

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL
Infotehnoloogia teaduskond

Markus Randma 213459IACB

Impedantsi tester

Bakalaureusetöö

Juhendaja: Ivo Mürsepp

PhD

Kaasjuhendaja: Denry Aron

MSc

Tallinn 2024

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: Markus Randma

12.05.2024

Ülesandepüstitus

Ülesandeks on disainida impedantsi mõõtur, mis mõõdab nii impedantsi reaali- kui ka imaginaarosa.

- Üks põhieesmärkidest on väikese mahtuvusega kondensaatorite mahtuvuse mõõtmine resolutsiooniga <1 pF.
- Teine eesmärk on mõõta kondensaatorite ekvivalentset jadatakistust (ESR). Seejuures peaks olema mõõtepinge olema väike, soovitatavalt alla 0,25 V tipp- pinge ehk ligikaudu alla 0,18 V RMS.
- Mõõteseadmel peaks olema vähemalt kolm, elektroonselt ümberlülitatavat, mõõtepiirkonda.

Lõputöö käigus tuleb disainida mõõteskeem ning trükkplaat, valmistada prototüüp ning kirjutada prototüübil kasutatavale mikrokontrollerile tarkvara. Seadme tööd tuleb ka testida kasutades võrdluseks laboratoorseid mõõteseadmeid.

Annotatsioon

Lõputöö eesmärgiks oli disainida impedantsi tester, mis mõõdab nii impedantsi reaal- kui ka imaginaarosa. Peamiseks eesmärgiks seati võimalus mõõta väikese mahtuvusega kondensaatoreid resolutsiooniga alla ühe pikofaradi ning seejuures peab mõõtur kasutama väikest mõõtepinget – alla 0,25 V tipp-pinge. Üheks eesmärgiks seati ka kolme, elektroonselt ümberlülitatava mõõtepiirkonna olemasolu. Põhieesmärgid saavutati – valmis nii töötav impedantsi testri prototüüp kui ka minimaalse funktsionaalsusega tarkvara, et teostada impedantsi mõõtmisi. Mõõtesignaali tase eesmärk ületati – valminud impedantsi mõõtur mõõdab komponente 0,16 V tipp-pingega mõõtesignaaliga ning kuvab vastavalt tulemused ekraanile. Seade võimaldab käsitsi valida nii mõõtepiirkonda kui ka testsignaali sagedust. Seadet on võimalik kalibreerida üle USB andmeliidese sisestades arvutist käsitsi kalibratsioonikonstante.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 83 leheküljel, 5 peatükki, 36 joonist, 8 tabelit.

Abstract

Impedance tester

The goal of the thesis was to design an impedance tester that measures the real and imaginary part of impedance. The main goal was set that the device must be able to measure capacitors of small value with a resolution of under one picofarad, meanwhile it must also use a small measurement voltage – under 0,25 V peak. One of the goals was to support three electronically switchable measurement ranges. The main goals were achieved – the resulting working prototype also includes a software with minimal functionality, needed to carry out the measurements of impedance. Measurement voltage level goal was exceeded – the finished tester measures components at 0,16 V peak and shows the corresponding results on a screen. The device supports manual selection of both measurement ranges and the frequency of test signal. The device can be manually calibrated over USB data line by entering calibration constants on a computer.

The thesis is in Estonian and contains 83 pages of text, 5 chapters, 36 figures, 8 tables.

Lühendite ja mõistete sõnastik

ADM	Analoog-DigitaalMuundur
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i> , bipolaartransistor
DAM	Digitaal-AnaloogMuundur
DF	<i>Dissipation Factor</i> , sumbetegur
DMA	<i>Direct Memory Access</i> , perifeeria/mälu otsene ligipääs
DMAC	<i>Direct Memory Access Controller</i> , perifeeria/mälu otsese ligipääsu kontrolleri
DUT	<i>Device Under Test</i> , testitav seade
EJT	Ekvivalentne JadaTakistus
ENOB	<i>Effective Number Of Bits</i> , efektiivne bittide arv
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> , ekvivalentne jadatakistus
GBP	<i>Gain Bandwidth Product</i> , võimenduse ja ribalaiuse korrutis
IGBT	<i>Isolated Gate Bipolar Transistor</i> , isoleeritud paisuga bipolaartransistor
I2C interface	<i>Inter-Integrated Circuit interface</i> , integraalskeemide vaheline sünkroonne jadaliidese protokoll
LCR	Induktiivsus (L), mahtuvus (C) ja takistus (R)
MCU	<i>MicroController Unit</i> , mikrokontroller
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> , isoleeritud paisuga väljatransistor
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> , trükkplaat
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> , impulsslaiusmodulatsioon
SMT	<i>Surface Mount Technology</i> , pindmontaaži tehnoloogia
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> , sünkroonne perifeeria jadaliidese protokoll

sps	<i>samples per second</i> , diskreetimissagedus
SRAM	<i>Static Random-Access Memory</i> , staatiline suvapöördusmälu
THT	<i>Through-Hole Technology</i> , aukmontaaži tehnoloogia
USART	<i>Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter</i> , universaalne sünkroonne/asünkroonne saatja/vastuvõtja
USB	<i>Universal Serial Bus</i> , universaalne jadasiin

Sisukord

1 Sissejuhatus	13
2 Impedantsi mõõturid.....	15
2.1 Kasutusvaldkonnad.....	16
2.2 Ajalugu	17
2.3 Parasiitsete tegurite mõju.....	19
2.4 Mõõtemetodid – isetasakaalustuv sild	21
3 Riistvara.....	23
3.1 Testri plokk skeem.....	24
3.2 Impedantsi mõõtmise mõõteskeem	26
3.2.1 Tipp-detektor	30
3.2.2 Analoog-digitaal muundamine	31
3.2.3 Testsignaali genereerimine	32
3.3 Oommeetri režiim.....	33
3.3.1 Diferentsiaalvõimendi	33
3.3.2 Püsivooluallikas.....	35
3.4 Voltmeetri režiim.....	38
3.5 Mikrokontrolleri valik	40
3.6 Trükkplaadi disain	41
4 Impedantsi arvutamine	42
4.1 Parasiitmahtuvuste mõju kompenseerimine	46
5 Tarkvara.....	53
5.1 Mõõtetulemuste kuvamine	53
6 Testimine ja analüüs	55
6.1 Parasiitsüste kompenseerimise kontroll <i>LTspice</i> keskkonnas	55
6.2 Tipp-detektori töö madalatel sagedustel.....	57
6.3 Pinge mõõtmine.....	58
6.4 Impedantsi mõõtmine	58
6.5 Majanduslik analüüs	59
7 Kokkuvõte	60

Kasutatud kirjandus	62
Lisa 1 – Lihtlitsents lõputöö reprodutseerimiseks ja lõputöö üldsusele kättesaadavaks tegemiseks	65
Lisa 2 – Impedantsi testri prototüübi põhimõtteskeem	66
Lisa 3 – Impedantsi testri plokk-skeem	70
Lisa 4 – Impedantsi testri lihtsustatud plokk-skeem	71
Lisa 5 – Impedantsi testri trükkplaat	72
Lisa 6 – Impedantsi testri esipaneel.....	76
Lisa 7 – Impedantsi testri prototüübi trükkplaat peale SMT komponentide ladumist ...	77
Lisa 8 – Impedantsi testri prototüüp kokku panduna	78
Lisa 9 – Materjalikulu	79

Jooniste loetelu

Joonis 1. Juhtivuste võrdlemine diferentsiaalse galvanomeetri meetodiga. Allikas: [5, lk 3].....	17
Joonis 2. Wheatstone'i sild. Allikas: [5, lk 4].	18
Joonis 3. Felici meetod vastastikuse induktiivsuse mõõtmiseks, 1852. Allikas: [5, lk 6].	18
Joonis 4. Maxwelli meetod induktiivsuse ja takistuse mõõtmiseks, 1865. Allikas: [5, lk 7].....	19
Joonis 5. C. V. de Sauty meetod mahtuvuse mõõtmiseks, 1871. Allikas: [5, lk 7].....	19
Joonis 6. Impedantsi mõõtmine kahe juhtmega. Allikas: [6]	19
Joonis 7. Impedantsi mõõtmine viie juhtmega. Allikas: [6].....	20
Joonis 8. Impedantsi mõõtmine nelja juhtme paariga. Allikas: [6]	20
Joonis 9. Isetasakaalustuva silla põhimõtteline skeem. Allikas: [7, lk 4].	21
Joonis 10. Isetasakaalustuva silla mõõtmise ahel. Allikas: [7, lk 5].	22
Joonis 11. Testri toitemuunduri plokk skeem.....	24
Joonis 12. Testri digitaalelektronika plokk skeem.	25
Joonis 13. Testri analoogosa plokk skeem.	25
Joonis 14. 2 MOSFETi ühendatuna vastastiku jadamisi.	27
Joonis 15. Mõõtepiirkondade parasiitmahtuvuse kompensatsiooni simulatsiooni skeem.	28
Joonis 16. Operatsioonvõimendiga tipp-detektori skeem.....	30
Joonis 17. Komparaatoriga tipp-detektori skeem.	31
Joonis 18. Kahe operatsioonvõimendi baasil koostatud instrumentaalvõimendi. Allikas: [21, lk 1].	34
Joonis 19. Operatsioonvõimendi baasil püsivooluallikas PNP-transistoriga.	36
Joonis 20. Operatsioonvõimendi baasil püsivooluallikas NPN-transistoriga.....	36
Joonis 21. Teist järku RC-filter PWMi silumiseks.....	38
Joonis 22. Voltmeetri esiotsa põhimõtteskeem.	38
Joonis 23. Voltmeetri võimalik pingejaguri lahendus analoogmultiplekseriga.	39

Joonis 24. Voltmeetri võimalik pingejaguri lahendus analoogmultiplekseriga koos lüliti takistuse kompensatsiooniga.	40
Joonis 25. Impedantsi testri tööpõhimõtet illustreeriv aseskeem.	42
Joonis 26. Pingete vektordiagramm lihtsustatud aseskeemi korral.	43
Joonis 27. Lihtsustatud impedantsi testri aseskeem kolme mõõtepiirkonnaga.	46
Joonis 28. Impedantsi testri lihtsustatud aseskeem kolme mõõtepiirkonna ja parasiitmahtuvustega.	47
Joonis 29. Impedantsi testri ekvivalentne aseskeem koos parasiitmahtuvustega, 100 k Ω mõõtepiirkond.....	47
Joonis 30. Parasiitsusi arvestava aseskeemi pingete vektordiagramm.	48
Joonis 31. Parasiitsusi arvestava aseskeemi pingete vektordiagramm, testpinge algfaas on 0.	48
Joonis 32. Impedantsi testri ekvivalentne aseskeem parasiitsustega, 1 k Ω mõõtepiirkond.	50
Joonis 33. Impedantsi testri ekvivalentne aseskeem parasiitsustega, 10 Ω mõõtepiirkond.	51
Joonis 34. Mõõtetulemuste kuvamise algoritm.	54
Joonis 35. Püsivooluallika väljundis olev takisti R32 2 juhtmega mõõtmiste tarvis.	58
Joonis 36. Voltmeetri sisendiga jadamisi olev takisti R69.....	58

Tabelite loetelu

Tabel 1. Mõõtepiirkondade ümberlülitatavuse mõju simuleerimine 3 mõõtepiirkonnaga.	29
Tabel 2. Oommeetri instrumentaalvõimendi võimalikud võimendustegurid.....	34
Tabel 3. Mõõtevigade lihtsustatud juhul, 100 kHz, 100 k Ω mõõtesünt.....	44
Tabel 4. Mõõtevigade lihtsustatud juhul, 100 kHz, 10 Ω mõõtesünt.....	45
Tabel 5. Mõõtevigade praktilise lahenduse simuleerimisel, 100 kHz, 100 k Ω mõõtesünt.	56
Tabel 6. Mõõtevigade praktilise lahenduse simuleerimisel, 100 kHz, 10 Ω mõõtesünt. ...	57
Tabel 7. Impedantsi testri mõõtetulemuste võrdlus Fluke 175'ga.	58
Tabel 8. Impedantsi testri mõõtetulemuste võrdlus UT603'ga.	59

1 Sissejuhatus

Elektroonikaseadmete diagnostikas tuleb tihti ette olukordi, kus on vaja kontrollida trükkplaadil passiivkomponentide korrastolu. Kõige lühema elueaga on tavaliselt elektriskeemides alumiinium elektrolüüt-kondensaatorid. Vananedes hakkab elektrolüüt-kondensaatorite ekvivalentne jadatakistus (ESR) pikapeale kasvama. Seega tuleb kasuks, kui eksisteerib seade, millega saab mõõta kondensaatorite ESRi, et teada, kas need vajavad vahetamist. Impedantsi tester on seade, mis mõõdab testitava komponendi aktiiv- ja reaktiivtakistust. Aktiivkomponentidena käsitletakse peamiselt takisteid ning reaktiivkomponentidena on kondensaatoreid ja induktoreid. Seadmete diagnostikas on enim levinud toiteahelates kondensaatorite ülesütlemine. Seal on tavaliselt lisaks koormusele ühendatud kondensaatorite külge ka pooljuhtahelad – näiteks diodid, bipolaartransistorid (BJT'd), isoleeritud paisuga väljatransistorid (MOSFETid) või hoopis isoleeritud paisuga bipolaartransistorid (IGBT'd). Selleks, et minimeerida pooljuhtkomponentide mõju mõõtetulemustele, tuleb kasutada võrdlemisi madala amplituudiga mõõtesignaali – osad Schottky diodid rakenduvad juba 0,2 V juures.

Töö ülesandeks on disainida impedantsi testri mõõteskeem, trükkplaat ning selle prototüüp valmistada. Prototüübil kasutatavale mikrokontrollerile tuleb kirjutada ka tarkvara. Seadme tööd tuleb testida võrdluses mõne labori impedantsi testriga. Töö eesmärgiks on saavutada impedantsi tester, mis suudab eristada mahtuvusi alla ühe pikofaradi ning teeb seda madala amplituudiga mõõtesignaali abil – alla 0,25 V tipust tippu.

Täiendavate nõuetena seati eesmärgiks võimaldada USB kaudu seadet kalibreerida ning salvestada mõõtetulemusi. Seade peab automaatselt valima optimaalse täpsusega mõõtepiirkonna. Utiliseerida tuleb ka seadme teised režiimid – voltmeetri režiim ja oommeetri režiim. Viimane mõõdab alalisvooluga väikesoomilisi takisteid (alla ühe oomi). Lisanduvalt võiks seade mõõta voltmeetri režiimis termopaariga temperatuuri.

Töö on jaotatud viite ossa. Teises peatükis räägitakse lähemalt impedantsi mõõturite tööpõhimõtetest ning nende ajaloost. Peatükis 3 kirjeldatakse seadme riistvara ning

sellega seonduvaid disainiotsuseid. Selgitatakse eri režiime, mida seade riistvaraliselt võimaldab. Samuti selgitatakse seadme trükkplaadidisaini protsessi. Peatükis 4 kirjeldatakse seadme mõõtmisprotsessi ja sellega seonduvate parasiitmahtuvuste kompenseerimist. Seadme tarkvara disainiotsuseid kirjeldatakse peatükis 5. Viiendas peatükis analüüsitakse seadme testimisel avastatud vigu ning pakutakse välja skeemidisainile parandusi.

Soovin tänada oma juhendajat Ivo Mürseppa põhjaliku juhendamise eest, kes jagas palju kasulikke näpunäiteid töö paremaks teostamiseks. Samuti soovin tänada oma kaasjuhendajat Denry Aronit, kes andis kasulikke näpunäiteid seadme trükkplaadi disainimisel.

2 Impedantsi mõõturid

Tööstuses nimetatakse impedantsi mõõtureid tavaliselt LCR-meetriteks, sest nendega saab mõõta nii induktiivsust, mahtuvust kui ka takistust. Üldjuhul mõõdavad impedantsi mõõturid harmoonilise vaheldussignaaliga komponendi impedantsi reaali- ja imaginaarosa. Nende väärtuste mõõtmine võimaldab tuvastada tundmatu komponendi korral, millega tegu – kas pigem takisti, induktiivpooli või kondensaatoriga. Induktiivpoolide ja kondensaatorite puhul nimetatakse impedantsi reaalosa ehk aktiivtakistust ekvivalentseks jadatakistuseks (*ESR, equivalent series resistance*) – tegu on nende komponentide parasiitse omadusega. Impedantsi meetrid on kasulikud ka näiteks isekeritud poolide induktiivsuse mõõtmisel või tundmatute SMD-kondensaatorite nominaalväärtuste tuvastamisel. Samuti võimaldab impedantsi mõõtur hinnata reaktiivkomponentide puhul nende vastavust soovitud parameetritele. Kui testitav komponent on aga takisti, saab seadmega mõõta selle parasiitset induktiivsust ja/või mahtuvust, et hinnata komponendi sobivust kõrgsagedusahelatesse. Poolide puhul osutub oluliseks tavaliselt hüvetegur Q ja kondensaatorite puhul vastavalt sumbetegur DF (*dissipation factor*), mida on mainitud andmelehtedes tavaliselt $\tan \delta$ parameetrina [1], [2, lk 1], [3, lk 1], [4, lk 1]. Komponendi hüvetegur arvutatakse reaktiivtakistuse mooduli $|X|$ ja aktiivtakistuse R_{ESR} suhtena

$$Q = \frac{|X|}{R_{ESR}}.$$

Sumbetegur on hüveteguri pöördväärtus

$$DF = \frac{1}{Q} = \frac{R_{ESR}}{|X|}.$$

Hüvetegur ise näitab ajutiselt reaktiivelementi salvestatud ja selles kulutatud elektrienergiate suhet.

Enamasti sisaldab Impedantsi mõõtur endas vahelduvpingeallikat. Impedantsi leidmisel mõõdetakse testitaval seadmel (DUT, *device under test*) tekkivat pingelangu ja seda

läbivat voolu. Pinge ja voolu põhjal saab välja arvutada komplekse aktiiv- ja reaktiivtakistuse absoluutväärtused. Paljud impedantsimõõturid kasutavad mõõtmisel testsignaalina siinussignaali. Osade mõõturite töösagedus on muudetav – näiteks elektrolüüt-kondensaatoreid testitakse üldiselt 100 Hz ja 120 Hz juures, sest nende peamine kasutusala on toiteplokkides võrgupinge silumiseks peale sildalaldit. ESRi mõõdetakse aga enamasti 100 kHz juures. Kuna sellisel sagedusel on kondensaatori impedantsi imaginaarosa kaduvväike, ei pea mõõtesignaali olema harmooniline. Seega saab ESR-meetrites üldjuhul kasutada lihtsama ülesehitusega mõõteahelat, mis seda ei arvesta, vaid mõõdab ainult impedantsi moodulit. Eeldatakse, et impedantsi moodul on ligikaudu võrdne ESRiga.

Osad impedantsi mõõturid mõõdavad ka faasinihet pingele ja voolule vahel, mis võimaldab määrata, kas tegu on pigem induktiivse või mahtvusliku DUT'ga. Komponendi hüvetegur sõltub üldjuhul sagedusest – viimase kasvades üldjuhul kondensaatorite omadused halvenevad ning drosselite omadused paranevad. Viimast senikaua kuniks energiakaod südamikus hakkavad kasvama ning väheneb seeläbi pooli reaktiivtakistus ja/või suureneb aktiivtakistus.

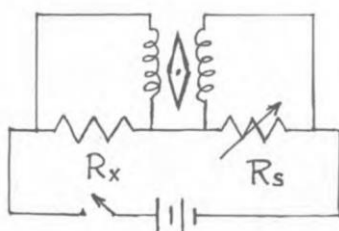
2.1 Kasutusvaldkonnad

Impedantsi mõõtureid on vaja lisaks peatükis 2 mainitud valdkondadele ka elektroonikaseadmete diagnostikas, et tuvastada riknenud komponente – olgu nendeks lühiskeerdudega poolid või lekkivad kondensaatorid. Mõistlik on tavaliselt küsitav komponent skeemist eemaldada, kuid osad impedantsi mõõturid suudavad ka skeemisiseselt tuvastada komponendi seisukorda juhul kui reaktiivkomponendiga on rööbiti vaid pooljuhtsiirded. Sedasorti impedantsi mõõturid kasutavad madala amplituudiga mõõtesignaali, et vältida pooljuhtsiirete päripingestamisest tekkivat tulemuste moonustumist. Pooljuhtsiirded vajavad tavaliselt päripingestamiseks ~0,5 V ning kui tegu on näiteks diodiga, siis selle komponendi takistus ei ole konstantne, vaid muutub vastavalt seda läbivale voolule. Paljudes elektroonikaseadmetes on kõige lühema elueaga elektrolüüt-kondensaatorid, mille riknemise tunnuseks on suur ESR kusjuures mõõdetav mahtvus ise ei pruugigi olla kriitiliselt vähenenud. ESRi mõõtmiseks on saadaval spetsialiseeritud ESR-meetrid.

2.2 Ajalugu

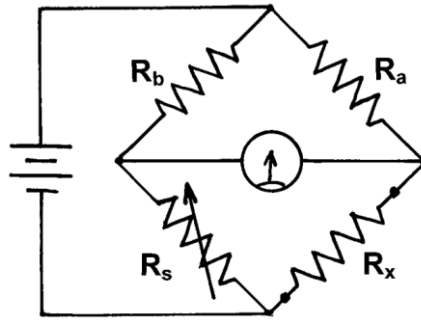
Impedantsi mõõtmise ajalugu algas juhtme takistuse mõõtmisega Georg Simon Ohmi poolt 1825. aastal. Esimestes katsetes kasutas ta pingeallikana galvaanielementi ning voolu tuvastamiseks galvanomeetrit. Kuna galvaanielemendi sisetakistus on suur, siis jõudis ta ennatlikult järeldusele, et voolutugevuse ja juhtme pikkuse vahel on logaritmiline sõltuvus. Poggendorff soovitas Ohm'il kasutada Seebecki efektil põhinevat termopaari kui väiksema sisetakistustusega pingeallikat. Ohm kordas katset ning sai sel korral tulemuseks, et voolutugevus sõltub juhtivusest lineaarselt [5, lk 3].

Becquerel leidis ka seose elektrijuhi juhtivuse, ristlõikepindala ja pikkuse vahel nagu Ohm, kuid avaldas oma töö aasta hiljem. Nii Humphrey Davy, Peter Barlow kui ka Antoine-Cesar Becquerel võrdlesid eri metallide juhtivusi diferentsiaalse galvanomeetri meetodil (Joonis 1). Sellise meetodi peamiseks eeliseks on toitepinge mõju puudumine mõõtetulemustele [5, lk 3].



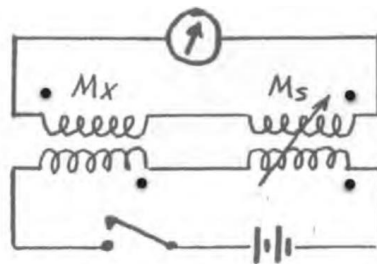
Joonis 1. Juhtivuste võrdlemine diferentsiaalse galvanomeetri meetodiga. Allikas: [5, lk 3].

Kõige kuulsam nullnihke meetod, sild (Joonis 2), leiutati Samuel Hunter Christie poolt aastal 1833. Christie oli tuttav Becquereli tööga, aga mitte Ohmi omaga, ta kasutas sildmeetodit juhtivuse ja elektrijuhi mõõtmete vahelise seose kinnitamiseks. Samuti hindas ta eri materjalide juhtivust täpsemini. Tema töö jäi kahjuks tähelepanuta, alles aastal 1843 viitas Charles Wheatstone oma uurimuses tema tööle. Wheatstone andis kogu au Christie'le, kuid kirjeldas skeemi tööd palju selgemalt ja täpsemalt. Tänapäeval on meetod seetõttu tuntud Wheatstone'i sillana. Seda skeemi saab vaadelda analoogiana kaaludele, kahe „õla“ vahele on ühendatud galvanomeeter, mis tuvastab õlgade vahelise pinge erinevuse. Kui detektorit vool ei läbi, siis on mõlemas „õlas“ takistite suhted võrdsed, täidetud on tingimus $\frac{R_b}{R_s} = \frac{R_a}{R_x}$ (Joonis 2) [5, lk 4].



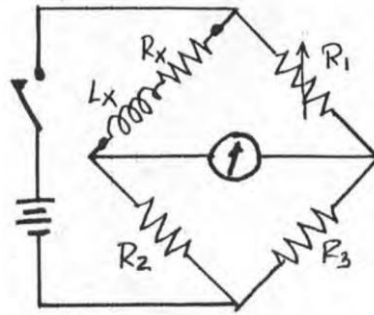
Joonis 2. Wheatstone'i sild. Allikas: [5, lk 4].

Esimene vastastikuse induktiivsuse (*mutual inductance*) mõõtur leiutati R. Felici poolt 1852. Nagu paljud eelmisedki impedantsi mõõturid, kasutas ka see mõõtur nullinühkemoodit galvanomeetri abiga. Erinevalt takistitest avalduvad induktiivpoolide omadused aja muutuva pinge puhul, seega skeem sisaldas, lisaks toiteallikale ka lüliti, mida lülitades tekib vahelduvpinge (Joonis 3) [5, lk 6]. Skeemis on muudetav vastastikune induktiivsus M_s , mille väärtus sõltub kummagi induktiivsuse väärtusest ja nende vahelisest sidestusest – kui selle induktiivsus on seatud võrdseks tundmatu induktiivsusega M_x , siis on ka nende kahe induktiivsuse impedantsid võrdsed ning primaarmähisel tekib võrdne pingelang. Eeldades, et mõlemal primaarmähisel on hea sidestatus sekundaarmähisega, siis indutseeritakse sama seaduspära järgiv pinge ka sekundaarmähisel. Kuna üks sekundaarmähisest on ühendatud vastandfaasis teise suhtes, siis tolles indutseeritud pinge lahutatakse teise mähise omast. Galvanomeetri osuti liigub lüliti sulgemisel või avamisel ainult juhul kui induktiivsustes M_x ja M_s on erinevus.



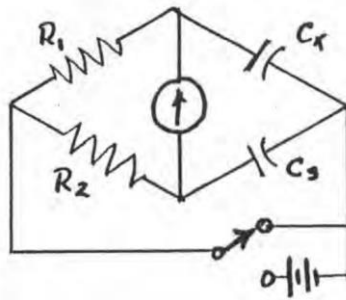
Joonis 3. Felici meetod vastastikuse induktiivsuse mõõtmiseks, 1852. Allikas: [5, lk 6].

Aastal 1865 leiutas James Clerk Maxwell ballistilise kõrvalekalde meetodi induktiivsuse ja takistuse mõõtmiseks, kus mõõdetakse galvanomeetri osuti kõrvalekallet (Joonis 4). See meetod kasutas Wheatstone'i silda ning induktiivsuse sai arvutada kasutades galvanomeetri osuti kõrvalekalde suurust lülitusimpulsi korral (kui toiteallikaga jadamisi ühendatud lüliti avada või sulgeda) [5, lk 6].



Joonis 4. Maxwelli meetod induktiivsuse ja takistuse mõõtmiseks, 1865. Allikas: [5, lk 7].

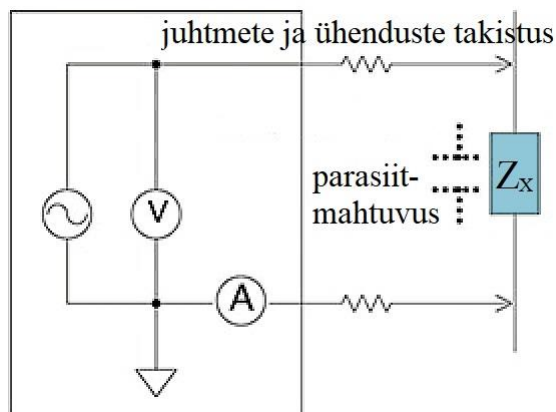
Arvatakse, et esimene sarnane sildlülitus mahtuvuste mõõtmisteks leiutati 1871 C. V. de Sauty poolt. Siinkohal mõõdetakse mahtuvuste suhet, impulsi andmisel näitab galvanomeeter nulli kui ahelate R_1C_x ja R_2C_S ajakonstandid on võrdsed ehk $R_1C_x = R_2C_S$ (Joonis 5). Sellist, Joonis 5 kujutatud, sildlülitust kutsutakse tihti de Sauty sillaks [5, lk 7].



Joonis 5. C. V. de Sauty meetod mahtuvuse mõõtmiseks, 1871. Allikas: [5, lk 7].

2.3 Parasiitsete tegurite mõju

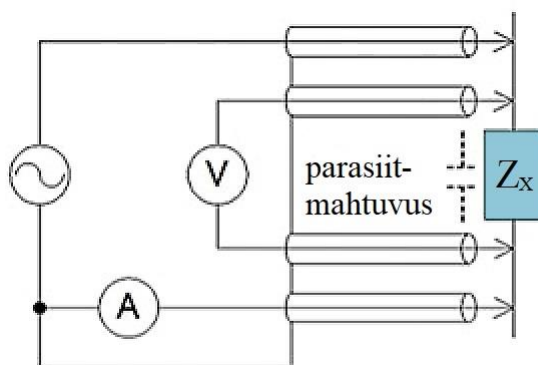
Kõige tavalisem viis impedantsi testriga mõõtmisi teostada, on kahe juhtmega (Joonis 6).



Joonis 6. Impedantsi mõõtmine kahe juhtmega. Allikas: [6]

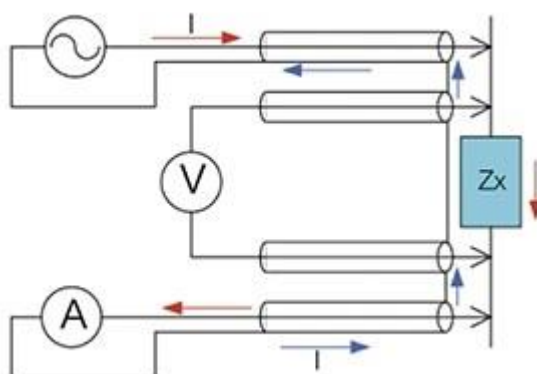
Sel juhul hakkavad mõõtetulemusi mõjutama nii juhtmete enda aktiivtakistus (madala impedantsi mõõtmisel) kui ka juhtmete vaheline parasiitmahtuvus (kõrgetel sagedustel ja suuri impedantsse mõõtes) [6]. Väikeste induktiivsuste mõõtmisel mõjutab märkimisväärselt mõõtetulemusi ka ühendusjuhtmete parasiitinduktiivsus.

Juhtmete parasiitinduktiivsuse ja takistuse kompenseerimiseks kasutatakse viie juhtmega mõõtemetodit (Joonis 7) – komponendi otstelt pinget mõõtvaid juhtmeid vool ei läbi. Süsteemi viies juhe on koaksiaalkaabli varjestus, tegu on kohandatud nelja juhtmega Kelvini mõõtemetodiga. Selline meetod ei paranda siiski mõõteviga, mille tekitab juhtmete vaheline (või koaksiaalkaabli südamik ja varje vaheline) parasiitmahtuvus kõrgetel sagedustel [6].



Joonis 7. Impedantsi mõõtmine viie juhtmega. Allikas: [6]

Mõõtejuhtmete parasiitmahtuvusest põhjustatud mõõteviga täielikult kõrvaldada on keerukas, seda tehakse enamasti tarkvaras. Küll aga saab kompenseerida mõõteviga, mis tuleneb mõõtejuhtmeid läbivast voolust tingitud magnetväljast. Selleks kasutatakse nelja juhtmepaari (Joonis 8).

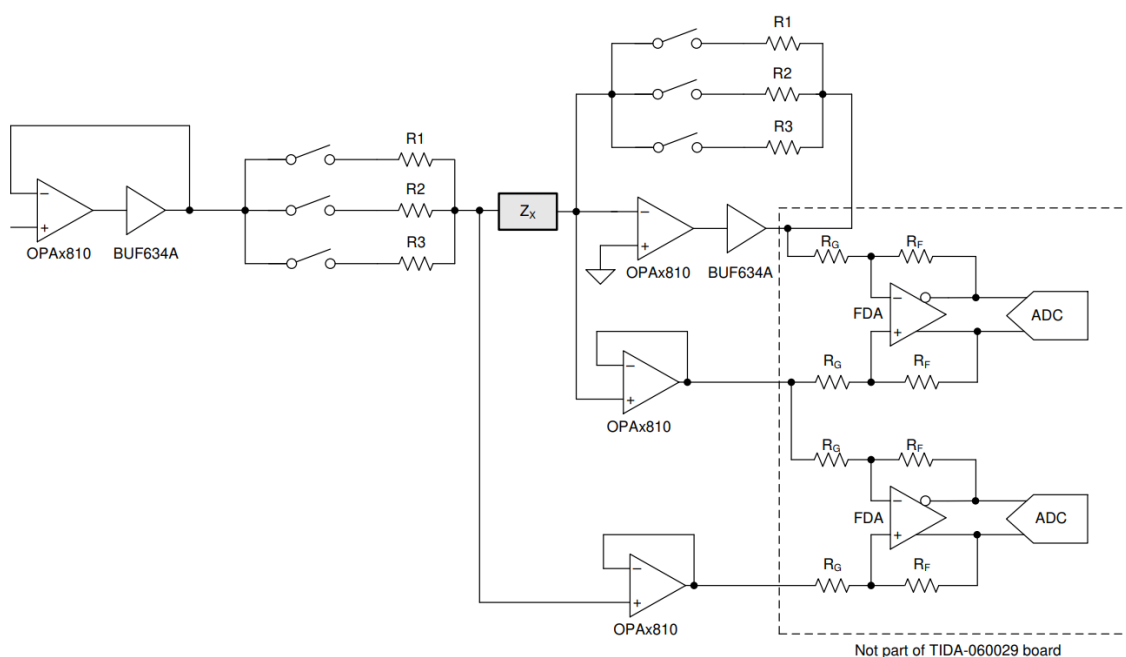


Joonis 8. Impedantsi mõõtmine nelja juhtmepaariga. Allikas: [6]

See võimaldab tekitada olukorra, kus mõõtejhtmed on varjestatud ja samas kõrvuti asuvates juhtmetes liigub vool vastassuundades. [6]. Antud töös kasutati riistvara lihtsuse huvides impedantsi mõõtmistes kahe juhtmega mõõtmist (Joonis 6). Leiti, et see mõõtemeetod ei takista püstitatud eesmärkide täitmist.

2.4 Mõõtemeetodid – isetasakaalustuv sild

Üheks võimaluseks impedantsi testri mõõteahelat konstrueerida, on kasutada isetasakaalustuvat silda, mille põhimõtteskeemi on näitena toodud Joonis 9. Sedasorti lahendust kasutati töös inspiratsiooniallikana, kuid seda kohendati veidi.

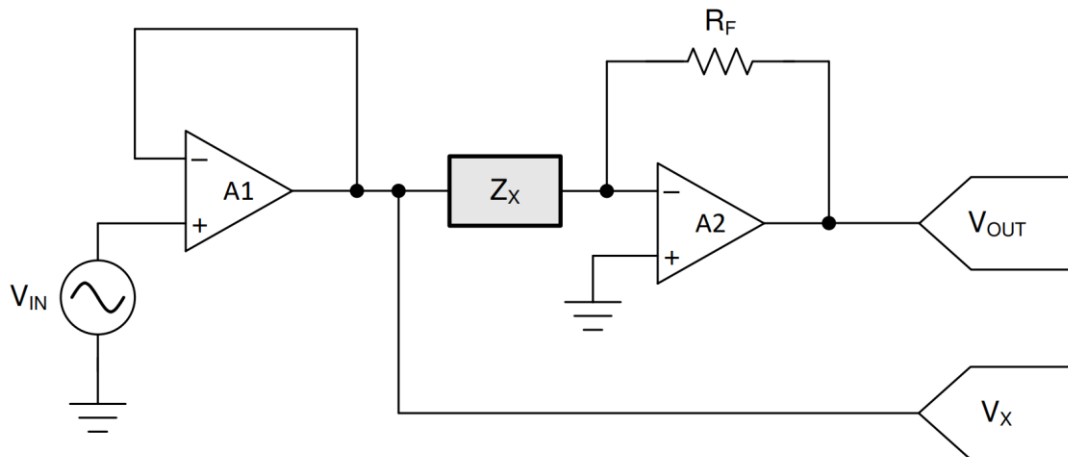


Joonis 9. Isetasakaalustuva silla põhimõtteline skeem. Allikas: [7, lk 4].

Näidislahenduses mõõdetakse nii komponenti Z_X läbiva voolu tugevust invertteeriva operatsioonvõimendi (OV) abil kui ka sellel tekkivat pingelangu pingejärguri abil. Kuna OV väljund annab välja võrdlemisi vähe voolu, siis kasutatakse tagasisideahelas vooluvõimekuse suurendamiseks puhvervõimendit BUF634A. Kui ebatäpne puhvervõimendi on lisatud OV tagasisideahelasse, siis mõõtetäpsus sellest ei kannata, sest OV üritab teha kõik selleks, et nihkepinge ja võimenduse täpsus säilitada [7, lk 4].

Isetasakaalustumise all peetakse siin silmas seda, et testitavat komponenti läbiva voolutugevuse mõõtmiseks kasutatakse OV baasil vool-pinge muundurit – OV teeb kõik selleks, et invertteerivasse sisendisse tekiks kunstlik maaühendus. Seega on tagasisidestatud invertteeriva võimendi väljundis pinge, mis vastab otseselt

voolutugevusele läbi tagasisideahela takistite ning seeläbi ka läbi tundmatu impedantsi Z_X [7, lk 5]. Järgnevalt on toodud skeemi tööpõhimõtet kirjeldav Joonis 10.



Joonis 10. Isetasakaalustuva silla mõõtmise ahel. Allikas: [7, lk 5].

Mõõdetav voolutugevus läbi tundmatu impedantsi Z_X avaldub kui

$$I_X = -\frac{V_{OUT}}{R_F}.$$

Tundmatu impedants avaldub ise seega kui

$$Z_X = \frac{V_X}{I_X}.$$

Sellise lahenduse eeliseks on väga täpne voolu mõõtmine, kuid puudusena võib isetasakaalustuv võimendi muutuda ebastabiilseks mahtuvuste mõõtmisel [7, lk 5]. Teise puudusena vajab see lahendus kaks korda rohkem lüliteid mõõtepiirkondade ümberlülitamiseks ning lisaks veel ühte suure väljundvooluga võimendit võrreldes diferentsiaalse voolu mõõtmise meetodiga. Antud töös otsustati voolu mõõtmisel aga diferentsiaalse meetodi kasuks, et lihtsustada mõõtepiirkondade ümberlülitamist ja suure väljundvooluga võimendi disaini. Samuti on väljundvõimendi stabiilsem.

3 Riistvara

Esialgse visiooni järgi oleks koostatud impedantsi testril on kolm režiimi.

- LCR-meetri režiimis saab mõõta eri sagedustel (50 Hz – 100 kHz) induktiivsust, mahtuvust ja takistust kolmes eri mõõtepiirkonnas. Kõige väiksemaid mahtuvusi mõõtvas mõõtepiirkonnas on mahtuvuse mõõtmise resolutsioon 0,02 pF, mis seab alampiiri. Suurim mahtuvus, mida saab mõõta täpsusega $\pm 10\%$, on teoreetiliselt 10 mF.

Kõige väiksemaid induktiivsusi mõõtvas mõõtepiirkonnas on induktiivsuse mõõtmise resolutsioon 0,2 μH , mis määrab seal alampiiri. Suurim induktiivsus, mida saab mõõta (täpsusega $\pm 10\%$), on teoreetiliselt 10 kH.

- Oommeetri režiimis saab mõõta takistust mõõtepiirkondades:
 - kuni 0,48 Ω resolutsiooniga $\sim 0,025 \text{ m}\Omega$,
 - kuni 4,5 Ω resolutsiooniga $\sim 0,24 \text{ m}\Omega$,
 - kuni 49 Ω resolutsiooniga $\sim 2,6 \text{ m}\Omega$.

Mõõtepiirkonnad on viimasest alates varieeritavad vastavalt vajadustele, maksimaalselt saab mõõta takistust kuni 450 k Ω resolutsiooniga 0,024 k Ω . Mõõtmisi saab teostada lisaks tavapärasele 2 juhtmega meetodile ka 4 juhtmega ehk Kelvini meetodil, kus on minimeeritud juhtmete omatakistuse mõju mõõtetulemustele.

- Voltmeetri režiimis saab mõõta alalispinget mõõtepiirkondades:
 - kuni 10 mV resolutsiooniga 0,5 μV (teoreetiliselt),
 - kuni 100 mV resolutsiooniga 5 μV ,
 - kuni 1 V resolutsiooniga 50 μV ,

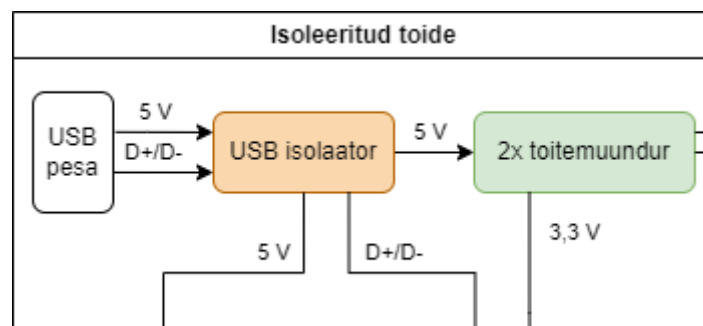
- kuni 23 V resolutsiooniga ~1 mV,
- kuni 33 V resolutsiooniga ~4 mV.

Ühise klemmi suhtes negatiivsete pingete mõõtmisel vahetatakse automaatselt proovikute polaarsus ning kuvatakse korrektne näit. Voltmeetri režiimis on seadme sisendtakistus kuni 1 V mõõtepiirkonnas kas lõpmatus või 10 MΩ vastavalt kasutaja soovile. Lõpmatusest väiksem sisendtakistus on valikus, sest kui ujuva sisendiga voltmeetriga mõõta ahelat, kus proovikute kontakt on kehv, siis annab voltmeeter väärasid tulemusi ning pole võimalik aru saada, kas mõõdetakse tegelikku pinget või proovikute mahtuvusel olevast laengust tingitud pinget. Kui sisendtakistus on lõplik, siis halva kontakti puhul näitab voltmeeter deterministlikult 0 V. Ülejäänud mõõtepiirkondades on sisendtakistus üks megaoom.

Mõõtur saab toite USB kaudu ning selle andmesiini kaudu saab uuendada seadme tarkvara. Samuti toimub USB kaudu seadme kalibreerimine ning mõõtmistulemuste edastamine arvutisse. Kuna arvuti USB port on ühendatud kaitsemaanduse külge, siis ei saa mõõturiga mõõta skeeme, mis on samuti maandatud. Samuti ei saaks mõõta skeeme, mis on ühendatud sama arvuti USB porti – näiteks Arduino. Seega on kogu mõõteskeem USB pordist galvaaniliselt isoleeritud.

3.1 Testri plokk skeem

Testris genereeritakse isoleeritud toitemuunduriga 5 V, millest tehakse ülejäänud pinged. Peamiselt vajatakse lisaks 5 V veel kahte pinget 3,3 V ning -2 V, mille genereerivad vastavad toitemuundurid. Plokk skeemi koostamisel kasutati *draw.io* veebikeskkonda (Joonis 11). Terviklik plokk skeem on leitav lisast 4 ning täpsem versioon sellest lisast 3.



Joonis 11. Testri toitemuunduri plokk skeem.

olevat pinget ning seda läbivat voolu – nii pinge kui ka voolu amplituudi mõõtmiseks kasutatakse tipp-detektoreid. Voltmeetri ja oommeetri režiimis pingete mõõtmiseks on sisendi külge ühendatud lisanduvalt muudetavad võimendusega diferentsiaalvõimendi. Seadmel on ka teine väljund kust tuleb oommeetri režiimis genereeritav vool, mis juhitakse läbi testitava takistuse. Voolu genereerimiseks kasutatava püsivooluallika voolutugevus on reguleeritav kasutades selleks mikrokontrollerist tulevat impulss-laius moduleeritud (PWM) signaali (Joonis 13).

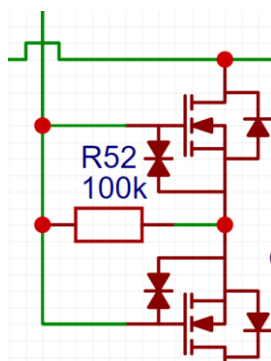
3.2 Impedantsi mõõtmise mõõteskeem

Peale lähteülesande kirjeldamist ja kirjandusega tutvumist alustati mõõteskeemi disainiga. Disaini teostamisel saadi inspiratsiooni ühest Texas Instrumentsi rakendusjuhendist [7, lk 4]. Üheks põhieesmärgiks oli saavutada elektroonne mõõtepiirkondade ümberlülitatavus, seejuures peab olema mõõteseadmel kolm mõõtepiirkonda. Samuti peab olema minimaalselt mõõdetav mahtuvus suurusjärgus 1 pF. Mõõtepiirkonna valik teostatakse šunttakistite ümberlülitamise teel. Need määravad maksimaalse, mõõdetavat komponenti läbiva, voolu tugevus. Ülejäänud erisused saavutatakse signaaligeneraatori sageduse muutmisega. Otsustati, et võimalikult laia mõõtevahemiku tagamiseks on kõrvuti paiknevate mõõtepiirkondade takistuste erinevus sajakordne, šunttakistiteks valiti nominaalid 10 Ω , 1 k Ω ning 100 k Ω . Mõõtepiirkondade ümberlülitamiseks tarvilike komponentide valikul peeti silmas kahe olulisima parameetrina nende parasiitmahtuvusi ning suletud lüliti takistust. Näiteks levinud analooglüliti CD74HC4066 takistus töörežiimis on 4,5-voldise tööpinge juures kuni 80 Ω [8, lk 4]; ja sisendmahtuvus 5 pF [8, lk 6]. 80 oomi on 10-oomise mõõtepiirkonna šunttakisti lülitamiseks ilmselgelt liiga suur takistus – üks võimalus oleks kasutada hoopis 100-oomist mõõtepiirkonda ja ühendada 80-oomise takistusega lülitiga jadamisi 20-oomine takisti. See valik ei oleks osutunud mõistlikuks, sest analooglülitis olevatel MOSFETidel on kanalitakistusele suur temperatuurimõjukanali takistus sõltub tugevalt temperatuurist.

Lülitil tekkiva pingelangu kompenseerimiseks otsustati kasutada tagasisideahelat operatsioonvõimendi baasil. Tagasiside tuleb võtta vahetult enne šunttakistit, aga pärast lülitit. Otsustati aga kasutada parasiittakistuse vähendamiseks MOSFETe, retrospektiivis oleks tagasisideahel toiminud ka analooglülititega – disain oleks lihtsam välja kujunenud.

Näiteks FDV303N omab kanalitakistust kõigest 0,45 oomi, aga see-eest on kanali parasiitmahtuvus 28 pF [9, lk 3]. Selgub, et tavapäraselt on vaja teha kompromiss parasiitmahtuvuse ja parasiittakistuse vahel, kuid siiski leidub ka sobilike komponente. Üheks selliseks osutus Toshiba T2N7002BK MOSFET, mille kanali takistus on 1,75 oomi ja parasiitmahtuvus kõigest 5,5 pF [10, lk 3]. 1,75 oomi moodustab küll 10-oomisest šunttakistist 17,5%, kuid see on aktsepteeritav, kuna kasutatakse eelmainitud tagasisideahelat vahetult enne šunttakistit, mis MOSFETidel tekkivat pingelangu kompenseerib.

Järgnevalt tuleb kõrvaldada transistorisse sisseehitatud kaitsediiodi mõju lülitile. Selleks ühendati MOSFETid vastastikuti jadamisi (Joonis 14). Samas tuli arvestada ka transistori paisu mahtuvust, mis on T2N7002BK puhul maksimaalselt 40 pF [10, lk 3]. Samuti leiti, et on mõistlik kompenseerida ka transistori kanalitakistus 1,75 oomi – eriti 10-oomise šundiga mõõtepiirkonna puhul.



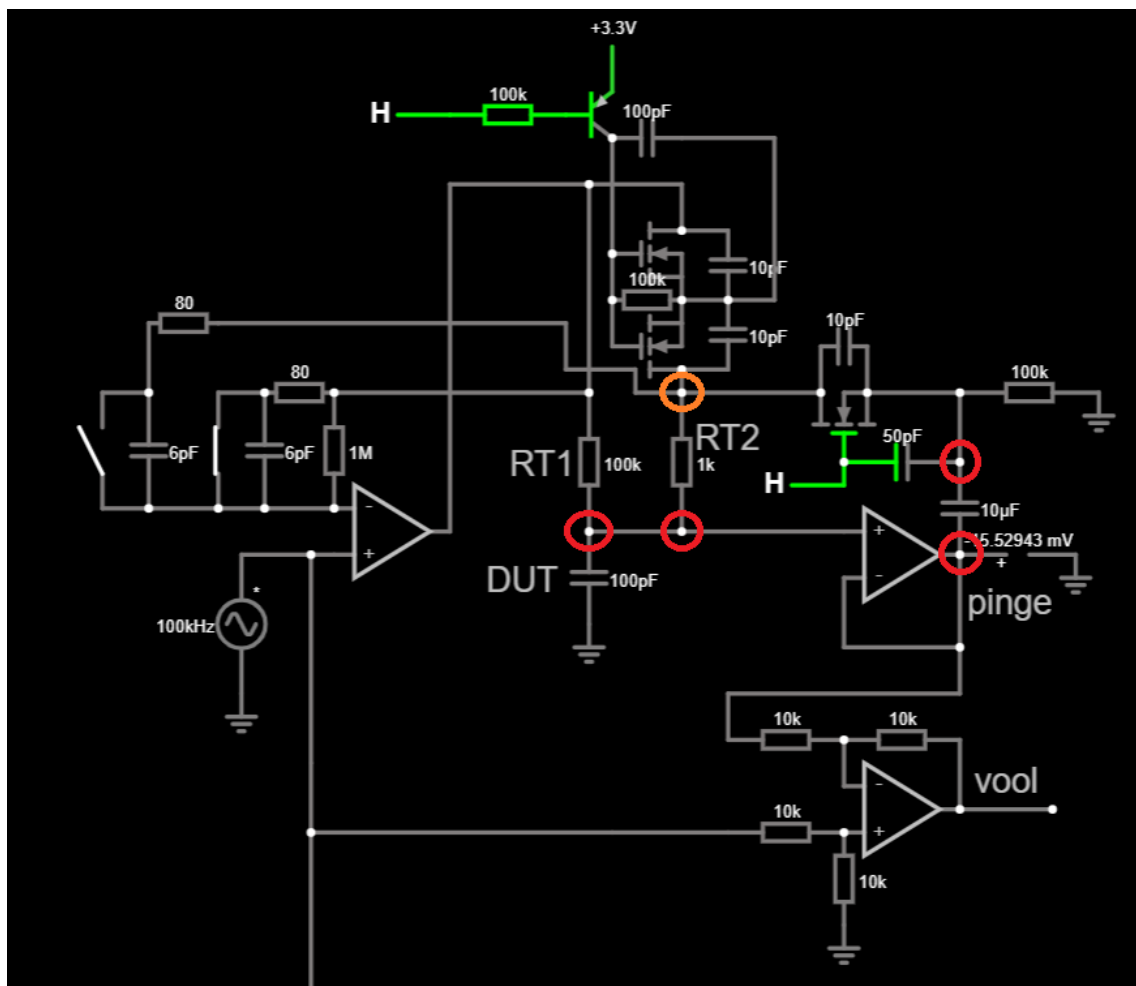
Joonis 14. 2 MOSFETi ühendatuna vastastiku jadamisi.

Kui ühendada transistorite lätted kokku ning paisude ja lätete vahele *pull-down* takisti, siis saab kasutada nende sisselülitamiseks avatud kollektoriga PNP bipolaartransistoriga ahelat. Väljalülitatud olekus ei tohiks MOSFETide lätte ja paisu vaheline mahtuvus skeemi tööd mõjutada kuna nende vahel on siis pinge 0 V. Kanalitakistuse kompenseerimiseks tuleb tagasiside võtta pärast MOSFETide ahelat ja vahetult enne šunttakisteid – tagasiside lülitamisel kasutati CD74HC4066 analooglülitit. Nüüd lisandub analooglüliti poolt ahelasse ligikaudne parasiitmahtuvus 5 pF [8, lk 6] – kokku peaks ühe mõõtepiirkonna parasiitmahtuvus olema

$$C_{par} = C_{lül} + \frac{1}{\frac{2}{C_{FET}}} \approx 8 \text{ pF.}$$

Kolme mõõtepiirkonna peale teeb see umbes 24 pF lisanduvat mahtuvuslikku koormust – ka seda on teoreetiliselt võimalik vähendada. Peamine probleem, mida MOSFETide parasiitmahtuvus põhjustab, on šunttakistuse muutumine komplekseks impedantsiks – märgatavaim on selle mõju mõõtepiirkonnas, kus on kasutusel ainult 100 kΩ takisti. Tekitati lisaahel, mis välja lülitatud mõõtepiirkondadel tekitab šunttakisti mõlema klemmi külge sama pinge – siis šunttakistit vool läbida ei saa. Mõõteahelat jääb mõjutama ainult valitud mõõtepiirkonna parasiitmahtuvus.

Kasutatud lahendusest koostati simulatsioon kasutades selleks rakendust *Falstad CircuitJS*. Simulatsiooni koostamisel arvestati kõigi relevantsete parasiitmahtuvustega ning analooglüliti puhul ka parasiittakistusega. Esialgu simuleeriti kaht mõõtepiirkonda. Punaste ringidega punktides (Joonis 15) on võrdne vahelduvpinge komponent, oranži ringiga punktis peaks ideaalis olema ka sarnane vahelduvpinge komponent, kui mitte arvestada MOSFETi kanali takistust suurusjärgus 2 oomi.



Joonis 15. Mõõtepiirkondade parasiitmahtuvuse kompensatsiooni simulatsiooni skeem.

Disaini edukust valideeriti simuleerides kõiki kolme mõõtepiirkonda. Selgus, et kui lisada kolmas mõõtepiirkond, siis madalaimas mõõtepiirkonnas hakkab parasiitmahtuvus siiski märkimisväärselt mõju avaldama. Eeldati, et see viga õnnestub tarkvaraliselt välja kalibreerida. Tabel 1 on toodud simulatsiooni tulemused, sarnaselt eelmisele tabelile, on neljandas ja viiendas tulbas on toodud protsendiliselt vastavalt mõõdetud pingele ja voolu erinevused juhust, kus parasiitsused puuduvad. Simulatsioonid teostati testsignaali sagedusega 100 kHz.

Tabel 1. Mõõtepiirkondade ümberlülitatavuse mõju simuleerimine 3 mõõtepiirkonnaga.

DUT mahtuvus	Šunt	Pinge erinevus	Voolu erinevus	Arvutuslik ESR	Arvutuslik mahtuvus
100 pF	100 k Ω	+9,8%	-6,5%	~7,2 k Ω	~38,8 pF
10 pF	100 k Ω	-12%	-25%	~200 k Ω	~14,5 pF
1 pF	100 k Ω	-7,6%	+26%	~7,6 M Ω	~0,2 pF
1 nF	1 k Ω	-0,21%	-0,37%	~33 Ω	~1,0 nF
10 nF	10 Ω	+0,009%	+0,003%	0	~10,0 nF
100 nF	10 Ω	+0,07%	+0,06%	0	~100 nF

Simulatsiooni andmetel peaks parasiitmahtuvuse kompensatsiooniahel töötama, kuid siiski tegelikkuses mitte 6.1 – ilmselt ei suudetud simulaatorile tegelikku mõõteskeemi piisavalt täpselt kirjeldada. Kompensatsiooniahel ühendati see skeemist lahti ning prooviti parasiitmahtuvust kompenseerida tarkvaraliselt. Kompensatsiooniahel ei toiminud tõenäoliselt sellepärast, et OV baasil pingejärgur peab olema väga täpne, sest isegi 1% pingele erinevus tekitab 1 k Ω takistis sama voolu mis 100% pingest 100 k Ω takistil.

Skeemis oli vaja kasutada operatsioonvõimendeid (OV'sid), mis võimendaks signaali piisavalt 100 kHz juures. Sobilikuks osutus esialgu OV MCP6004, mis paistis silma hea saadavuse, laia sisend- ja väljundpinge tööpiirkonna, väikese voolutarbe ja suure transiitsageduse (GBP) poolest, mis on 1 MHz [11, lk 1]. Sellise operatsioonvõimendiga saaks 100 kHz signaali vajadusel ka võimendada kuni 9 korda (müra võimendusest tulenev). Hilisemal testimisel selgus, et väikese väljundi kasvukiiruse tõttu see OV ei sobi (0,6 V/ μ s) [11, lk 4]. Minimaalne vajalik väljundi kasvukiirus on

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{2\pi f U}{10^6 \mu\text{s}} = \frac{2\pi \cdot 100000 \cdot 3,3}{10^6 \mu\text{s}} \approx 2,07 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

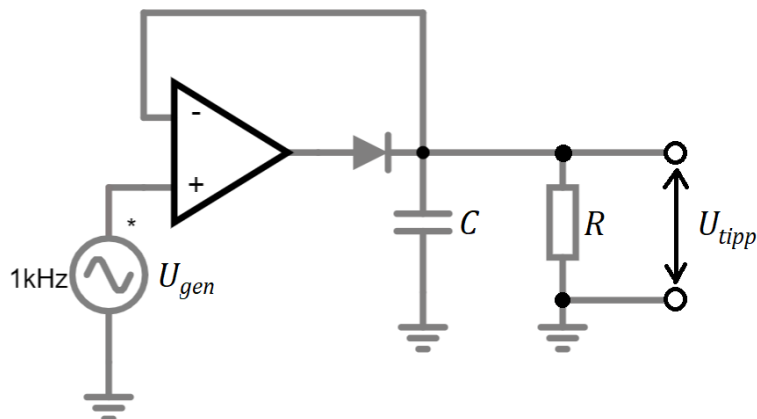
MCP6004 asemele valiti TLV9054, mille GBP on 5 MHz ja väljundi kasvukiirus on 15 V/ μs [12, lk 1]. Tegu oli odavaima ja lihtsasti kättesaadava OV'ga, mis täidab küllasusega kõik tingimused.

3.2.1 Tipp-detektor

Klassikaliselt kasutatakse tipp-detektorina operatsioonvõimendiga (OV) skeemi, mis käitub kui ideaalne diod. Joonis 16 toodud tipp-detektor jäädvustab sisendis oleva U_{gen} pinge maksimumväärtuse $U_{tipp} = U_{gen}$ mingiks ajaperioodiks, mis on ajakonstandist $\tau = RC$ tunduvalt lühem. Näiteks 99% täpsusega jääb pinge väljundisse ajaks

$$t = -\tau \cdot \ln 0,99 \approx \frac{\tau}{99,5},$$

juhul kui enne selle aja möödumist ei tule sisendisse kõrgem signaali tipp.

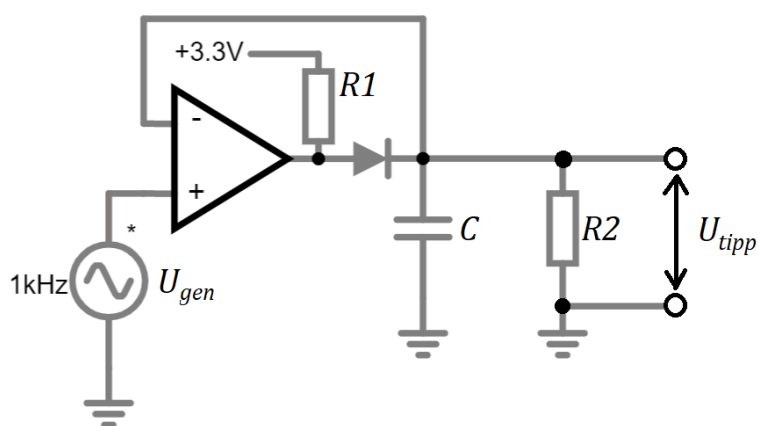


Joonis 16. Operatsioonvõimendiga tipp-detektori skeem.

Kuna OV'l on piiratud väljundpinge tõusukiirus, siis sellise lahenduse reaktsiooniaeg on piiratud. Samuti tuleb arvestada, et kui pinge hetkväärtus sisendis on madalam, kui väljundis, siis operatsioonvõimendi väljund läheb negatiivse toitepinge suunas küllastusse [13, lk 1]. Küllastusest välja tulemine tekitab hilistuse, enne kui OV väljundpinge saab kasvama hakata. Lahenduses kasutatud TLV9054 väljundi kasvukiirus on 15 V/ μs ning küllastumisest taastumine hilistus on 0,3 μs [12, lk 11]. Kui kasutada negatiivse toitepingena -2 V, siis kulub $\frac{0,7 - (-2)}{15} + 0,3 \approx 0,5 \mu\text{s}$ enne kui tipp-detektori

väljund üle 0 V tõuseb. Lisanduvalt kulub aeg 100 kHz signaali korral moodustab see 18-kradise faasinihke – selles olukorras on tipp-detektori viga ligikaudu –5%.

Selle probleemi lahendamiseks saab OV asendada komparaatoriga, mille avatud kollektoriga väljundisse tuleb lisada *pull-up* takisti $R1$ (Joonis 17). Komparaatorina kasutati laialdaselt levinud komponenti LM393, mille reageerimisaeg on maksimaalselt 1,3 μs [14, lk 12]. Teoorias peaks komparaator olema kiirem kui andmelehes lubatud piirid, sest disaini poolest on selle töösagedus piiramata – erinevalt operatsioonvõimenditest ei sisalda komparaatorid Milleri kompensatsiooni.



Joonis 17. Komparaatoriga tipp-detektori skeem.

Sedasorti lahenduse kasutamiseks saadi inspiratsiooni videost, kus testiti komparaatoriga tipp-detektori täpsust 100 kHz sageduse juures [15]. Sarnane lahendus on toodud ka ühe võimaliku näitena LM311 komparaatori andmelehes [16, lk 19].

3.2.2 Analoo-digitaal muundamine

Lahenduses kasutati eelnevalt tipp-detektorit, et mõõta signaali amplituudi. Sellega kaasnev madal diskreetimissagedus (*sampling rate*) lihtsustab oluliselt analoo-digitaal muunduri (ADM) valikut. Seade peab käituma ka oom-meetrina, seega läheb tarvis vähemalt 4 ADM sisendit – tugipinge, väljundpinge, väljundvool, pinge mõõdetaval takistil. Üks võimalus on sisendite puudujäägi korral kasutada analoo-multiplekserit, kuid ideaalis tuleks valida ADM, millel on piisava sisendite arvuga multiplekser juba sisse ehitatud. Paljud mikrokontrollerid, mis kriteeriumitele vastavad, omavad ise sisemiselt 12-bitist ADMi, kuid nende ENOB (*Effective Number Of Bits*, efektiivne bittide arv) jääb tavaliselt 10 biti ümbrusse. Kuna üheks eesmärgiks seati üliväikeste mahtuvuste mõõtmine, siis on ADMil vaja ka suurt resolutsiooni, üheks kriteeriumiks

seati seega vähemalt 16 bitti. Vaatamata võrdlemisi madalale diskreetimissageduse nõudele võiks muundur siiski olla võimeline signaale diskreetima vähemalt 240 Hz sagedusega – madalatel sagedustel pole tippdetektori väljund kuigi stabiilne ning 120 Hz mõõtepiirkonnas tuleks leida mõõtetulemustest maksimum üle kindla ajavahemiku. Valikul tuleb tähele panna ka seda, et ADM oleks võimeline mõõtma alalispingeid – valikust jäävad välja heli jaoks mõeldud ADMid. Liidese osas seati piirang, et muundur võib kasutada kas SPId või I2C'd.

Valituks osutus SPI liideselega MCP3462R, mis on diferentsiaalne 4 sisendiga ADM ENOBiga vähemalt 15,4 bitti. Samuti on muunduril sisseehitatud 2,4-voldine etalonpinge allikas, mille pinge temperatuuritegur on kõigest 15 ppm/K. Muunduri maksimaalne diskreetimissagedus on 153,6 kHz, mis võimaldab vajadusel mõõdetud signaali ajas keskmistamist [17, lk 1]. Muundur osutus valituks kuna tegu on kõige odavam 16-bitise ADMiga, mis vastab suurepäraselt kõigile tingimustele. Hinna poolest järgmine sobilik variant oleks MCP3562R, mis on MCP3462R'i 24-bitine versioon – need on ka korpuse poolest ühilduvad ning seega saab vajadusel asendada trükkplaadil valitud ADMi 24-bitise muunduriga [17, lk 2], [18, lk 2].

3.2.3 Testsignaali genereerimine

LCR-meetris on vajaliku testsignaali tekitamiseks sisemine signaali allikas. Üheks võimaluseks oleks spetsiaalse signaaligeneraatori mikroskeemi kasutamine, näiteks *Analog Devices'i* AD9833. Tegu on programmeeritava lainekuju generaatoriga, mille väljundsagedus on kuni 12,5 MHz. Sisemuses kasutab see mikroskeem 10-bitist digitaal-analoog muundurit (DAM) [19, lk 1].

Teine võimalus oleks testsignaali genereerimiseks kasutada DAMi, millele saadab pidevalt andmeid mikrokontroller (MCU). MCU valiku (3.5) käigus testimisel selgus, et valitud MCU'sse sisseehitatud 10-bitine DAM on piisava kiirusega, et genereerida 100 kHz sagedusega harmoonilist signaali – otsustati, et see variant on sobilik. Andmelehes on lubatud ATSAM21 MCU seeria DAM maksimaalseks diskreetimissageduseks 350 kHz [20, lk 2], kuid testimisel saavutati viperusteta diskreetimissagedus üle 2 MHz.

3.3 Oommeetri režiim

Seadme oommeetri režiim on mõeldud peamiselt takistuste mõõtmiseks, mis jäävad nimiväärtuselt alla ühe oomi – paljudel juhtudel nimetatakse sedasorti takisteid šunttakistiteks. Väikeste takistite mõõtmisel muutub oluliseks probleemiks juhtmetel tekkib pingelang, mis tekib testjuhtmetel. Seetõttu leiti, et seadmele tuleb lisada funktsionaalsus, mis võimaldaks 4 juhtmega (Kelvini meetodil) takisteid mõõta. Selleks tuleb skeemi lisada diferentsiaalvõimendi, mille kumbki sisend ei ole seotud mõõteahela kummagi klemmiga. Voolugeneraatori väljund sidestati läbi 100 k Ω takistite ka otse diferentsiaalvõimendi sisenditega, et takisteid õnnestuks mõõta ka 2 juhtmega vastavalt kasutaja soovil – kasutaja peab siis endiselt arvestama pingelanguga, mis mõõtejuhtmetel tekkida võib. Edasisel testimisel selgus, et selline lahendus ei ole sobilik, sest segab voltmeetri režiimis seadme tööd. Voolu genereerimiseks tuleb täiendavalt lisada ka püsivooluallikas, mille väljundvoolu temperatuuristabiilsus oleks võimalikult kõrge ja mis võimaldaks mõõtepiirkonna muutmiseks püsivoolu tugevust valida. Ideaalis peaks voolutugevus olema reguleeritav lineaarsel skaalal võimalikult suures vahemikus (näiteks 0,01 mA – 10 mA).

3.3.1 Diferentsiaalvõimendi

Diferentsiaalvõimendit kasutati seadmes 4 juhtmega (Kelvini meetodil) takistite mõõtmise tarvis. Võimendile sageduskriteeriumeid pole, sest oommeetri režiimis toimuvad mõõtmised alalisvoolu ja -pingega. Diferentsiaalvõimendina otsustati kasutada kahe operatsioonvõimendi (OV) baasil instrumentaalvõimendit. Selle võimendi peamine eelis võrreldes ühe OV'ga diferentsiaalvõimendiga on väga suur sisendtakistus ning samuti väike müra, mis tuleneb sellest, et sisendis pole signaaliga jadamisi takisteid. Sellise lahenduse eelis klassikalise kolme OV'ga instrumentaalvõimendi ees on väiksem komponentide arv. Seevastu puuduseks on võimendusteguri valik – minimaalne pingevõimendustegur on $A_V = 2$. Alternatiivselt oleks saanud kasutada instrumentaalvõimendit mikrokiibina, kuid need on võrreldes OV'de baasil lahendusega kallid – kuigi tavapäraselt ka väga täpsed. Antud lahenduses leiti, et võimendusteguri valik ja täpsus probleemiks ei osutu ning väiksem komponentide arv ja maksumus on olulisemad – seetõttu konstrueeriti kahe OV'ga instrumentaalvõimendi.

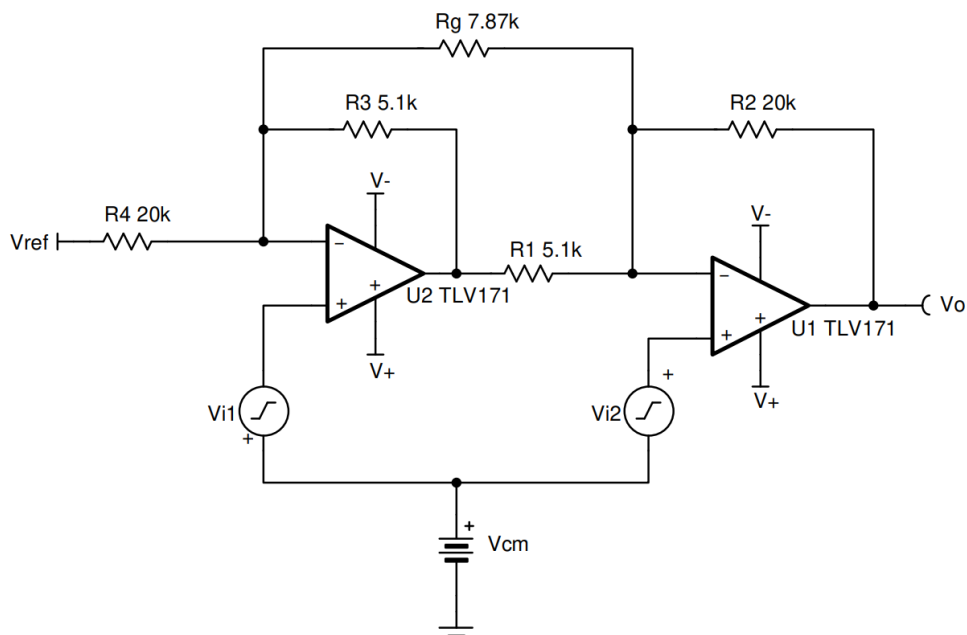
Sarnaselt kolme OV'ga instrumentaalvõimendiga, saab ka siin võimendustegurit muuta ühe takistiga R_g (Joonis 18). Selleks, et saavutada võimendustegur $A_V = 2$, siis R_g 'd

skeemi ei lisata ning peab olema täidetud tingimus $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ ning $R_1 = R_3, V_{ref}$ võimendus $A_{V_{ref}} = 1$ [21, lk 1-2]. Skeemi võimendustegur avaldub kui

$$A_V = 1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{2R_2}{R_g}$$

Skeemi väljundpinge on seega

$$V_O = (V_{i2} - V_{i1}) \cdot A_V + V_{ref} \text{ [V]}.$$



Joonis 18. Kahe operatsioonvõimendi baasil koostatud instrumentaalvõimendi. Allikas: [21, lk 1].

Impedantsi testri disainis valiti $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ ning samuti lisati skeemi võimendusteguri muutmiseks kaks lülitatavat takistit $R_{g1} = 1 \text{ k}\Omega$ ning $R_{g2} = 100 \Omega$. Etalonpinge $V_{ref} = 0,3 \text{ V}$ – ADM mõõdab pingeid ainult üle 0 V ning etalonpinge tõstab olenemata 0V sisendite nihkest mõõdetava signaali üle 0 V.

Tabel 2. Oommetri instrumentaalvõimendi võimalikud võimendustegurid.

	Valitud võimendust muutvad takistid	Pinge võimendus
1.	-	2
2.	1 k Ω	22
3.	100 Ω	202
4.	1 k Ω ja 100 Ω => ~90,9 Ω	222

Kõikvõimalikest võimendusteguritest koostati tabel. Neist kasulikuks osutusid variandidid 1. – 3. (Tabel 2).

Takistite R_{g1} ja R_{g2} skeemi lülitamiseks kasutati vastavalt N-kanaliga MOSFETe T2N7002BK ning FDV303N nii, et nende lätted on ühendatud vasakpoolse OV (Joonis 18) U2 invertteerivasse sisendisse. R_{g2} lülitamisel kasutati FDV303N MOSFETi, et minimeerida viimase enda takistusest tulenevat mõõteviga – konkreetsel MOSFETil on kanali takistus 2,7 V paisupinge juures $0,6 \Omega$, mis tekitab mõõtevea 0,6% [9, lk 1]. Samas T2N7002BK kasutamisel oleks viga 1,75%. 1 k Ω takisti lülitamisel kasutati siiski seda MOSFETi mudelit väiksema parasiitse mahtuvuse tõttu [10, lk 3]. MOSFETide paise lülitatakse mikrokontrolleri väljunditega otse.

3.3.2 Püsivooluallikas

Mõõtmistel on ühiseks klemmiks maauhendus – seega lahenduses tuleb kasutada takistite mõõtmisel kõrge poole (*high-side*) püsivooluallikat. Leiti, et parima täpsuse saavutamiseks tuleb püsivooluallikas konstrueerida kasutades selleks tagasisidestatud operatsioonvõimendit (OV). Rakendades ahela sisendisse pinge U , teeb OV kõik selleks, et pinge transistori Q1 emitteril oleks samuti $U_{E1} = U$. Sellises olukorras läbib takistit R_{E1} vool tugevusega

$$I_{R_{E1}} = \frac{U_{VCC} - U}{R_{E1}}.$$

Tuginedes bipolaartransistori seaduspärale

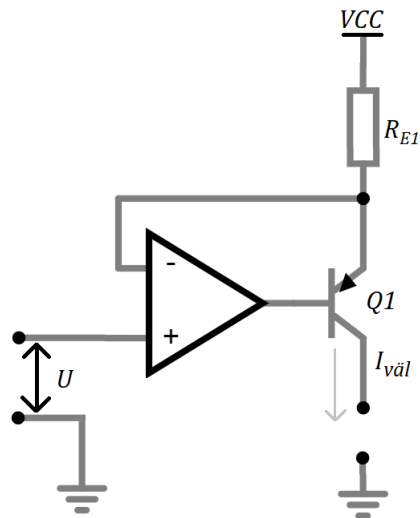
$$\begin{cases} I_{E1} = I_{B1} + I_{C1} \\ I_{C1} = I_{B1}\beta_1 \end{cases},$$

avaldub kollektorvool kui

$$I_{välj} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} I_{R_{E1}} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \cdot \frac{U_{VCC} - U}{R_{E1}}.$$

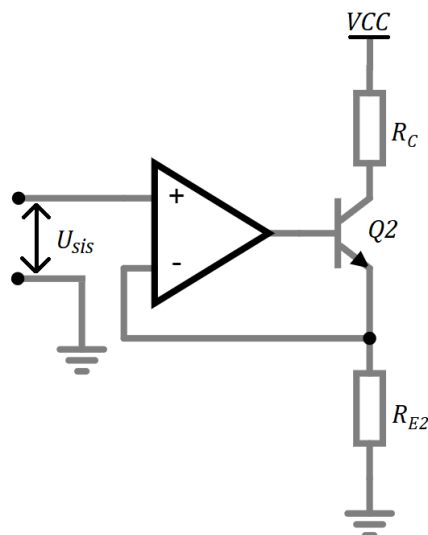
Kui transistori Q1 vooluvõimendustegur β_1 on võrdlemisi suur (tavaliselt üle 100), siis ligikaudselt $I_{C1} \approx I_{R_{E1}}$ (Joonis 19). Alternatiivse lahendusena oleks saanud kasutada bipolaartransistori asemel MOSFETi – see oleks andnud täpsema tulemuse, sest puudub

paasuvool. Bipolaartransistori kasuks otsustati peamiselt väikese baasi parasiitmahtuvuse tõttu – suur parasiitmahtuvus OV väljundis võib muuta selle ebastabiilseks.



Joonis 19. Operatsioonvõimendi baasil püsivooluallikas PNP-transistoriga.

Pingelang takistil R_{E1} (ja seega ka väljundvool) tekib toitepinge suhtes – sisendis olev pinge on aga maapotentiaali suhtes. Skeemi tuleb lisada seega ahel, mis konverteerib maapotentiaali suhtes oleva pinge toitepinge suhtes olevaks pingeks. Üheks võimaluseks on selleks kasutada lisaks NPN-transistoriga püsivooluallikat, kus sarnaselt PNP-transistoriga püsivooluallikaga on kollektor- ja emittervool ligikaudu võrdsed (üliväikese baasivoolu tõttu) (Joonis 20).



Joonis 20. Operatsioonvõimendi baasil püsivooluallikas NPN-transistoriga.

Töös kasutati seega kahte püsivooluallikat. Tasub teada, et eri transistoride eksemplaridel võib olla suuresti erinev vooluvõimendustegur, seega tähistati mõlema transistori

vooluvõimendustegurid eraldi – siinkohal tähistati transistori Q2 voluvõimendustegur kui β_2 . Kuna kollektortakisti vool avaldub kui

$$I_{RC} = \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} I_{RE2},$$

siis kollektortakisti pinge on

$$\frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \cdot \frac{U_{sis}}{R_{E2}} = \frac{U_{RC}}{R_C} \rightarrow U_{RC} = \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \cdot \frac{U_{sis} R_C}{R_{E2}}.$$

Kui juhtida kollektorpinge (Joonis 20) eelnevalt mainitud PNP-transistoriga püsivooluallika sisendisse U (Joonis 19), siis kogu skeemi väljundvool on

$$I_{väl} = \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \cdot \frac{U_{VCC} - (U_{VCC} - U_{RC})}{R_{E2}} = \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \cdot \frac{U_{RC}}{R_{E2}} = \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \cdot \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \cdot \frac{R_C \cdot U_{sis}}{R_{E1} \cdot R_{E2}}.$$

Juhul kui transistoride Q1 ja Q2 vastavad voluvõimendustegurid β_1 ja β_2 on võrdlemisi suured, siis valem lihtsustub kujule

$$I_{väl} \approx \frac{R_C \cdot U_{sis}}{R_{E1} \cdot R_{E2}}.$$

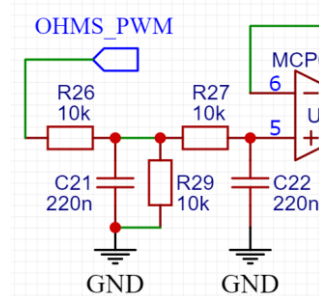
Mõõturi disainis valiti $R_C = R_{E2} = 1 \text{ k}\Omega$, seega väljundvoolu valem taandub veelgi:

$$I_{väl} \approx \frac{U_{sis}}{R_{E1}}.$$

Skeemi lisati voolu genereerimiseks kaks tööpiirkonda – teine 47-oomine emittertakisti on P-kanaliga MOSFETiga lülitatav paralleelselt esimese 3,9 kilo-oomise emittertakistiga. MOSFETi valikul peeti silmas võimalikult väikest lekkevoolu kinnises olekus ja võimalikult väikest kanalitakistust avatud olekus. Valikuks osutus NVTR0202PL, mille kanalitakistus on $1,1 \Omega$ [22, lk 1]. 47-oomise takisti lülitamisel tekib sellest mõõteviga $\sim 2,3\%$, mille saab tarkvaraliselt välja kalibreerida. MOSFETi lülitamiseks kasutati üht mikrokontrolleri väljundit.

Sisendpinge U_{sis} genereerimiseks kasutati mikrokontrolleri digitaalset impulsslaiusmodulatsiooniga (PWM) väljundit. Mikrokontrolleril on ka sisseehitatud digitaal-analoogmuundur (DAM), kuid selle ainus väljund on kasutusel juba testsignaali

genereerimiseks. Väljundisse lisati teist järku RC madalpääsfilter – järkude lõikesagedused on vastavalt ~150 Hz ja ~50 Hz. Filter sisaldab ka pingejagurit, mis vähendab signaalinivood 3,3 V pealt 1,65 V peale, sest edasise skeemi tööpiirkond on ~1,65 V (Joonis 21).

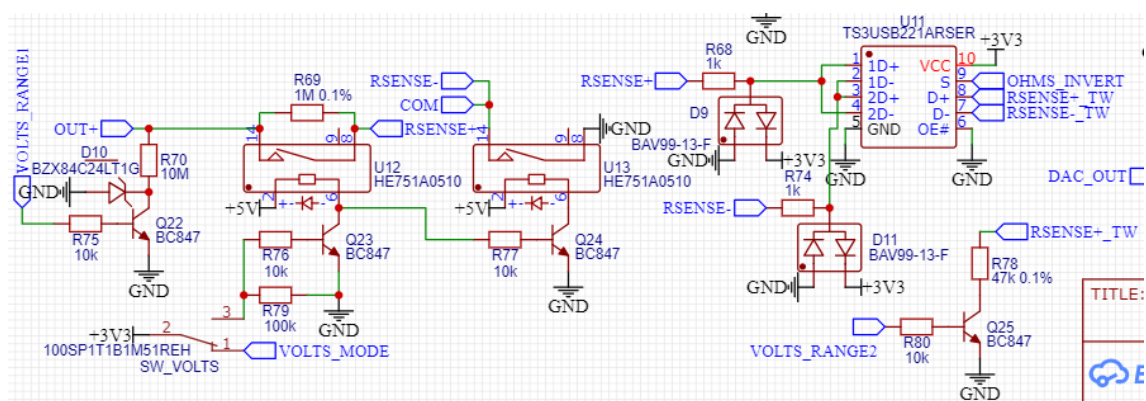


Joonis 21. Teist järku RC-filter PWMi silumiseks.

PWM sageduseks valiti 10 kHz – sellel sagedusel saab PWMi täitetegurit reguleerida 9600-astmelise resolutsiooniga. Saadud filter vähendab arvutuste kohaselt PWMist tulenevat häirepinget nendel tingimustel ~170 μV 'ni tipust tippu, samas signaalinivoo jääb vahemikku 0 – 1,65 V. Sedasorti DAMi signaal-müra suhe on ~79 dB.

3.4 Voltmeetri režiim

Seadmele lisati ka voltmeetri režiim, mille skeem on toodud lisa 2 – skeem koostati nii, et oommeetri režiimis kasutatavat diferentsiaalvõimendit (3.3.1) saab kasutada pingete mõõtmiseks.



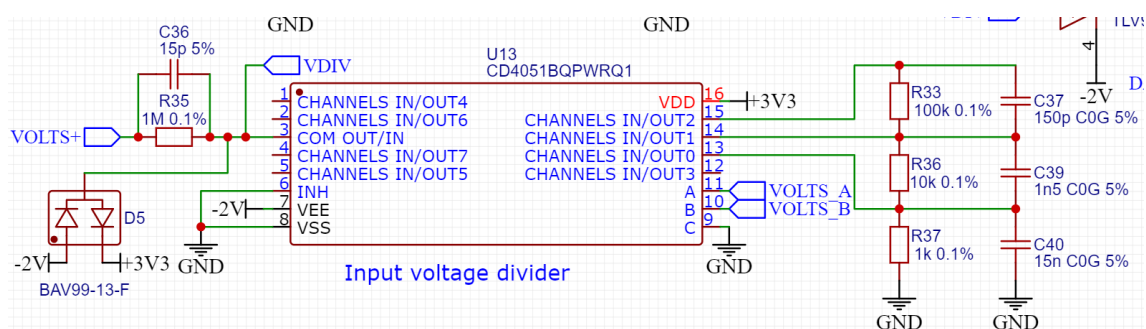
Joonis 22. Voltmeetri esiotsa põhimõtteskeem.

Kuna sellisel viisil pingeid mõõtes on mõõtepiirkond väga väike, kõigest ligikaudu 0 – 1 V, siis lisati ka võimalus kasutada sisendis pingejagurit. Tulenevalt ühest eesmärgist mõõta voltmeetri režiimis pingeid kuni ± 30 V, lisati pingejagur suhtega ~1:22,3 ühest

voldist suuremate pingete mõõtmisel – pingejaguris kasutati laialdase saadavusega E12-seeria takisteid 1 M Ω (R69) ning 47 k Ω (R78) (Joonis 22).

Pingejagurist tulenevalt peeti mõõteahelate disainimisel silmas, et maksimaalne pinge, mis testri sisendisse võib sattuda, on ± 33 V (see annab ADC sisendisse ~ 3 V, mis jätab mõistliku varu 3,3-voldise toitepinge suhtes). Pingejaguri rakendamiseks ühendatakse R78 maapotentiaaliga kasutades selleks NPN-transistori. Selleks, et mõõta nii positiivseid kui ka negatiivseid pingeid lisati R69 ja R78 vahele nelja sisendiga analoogmultiplekser [23, lk 1], millega saab sisendeid ringi pöörata. Disainimisel tehti aga viga, mille tõttu saab seadmega mõõta ainult positiivseid pingeid.

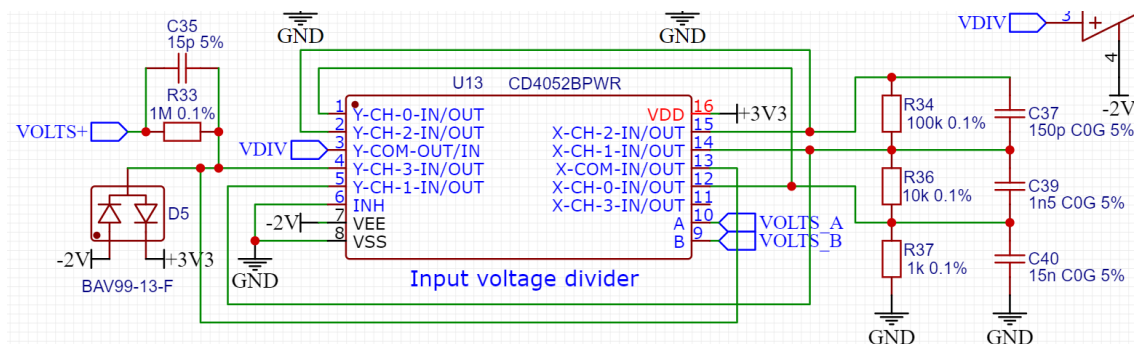
Alternatiivselt saaks pingejaguri lülitamiseks kasutada analoogmultiplekserit. Paljudes lahendustes kasutatakse selleks komponenti CD4051. Selle multiplekseriga üks võimalikest lahendustest pakuti välja Joonis 23. Arvestades konkreetses lahenduses pingejaguri väljundis kasutatavaks mõõtepiirkonnaks $-1,2$ V kuni $1,2$ V (võttes arvesse ADMi mõõtepiirkonda), on maksimaalne mõõdetav pinge vahemikus -1200 V kuni 1200 V. Sealjuures on kogu mõõteahel kaitstud läbi 1 M Ω takisti diodi D5 abil. Samuti omab pingejagur sageduskompensatsiooni kondensatoritest moodustatud pingejaguri näol (C36, C37, C39 ning C40), mis võimaldab vajadusel teostada korrektseid vahelduvpinge mõõtmisi. Sarnaselt töös kasutatud lahendusele, on ka sellel lahendusel madalaimas mõõtepiirkonnas ($-1,2$ V kuni $1,2$ V) sisendtakistus teoreetiliselt lõpmatu.



Joonis 23. Voltmeetri võimalik pingejaguri lahendus analoogmultiplekseriga.

Tasub tähele panna, et suurte pingete mõõtmisel hakkab märkimisväärset rolli mängima multiplekseri enda kanali takistus (suurte pingete mõõtmisel valitud väiksem takisti) – multiplekser on jadamisi pingejaguri „alumise“ valitud takistiga. CD4051 andmelehe põhjal on selle kanalitakistus [24, lk 6] 5-voldise toitepingega 25°C juures tüüpiliselt 470 Ω , maksimaalselt 1050 Ω . Selline lisataakistus näib 1 k Ω valitud takisti korral ekstreemsel juhul nagu oleks valitud $2,050$ k Ω takisti – tekib mõõteviga üle 50%. Lahendus on

kasutada topelttühendustega CD4052B'd [24, lk 1], mille teist kanalit saab kasutada võimendi sisendi multipleksimiseks pingejaguri vastavate osade küljest – 1 k Ω parasiittakistust jadamisi 1 M Ω takistiga mõõtetulemusi oluliselt ei mõjuta. Üks võimalikest parendatud versioonidest on toodud Joonis 24.



Joonis 24. Voltmeetri võimalik pingejaguri lahendus analoogmultiplekseriga koos lülititakistuse kompensatsiooniga.

3.5 Mikrokontrolleri valik

Mikrokontrolleri (MCU) valimisel lähtuti peamiselt sellest, et see vastaks järgmistele kriteeriumitele:

- USB kaudu programmeeritav
- piisavalt väljaviike, et liidestada teksti kuvamiseks ka LCD-ekraani ning saaks kasutada juhtsignaale mõõtepiirkondade jms lülitamiseks
- SPI ja/või I2C olemasolu ADM liidestamiseks
- DAM olemasolu testsignaali genereerimiseks.

Valituks osutus Microchipi ATSAM D21G18, mis täidab kõik eelmainitud kriteeriumid. Seda hinnati sobivaks valikuks, sest autoril oli eelnev kogemus selle MCU programmeerimisega ning samuti oli võimalus enne prototüübi valmimist juba sellega katsetada. MCU'l on 32-bitine Cortex-M0 tuum, mis on 48 MHz taktsagedusega, omab 256 kilobaiti väälmälu ja 32 kilobaiti töömälu (SRAM), 12-bitist ADM'i, 10-bitist DAMi, DMAC (*Direct Memory Access Controller*) näiteks DAMi jaoks, külluses taimereid ning on 48-jalgnes korpuses. Samuti omab MCU kuut SERCOM (*SERial COMmunication*) liidest, millest igatühte saab konfigureerida vastavalt kas USART, I2C, või SPI tarvis [20,

lk 1-2]. Lisaks muudele kriteeriumitele oli valitud kontrolleri prototüübi valmistamise ajal kõige odavam variant.

Alternatiivse valikuna oleks suurepäraseks valikuks osutunud STMicroelectronics STM32F373 seeria, millel on Cortex-M4F tuum 72 MHz taktsagedusega. See omab samuti kuni 256 kilobaiti välmälu ning 32 kilobaiti töömälu, 12-bitist ADM'i, 12 kanaliga DMAC'd, külluses taimereid ning on saadaval eri korpustes (k.a 48-jalgne). Lisaks sisaldab see MCU endas 3 kanaliga 12-bitist DAMi, mis on konfigureeritav 1 MHz diskreetimissagedusele ning kolme 16-bitist ADM'i diskreetimissagedusega kuni 16,6 kHz iga ADMi kohta. Selle MCU kasutamisel oleks kadunud vajadus kasutada välist 16-bitist ADM'i, kuid selle sisemine ADM omab siiski oluliselt väiksemat ENOBi kui valitud MCP3462R. MCU ENOB on parimal juhul ~13,8 bitti [25, lk 1,19,113]. Valitud ADM MCP3462R pakub aga ENOBi vähemalt 15,4 bitti [17, lk 1].

3.6 Trükkplaadi disain

Seadme trükkplaadi (PCB) disainil kasutati *EasyEDA* tarkvara kuna tegu on vabavaralise lahendusega, mis ei sea antud projektis märkimisväärseid piiranguid ei trükkplaadi kihtide arvule ega mõõtmetele [26]. Samuti oli *EasyEDA* kasutamisel eeliseks, et autor omab varasemat kogemust tarkvara kasutamisega. Otsustati, et sobilik on disainida seadmele neljakihiline trükkplaat. Neljakihilise trükkplaadi kasuks otsustati peamiselt sellepärast, et autor polnud varasemalt neljakihilist trükkplaati disaininud ning soovis disainimise käigus seda õppida. Lõpliku trükkplaadi mõõtmed olid 160 mm x 75 mm. Otsustati hea tava põhjal, et trükkplaadi pealmine- ja alumine kiht on signaaliradade jaoks, esimene sisemine kiht on maaühenduse jaoks ning teine sisemine kiht on toitepingete jaoks. Nii pealmisel kui ka alumisel kihil lisati kasutama aladele vasetaide, mis ühendati maaühendusega. Isoleeritud toite disainimisel jäeti kõikidel kihtidel isolatsiooniks piisav vahemaa vasetasapindade vahele.

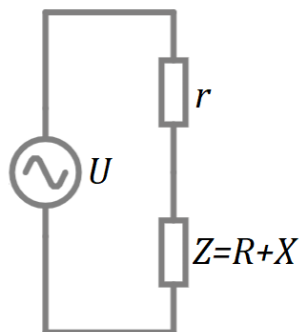
Mõõteseadme testjuhtmete ühendusklemmidena plaaniti sarnaselt multimeetridega kasutada banaaniklemme. Jälgiti, et paarisklemmide tsentrite vahele jääks 19,05 mm, mis on standardne mõõt topeltklemmidega adapteritel [27], [28]. Arvestades valitud Multicomp Pro MP77055x seeria banaaniklemmide mõõtmeid [29, lk 2] ning Midas MC42005A6WM-FPTLW-V2 ekraani kõrgust [30, lk 6] tuli valida ka sobiva kõrgusega surunupud, mis ulatuksid esipaneelist välja. Sobilikuks osutusid Alps Alpine

SKQBAxA010 surunupud [31, lk 1]. Valminud trükkplaadi joonised kihtide kaupa on leitavad lisast 5.

Seadmele disainiti ka trükkplaadist esipaneel, mis on samade mõõtmetega kui põhitrükkplaat. Esipaneel omab kõiki vajalike avasid kinnituste, banaaniklemmide jms tarvis. Esipaneel lisati seadmele esteetilistel põhjustel (Lisa 6).

4 Impedantsi arvutamine

Signaaligeneraatori väljundiks on harmooniline pinge U ning mõõteahela esmaseks väljundiks on mõõteahelate linearsuse tõttu seega samuti kaks harmoonilist pinget, millest üks on testitava komponendil olev pinge ning teine on võrdeline komponendi läbiva voolu tugevusega. Kuna voolu mõõdetakse šunttakistiga, siis moodustub sellest, koos testitava komponendiga pingejagur. Antud juhul on mõistlik mõõta nende pingete amplituude, sest seadme analoog-digitaalmuunduri (ADM) osa tuleb sel juhul lihtsakoelisem. Teada on pingejaguri mõlemal komponendil olevad amplituudid U_{rm} ja U_{zm} . Kuna tegu on harmoonilise signaaliga, siis edaspidi arvutustes käsitletakse vastavalt efektiivväärtuseid U_r ja U_z . Testitava komponendi pinge ja voolu amplituudide mõõtmine hetkväärtuse asemel on piisav, sest kolme pinge (U , U_r ja U_z) põhjal saab avaldada U_r ja U_z faasinihked U suhtes. Esimeses lähenduses eeldati lihtsuse mõttes, et šunttakisti omab ainult aktiivtakistust r . Amplituudide mõõtmise piisavuse tõestamiseks vaadeldi testi tööpõhimõtet illustreerivat ahelat (Joonis 25).



Joonis 25. Impedantsi testi tööpõhimõtet illustreeriv aseskeem.

Kui mõõta šunttakistil r ja impedantsil Z tekkivate pingelangude amplituude, saab koostada võrrandsüsteemi:

$$\left\{ \begin{array}{l} |Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \\ I = \frac{U_r}{r} \\ |Z| = \frac{U_Z}{I} = \frac{U_Z}{U_r} r \\ \frac{\sqrt{R^2 + X^2}}{\sqrt{(R+r)^2 + X^2}} = \frac{U_Z}{U} \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{U_Z^2}{U_r^2} r^2 = R^2 + X^2 \\ \frac{R^2 + X^2}{R^2 + 2Rr + r^2 + X^2} = \frac{U_Z^2}{U^2} \end{array} \right.$$

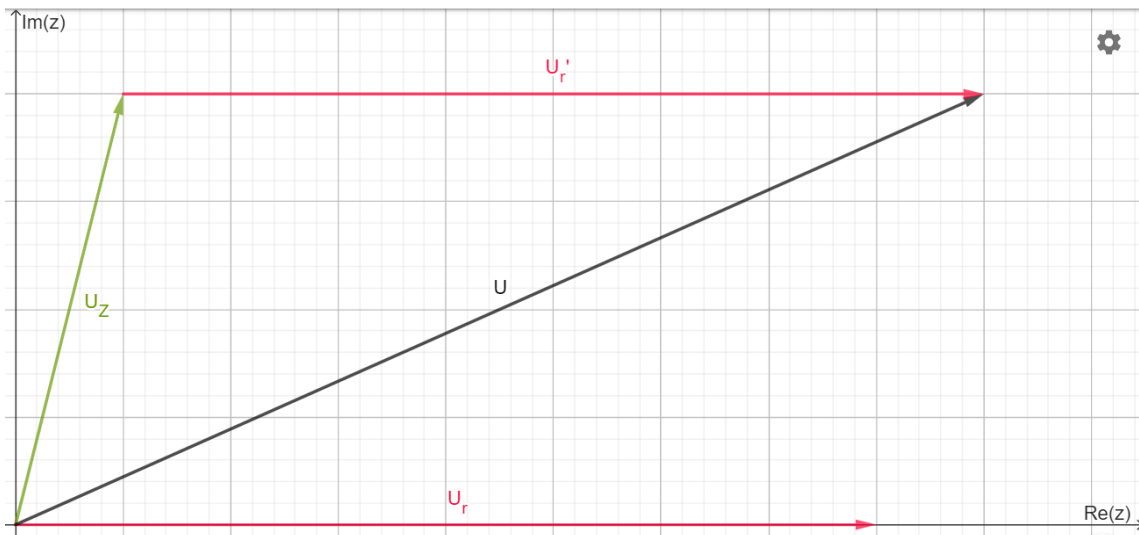
Võrrandisüsteemi aitab illustreerida Joonis 26 toodud pingete vektordiagramm. Jooniselt on näha, et kehtivad seaduspärad

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{Re}\{U\} = \operatorname{Re}\{U_Z\} + U_r \\ \operatorname{Im}\{U\} = \operatorname{Im}\{U_Z\} \end{array} \right. ,$$

sealjuures mõõdab seade pingete amplituude

$$\left\{ \begin{array}{l} U = \sqrt{(\operatorname{Re}\{U_Z\} + U_r)^2 + \operatorname{Im}^2\{U_Z\}} \\ U_Z = \sqrt{\operatorname{Re}^2\{U_Z\} + \operatorname{Im}^2\{U_Z\}} \end{array} \right. .$$

Vektordiagrammide koostamisel on kasutatud *GeoGebra* veebikeskkonda (Joonis 26).



Joonis 26. Pingete vektordiagramm lihtsustatud aseseemi korral.

Asendusvõtet kasutades saame avaldada impedantsi reaalosa R :

$$\frac{\frac{U_Z^2}{U_r^2} r^2}{\frac{U_Z^2}{U_r^2} r^2 + 2Rr + r^2} = \frac{U_Z^2}{U^2} \rightarrow U_r^2 r \left(\frac{U_Z^2}{U_r^2} r + 2R + r \right) = r^2 U^2 \rightarrow$$

$$r \left(\frac{U_Z^2}{U_r^2} + 1 \right) + 2R = \frac{rU^2}{U_r^2} \rightarrow$$

$$R = \frac{r}{2} \left(\frac{U^2 - U_Z^2}{U_r^2} - 1 \right).$$

Seejärel saab avaldada mõõdetava komponendi impedantsi imaginaarosa mooduli $|X|$:

$$X^2 = \frac{U_Z^2}{U_r^2} r^2 - R^2 = r^2 \left(\frac{U_Z^2}{U_r^2} - \frac{1}{4} \left(\frac{U^2 - U_Z^2}{U_r^2} - 1 \right)^2 \right) \rightarrow$$

$$|X| = \sqrt{r^2 \left(\frac{U_Z^2}{U_r^2} - \frac{1}{4} \left(\frac{U^2 - U_Z^2}{U_r^2} - 1 \right)^2 \right)} = r \sqrt{\frac{U_Z^2}{U_r^2} - \frac{1}{4} \left(\frac{U^2 - U_Z^2}{U_r^2} - 1 \right)^2}.$$

Arvutuste õigsuse kontrollimiseks koostati *LTspice* keskkonnas simulatsioon, kus mõõdeti voolude ja pingete amplituude. Testsignaali sageduseks valiti 100 kHz.

Tabel 3. Mõõtevigade lihtsustatud juhul, 100 kHz, 100 k Ω mõõtesünt.

Komponendi tüüp	Komponendi väärtus	ESR'i erinevus tegelikust osakaaluna impedantsi moodulist	Reaktiivtakistuse erinevus tegelikust osakaaluna impedantsi moodulist
mahtuvuslik	0,5 pF	0,054%	0,000%
	10 pF	0,003%	0,000%
	100 pF	0,002%	0,002%
	0,5 pF + 4,7 k Ω	0,034%	0,000%
	10 pF + 4,7 k Ω	0,003%	0,000%
	100 pF + 4,7 k Ω	0,001%	0,005%
induktiivne	5 H	0,044%	0,001%
	220 mH	0,003%	0,000%
	22 mH	0,002%	0,000%
	5 H + 4,7 k Ω	0,051%	0,000%
	220 mH + 4,7 k Ω	0,002%	0,000%
	22 mH + 4,7 k Ω	0,001%	0,000%
takistuslik	470 k Ω	-0,005%	0,000%
	47 k Ω	0,000%	0,000%
	4,7 k Ω	0,016%	0,000%

Esmalt kasutati 100 k Ω šunttakistit ning mõõdeti kondensaatoreid ja induktoreid. Viga arvutati protsendina impedantsi moodulist – seda võib vaadelda ka kui suhtelist viga. Excelis koostati valemileht ning tulemused esitati tabelina (Tabel 3). Täheldati, et suurim mõõteviga tekkis jadatakistuse (ESR) määramisel võrdlemisi suure reaktiivtakistusega komponentide puhul (näiteks mahtuvus 0,5 pF ning induktiivsus 5 H).

Valemite kehtivust testiti ka 10 Ω šunttakistiga (Tabel 4). Kuna kõikidel juhtudel oli mõõteviga suhteliselt väike (alla 1%), siis järeldati, et saadud avaldistega leitavad väärtused on piisavalt täpsed ning praktiliseks kasutamiseks sobivad.

Tabel 4. Mõõteviga lihtsustatud juhul, 100 kHz, 10 Ω mõõtesünt.

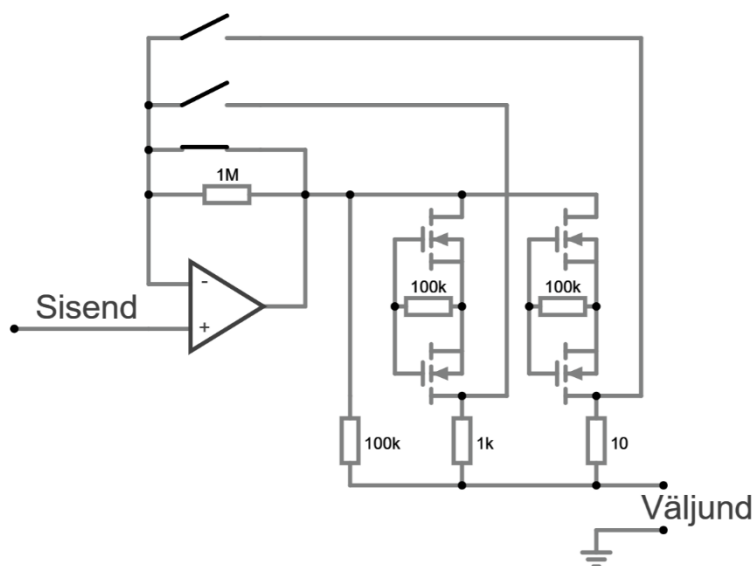
Komponendi tüüp	Komponendi väärtus	ESR'i erinevus tegelikust osakaaluna impedantsi moodulist	Reaktiivtakistuse erinevus tegelikust osakaaluna impedantsi moodulist
mahtuvuslik	10 nF	0,020%	0,000%
	100 nF	0,002%	0,001%
	1 μ F	0,000%	0,001%
	10 nF + 4,7 Ω	0,027%	0,000%
	100 nF + 4,7 Ω	0,003%	0,002%
	1 μ F + 4,7 Ω	-0,002%	0,001%
induktiivne	220 μ H	0,020%	0,000%
	22 μ H	0,010%	0,000%
	2,2 μ H	0,075%	0,002%
	220 μ H + 4,7 Ω	0,027%	0,002%
	22 μ H + 4,7 Ω	0,007%	0,002%
	2,2 μ H + 4,7 Ω	0,018%	0,006%
takistuslik	470 Ω	-0,039%	0,000%
	47 Ω	-0,009%	0,000%
	4,7 Ω	-0,001%	0,000%

Praktikas omab šunttakisti teatavat parasiitmahtuvust ja seega tuleb kasutada veidi keerukamat lähenemist. Trükkplaadi radade parasiitne induktiivsus ei oma märkimisväärset mõju, sest testri väljundit ühendava 5 cm pikkuse ja 0,26 mm laiuse raja induktiivsus jääb suurusjärku 0,05 μ H [32] ning reaktiivtakistus on 100 kHz juures seega

ligikaudu $0,03 \Omega$ – sellise raja aktiivtakistus on ligikaudu $0,09 \Omega$. Mõõteskeemis olevad trükkplaadirajad on ühe suurusjärgu võrra lühemad ning seega on ka parasiitne induktiivsus väiksem.

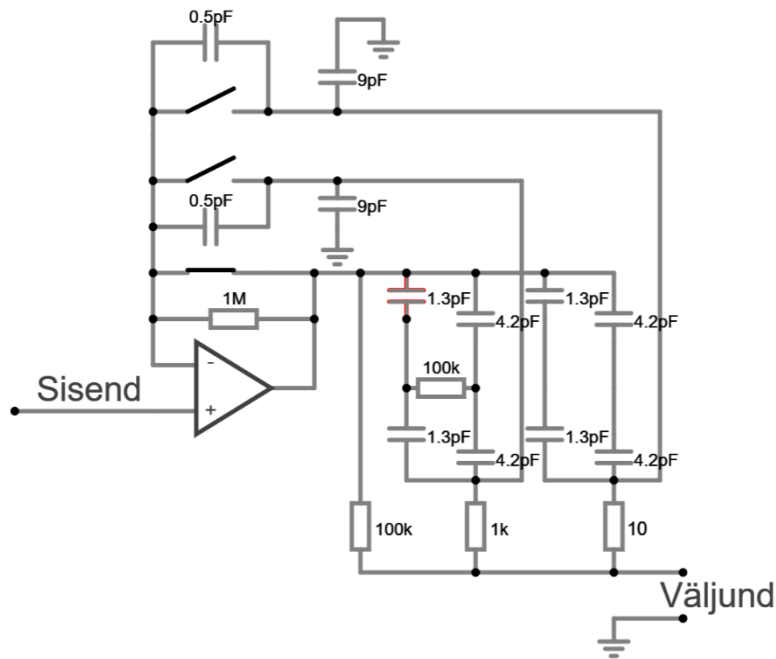
4.1 Parasiitmahtuvuste mõju kompenseerimine

Peatükis 4 vaadeldi lihtsustatud juhtu, kus mõõtepiirkonna šunttakistil puuduvad parasiitsed reaktiivsused. Tegelikuses tuleb arvestada ka parasiitmahtuvustega, mis on peamiselt põhjustatud skeemis kasutatavate analooglülitite ja MOSFETide poolt. Lihtsustatud mõõturi askeem on toodud Joonis 27.

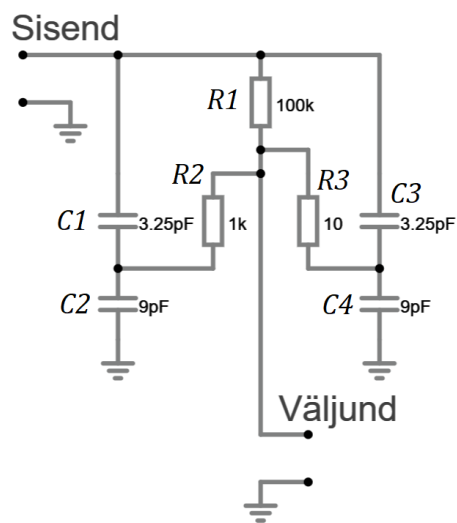


Joonis 27. Lihtsustatud impedantsi testri askeem kolme mõõtepiirkonnaga.

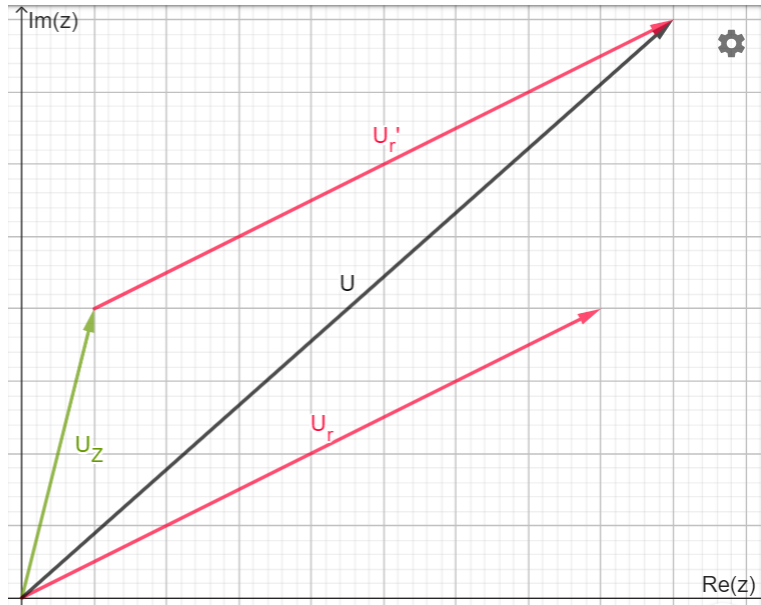
Kui aga arvestada ka MOSFETide ning analooglülitite parasiitmahtuvusi, siis muutub askeem selliseks (Joonis 28), kus on oluline tähele panna, et analooglüliti omab ka parasiitmahtuvust maapotentiaali suhtes – see summutab testsignaali läbi mõõtepiirkondade šunttakistite. Enim mõjutavad parasiitsused mõõtetulemusi mõõtepiirkonnas, kus on kasutusel 100 kilo-oomine šunttakisti. 1 kilo-oomise ja 10-oomise takisti korral on parasiitmahtuvus väiksem ning mõjutab ka mõõtetulemusi mitme suurusjärgu võrra vähem.



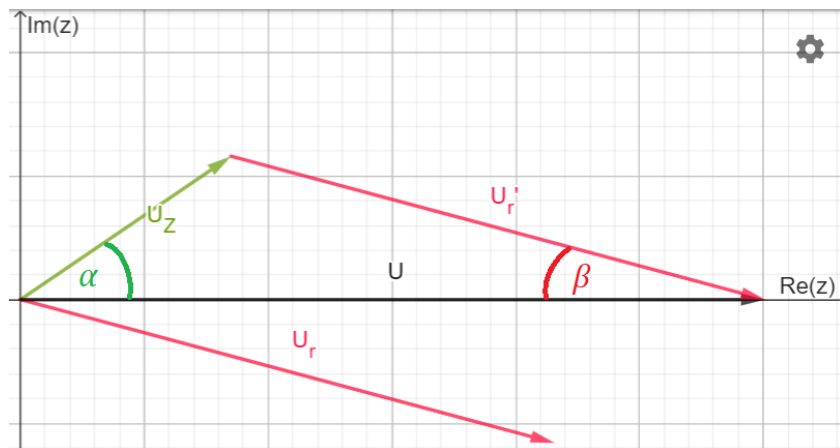
Joonis 28. Impedantsi testri lihtsustatud aseskeem kolme mõõtepiirkonna ja parasiitmahtuvustega. Kui arvestada, et impedantsi mõõdetakse 100 kilo-oomise šunttakistiga, siis teisendub mõõteahel ekvivalentseks RC-ahelaks, mis on toodud Joonis 29.



Joonis 29. Impedantsi testri ekvivalentne aseskeem koos parasiitmahtuvustega, 100 kΩ mõõtepiirkond. Väljundpingest U_Z ja $R1$ peal tekkivast pingelangust U_r koostati vektordiagramm (Joonis 30), seejärel teisendati arvutuste lihtsustamiseks vektordiagramm ümber nii, et testsignaali algfaas on null (Joonis 31).



Joonis 30. Parasiitsusi arvestava askeemi pingete vektordiagramm.



Joonis 31. Parasiitsusi arvestava askeemi pingete vektordiagramm, testpinge algaas on 0.

Saadud vektordiagrammilt saab avaldada koosinusteoreemi abil nurgad α ning β :

$$\begin{cases} \alpha = \pm \arccos\left(\frac{|U_z|^2 + |U|^2 - |U_r|^2}{2 \cdot |U_z| \cdot |U|}\right) \\ \beta = \pm \arccos\left(\frac{|U_r|^2 + |U|^2 - |U_z|^2}{2 \cdot |U_r| \cdot |U|}\right) \\ \alpha\beta \geq 0 \end{cases}$$

Teades neid nurki saab avaldada koormusel oleva pinge U_z ning šundil oleva pinge U_r kompleksarvudena:

$$\begin{cases} U_z = |U_z|(\operatorname{Re}\{\cos \alpha\} + \operatorname{Im}\{\sin \alpha\}) \\ U_r = |U_r|(\operatorname{Re}\{\cos -\beta\} + \operatorname{Im}\{\sin -\beta\}) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} U_z = |U_z| \cos \alpha + j \cdot |U_z| \sin \alpha \\ U_r = |U_r| \cos \beta - j \cdot |U_r| \sin \beta \end{cases}$$

Vool läbi šundi on leitav valemiga

$$I_r = \frac{U_r}{r} = \frac{|U_r|}{r} (\cos \beta - j \cdot \sin \beta).$$

Koguvoolu leidmiseks tuleb leida šundiga paralleelselt olevate komponentide poolt moodustatud impedants (Joonis 29):

$$\frac{1}{Z_{sh}} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2 + X_{C1}} + \frac{1}{R3 + X_{C3}},$$

kus kondensaatorite imaginaarne reaktiivtakistus arvutatakse klassikaliselt sõltuvalt sagedusest (f):

$$X_C = -j \cdot \frac{1}{2\pi f C}.$$

Seejärel saab avaldada impedantsi läbiva voolu

$$I = I_{Zsh} = \frac{U_r}{Z_{sh}}.$$

Parasiitsuseid läbiva voolu arvutamiseks on esimene samm lahutada koguvoolust šunti läbiv vool ning leida parasiitsuste ahela mõlemad pooli läbivad voolud. Lihtsustamise huvides eeldati, et mõlema mõõtepiirkonna parasiitmahtuvused on võrdsed:

$$\begin{cases} I_{par} = I_{C1C3} = I - I_r \\ I_{C1} = I_{C3} = \frac{I_{par}}{2} \end{cases}.$$

Seejärel saab leida pinged, mis jäävad maapotentiaaliga ühendatud parasiitmahtuvustele $C2$ ja $C4$

$$\begin{cases} U_{C2} = U - I_{C1}X_{C1} \\ U_{C4} = U - I_{C3}X_{C3} \end{cases},$$

ning ka neid mahtuvusi läbivad voolud

$$\begin{cases} I_{C2} = \frac{U_{C2}}{X_{C2}} \\ I_{C4} = \frac{U_{C4}}{X_{C4}} \end{cases}.$$

Leitud voolude abil saab avaldada teiste mõõtepiirkondade takisteid läbivate voolude tugevused:

$$\begin{cases} I_{R2} = I_{C1} - I_{C2} \\ I_{R3} = I_{C3} - I_{C4} \end{cases}$$

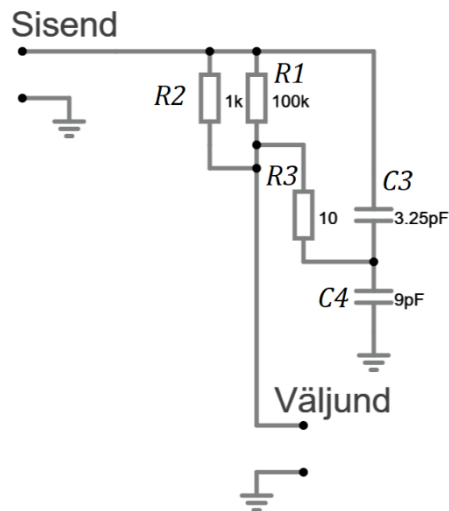
Kuna pole teada teisi mõõtepiirkondade takisteid läbiva voolu suund, siis tekib koormust läbiva voolu arvutamisel kaks lahendit:

$$I_{Z1,Z2} = I_r \pm (I_{R2} + I_{R3}).$$

See tähendab, et kui näiteks $C1 = C3 = 3,25 \text{ pF}$ ning $C2 = C4 = 9 \text{ pF}$ siis $47 \text{ k}\Omega$ takisti mõõtmisel või $\sim 41,68 \text{ k}\Omega$ jadatakistusega ja $\sim 12,74 \text{ mH}$ induktiivsusega pooli mõõtmisel on vastavalt kõik mõõdetavad suurused (st U_Z , U_r ja U) amplituudide poolest võrdsed. Koormuse impedants ise avaldub kui

$$Z = \frac{U_Z}{I_Z}.$$

Sarnane aseskeem koostati ka 1 kilo-oomise ja 10-oomise šunttakistite korral, mis on toodud vastavalt joonistel (Joonis 32, Joonis 33).



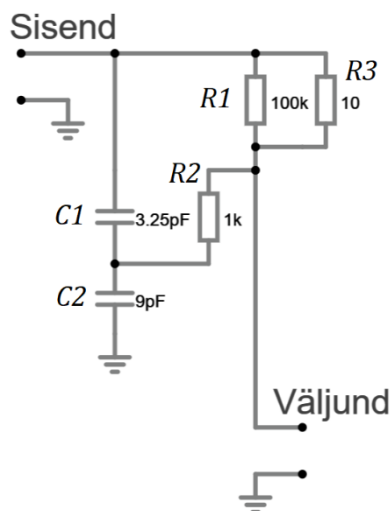
Joonis 32. Impedantsi testri ekvivalentne aseskeem parasiitsustega, 1 k Ω mõõtepiirkond. Ühe kilo-oomise šundi puhul kehtivad samad seaduspärad, mis lihtsustuvad veidi:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{r} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}; I_r = \frac{U_r}{r} \\ \frac{1}{Z_{sh}} = \frac{1}{r} + \frac{1}{R3 + X_{C3}}; I_{Zsh} = I = \frac{U_r}{Z_{sh}} \\ U_{Z0} = U_{C3C4} + (U - U_{C3C4}) \frac{X_{C3C4} + R3}{X_{C3C4} + R3 + r} \\ U_{r0} = U - U_{Z0} \\ I_{C3} = I_{RZ} - I_r \\ U_{C4} = U - I_{C3}X_{C3}; I_{C4} = \frac{U_{C4}}{X_{C4}} \\ I_{R3} = I_{C3} - I_{C4} \\ Z = \frac{U_Z}{I_Z} \end{array} \right. ,$$

kus voolu mõõtmisel tekib taaskord kaks lahendit:

$$I_Z = I_r \pm I_{R3}.$$

Kuna 1 kΩ (ja 10 Ω) mõõtesundil on võrdlemisi väike impedants võrreldes parasiitsustega, siis kaks tekkivat lahendit annavad väga lähedasi tulemusi ning seetõttu ei pea nendega tarkvara koostamisel arvestama.



Joonis 33. Impedantsi testri ekvivalentne aseskeem parasiitsustega, 10 Ω mõõtepiirkond.

Kümneoomise šundi puhul kehtivad samad seaduspärad, mis ühe kilo-oomise šundi puhul, osade muutujate arvvaartused vahetuvad:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{r} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R3}; I_r = \frac{U_r}{r} \\ \frac{1}{Z_{sh}} = \frac{1}{r} + \frac{1}{R2 + X_{C1}}; I_{Zsh} = I = \frac{U_r}{Z_{sh}} \\ U_{Z0} = U_{C1C2} + (U - U_{C1C2}) \frac{X_{C1C2} + R2}{X_{C1C2} + R2 + r} \\ U_{r0} = U - U_{Z0} \\ I_{C1} = I_{RZ} - I_r \\ U_{C2} = U - I_{C1}X_{C1}; I_{C2} = \frac{U_{C2}}{X_{C2}} \\ I_{R2} = I_{C1} - I_{C2} \\ I_Z = I_r \pm I_{R2} \\ Z = \frac{U_Z}{I_Z} \end{array} \right. .$$

Tarkvaras on nende valemite rakendamisel mõistlik koostada üldine juht, mis järgib 100 kΩ šunttakisti puhul välja pakutud seaduspärasid. Teistes mõõtepiirkondades tuleb arvestada, arvutustes tuleb mõõtepiirkondadele vastavad termid ära jätta.

5 Tarkvara

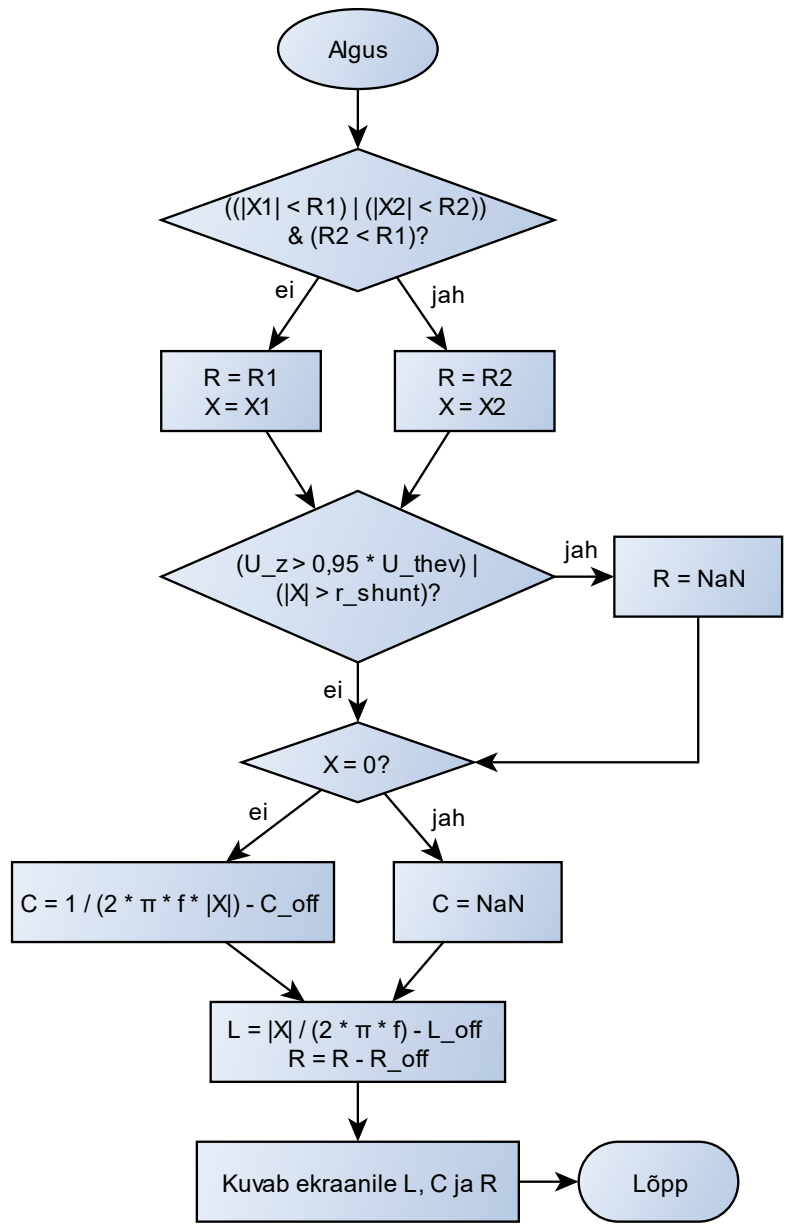
Seadme riistvarale disainiti tarkvara C++ keeles *Arduino IDE* keskkonnas. C++ keel osutus sobilikuks, sest see on riistvaralähedane keel, mille tugi on paljudel mikrokontrolleritel. *Arduino* keskkond valiti, sest seadmel kasutatav kontrolleri sisaldub ka *Arduino Zero* [33, lk 2]. Seadme käsitlemine *Arduino Zero* võimaldab kasutada selle jaoks mõeldud algaadurit, mis lubab mikrokontrollerit programmeerida ka üle USB. Esmane programmeerimine teostatakse siiski *Segger J-Link* vms programmeerimisega. Seade vajab tarkvara, et täita nõutud funktsionaalsust:

- ADMilt vajalikke suuruste lugemine
- mõõtepiirkondade lülitamine
- testsignaali genereerimine
- vajalike arvutuste teostamine mõõtetulemustega
- mõõtetulemuste ekraanile kuvamine
- USB kaudu seadme kalibreerimine

Seadme tarkvara on leitav GitHubist: https://github.com/makuke1234/LCR_volt_meter.

5.1 Mõõtetulemuste kuvamine

LCR-meetri režiimis teostatakse mõõtmistele parasiitmahtuvuse kompenseerimiseks vajalikud arvutused tuginedes peatükis 4.1 toodule. Mõõtetulemuste kuvamise tarvis koostati algoritm kasutades rakendust *yEd*. Algoritm võtab sisendiks kaks võrrandisüsteemi lahendit aktiiv- ja reaktiivtakistusele (vastavalt $R1$, $X1$ ning $R2$, $X2$), sageduse f , mõõtesundi takistuse r_{shunt} , mõõdetud komponendil oleva pinget U_z ning tühise mõõteahela Thevenini aseskeemi pinget U_{thev} . Lisanduvalt kasutab algoritm ka nihke kalibreerimiskonstante vastavalt induktiivsuse, mahtuvuse ja takistuse jaoks L_{off} , C_{off} ning R_{off} . Mõõtetulemused kuvatakse ekraanile korrektsete ühikutega (Joonis 34).



Joonis 34. Mõõtetulemuste kuvamise algoritm.

6 Testimine ja analüüs

Esmalt valideeriti valitud riistvaraliste lahenduste teoreetilist paikapidavust. Seejärel testiti reaalsel riistvara koos vastava tarkvaraga. Lahenduste testimise käigus tuli välja mõningaid riistvaralisi vigu, mida tuli siluda. Jõuti valideerida seadme töö edukust mõningate takistite, kondensaatorite ja induktorite mõõtmisega, kus mõõtetulemusi kõrvutati professionaalse multimeetri omadega. Seadmele teostati ka majanduslik analüüs.

6.1 Parasiitsuste kompenseerimise kontroll *LTspice* keskkonnas

Sarnaselt lihtsustatud olukorrale (4), teostati ka täpsemate valemite kontrollimiseks simulatsioonid *LTspice* keskkonnas. Esmalt testiti mahtuvusi ja induktiivsuseid 100 kHz juures 100 k Ω šunttakistiga mõõtepiirkonnas. Tulemused esitati tabelina (Tabel 5). Täheldati, et sarnaselt varasemale lihtsustatud juhule peatükis 4, on ka praktilisemate mõõtmiste tegemisel suurim mõõteviga suure reaktiivtakistusega komponentide jadatakistuse määramisel. Üliväikeste mahtuvuste puhul tekib märkimisväärne mõõteviga ka reaktiivtakistuse määramisel (Tabel 5) – pakuti, et probleem on tingitud vähesest mõõteresolutsioonist (ka simulaatoril on resolutsioon piiratud). Pakuti välja, et praktikas on see probleem väiksema mõjuga, sest lisandub trükkplaadi radade ja maaihenduse vaheline oluliselt suurem parasiitmahtuvus suurusjärgus 50 pF – parasiitmahtuvus tekitab mõõtetulemustesse nihke, mille saab välja kalibreerida.

Tabel 5. Mõõteviga praktilise lahenduse simuleerimisel, 100 kHz, 100 k Ω mõõtesünt.

Komponendi tüüp	Komponendi väärtus	ESR'i erinevus tegelikust	Reaktiivtakistuse erinevus tegelikust
mahtuvuslik	0,5 pF	12,0%	9,85%
	10 pF	0,399%	0,764%
	100 pF	0,000%	0,319%
	0,5 pF + 4,7 k Ω	12,1%	9,80%
	10 pF + 4,7 k Ω	0,434%	0,737%
	100 pF + 4,7 k Ω	0,041%	0,306%
induktiivne	5 H	13,6%	1,96%
	220 mH	0,610%	0,006%
	22 mH	0,067%	0,005%
	5 H + 4,7 k Ω	13,6%	2,00%
	220 mH + 4,7 k Ω	0,607%	0,047%
	22 mH + 4,7 k Ω	0,052%	0,039%
takistuslik	470 k Ω	-2,03%	0,000%
	47 k Ω	0,022%	0,225%
	4,7 k Ω	-0,022%	0,013%

Seejärel kontrolliti valemite kehtivust ka 10 Ω šunttakistiga mõõtepiirkonnas. Taaskord koostati tabel nii mahtuvuste kui ka induktiivsuste kohta (Tabel 6).

Tabel 6. Mõõteviga praktilise lahenduse simuleerimisel, 100 kHz, 10 Ω mõõtesünt.

Komponendi tüüp	Komponendi väärtus	ESR'i erinevus tegelikust osakaaluna impedantsi moodulist	Reaktiivtakistuse erinevus tegelikust osakaaluna impedantsi moodulist
mahtuvuslik	10 nF	0,026%	0,281%
	100 nF	0,001%	0,039%
	1 μ F	0,002%	0,014%
	10 nF + 4,7 Ω	0,001%	0,280%
	100 nF + 4,7 Ω	-0,018%	0,034%
	1 μ F + 4,7 Ω	-0,020%	0,023%
induktiivne	220 μ H	0,021%	0,089%
	22 μ H	0,004%	0,019%
	2,2 μ H	0,073%	0,014%
	220 μ H + 4,7 Ω	0,008%	0,090%
	22 μ H + 4,7 Ω	-0,007%	0,017%
	2,2 μ H + 4,7 Ω	-0,041%	0,094%
takistuslik	470 Ω	-0,061%	0,534%
	47 Ω	-0,017%	0,057%
	4,7 Ω	-0,021%	0,009%

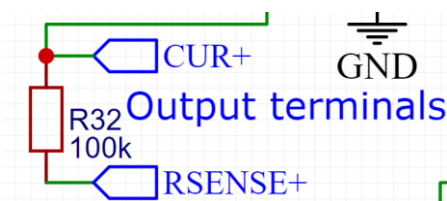
Ka sel korral oli mõõteviga suhteliselt väike (alla 1%) – järeldati, et saadud valemid on piisava täpsusega praktikas realiseerimiseks.

6.2 Tipp-detektori töö madalatel sagedustel

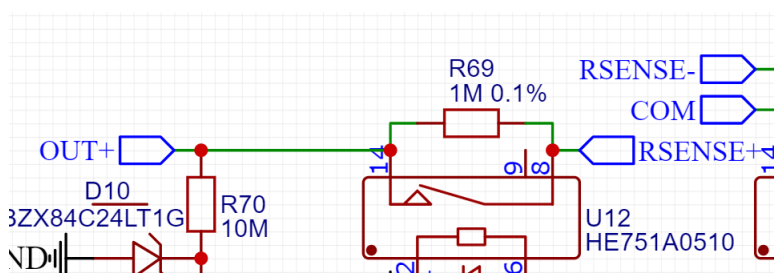
Testimisel tuvastati, et tipp-detektoril lühike ajakonstant ~ 17 ms segab madalatel sagedustel stabiilsete mõõtetulemuste saamist. Tarkvaraliselt rakendati 1 kHz diskreetimissagedusega saadud diskreetidele nihkuva aknaga maksimumi algoritm üle viimase 20 ms diskreetide – 50 Hz kuni 120 Hz testsignaali sageduse juures olid mõõtetulemused jätkuvalt ebastabiilsed. Otsustati, et olukorda parandaks tipp-detektori ajakonstandi pikendamine – ajakonstanti pikendati ~ 170 ms'ini seda määrava takisti vahetuse teel. Pärast takisti vahetamist muutusid mõõtetulemused oluliselt stabiilsemaks.

6.3 Pinge mõõtmine

Testimisel tuvastati, et seadmega ei õnnestu negatiivseid pingeid mõõta – otste ringi pööramine ei õnnestu, sest üks sisenditest on alati ühenduses skeemi maapotentsiaaliga. Samuti segab oommeetris kasutatava püsivooluallika 100 k Ω takisti (Joonis 35) pinge mõõtmist kuna püsivooluallikast tulev lekkevool tekitab sunduslikult pingejaguri sisendiga jadamisi oleva 1 M Ω takistiga (Joonis 36).



Joonis 35. Püsivooluallika väljundis olev takisti R32 juhtmega mõõtmiste tarvis.



Joonis 36. Voltmeetri sisendiga jadamisi olev takisti R69.

6.4 Impedantsi mõõtmine

Seadmel jõuti LCR-meetri režiimis testida ainult takistuste mõõtmise võimekust. LCR-meetri režiimis valiti käsitsi paslik mõõtepiirkond. Testiti nelja takistit ning tulemusi kõrvutati Fluke 175 multimeetri omadega. Fluke 175 puhul arvutati mõõteviga tuginedes multimeetri andmelehele [34, lk 16]. Tulemused esitati Tabel 7.

Tabel 7. Impedantsi testri mõõtetulemuste võrdlus Fluke 175'ga.

Nominaal	Fluke 175 näit	Fluke 175 mõõteviga	Impedantsi testri näit	Impedantsi testri minimaalne viga
10 Ω	10,1 Ω	~0,29 Ω	9,84 Ω	0
100 Ω	100,6 Ω	~1,11 Ω	99,78 Ω	0
2x 470 Ω paralleelselt	235,1 Ω	~2,32 Ω	234,33 Ω	0
1 k Ω	985 Ω	~9,9 Ω	983,1 Ω	0

Tulemuste põhjal järeldati, et mõõtetulemused langesid mõõtevea piirides kokku testimiseks kasutatud multimeetri omadega.

Seadmega testiti ka reaktiivkomponente, mõõtetulemusi kõrvutati LCR-meeter UT603'ga. 1000 μF kondensaatorit mõõdeti siiski multimeeter Fluke 175'ga. Mõõtevea arvutamisel tugineti mõõteseadmete andmelehtedele [34, lk 16], [35]. Mõõtetulemused esitati Tabel 8.

Tabel 8. Impedantsi testri mõõtetulemuste võrdlus UT603'ga.

Nominaal	UT603 näit (v.a 1000 μF)	UT603 mõõteviga (v.a 1000 μF)	Impedantsi testri näit	Impedantsi testri minimaalne viga
22 pF	23 pF	~5,2 pF	23,9 pF	0
220 μF	219 μF	~7,2 μF	218,2 μF	0
1000 μF	984 μF	98,4 μF	915 μF	0
4,7 μH	5 μH	8,1 μH	4,75 μH	0
47 μH	52 μH	~9,0 μH	47,6 μH	0
5,6 mH	5,69 mH	~0,194 mH	5,49 mH	~0,01 mH

Taaskord järeldati, et mõõtetulemused langesid mõõtevea piires hästi kokku testimiseks kasutatud LCR-meetriga (ja 1000 μF kondensaatori puhul Fluke 175 multimeetriga).

6.5 Majanduslik analüüs

Lisas 9 on toodud prototüübi materjalikulu koos vastavate komponentide maksumusega. Ühele prototüübile kulub elektroonikakomponente hinnanguliselt 80 € väärtuses. Trükkplaadid (nii põhiplaat kui ka esipaneel) telliti JLCPCB'st, seal on tellimise miinimumkogus viis trükkplaati. Trükkplaadid läksid ilma transpordita maksma 119 €. Töö käigus valmistati kolm prototüüpi, seega ühe prototüübi hinnaks võib arvestada ~120€. Kui oleks toodetud viis prototüüpi, siis oleks ühe prototüübi maksumus langenud ~104€ peale. Arvestada tuleb ka ladumine, mis läks hinnanguliselt maksma ~300€. Majanduslikult tasuks sellise impedantsi testri meisterdamine end ära ainult suurtes kogustes tootes.

7 Kokkuvõte

Töö põhieesmärgiks oli disainida impedantsi tester, mis mõõdab impedantsi reaali- ja imaginaarosa. Tester pidi kasutama seejuures komponentide testimisel madalat väljundpinget alla 0,25 V tipust tippu, et võimaldada komponentide mõõtmist skeemis – see minimeerib pooljuhtkomponentide mõju mõõtetulemusele. Teiseks eesmärgiks seati mahtuvuste tuvastamine alla ühe pikofaradi. Töö ülesandeks oli disainida impedantsi testri mõõteskeem, trükkplaat ning selle prototüüp valmistada. Prototüübil kasutatavale mikrokontrollerile tuli kirjutada ka tarkvara.

Töö käigus disainiti vastavalt seatud eesmärkidele impedantsi testri skeem, trükkplaat ning valmistati prototüüp. Prototüübi testimisel kõrvaldati mõningad riistvaralised vead – näiteks vahetati välja liiga aeglane operatsioonvõimendi ning paar takistit. LCR-meetri režiimis mõõtmiste teostamise tarvis eemaldati esialgne parasiitmahtuvuste kompenseerimise ahel – riistvaraline lahendus ei töötanud ning seetõttu kompenseeriti parasiitmahtuvusi hoopis tarkvaras. Tarkvaras implementeeriti *LTspice* simulaatoris valideeritud valemiteel põhinev mõõtealgoritm, mis arvestab skeemis kõikvõimalike parasiitmahtuvusi. Seadmel saab käsitsi valida nii mõõtepiirkonda kui ka testsignaali sagedust. Mõõteseadet saab kalibreerida USB andmeliidese kaudu edastades seadmele arvuti kaudu käsklusi. Valminud seade mõõdab testitava komponendi impedantsi 0,16-voldise amplituudiga mõõtesignaaliga ning suudab eristada väikesed mahtuvusi resolutsiooniga alla ühe pikofaradi – see vastab seatud eesmärkidele. Testiti ka seadme mõõtetäpsust (6.4), järeldati, et seadme mõõteviga langeb kasutatud professionaalsete seadmete mõõteveaga kokku.

Edaspidi tuleks teostada seadmega erisuguste komponentide mõõtmisi ning kõrvutada mõõtetulemusi usaldusväärse mõõteseadme omadega. Seadme riistvaras tuvastati mõningaid puudusi (6.3), mille kõrvaldamiseks tuleks disainida uus prototüüp. Samuti on võimalik tulevikus täiendada seadme tarkvara, et see võimaldaks väikeesoomiliste takistite mõõtmist oommeetri režiimis. LCR-meetri režiimis on võimalik lisada automaatne mõõtepiirkondade valimine. Samuti saab implementeerida võimaluse

kasutada automaatkalibratsiooni – seade ise instrukeerib kasutajat, mis etalone see vajab eri kalibratsioonikonstantide tarvis ning teostab automaatselt vajalikud korrektsioonid.

Kasutatud kirjandus

- [1] A. Pini, „Understanding Capacitor Types and Characteristics,“ DigiKey, 17. september 2020. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.digikey.ee/en/articles/fundamentals-understand-the-characteristics-of-capacitor-types>. [Kasutatud 18. aprill 2024].
- [2] Nichicon, „PM-seeria alumiinium elektrolüüt-kondensaatorite andmeleht,“ [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.nichicon.co.jp/english/products/pdf/e-pm.pdf>. [Kasutatud 18. aprill 2024].
- [3] Chemi-Con, „PXN-seeria alumiinium polümeer-kondensaatorite andmeleht,“ 2023. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.chemi-con.co.jp/products/relatedfiles/capacitor/catalog/PXNRA-e.PDF>. [Kasutatud 18. aprill 2024].
- [4] Panasonic, „FK-seeria alumiinium elektrolüüt-kondensaatorite andmeleht,“ 6. detsember 2019. [Võrgumaterjal]. Available: <https://industrial.panasonic.com/cdbs/ww-data/pdf/RDE0000/ABA0000C1181.pdf>. [Kasutatud 18. aprill 2024].
- [5] H. P. Hall, „A History of Impedance Measurements,“ [Võrgumaterjal]. Available: https://kr.ietlabs.com/pdf/GenRad_History/A_History_of_Z_Measurement.pdf. [Kasutatud 7. veebruar 2024].
- [6] Hioki, „LCR meter measurement principles,“ 2021. [Võrgumaterjal]. Available: https://www.hioki.com/euro-en/learning/usage/lcr-meters_1.html. [Kasutatud 1. veebruar 2024].
- [7] Texas Instruments, „LCR Meter Analog Front-End Reference Design,“ detsember 2021. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.ti.com/lit/ug/tidueu6b/tidueu6b.pdf?ts=1706797511484>. [Kasutatud 1. veebruar 2024].
- [8] Texas Instruments, „CD74HC4066 andmeleht,“ august 2003. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc4066.pdf?ts=1707834824127>. [Kasutatud 13. veebruar 2024].
- [9] Onsemi, „FDV303N MOSFETi andmeleht,“ märts 2020. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fdv303n-d.pdf>. [Kasutatud 13. veebruar 2024].
- [10] Toshiba, „2N7002BK MOSFETi andmeleht,“ 25. oktoober 2019. [Võrgumaterjal]. Available: https://toshiba.semicon-storage.com/info/T2N7002BK_datasheet_en_20191025.pdf?did=30376&prodName=T2N7002BK. [Kasutatud 13. veebruar 2024].
- [11] Microchip, „MCP6004 operatsioonvõimendi andmeleht,“ 2020. [Võrgumaterjal]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MCP6001-1R->

- 1U-2-4-1-MHz-Low-Power-Op-Amp-DS20001733L.pdf. [Kasutatud 17. veebruar 2024].
- [12] Texas Instruments, „TLV9054 operatsioonvõimendi andmeleht,“ veebruar 2024. [Võrgumaterjal]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv9052.pdf?ts=1709544086525&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.ee%252F. [Kasutatud 4. märts 2024].
- [13] Analog Devices, „MT-084: Using Op Amps As Comparators,“ 8. oktoober 2009. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-084.pdf>. [Kasutatud 27. veebruar 2024].
- [14] Texas Instruments, „LM393 komparaatori andmeleht,“ august 2023. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm393.pdf>. [Kasutatud 28. veebruar 2024].
- [15] devtys0, „A 100kHz Zero Droop Precision Peak Detector,“ 10. veebruar 2016. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=5Pz7Mx0WRUk>. [Kasutatud 16. veebruar 2024].
- [16] Texas Instruments, „LM311 komparaatori andmeleht,“ märts 2017. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm311.pdf>. [Kasutatud 28. veebruar 2024].
- [17] Microchip, „MCP3462R ADM andmeleht,“ 2021. [Võrgumaterjal]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/APID/Product Documents/DataSheets/MCP3461-2-4R-Family-Data-Sheet-DS20006404C.pdf>. [Kasutatud 13. veebruar 2024].
- [18] Microchip, „MCP3562R ADM andmeleht,“ 2021. [Võrgumaterjal]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/APID/Product Documents/DataSheets/MCP3561_2_4R-Data-Sheet-DS200006391C.pdf. [Kasutatud 1. mai 2024].
- [19] Analog Devices, „AD9833 andmeleht,“ 2019. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9833.pdf>. [Kasutatud 12. märts 2024].
- [20] Microchip, „ATSAMD21 MCU andmeleht,“ 2021. [Võrgumaterjal]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/SAM-D21DA1-Family-Data-Sheet-DS40001882G.pdf>. [Kasutatud 13. veebruar 2024].
- [21] Texas Instruments, „Two op amp instrumentation amplifier circuit,“ detsember 2018. [Võrgumaterjal]. Available: https://www.ti.com/lit/an/sboa281/sboa281.pdf?ts=1711454410356&ref_url=http%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. [Kasutatud 27. märts 2024].
- [22] Onsemi, „NVTR0202PL MOSFETi andmeleht,“ juuni 2019. [Võrgumaterjal]. Available: https://eu.mouser.com/datasheet/2/308/1/NTR0202PL_D-2319410.pdf. [Kasutatud 31. märts 2024].
- [23] Texas Instruments, „TS3USB221 multipleksori andmeleht,“ jaanuar 2019. [Võrgumaterjal]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ts3usb221.pdf?ts=1707858048706&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fts3usb221. [Kasutatud 13. veebruar 2024].

- [24] Texas Instruments, „CD405xB andmeleht,“ september 2023. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4051b.pdf>. [Kasutatud 1. mai 2024].
- [25] STMicroelectronics, „STM32F373 MCU andmeleht,“ juuni 2016. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f373cc.pdf>. [Kasutatud 1. mai 2024].
- [26] „EasyEDA disainitarkvara koduleht,“ EasyEDA, [Võrgumaterjal]. Available: <https://easyeda.com/>. [Kasutatud 29. aprill 2024].
- [27] „Banana connector - derived plugs,“ Wikipedia, 30. märts 2024. [Võrgumaterjal]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Banana_connector#Derived_plugs. [Kasutatud 30. aprill 2024].
- [28] „Binding post - standard spacing,“ Wikipedia, 28. jaanuar 2024. [Võrgumaterjal]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Binding_post#Standard_spacing. [Kasutatud 30. aprill 2024].
- [29] Multicomp Pro, „Banaaniklemmi MP77055x andmeleht,“ 22. oktoober 2020. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/3164609.pdf>. [Kasutatud 30. aprill 2024].
- [30] Midas Displays, „Midas MC42005A6WM-FPTLW-V2 ekraani andmeleht,“ 3. august 2021. [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/3542012.pdf>. [Kasutatud 30. aprill 2024].
- [31] Alps Alpine, „SKQBAQA010 surunupu andmeleht,“ [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.mouser.com/datasheet/2/15/SKQB-1370757.pdf>. [Kasutatud 13. veebruar 2024].
- [32] „Microstrip Inductance Calculator,“ EETech Media, LLC, [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.allaboutcircuits.com/tools/microstrip-inductance-calculator/>. [Kasutatud 19. aprill 2024].
- [33] A. Guadalupi, „Arduino Zero skeem,“ 22. juuli 2019. [Võrgumaterjal]. Available: https://content.arduino.cc/assets/ArduinoZeroV4.0_sch.pdf. [Kasutatud 7. mai 2024].
- [34] Fluke, „Fluke 175 kasutusjuhend,“ 10. august 2003. [Võrgumaterjal]. Available: https://assets.fluke.com/manuals/175_____umeng0100.pdf. [Kasutatud 7. mai 2024].
- [35] Uni-T, „UT603 andmeleht,“ [Võrgumaterjal]. Available: <https://www.egeratedocuments.com/markalar/uni-t/Datasheet/UT600.pdf>. [Kasutatud 12. mai 2024].

Lisa 1 – Lihtlitsents lõputöö reprodutseerimiseks ja lõputöö üldsusele kättesaadavaks tegemiseks¹

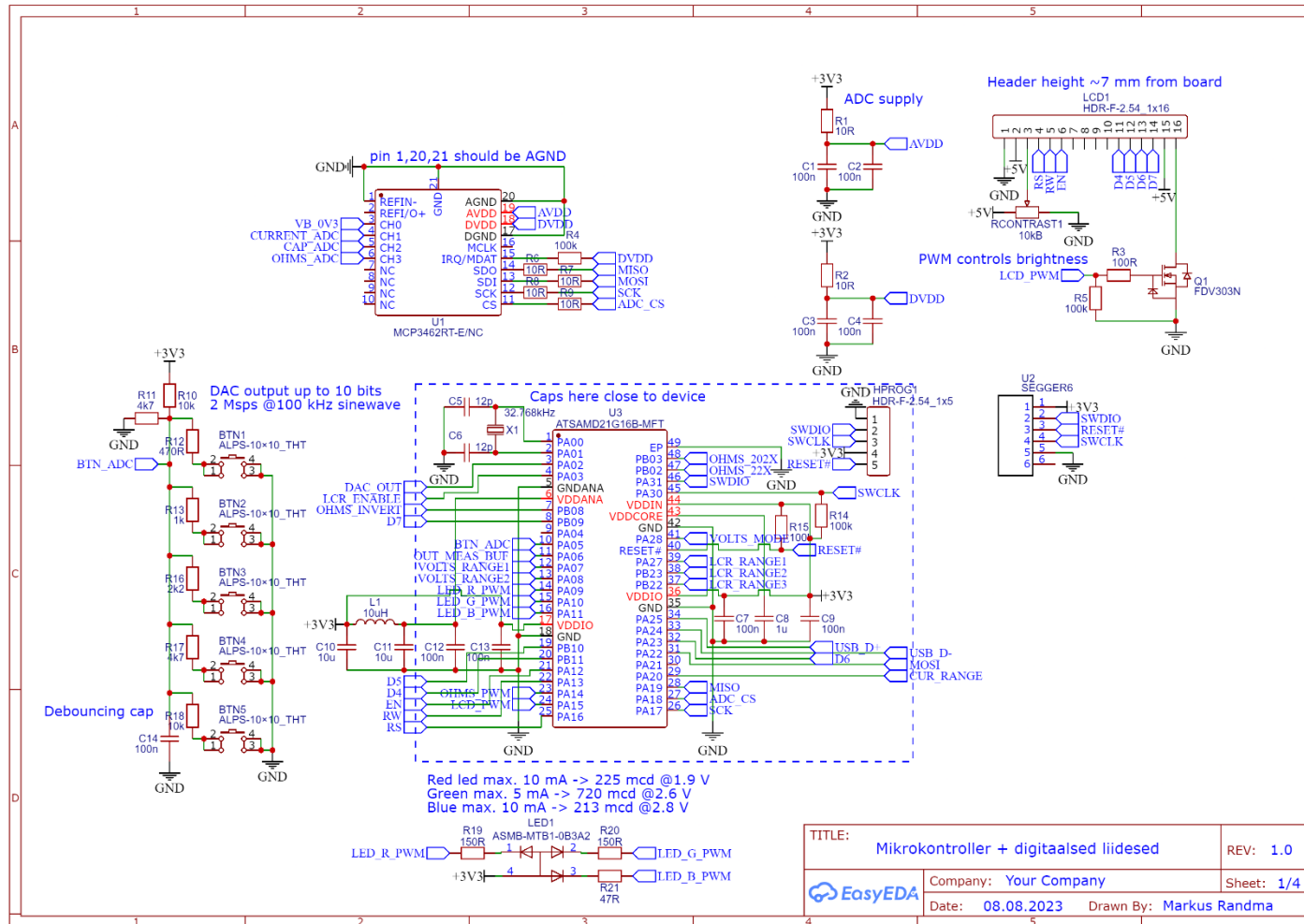
Mina, Markus Randma

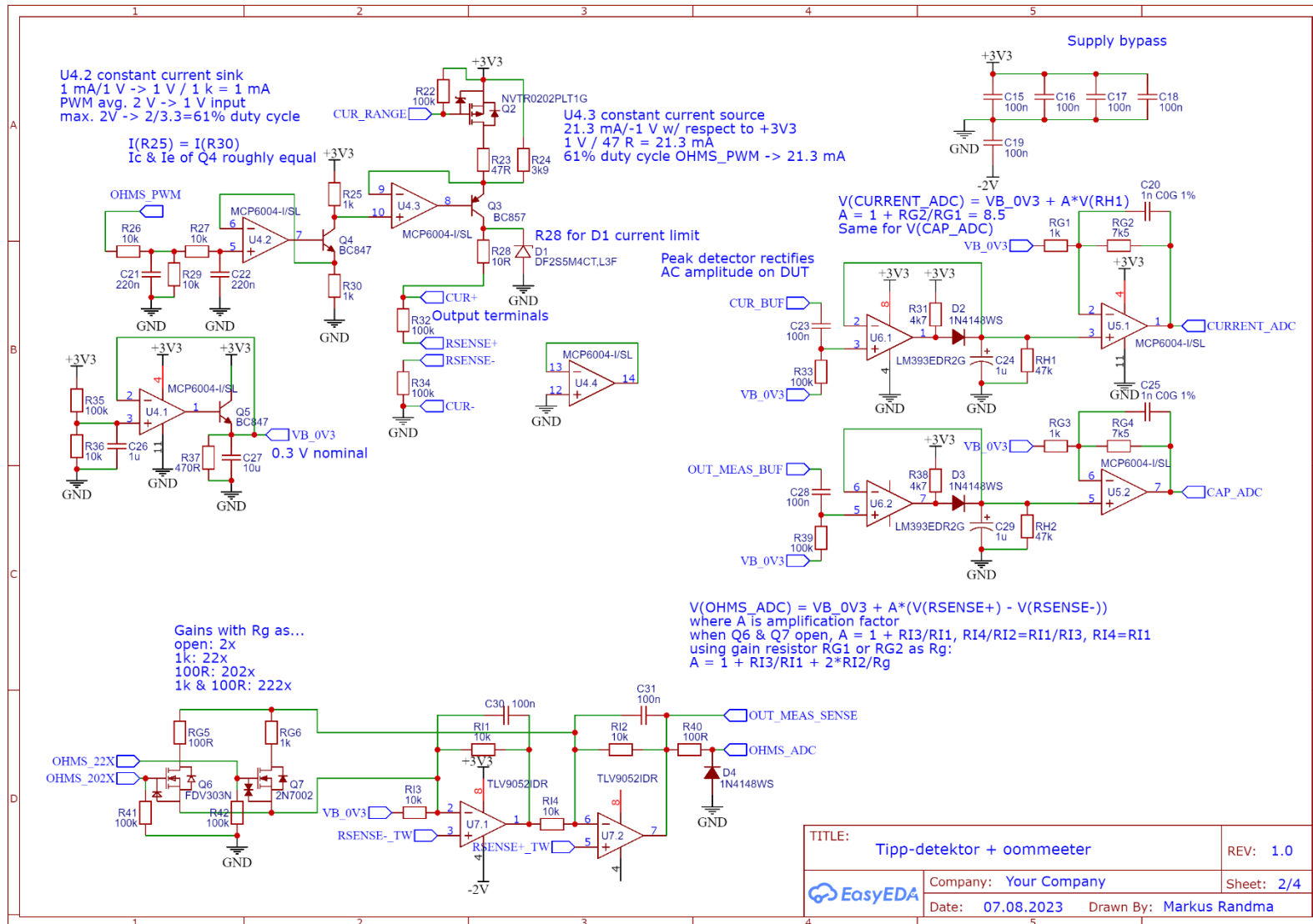
1. Annan Tallinna Tehnikaülikoolile tasuta loa (lihtlitsentsi) enda loodud teose „Impedantsi tester“, mille juhendaja on Ivo Mürsepp
 - 1.1. reprodutseerimiseks lõputöö säilitamise ja elektroonse avaldamise eesmärgil, sh Tallinna Tehnikaülikooli raamatukogu digikogusse lisamise eesmärgil kuni autoriõiguse kehtivuse tähtaja lõppemiseni;
 - 1.2. üldsusele kättesaadavaks tegemiseks Tallinna Tehnikaülikooli veebikeskkonna kaudu, sealhulgas Tallinna Tehnikaülikooli raamatukogu digikogu kaudu kuni autoriõiguse kehtivuse tähtaja lõppemiseni.
2. Olen teadlik, et käesoleva lihtlitsentsi punktis 1 nimetatud õigused jäävad alles ka autorile.
3. Kinnitan, et lihtlitsentsi andmisega ei rikuta teiste isikute intellektuaalomandi ega isikuandmete kaitse seadusest ning muudest õigusaktidest tulenevaid õigusi.

11.05.2024

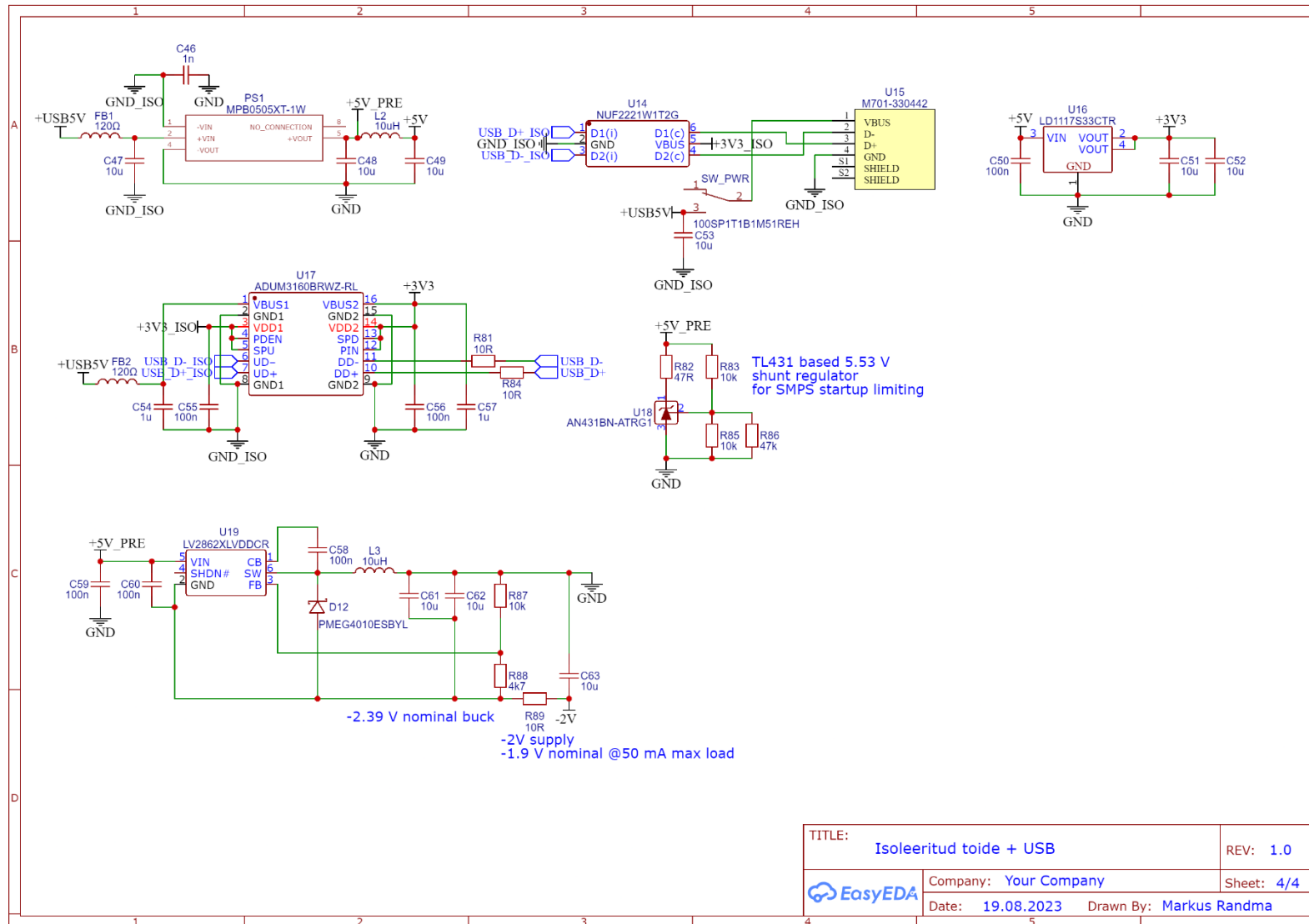
¹ Lihtlitsents ei kehti juurdepääsupiirangu kehtivuse ajal vastavalt üliõpilase taotlusele lõputööle juurdepääsupiirangu kehtestamiseks, mis on allkirjastatud teaduskonna dekaani poolt, välja arvatud ülikooli õigus lõputööd reprodutseerida üksnes säilitamise eesmärgil. Kui lõputöö on loonud kaks või enam isikut oma ühise loomingulise tegevusega ning lõputöö kaas- või ühisautor(id) ei ole andnud lõputööd kaitsvale üliõpilasele kindlaksmääratud tähtjaks nõusolekut lõputöö reprodutseerimiseks ja avalikustamiseks vastavalt lihtlitsentsi punktidele 1.1. ja 1.2, siis lihtlitsents nimetatud tähtaja jooksul ei kehti.

Lisa 2 – Impedantsi testri prototüübi põhimõtteskeem

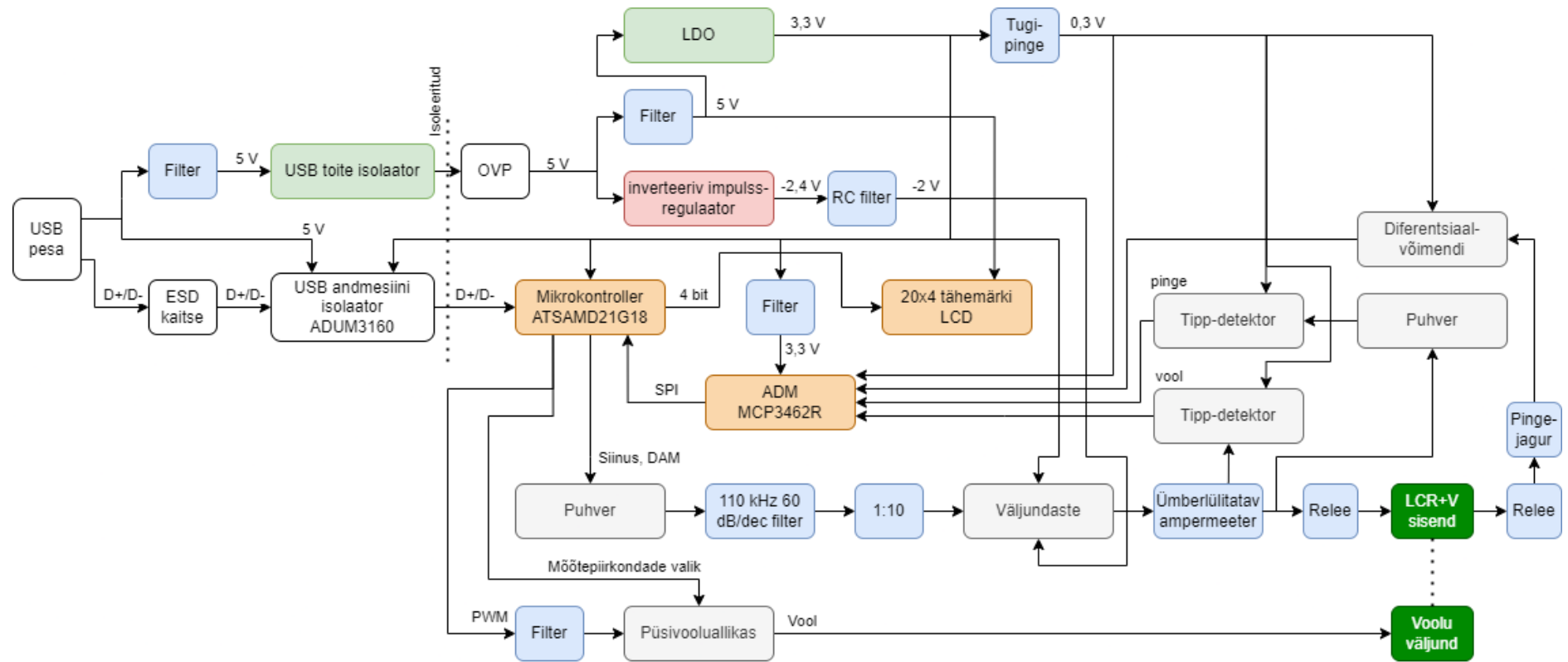




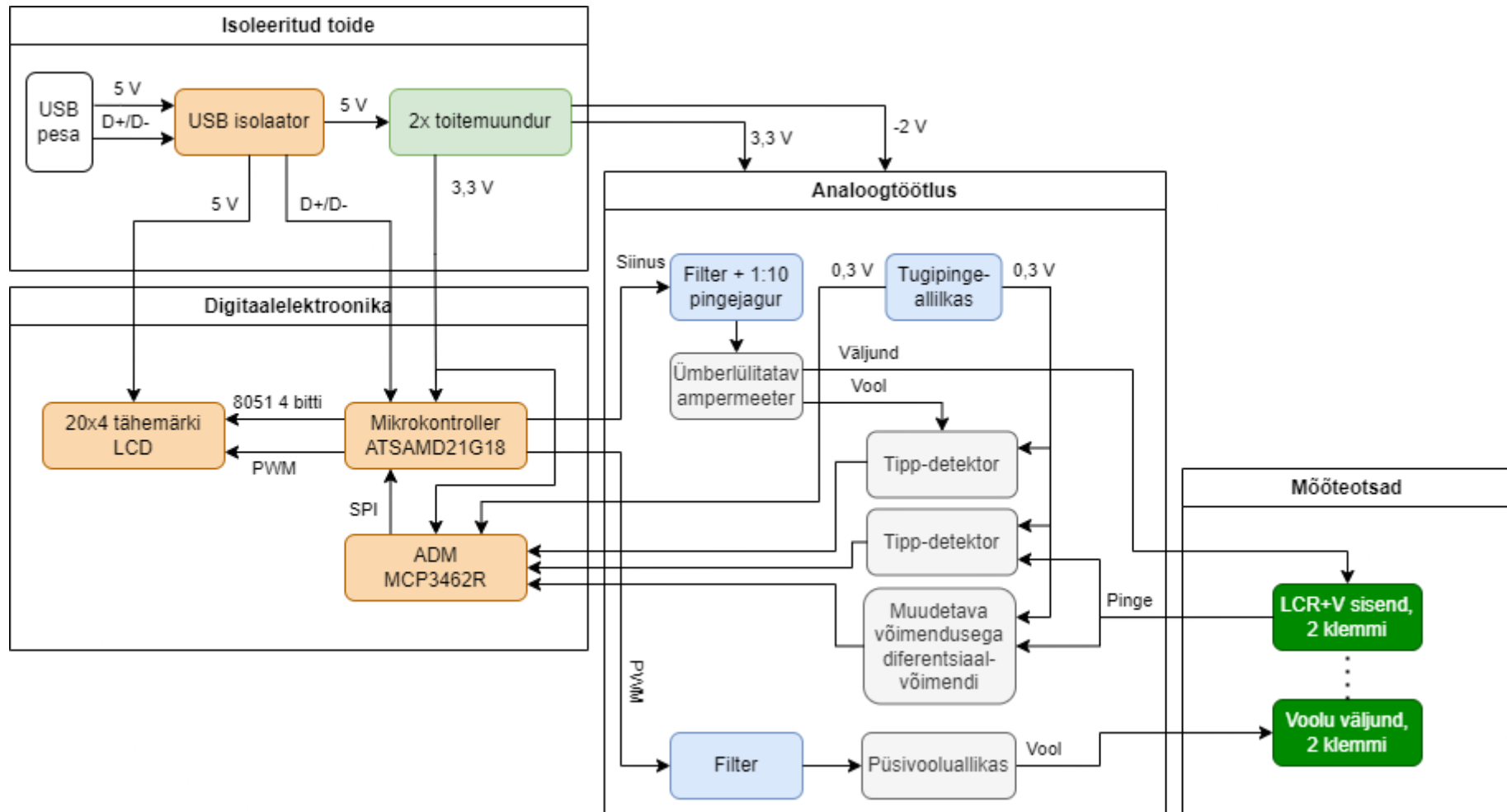
TITLE: Tipp-detektor + oommeeter		REV: 1.0
Company: Your Company		Sheet: 2/4
Date: 07.08.2023	Drawn By: Markus Randma	



Lisa 3 – Impedantsi testri plokk-skeem

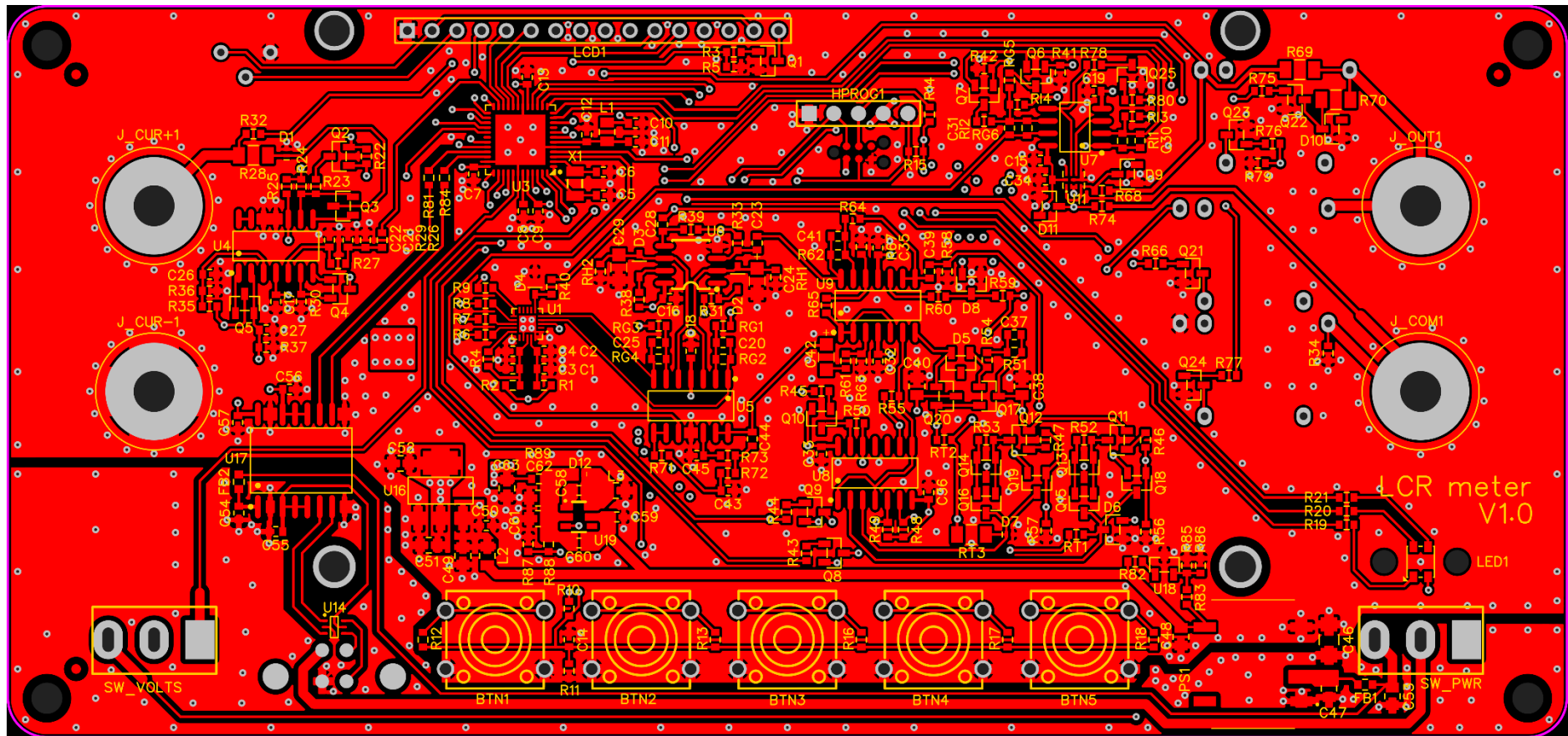


Lisa 4 – Impedantsi testri lihtsustatud plokk-skeem

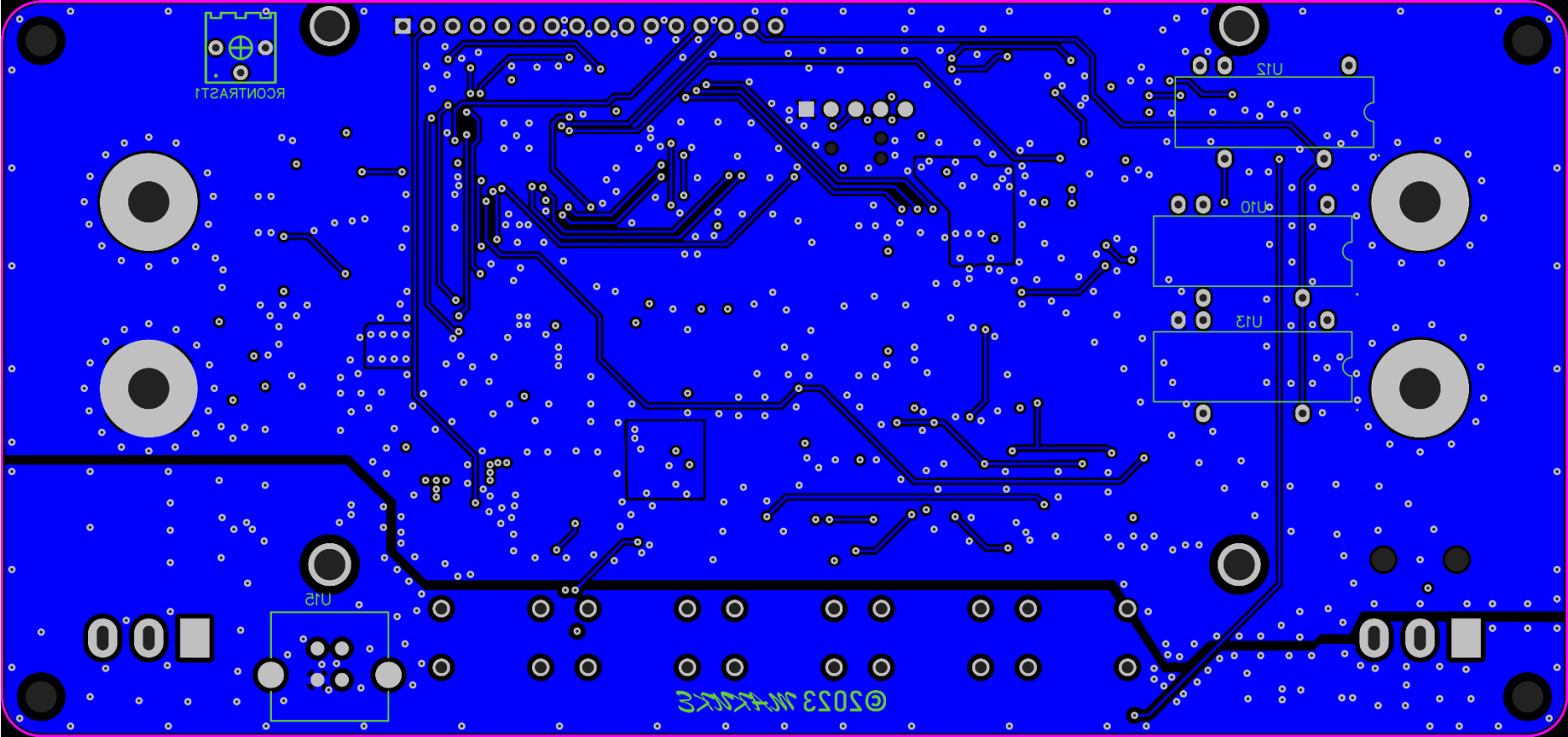


Lisa 5 – Impedantsi testri trükkplaat

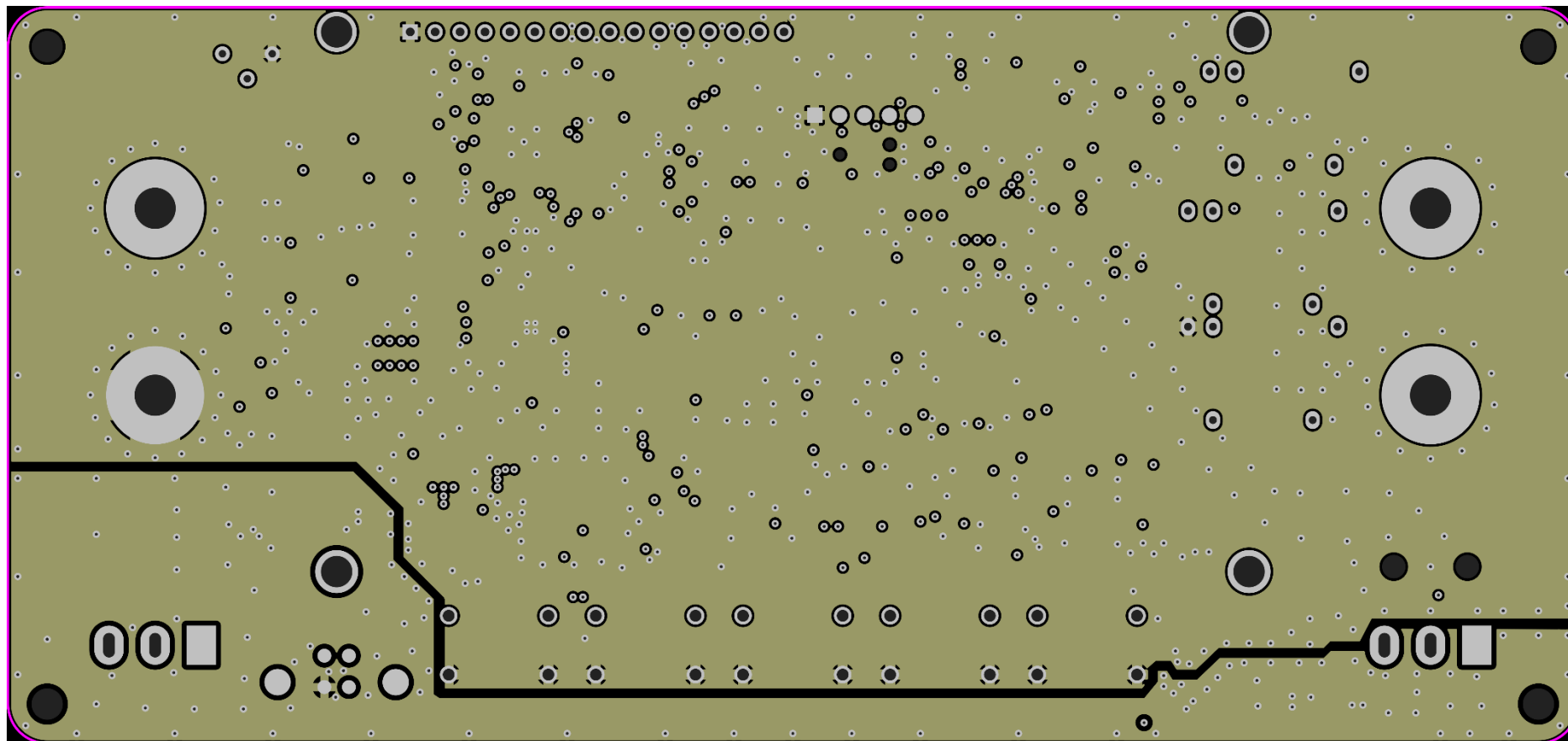
Pealmine kiht:



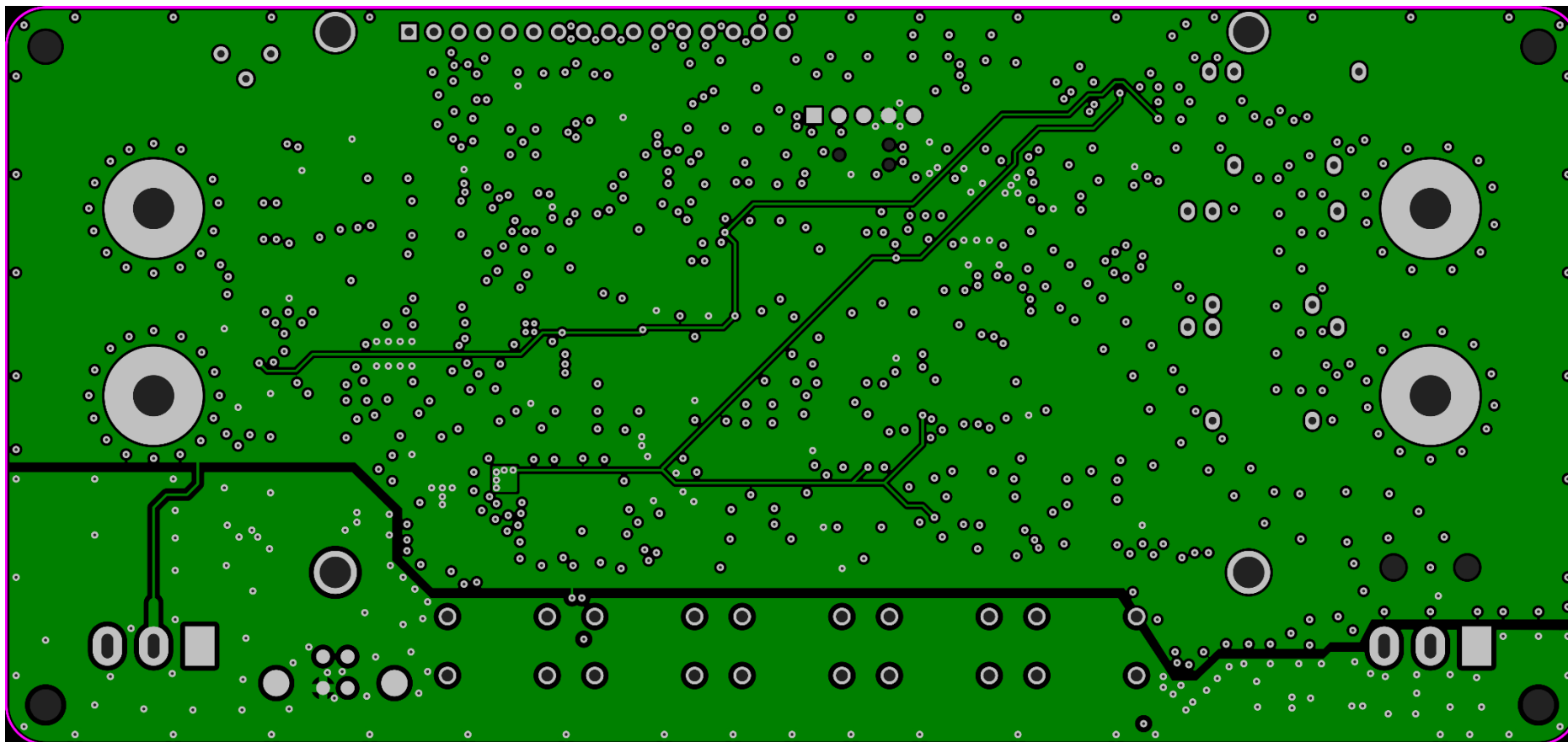
Alumine kiht:



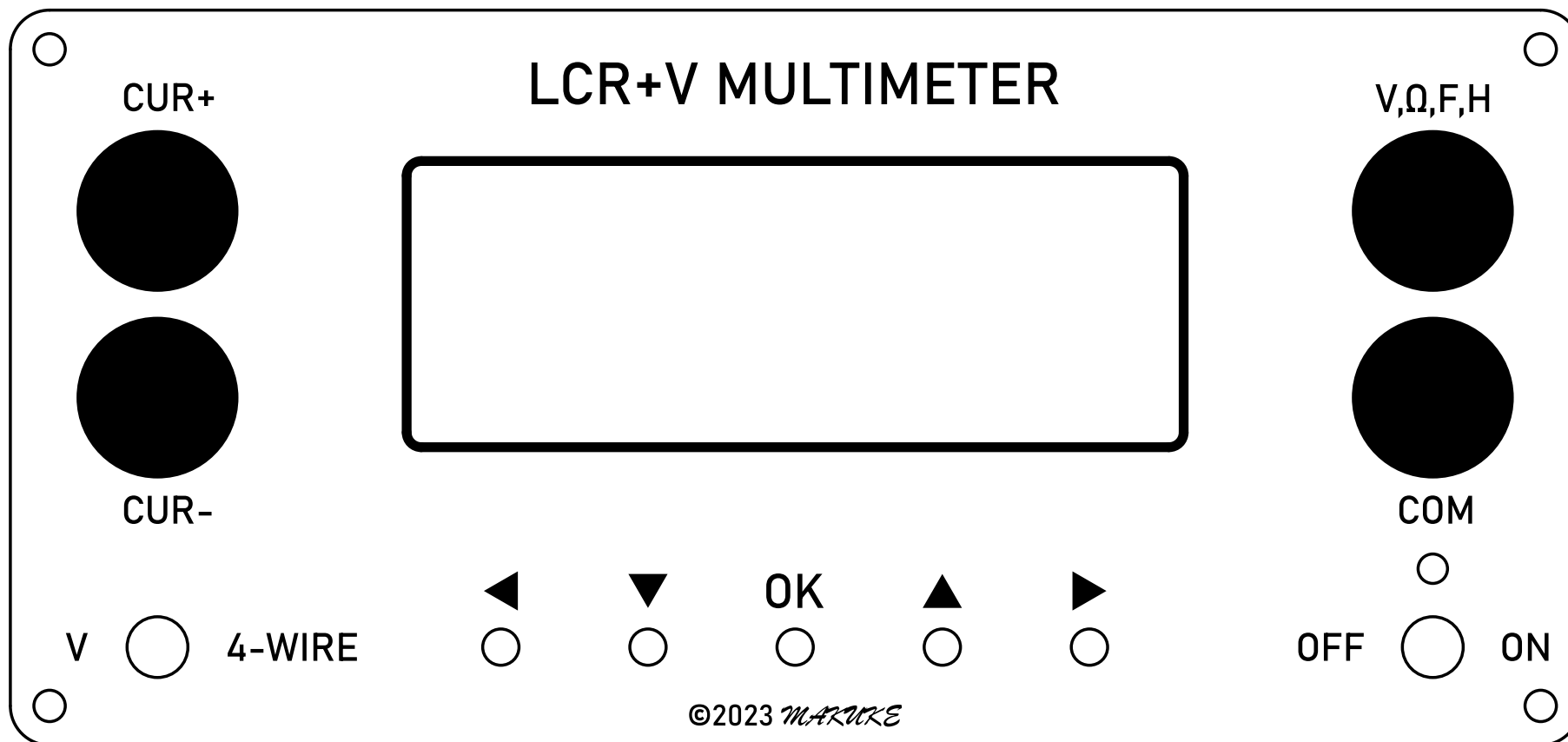
1. sisemine kiht:



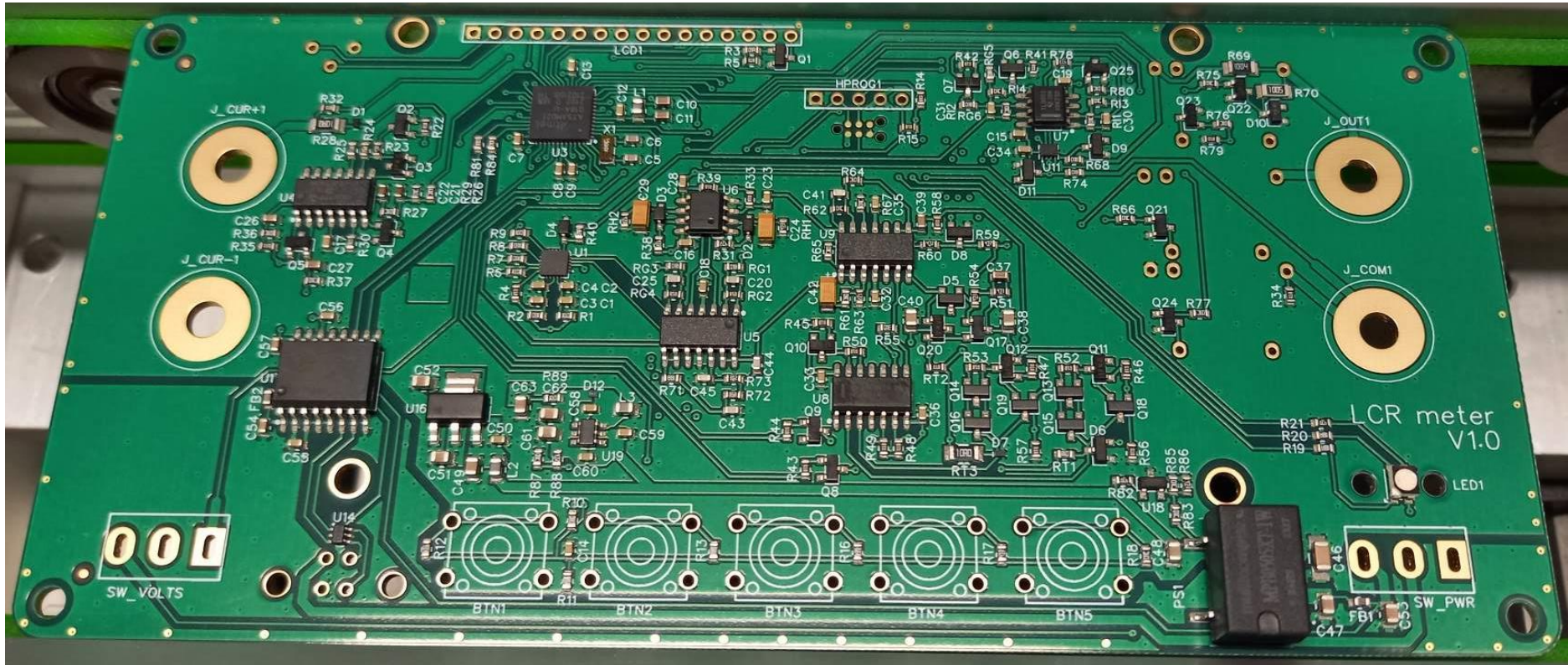
2. sisemine kiht:



Lisa 6 – Impedantsi testri esipaneel



Lisa 7 – Impedantsi testri prototüübi trükkplaat peale SMT komponentide ladumist



Lisa 8 – Impedantsi testri prototüüp kokku panduna



Lisa 9 – Materjalikulu

#	Nimi	Komponendi tähis	Trükkplaadi muster	Kogus	Tootja kood	Tootja	Tarnija	Tarnija kood	Hind (€)
1	ALPS-10×10_THT	BTN1,BTN2,BTN4,BTN5	SW-TH_4P-L10.0-W10.0-P6.00-LS10.3	4	SKQBAQA010	Alps Alpine	Mouser	688-SKQBAQA010	5,16
2	ALPS-10×10_THT	BTN3	SW-TH_4P-L10.0-W10.0-P6.00-LS10.3	1	SKQBAMA010	Alps Alpine	Mouser	688-SKQBAMA010	1,29
3	100n X7R	C1,C2,C3,C4,C7,C9,C12,C13,C14,C15,C16,C17,C18,C19,C23,C28,C30,C31,C32,C33,C34,C35,C36,C50,C55,C56,C58,C59,C60	C0603	29		Any			
4	12p C0G 5%	C5,C6	C0603	2		Any			
5	1u X7R	C8,C26,C54,C57	C0603	4		Any			
6	10u X7R	C10,C11,C27,C37,C39	C0603	5		Any			
7	1n C0G 1%	C20,C25,C43,C44	C0603	4	GCM1885C2A102FA16D	Murata	Farnell	3581246; 3764133	0,2
8	220n	C21,C22	C0603	2		Any			
9	1u	C24,C29,C42	CASE-A_3216_POLAR	3	T491A105M010AT	Kemet	Mouser	80-T491A105M010AT	0,86
10	10u X7R	C38,C40,C47,C48,C49,C51,C52,C53,C61,C62,C63	C0805	11	GRM21BR71A106KA73K	Murata	Farnell	3581784	0,94
11	47p C0G	C41	C0603	1		Any			

12	68p C0G 5%	C45	C0603	1	MC0603N680J500CT	Multicomp Pro	Farnell	1759064; 722066	0,02
13	1n X7R 1kV	C46	C1206	1		Any	Farnell	1886052	0,09
14	DF2S5M4CT,L3F	D1,D7	SOD-882_L1.0-W0.6	2	DF2S5M4CT,L3F	Toshiba	Mouser	757- DF2S5M4CTL3 F	0,50
15	1N4148WS	D2,D3,D4	SOD-323_L1.8-W1.3	3	1N4148WS	Vishay	Farnell	2691676	0,50
16	BAV99-13-F	D5,D6,D8,D9,D11	SOT-23-3_L2.9-W1.3	5	BAV99-13-F	Any	Farnell	3127231	0,50
17	BZX84C24LT1G	D10	SOT-23-3_L2.9-W1.3	1	BZX84C24VLT116	Rohm	Farnell	2947612	0,25
18	PMEG4010ESBYL	D12	DFN1006-2L-RD	1	PMEG4010ESBYL	Nexperia	Farnell	2498562	0,35
19	120Ω	FB1,FB2	L0603	2	BLM18PG121SZ1D	Murata	Mouser	81- BLM18PG121S Z1D	0,19
20	HDR-F-2.54_1x5	HPROG1	HDR-M-2.54_1X5_HOR	1	2211R-05G	Multicomp Pro	Farnell	1593429	0,07
21	BANANA_PLUG	J_COM1,J_CUR-1	SY_BANANA-1	2	MP770556	Multicomp Pro	Farnell	3581083	1,23
22	BANANA_PLUG	J_CUR+1,J_OUT1	SY_BANANA-1	2	MP770555	Multicomp Pro	Farnell	3581082	1,23
23	10uH	L1,L2,L3	L0805	3	MLZ2012M100HT000	TDK	Mouser	810- MLZ2012M100 HT000	0,36
24	HDR-F-2.54_1x16	LCD1	HDR-F-2.54_1X16	1	2212S-18SG-85	Multicomp Pro	Farnell	1593467	0,52
25	ASMB-MTB1-0B3A2	LED1	ASMB-MTB1-0A3A2	1	ASMB-MTB1-0B3A2	Avago / Broadcom	Mouser	630-ASMB- MTB1-0B3A2	0,61
26	SCREW_M 3.0	LVL2_1,LVL2_2, LVL2_3,LVL2_4, LVL2_6,LVL2_7, LVL2_8,LVL2_9, LVL2_16,LVL2_17,		16					

		LVL2_18,LVL2_19, LVL2_20,LVL2_21, LVL2_22,LVL2_23							
27	LIGHTPIPE	LVL2_5		1	1216.1003	Mentor	TME	1216.1003	0,90
28	LCD_20x4	LVL2_10		1	MC42005A6WM-FPTLW-V2	Midas Displays	Farnell	3813155	20,04
29	PIN_HEAD ER_1x16	LVL2_11		1	10129378-916001BLF	Amphenol	Farnell	3881574	0,29
30	SPACER	LVL2_12,LVL2_13, LVL2_14,LVL2_15, LVL2_24,LVL2_25, LVL2_26,LVL2_27, LVL2_28,LVL2_29, LVL2_30,LVL2_31		12					
31	MPB0505X T-1W	PS1	IES0105S05H	1	MPB0505XT-1W	Multicomp Pro	Farnell	3652654	3,06
32	FDV303N	Q1,Q6	SOT-23-3	2	FDV303N	onsemi	Farnell	9845020RL	0,24
33	NVTR0202P LT1G	Q2	SOT-23-3	1	NVTR0202PLT1G	onsemi	Mouser	863- NVTR0202PLT 1G	0,34
34	BC857	Q3,Q8,Q9,Q10,Q11, Q12,Q20	SOT-23-3	7	BC857B; BC857C	Any	Farnell	1907655	0,56
35	BC847	Q4,Q5,Q17,Q21,Q22, Q23,Q24,Q25	SOT-23-3	8	BC847B; BC847C	Any	Farnell	1081232	0,64
36	2N7002	Q7,Q13,Q14,Q15, Q16,Q18,Q19	SOT-23-3	7	T2N7002BK,LM(T	Toshiba	Farnell	3872309	1,22
37	10R	R1,R2,R6,R7,R8,R9, R81,R84,R89	R0603	9		Any			
38	100R	R3,R40,RG5	R0603	3		Any			
39	100k	R4,R5,R14,R15,R22, R32,R33,R34,R35,R39, R41,R42,R43,R44,R45, R46,R47,R48,R49,R50, R52,R53,R56,R57,R58, R79,RT2	R0603	27		Any			

40	10k	R10,R18,R26,R27,R29, R36,R37,R61,R62,R64, R65,R66,R67,R75,R76, R77,R80,R83,R85,R87, RI1,RI2,RI3,RI4	R0603	24		Any			
41	4k7	R11,R17,R31,R38,R59, R60,R88	R0603	7		Any			
42	470R	R12,R51,R54	R0603	3		Any			
43	1k	R13,R25,R30,R68,R74, RG1,RG3,RG6,RT1	R0603	9		Any			
44	2k2	R16	R0603	1		Any			
45	150R	R19,R20	R0603	2		Any			
46	47R	R21,R23,R82	R0603	3		Any			
47	3k9	R24	R0603	1		Any			
48	10R	R28,RT3	R1206	2		Any			
49	1M	R55	R0603	1		Any			
50	1k2	R63	R0603	1		Any			
51	1M 0.1%	R69	R1206	1		Any			
52	10M	R70	R1206	1		Any			
53	1k5	R71	R0603	1		Any			
54	7k5	R72,RG2,RG4	R0603	3		Any			
55	3k	R73	R0603	1		Any			
56	47k 0.1%	R78	R0603	1		Any			
57	47k	R86,RH1,RH2	R0603	3		Any			
58	10kB	RCONTRAST1	RES-ADJ-TH_3362P	1	3362P-1-103LF	Bourns	Farnell	9354301	1,04
59	100SP1T1B 1M51REH	SW_PWR,SW_VOLTS	SPDT-TOGGLE-E- SWITCH- 100SP1T1B1M1QEH	2	100SP1T1B1M51REH	E-Switch	Mouser	612- 100SP1T1B1M 51R	7,10
60	MCP3462R T-E/NC	U1	QFN-20_L3.0-W3.0	1	MCP3462RT-E/NC	Microchip	Farnell	3594417	3,29

61	ATSAMD21G18A-MU	U3	QFN-48_L7.0-W7.0	1	ATSAMD21G18A-MU	Microchip	Farnell	2409249; 2920837	3,79
62	CD74HC4066M	U8	SOIC-14_L8.7-W3.9	1	CD74HC4066M	Texas Instruments	Farnell	3005431	0,62
63	HE751A0510	U10,U12,U13	RELAY-TH_LITTELFUSE_HE751A0500	3	HE751A0510	Littlefuse	Mouser	934-HE751A0510	7,68
64	TS3USB221ARSER	U11	UQFN-10_L2.0-W1.5	1	TS3USB221ARSER	Texas Instruments	Farnell	3124998	0,90
65	NUF2221W1T2G	U14	SC-88-6_L2.0-W1.3	1	NUF2221W1T2G	onsemi	Mouser	863-NUF2221W1T2G	0,29
66	M701-330442	U15	CON_M701-330442	1	M701-330442	Harwin	Mouser	855-M701-330442	0,98
67	LD1117S33CTR	U16	SOT-223-4_L6.5-W3.5	1	LD1117S33CTR	Any	Mouser	511-LD1117S33C	0,38
68	ADUM3160BRWZ-RL	U17	SOIC-16_L10.3-W7.5	1	ADUM3160BRWZ-RL	Analog Devices	Farnell	4032012RL	7,71
69	AN431BN-ATRG1	U18	SOT-23-3_L2.9-W1.3	1	AN431BN-ATRG1	Diodes Incorporated	Farnell	3482759RL; 2095468RL	0,09
70	LV2862XLVDDCR	U19	SOT-23-6_L2.9-W1.6	1	LV2862XLVDDCR	Texas Instruments	Mouser	595-LV2862XLVD DCR	0,87
71	32.768kHz	X1	SC32S-7PF20PPM	1	Q13FC1350000314	EPSON	Mouser	732-FC135-32.76KAAC0	0,56
72	MCP6004-I/SL	U4,U5,U9	SOIC-14_L8.7-W3.9	3	MCP6004-I/SL	Microchip	Farnell	1605572	1,51
73	LM393EDR2G	U6	SOIC-8_L5.0-W4.0	1	LM393EDR2G	onsemi	Farnell	3368253RL; 3118470RL	0,13
74	TLV9052IDR	U7	SOIC-8_L4.9-W3.9	1	TLV9052IDR	Texas Instruments	Mouser	595-TLV9052IDR	0,59