0402/9K76,9k76	Yageo	RC0402JR-071KL	0,01	Farnell	9232761
53	3	R45 R51 R71	R0603/1,1	Vishay	MCT06030C1008FP500	0,14	Farnell	2325132
54	50	R4 R8-9 R13-14 R21-24 R35 R39 R43 R47 R54 R61 R69 R73 R77-82 R85-91 R93 R96-100 R116-118 R133-138 R141-145	R0603/100,100	Vishay	MCT06030C1000FP500	0,08	Farnell	2325186
55	2	R46 R53	R0603/470,470	Vishay	MCT06030C4700FP500	0,10	Farnell	2614445
56	2	R37 R49	R0603/511,511	Vishay	MCT06030C51110FP500	0,08	Farnell	2325206
57	5	R6 R26-27 R83 R130	R0603/100K,100k	Vishay	MCT06030C1003FP500	0,09	Farnell	2325267
58	2	R32 R63	R0603/100K,100k	Vishay	MCT06030C1003FP500	0,09	Farnell	2325267
59	2	R44 R50	R0603/10K,10k	Vishay	MCT06030C1002FP500	0,08	Farnell	2325241
60	21	R10 R20 R34 R38 R42 R55 R59-60 R62 R64-65 R68 R70 R72 R121-125 R139-140	R0603/1K,1k	Vishay	MCT06030C1001FP500	0,10	Farnell	2325213
61	4	R40-41 R74 R109	R0603/1K2,1k2	Vishay	MCT06030C1201FP500	0,08	Farnell	2614415
62	2	R7 R84	R0603/21K,21k	Vishay	CRCW060321K0FKEA.	0,02	Farnell	2138443
63	1	R5	R0603/29K4,29k4	Vishay	CRCW060329K4FKEA.	0,02	Farnell	2138452
64	1	R131	R0603/2K37,2k37	Vishay	CRCW06032K37FKEA.	0,02	Farnell	2138379
65	1	R132	R0603/2K67,2k67	Vishay	CRCW06032K67FKEA	0,02	Farnell	2138383
66	2	R52 R56	R0603/38.3,38.3	Vishay	MCT06030C3839FP500	0,12	Farnell	2325175
67	1	R25	R0603/4K3,4k3	Panasonic	ERJ3EKF4301V	0,01	Farnell	2303180
68	6	R19 R33 R36 R48 R57 R67	R0603/51.1,51.1	Vishay	MCT06030C5119FP500	0,08	Farnell	2325178
69	2	R128-129	R0805/10/PULSE,10	Vishay	CRCW080510R0FKEAHP	0,14	Farnell	1738932
70	2	R3 R75	R1206/0,0	Vishay	CRCW12060000Z0EA	0,02	Farnell	1469963
71	1	R58	R1206/0R51,0.51	Boums	CRL1206-FW-R510ELF	0,20	Farnell	2328134
72	1	X3	SCREWTERMINAL_4PIN	Phoenix	1725672	1,86	Farnell	3041414
73	1	S1	SPUJ190900	ALPS	SPUJ190900	0,75	Farnell	1123857
74	2	R11 R66	T93YB103KT20	Vishay	T93YB103KT20	1,13	Farnell	114149
75	1	U38	TLV71333P	TI	TLV71333PDBVR	0,44	Farnell	2463932
76	4	U18 U23 U25 U35	TS12A12511	TI	TS12A12511DGKR	0,94	Farnell	2496542
77	1	U3	TS3USB221	TI	TS3USB221DRCR	0,98	Farnell	1694440
78	2	Z1-2	XGD10402	Littelfuse	XGD10402MR	0,43	Mouser	576-XGD10402KR
79	1	J1	ZX62D-AB-5P8(30)	Hirose	ZX62D-AB-5P8(30)	1,09	Farnell	2554979
80	1	various	HDR,2x64,2.54MM	Würth	61306421121	2,16	Farnell	1841240
81	1	PCB	PCB, 4 layers, 150x100mm	Brandner		39,55		
<b>Total:</b>		<b>308</b>				<b>180,55€</b>		