

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL
Infotehnoloogia teaduskond
Thomas Johann Seebecki elektroonikainstituut

IEE40LT

Endrik Salak 123705IAEB

POOLJUHTKOMPONENTIDE LÄBILÖÖGIPINGE TESTER

Bakalaureusetöö

Juhendaja: Ants Koel

Doktor

Lektor

Kaasjuhendaja: Eiko Priidel

Tallinn 2016

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: Endrik Salak

31.05.2016

Annotatsioon

Antud bakalaureuse lõputöö raames on välja töötatud pooljuhtkomponentide läbilöögipinget mõõtev ning testi tulemusi nominaalselt kui ka graafiliselt ekraanile kuvav tester. Seadme väljatöötamise käigus on projekteeritud digitaalselt tüüritav *flyback* topoloogial põhinev impulss toiteallikas ning testi tulemuste konstrueerimiseks digitaalne mõõteahel. Töö tulemusena väljatöötatud seade on ettenähtud firmasiseseks kasutuseks tootmiskvaliteedi tõstmise eesmärgil.

Töö sisaldab endas skeemi väljatöötamist, tähtsamate komponentide valikut ning juhtimis- ja mõõtmisüsteemi digitaalse juhtimise põhimõtteid.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 32 leheküljel, 8 peatükki, 30 joonist.

Abstract

Tester of semiconductor components' breakdown voltage

The given bachelor's degree thesis describes the development process of a semiconductor component breakdown voltage measuring device. The device is able to display the test results on a TFT screen both nominally via text and graphically. The device development process contains the development of a digitally controlled *flyback* DC-DC converter and a digital measurement system. The device under development is meant for in company use for the betterment of production quality.

The thesis contains the development of the device's schematic, process of choosing electrical components for more important schematic parts and the basics of the digitalisation of the device's control and measurement chains.

The thesis is in Estonian language and contains 32 pages of text, 8 chapters, 30 figures.

Lühendite ja mõistete sõnastik

MOSFET	Isoleeritud paisuga väljatransistor
DAC	Digitaal-analoog muundi
ADC	Analoog-digitaal muundi
SPI	Serial Peripheral Interface

Sisukord

1	<u>Sissejuhatus.....</u>	8
2	<u>Läbilöök pooljuhis.....</u>	10
3	<u>Ülevaade (üldlevinud) läbilöögipinge mõõtmisviisidest.....</u>	12
3.1	<u>Mõõteskeeme ning nõudmisi testparameetritele.....</u>	12
3.2	<u>Mõõteseadmed läbilöögipinge mõõtmiseks.....</u>	17
4	<u>Nõutud spetsifikatsioonid projektile.....</u>	20
5	<u>Põhimõtteskeem.....</u>	21
5.1	<u>Lihtsustatud plokk skeem.....</u>	21
5.2	<u>Kõrgepinge muundur.....</u>	22
5.3	<u>Mõõtetulemuste lugemine.....</u>	30
6	<u>Seadme disain.....</u>	33
6.1	<u>Korpus.....</u>	33
6.2	<u>Skeemi ning trükkplaadi voluringide määramine.....</u>	33
6.3	<u>Maandus.....</u>	34
7	<u>Mõõtetulemuste analüüs.....</u>	36
7.1	<u>Seadme ahelate mõõtmised.....</u>	36
7.2	<u>Pooljuhtkomponentide testimise tulemused.....</u>	38
8	<u>Kokkuvõte.....</u>	39
	<u>Kasutatud kirjandus.....</u>	41
	<u>Lisa 1 – Seadme skeem.....</u>	43
	<u>Lisa 2 – Seadme trükkplaadi disain.....</u>	44
	<u>Lisa 3 – Pilt seadmest ning väljundpinge mõõtmisest multimeetritega.....</u>	45
	<u>Lisa 4 – Seadmega komponentide testimise tulemused.....</u>	47

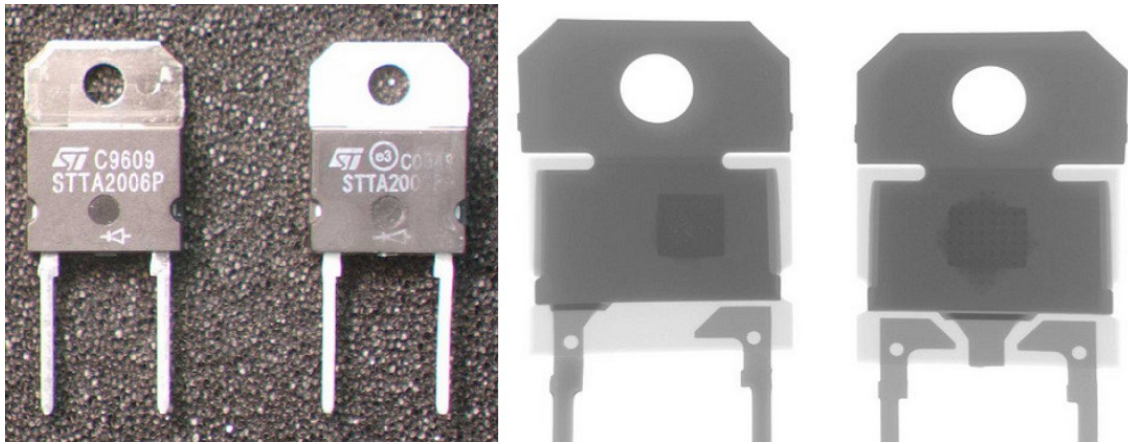
Jooniste loetelu

<i>Joonis 1. Näited originaal- ning võltskomponentidest[1] [2]</i>	<i>9</i>
<i>Joonis 2. Diod, kus voolu liikumine on kujutatud päripingestatuna[6]</i>	<i>12</i>
<i>Joonis 3. Vastupingestatud diodi testimine.....</i>	<i>13</i>
<i>Joonis 4. Lihtsustatud läbilõige npn-bipolaartransistorist.....</i>	<i>13</i>
<i>Joonis 5. Läbilöögipinge mõõtmine bipolaartransistoris[4]</i>	<i>14</i>
<i>Joonis 6. Isoleeritud paisuga väljatransistori moodustamine[7]</i>	<i>15</i>
<i>Joonis 7. Rikastatud isoleeritud paisuga väljatransistori läbilöögipinge mõõtmine[8] .</i>	<i>16</i>
<i>Joonis 8. National Instruments PXI-seeria SMU arhitektuur[11]</i>	<i>18</i>
<i>Joonis 9. Seadme tööd kirjeldav plokk skeem.....</i>	<i>21</i>
<i>Joonis 10. LTC1871 põhjal disainitud 1kV pingeväljundiga toiteallikas[12]</i>	<i>23</i>
<i>Joonis 11. LTSpice simulatsiooniprogrammis demonstreeritud pinge kuuekordisti töö. 24</i>	
<i>Joonis 12. Pingeväljundiga DACiga tüüritav pingemuundi tagasiside-ahel[13]</i>	<i>25</i>
<i>Joonis 13. Flyback pingemuundis kasutatav RCD snubber.....</i>	<i>27</i>
<i>Joonis 14. Simuleeritud skeemi transistorlülitite paisule jäävad voolupiigid.....</i>	<i>28</i>
<i>Joonis 15. Mõõteahela pingejagur operatsioonvõimendi ning voolu piirava šunttakistiga.....</i>	<i>31</i>
<i>Joonis 16. Trafoga isoleeritud pingemuundi vooluringid, s.h. flyback.[17]</i>	<i>33</i>
<i>Joonis 17. Trafoga isoleeritud pingemuundi väljundalaldi disaininäide[17]</i>	<i>34</i>
<i>Joonis 18. Skeemi eri osade maanduste ühendamise[17]</i>	<i>34</i>
<i>Joonis 19. Snubber-ahela mõõtmised. Kanal 1: transistorlülitite paisu pinge; Kanal 2: transistorlülitite neelu pinge; Kanal 3: transistorlülitite läte šunttakistilt mõõdetud pinge; Kanal 4: snubberi klammerdatud pinge.....</i>	<i>35</i>
<i>Joonis 20. Trafo sekundaarpoolele üle kantud pingepiigid.....</i>	<i>36</i>
<i>Joonis 21. Seadme skeem.....</i>	<i>42</i>
<i>Joonis 22. Seadme trükkplaadi disain.....</i>	<i>43</i>
<i>Joonis 23. Pilt testrist.....</i>	<i>44</i>
<i>Joonis 24. Kahe multimeetriga väljundpinge mõõtmine.....</i>	<i>45</i>
<i>Joonis 25. Zener diodi 1N5956BRLG kiirtesti tulemus esitatud tekstina seadme ekraanil.....</i>	<i>46</i>
<i>Joonis 26. Zener diodi 1N5956BRLG testi tulemus esitatud graafiliselt seadme ekraanil.....</i>	<i>46</i>
<i>Joonis 27. Bipolaartransistori 2SC3466 kiirtesti tulemus esitatud tekstina seadme ekraanil.....</i>	<i>47</i>
<i>Joonis 28. Bipolaartransistori 2SC3466 testi tulemus esitatud graafiliselt seadme ekraanil.....</i>	<i>47</i>
<i>Joonis 29. MOSFETi W45NM50 kiirtesti tulemus esitatud tekstina seadme ekraanil....</i>	<i>48</i>
<i>Joonis 30. MOSFETi W45NM50 testi tulemus esitatud graafiliselt seadme ekraanil....</i>	<i>48</i>

1 Sissejuhatus

Antud bakalaureusetöö käsitleb läbilöögi tekkimist pooljuhis, läbilöögipinge väärtuse tähtsust pooljuhkkomponendi juures ning selle mõõtmismetoodikat. Töö eesmärgiks on välja töötada ettevõttele Teleplan Estonia OÜ pooljuhtkomponentide karakteriseerimise seade, mille üks osadest on läbilöögipinge tester, mis vastab töö tellija esitatud spetsifikatsioonidele.

Teleplan Estonia OÜ on üks seitsmest Teleplan International filiaalist Euroopas. Filiaali peamiseks eesmärgiks on test- ja RF-seadmete väljatöötamine ning kalibreerimine. Kohapealsete ülesannete hulka kuulub ka peamiselt Lõuna-Ameerika, Euroopa ning Aafrika riikidest saadetud RF seadmete parandamine. Tulenevalt asjaolust, et seadmete parandamise käigus on parandustööde teostaja kohustatud rikkis komponendid asendama vastavate originaalkomponentidega, mis seadmete vanuse tõttu tihtilugu tootmisest maas on, on vajalik leida allikaid selliste komponentide hankimiseks. Tavaliselt on sellisteks allikateks firmad, mis on kokku ostnud hulgikogustes vanade komponentide laojääke edasimüügi eesmärgil. Kahjuks on aga tegutsema hakanud firmad, mis mõistes sellest turuosast saadavat tulu, kuid mitte omades piisavas koguses originaalkomponente müügiks, toodavad vale või puuduliku sisuga võltskomponente (Joonis 1). Vasakpoolsel pildil: vasakpoolne originaalkomponent ning parempoolne võltskomponent, millel on märgata madalakvaliteedilist ning kergesti eemaldatavat trükist. Parempoolsel pildil: Vasakul röntgenfoto võltskomponendist ning paremal röntgenfoto originaalkomponendist



Joonis 1. Näited originaal- ning võltskomponentidest[1] [2] .

DfR Solutions, LLC turundusdirektori Greg Caswell koostatud esitluse[3] „Counterfeit Prevention & Detection Strategies: How To Do It, When To Do It” andmetel suurenes aastatel 2011-2014 võltskomponentide levik 141%, mille tagajärjel on isegi otse komponenditootjalt tellides 0.02% võimalus saada võltskomponente. Suurim võimalus saada võltskomponentide sisaldusega tellimusi on olemasolevate ärisuheteta tarnijalt kaupa tellides, kus võimaluseks on 20%. Teadvustades reaalselt ohtu saada tundmatuid komponente sisaldavaid tellimusi tarnijatelt, mille teadmatu kasutamine seadmete parandamise käigus õigete komponentide pähe võib põhjustada nii lisa materiaalselt kahju kui ka ohtlike tagajärgedega õnnetusi, ilmneb vajadus tellimuste kvaliteedikontrolli järgi.

Kuigi pooljuhtkomponentidel on lisaks läbilöögile ka teisi defineerivaid omadusi ning nendega seotud mõõtekarakteristikuid, on esimeses lähenduses komponendi identifitseerimiseks hea teada selle läbilöögipinge väärtust, mis on üks primaarsemaid nominaalväärtusi iga pooljuhtkomponendi tehnilises dokumendis.

Ettevõtte otsustas seadme väljatöötamise kasuks turul saadaval olevate mõõteseadmete soetamise üle nii finantsilistel kui ka vajaduslikel põhjustel. Antud instrument ei pea olema võimeline teostama täpismõõtmisi ning ei ole ka võimalikult kiiresti vajatav esiletõstetud probleemi lahenduseks. Kuigi ettevõtte poolt esitatud tellimustes esineb aeg-ajalt võltskomponente, on tellimuste suurused piisavalt väikesed, et mitte tuua endaga kaasa liigsuurt finantsilist kahju. Seega on turul saadaoleva kalli mõõteriista soetamine probleemist tuleneva finantsilise kahju suhtes kahjulik investeering võrreldes seadme ise väljatöötamisega.

2 Läbilöök pooljuhis

Läbilöögi parameetrid on ühed kriitiliseimad mida jälgida elektriskeemi realiseerimiseks vajaminevate pooljuhtkomponentide juures. Läbilööki põhjustavad kolm mehhanismi: termiline ebastabiilsus, tunneleffekt ning laviinprotsess[4]. Edaspidi vaatleme pn-siirde vastupingestamisel tekkivat läbilööki.

Läbilöök termilise ebastabiilsuse tõttu leiab aset, kui soojuse ärajuhtimine pn-siirdelt ei ole küllalt intensiivne ning esineb kõrge vastupinge puhul siirde soojenemine. Temperatuuri tõustes suureneb küllastusvool, mis omakorda suurendab kaovõimsust siirdel ning laseb küllastusvoolul edasi kasvada. Protsess progresseerub laviinitaoliselt kuni seadme hävimiseni, kui siirde temperatuur jõuab pooljuhtmaterjali sulamistemperatuurini. Termiline läbilöök esineb enamasti transistoride juures suuremate siirde kaovõimsuste tõttu[5].

Tulenevalt asjaolust, et kovalentsideme katkemisel moodustuvad paarikaupa üks vaba elektron ja auk (laengukandja), on puhtas (homogeenses) pooljuhis vabade elektronide ja aukude arv võrdne. Enamiku pooljuhtseadiste toimimiseks on aga vaja olukorda, kus laendukandjate kontsentratsiooni või liikumist on võimalik mõjutada. Üheks selliseks vahendiks on pn-siire, kus pooljuhi ühes piirkonnas on ülekaalus vabad elektronid ning selle vahetult kõrvalasuvas teises piirkonnas augud. Selleks viiakse läbi legerimise protsess, mille käigus manustatakse pooljuhi kristallvõresse sobiva lisandaine aatomeid, moodustades mittehomoogeense pooljuhi. Lisandeid, mis tekitavad pooljuhis juurde vabu elektrone nimetatakse doonoriteks ning vabu auke aktseptoriteks. Sellises süsteemis ilmneb laengukandjatel tendents kristalli ulatuses ühtlaselt jaotuda (difundeeruda). Difusioonist tingitud laengukandjate ümberjaotumisele kaasneb kristallisese elektrivälja tekkimine, mis takistab edasist difusiooni ning laengukandjate kontsentratsiooni ühtlustumist. Kui suurema lisandite tihedusega ruumiosast osa laengukandjaid, näiteks elektrone, lahkub, siis kohalejäänud ionide positiivne laeng jääb tasakaalustamata, mis põhjustab ruumlaengu[5]. Ruumlaenguala on liikuvatest laengukandjatest vaesunud, tekkinud ala nimetatakse tükkekihiks.

Siirde vastupingestatud olukorras on doonorlisandiga legeeritud pooljuhi ala elektrodile rakendatud positiivne pinge ja aktseptorlisandiga legeeritud ala elektrodile rakendatud negatiivne pinge. Selle tulemusel liiguvad laengukandjad vastupidistes suundades ja tõkkekiht laieneb.

Kõrgelt legeeritud siirete puhul on elektriväli pooljuhis piisavalt suur, et põhjustada kovalentsideme purunemist aatomis, vabastades paarikaupa elektroni ning augu, soodustades vabade elektronide voolu teket valentstsooni ning juhtivustsooni vahel läbi tunneleefekti. Kuna kahe lubatud energiatsooni vaheline ala, milles ei asu ühtki lubatud energianivood – keelutsoon – ränis kitseneb temperatuuri tõustes, hõlbustades elektronide liikumist ühest tsoonist teise, on läbilöögipingel läbi tunneleefekti (edaspidi „tunnelläbilööki”) negatiivne temperatuuri koefitsient. Selle kaudu on võimalik eristada tunnelläbilööki ning läbilööki läbi laviinprotsessi (edaspidi „laviinläbilööki”), millel on positiivne temperatuuri koefitsient. Tunnelläbilööki on peamiselt esinev Zener-pingete juures 5...6V piires. Kõrgepingeliste siirete puhul tunnelläbilööki üldiselt ei esine madala legeerituse tõttu[4] .

Piisavalt suure ruumlaengu ala energiavälja puhul omandavad vabalaengukandjad vabalt liigunud vahemaa läbimise jooksul piisavalt palju energiat, et kristallvõrega kokkupõrkudes katkevad selles kovalentsidemed, vabastades iga kokkupõrkega kaks laengukandjat. Seeläbi protsess kiireneb eksponentsiaalselt viies laviinläbilöögini. Laviinläbilöögi väärtus on oluline pooljuhtseadisele rakendatava vastupinge ülempiiri määramisel ning sõltub siirde struktuurist ning pooljuhi legeeritusest. Seega on kontrollitud kristallikasvatuse puhul võimalik üsna täpselt ennustada disainitava pooljuhi läbilöögipinget väärtust[4] .

Arvestades, et testiga testitavad komponendid on vastavalt töö tellija nõuetele kõrgepingeseadised, käsitleme edaspidi pooljuhtseadiste läbilööki ning läbilöögipinget laviinläbilöögi kontekstis.

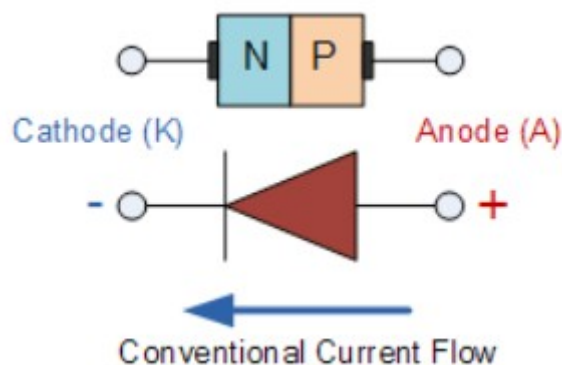
3 Ülevaade (üldlevinud) läbilöögipinge mõõtmisviisidest

Teades, et pooljuhtkomponendi läbilöögimehanism leiab aset seadise pn-siirdes, on lihtsam analüüsida ning mõista järgnevaid mõõtmismeetodeid. Pooljuhtkomponentide all mõistame diode, bipolaartransistore ning väljatransistore.

3.1 Mõõteskeeme ning nõudmisi testparameetritele

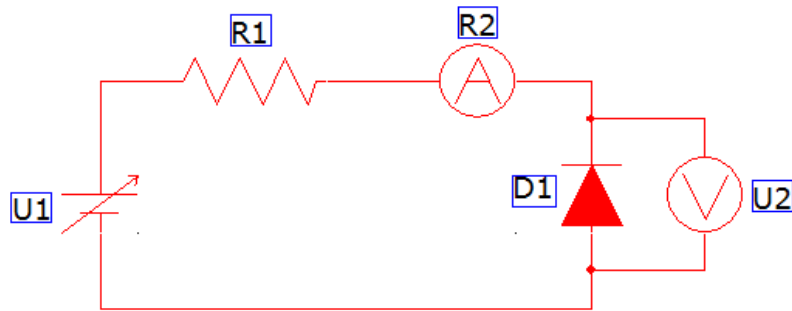
3.1.1 Diodi läbilöögipinge mõõtmine

Esimeses lähenduses on lihtsaim uurida diodi läbilöögipinge mõõtmist. Diod koosneb ühest pn-siirdest, mille päripingestamisel ruumlaenguala kitseneb ning siirde takistus väheneb, hõlbustades vabalaengukandjate liikumist ühelt alalt teisele, tekitades voolu. Siirde vastupingestamisel laieneb siirde ruumlaengu ala ning siirde takistus suureneb, takistades vabalaengukandjate liikumist ühelt alalt teisele, takistades voolu tekkimist läbi diodi. Diodi võib seega käsitleda kui ventiili ekvivalenti elektroonikas[5].



Joonis 2. Diod, kus voolu liikumine on kujutatud päripingestatuna[6].

Teades diodi tööpõhimõtet, on võimalik konstrueerida vastav läbilöögipingemõõteskeem:

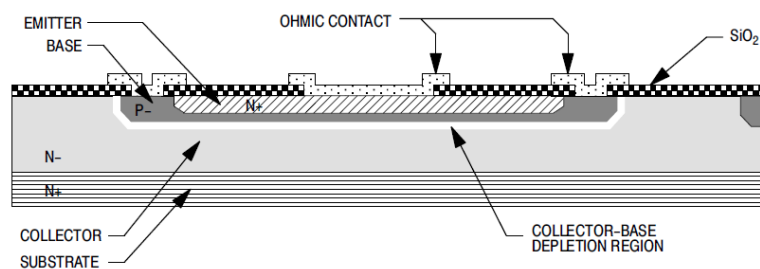


Joonis 3. Vastupingestatud diodi testimine.

Läbilöögipingemääramiseks suurendatakse lineaarselt pingesallikast väljuvat pinget läbi voolu piirava takisti testitavasse diodi. Takisti nominaalväärtus on valitud selliselt, et maksimaalse testpinge väärtuse juures oleks testitavasse diodi hajuv võimsus piisavalt väike, et mitte põhjustada diodi hävimist termilise läbilöögi tõttu. Läbilöögipingeväärtus määratakse diodi terminalidele ühendatud voltmeetriga hetkel mil ampermeetri näit viitab eksponentsiaalsele voolu suurenemisele läbi diodi. Voolu suurenemine on põhjustatud diodi p- ja n-alade lühistumisest pooljuhi läbilöögi tõttu.

3.1.2 Bipolaartransistori läbilöögipingemõõtmine

Bipolaartransistori näol on tegemist kahest pn-siirdest (Joonis 4) koosneva pooljuhtkomponendiga. Järgnevalt vaatleme npn-bipolaartransistore (edaspidi „transistor”), mis on laiemalt levinud ning mille baas-kollektor siirdes on voolu liikumise suund päripingestatusel sama mis diodis. Pnp-bipolaartransistorid on olemuslikult samad, kuid toimivad npn-transistoridele vastupidiste pingete ning vooludega.

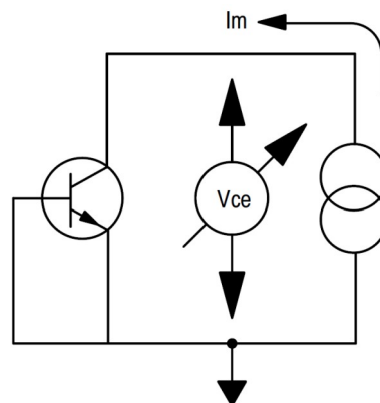


Simplified Cross Section of a Bipolar Power Transistor

Joonis 4. Lihtsustatud läbilõige npn-bipolaartransistorist.

Vool läbi transistori on põhjustatud laengukandjate difusioonist erineva laengukontsentratsiooniga regioonide (emitter, kollektor, baas) siiretes. Võrreldes baasi ja kollektoriga, milles enamuslaengukandjate kontsentratsioon on enamasti võrdne, on transistori emitter kõrge legeritusega. Kollektorvool tekib baas-emitter-siirde päripingestatusel emitterist baasi injekeeritud vähemuslaengukandjatest, mis seejärel difundeeruvad kollektorisse. Kuna baas-kollektor-siirdes on laengukontsentratsioon väiksem kui baas-emitter-siirdes, tõmbuvad vähemuslaengukandjad kollektori poole. Tüüpiliselt on baas-kollektor-siire vastupingestatud, mil juhul kollektorist baasi poole injekeeritakse vähe elektrone, kuid baasist kollektorisse tiritakse siirde vaegala elektrivälja poolt baasist kollektori poole difundeerunud elektroneid[5].

Transistori läbilöögipingega mõõtmiseks on vaja ühendada testitav transistor mõõteskeemi ühise emitteriga konfiguratsioonis (Joonis 5)[4]. Sel juhul on transistor töörežiimis, kus baas-kollektor-siire on vastupingestatud ning baas-emitter-siire päripingestatud, hoides transistori suletuna ning seega vältides kollektor-emitter voolu võimenduse tekkimist, mis muudaks mõõtmise mitte võimalikuks. Nagu diodi puhulgi, laieneb pn-siirdele rakendatava pinge suurenedes siirde ruumlaenguala, andes siirdes olevatele vabalaengukandjatele pikema vahemaa liikumiseks kristallvõrega kokkupõrgete vaheajal, suurendades laengukandjas energiat. Laviinprotsessi käigus vabanevad enamuslaengukandjad, mis tõmbuvad baas-emitter-siirde poole selle suurema laengukontsentratsiooni tõttu. Kollektor ja emitter lühistuvad seeläbi ning tekib kollektor-emitter vool olenemata transistori suletud olekust. Läbilöögipingeks loetakse pingepunkti, kus tekib kollektor-emitter vool.



Joonis 5. Läbilöögipingega mõõtmine bipolaartransistoris[4].

3.1.3 Väljatransistori läbilöögipinge mõõtmine

Erinevalt bipolaartransistorist, mis on vooluga tüüritav pooljuhtkomponent, on väljatransistorid pingega tüüritavad. Eritüüpi ning eripäraste omadustega väljatransistore esineb palju ning seega ei ole vajadust neid kõiki siinkohal puudutada. Vastavalt töö tellija esitatud spetsifikatsioonidele ning ka nende suurele kasutusale, vaatleme edaspidi isoleeritud paisuga väljatransistore (edaspidi „MOSFET“).

N-tüüpi isoleeritud paisuga väljatransistori puhul on suure takistusega p-tüüpi alusesse dinfundeeritud kaks eraldiseisvat väikese takistusega n-tüüpi ala (Joonis 6, (b)) (neel ja läte). Kogu struktuur kaetakse seejärel oksiidikihiga, mis käitub dielektrikuna, isoleerides seeläbi transistori paisu (Joonis 6, (c)). Keskkonna mõjul saastumise vältimiseks kaetakse oksiidikiht räninitriidiga, mis kaitseb oksiidikihti keskkonnas levivate naatriumioonide eest. Oksiidi-nitriidi kihti söövitatakse seejärel avad neelu ja lätte metallkontaktide jaoks. Paisu metallkontakt asetatakse oksiidi-nitriidi kihi peale, moodustades p-tüüpi alusega kondensaatori – metallkontakt ning p-tüüpi alus on kondensaatori plaadid ning oksiidi-nitriidi kiht dielektrik (Joonis 6, (d))[7].

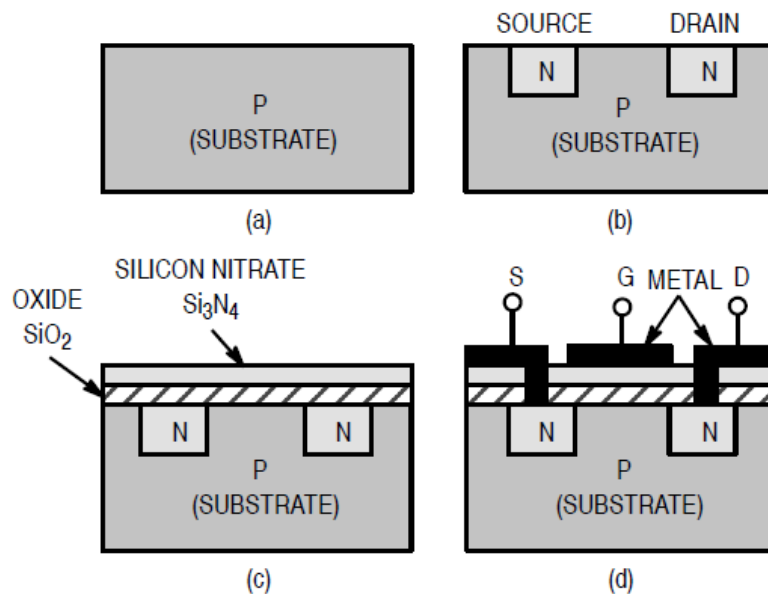
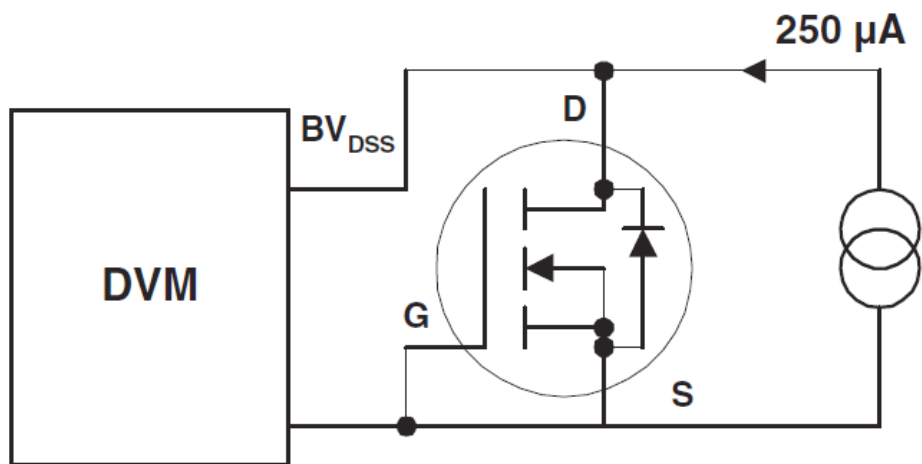


Figure 4. Development of Enhancement-Mode N-Channel MOSFET

Joonis 6. Isoleeritud paisuga väljatransistori moodustamine[7].

Pärippingestades väljatransistori paisu, indutseerivad metall-oksiid-kondensaatori metallpoolel olevad positiivsed laengud kondensaatori pooljuhtpoolel vastavad negatiivsed laengud. Suurendades metallpoolel olevat positiivset laengut, suureneb pooljuhtpoolel olev negatiivne laeng punktini, kus oksiidialune piirkond muutub n-tüüpi alaks, moodustades neelu ja lätte vahel voolu juhtiva kanali. Kanali takistus on seega otseselt seotud neelule rakendatava pingega, mille läbi saab moduleerida neelu voolu.

Vastavalt töö tellija esitatud spetsifikatsioonidele on siinkohal vaatluse all rikastatud isoleeritud paisuga väljatransistorid, mis on tavaolekus suletud. Selliste väljatransistoride puhul on tähtsaks läbilöögiparameetrikks neelu-lätte läbilöögipinge. Läbilöögipinge väärtuse määramiseks (Joonis 7) on vaja pais sidestada lättega, mil juhul ei saa tekkida neelu ja lätte vahel juhtivat kanalit. Lätte-aluse ning neelu-aluse siirdeid saab vaadelda siinkohal kui diode, mis on ühendatud jadamisi anode-pidi kokku. Suurendades neelu-lätte pinget läbilöögipinge väärtuseni, tekib nendes diodides laviinläbilööök, mille tagajärjel lühistuvad neel ja läte ning neelu-lätte vool suureneb. Läbilöögipinge nominaalväärtuseks saab lugeda punkti, kus neelu-lätte vool hakkab eksponentsiaalselt suurenema.



Joonis 7. Rikastatud isoleeritud paisuga väljatransistori läbilöögipinge mõõtmine[8].

3.2 Mõõteseadmed läbilöögipinge mõõtmiseks

Kuigi pooljuhtseadiste läbilöögipinge mõõtmiseks on eelnevalt väljatoodud mõõteskeemide põhjal võimalik kokku panna eraldiseisvatest mõõteriistadest ning toiteallikatest koosnevaid testsüsteeme, on saadaval ka ühe mõõteseadmena esinevaid terviklahendusi, millest kaks levinuimat on järgnevalt kirjeldatud.

3.2.1 Karakteriograaf

Karakterioograafi näol on tegemist klassikalise pooljuhtkomponentide mõõteseadmega, mis sisaldab endas ostsiloskoopi ning reguleeritavaid pinge- ja vooluallikaid. Pingeväljundi voolu piiramiseks saab määrata pingeväljundiga jadamisi asetseva takistuse väärtust vastavalt suurimale testpinge väärtusele. Eelnevalt diodi läbilöögipinge mõõtmise alapeatükis mainitult, on voolu piiramine vajalik termilise läbilöögi tekkimise vältimiseks testitavas seadmes, mille tagajärjel üldjuhul seade hävib.

Komponendi testimiseks on karakterioograafi esipaneelil vastavad ühendusklemmid, kuhu saab ühendada testitava komponendi. Seadmes sisalduva ostsiloskoobi mõõteotsad ning pinge- ja vooluallikate väljundid on seesmiselt ühendatud vastavatele testkomponendi klemmidele, andes võimaluse seeläbi realiseerida komponendi testskeeme. Nagu ostsiloskoobi puhulgi, on karakterioograafi kasutamisel vajalik mõõteandmete hõlpsama loetavuse huvides manuaalselt valida ekraanile kuvatavate pinge ja voolu mõõteskaalade jaotise väärtused. Läbilöögipinge testi läbiviimiseks ühendatakse testitav komponent vastavalt mõõteskeemile seadmesse ning seejärel suurendatakse manuaalselt seadmesse antavat väljundpinget. Ekraanile kuvatakse reaajas volt-amper karakteristik, millelt on võimalik välja lugeda läbilöögipinge nominaalväärtus punktis kus testitavat komponenti läbiv vool hakkab eksponentsiaalselt suurenema[8].

Kuigi karakterioograafi on pooljuhtkomponentide karakteriseerimiseks kasutatud laialdaselt ning on võimeline andma usaldusväärseid mõõtetulemusi kasutajale, on tegu siiski vananenud tehnoloogiaga, mis ei anna kasutajale võimalust hõlpsalt automatiseerida teste.

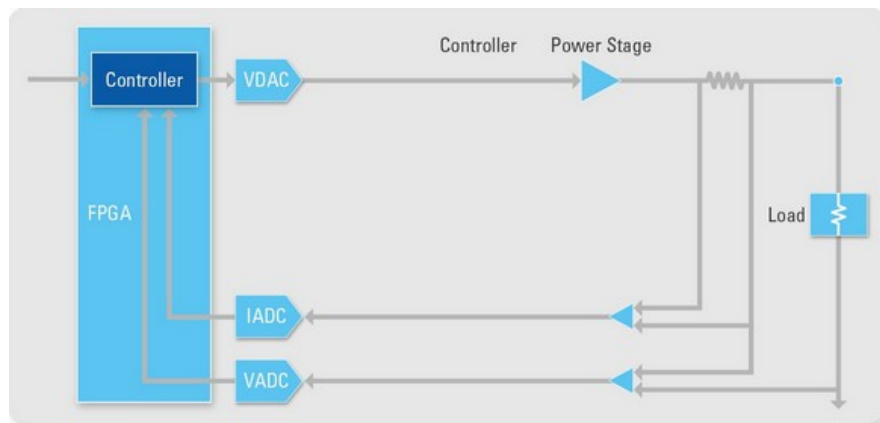
3.2.2 SMU ehk Source Measure Unit

SMU, robustselt tõlgituna eesti keelde „toite- ja mõõteriist”, on labori testseade, milles on implementeeritud programmeeritavad konstantse voolu- ja pingevallikad ning mõõteahelad voolu ja pingemõõtmiseks. Üks SMU kanal võib samaaegselt olla konstantse voolu allikas, mille terminalipaarilt mõõdetakse pinget või konstantse pingevallikas, mille terminalipaarilt mõõdetakse voolu. Antud seade on kasutusvõimalustelt väga paindlik, võimaldades seda kasutada nii mõõteseadmena (voltmeeter, ampermeeter, oommeeter) kui ka toiteallika või reguleeritava koormusena. Seega saab SMUd käsitleda kui karakteriograafi moodsat edasiarendust[9].

SMU põhiomadusteks on selles kasutatav nelja-kvadrantiline toiteallikas, mis võimaldab seadmel käituda nii toiteallika kui ka koormusena; ning Kelvini nelipunktsondil põhinev pingemõõtmine (ingl. k. „remote sensing”), mille abil eemaldatakse testitavale seadmele tekkiva pingelangu mõõtmisel mõõteterminalide juhtmetakistusest tekkiv mõõteviga[10]:

$$V_{\text{testitav seade}} = V_{\text{toide}} \frac{R_{\text{testitav seade}}}{R_{\text{testitav seade}} + 2 \cdot R_{\text{juhe}}}$$

Karakterioograafi ees on SMU eeliseks võimalus automatiseerida teste ning salvestada teostatud mõõtmiste tulemusi hilisemaks analüüsiks. Lisaks on võimalik ühendada mitu SMUd ühte suurde testsüsteemi, kus üksikud moodulid on omavahel sünkroniseeritud ning programmeeritavad erikujuliste testide läbiviimiseks. Andmete kuvamine ning sisselugemine toimub SMUde puhul vastava arvutiprogrammi abil. Näiteks National Instruments SMUde puhul kasutatakse selleks tarkvara NI LabVIEW.



Joonis 8. National Instruments PXI-seeria SMU arhitektuur[11].

Joonisel 8 on kujutatud National Instruments PXI-seeria SMU arhitektuuri plokkskeemi. FPGA (Field-programmable gate array) või mikrokontrolleri abil juhitakse DAC-i, mis omakorda juhib testide läbiviimiseks kasutatavat toiteallikat. Toiteallika väljundi täpsus on reguleeritud šunttakistilt ADC-desse tagasisidestatud väljundpinge ja -voolu väärtuste abil, mida võrreldakse DAC-iga reguleeritud pingega. Tulenevalt eelmainitud tagasisidest, ei pea DAC-id olema täppis komponendid ning ADC-d käituvad nii mõõte- kui ka tagasisideahelana[11] .

SMUga mõõtmise tugevaks küljeks on andmete digitaliseeritus, mille puhul on võimalik mõõdetud andmeid nii mõõtmishetkel kui ka tagantjärgi analüüsida hõlpsamini kui karakteriograafi ekraanile saadud andmeid. Digitaalselt juhitavad ning tagasisidestatud testide läbiviimiseks mõeldud toiteallikad ning mõõteahelad on samuti kasutusmugavuselt ülemad automatiseerimise ning täpsuse poolest võrreldes karakteriograafi käsitsi seadistatavate mõõtejaotise väärtuste ning testpinge reguleerimisega.

4 Nõutud spetsifikatsioonid projektile

Teades, mis on läbilöök pooljuhis, kuidas mõõta läbilöögipinget nominaalväärtust ning millised olemasolevad lahendused on olemas läbilöögipinget mõõtmiseks, on võimalik määrata läbilöögipinget testitavate projektide alustamiseks vajalikud spetsifikatsioonid.

Vastavalt töö tellija poolt välja toodud vajadusele testida kõrgepinge pooljuhtkomponente, mille läbilöögipinget võib ulatuda kuni 2000 voldini, on esimeses lähenduses vaja leida optimaalseim lahendus pingemuundi loomiseks, mis oleks võimeline nõutud väljundpinge ülempiiri tingimust täitma ning oleks samas ka efektiivselt juhitav testide läbiviimiseks.

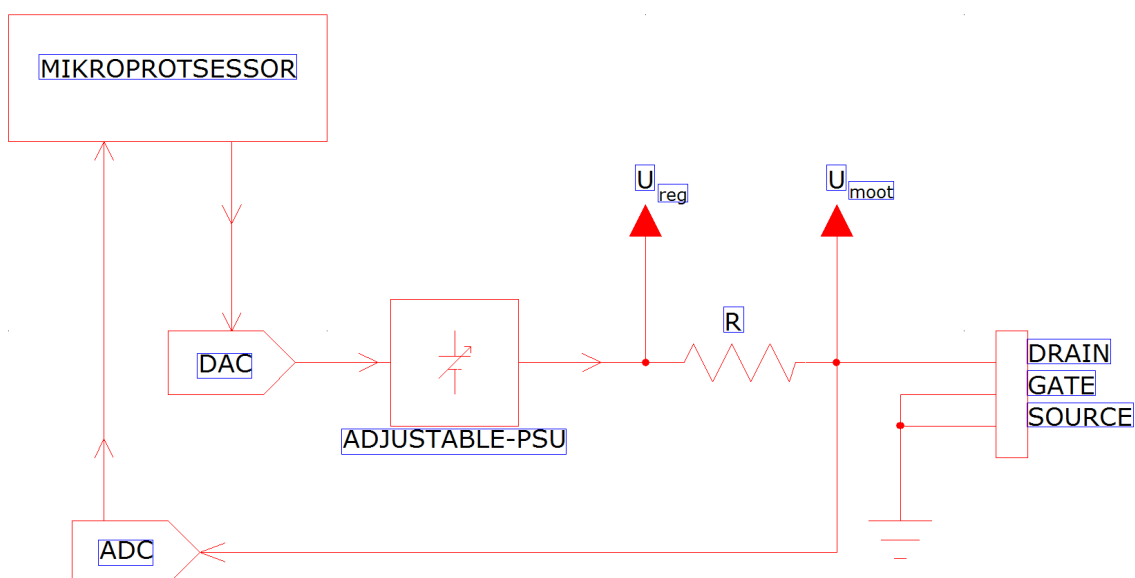
Arvestades ka töö tellija soovi näha testitavate eraldiseisva seadmena, mis oleks võimalikult lihtsa kasutajaliidesega, on mõistlik kuvada mõõtetulemusi seadme enda ekraanile ning automatiseerida läbiviidavad testid selliselt, et kasutaja osalus testide läbiviimisel oleks minimaalne. Tulemuseks oleks välistest seadmetest sõltumatu tester, mille kasutamisel suure hulga komponentide testimiseks oleks testimisprotsess võimalikult sujuv võimalike kasutaja poolt läbiviidavate eelseadistamiste ning liigsete testitulemuste analüüsivõime arvelt.

Ülaltoodud spetsifikatsioonid eeldavad testide juhtimise ning tulemuste kuvamise digitaliseerimist. Projekteeritavat seadet võib seega vaadelda kui segu karakteriograafist ning SMUst, olles sarnaselt karakteriograafide süsteemivälistest seadmetest sõltumatu ning sarnaselt SMUle automatiseeritav ning lihtsasti loetav.

5 Põhimõtteskeem

5.1 Lihtsustatud plokk skeem

Enne detailse elektriskeemi koostamist on projekteeritava seadme realiseerimiseks vajaminevate nõudmiste väljaselgitamiseks mõistlik koostada seadme tööd üldiselt kirjeldav plokk skeem (Joonis 9).



Joonis 9. Seadme tööd kirjeldav plokk skeem.

Plokk skeemi analüüsid on märgata sarnasusi eelnevalt esitletud National Instruments SMU arhitektuuriga. Siinkohal seadme tarbetu keerukuse vältimise huvides on FPGA asendatud mikrokontrolleriga, mis nõuab kiibi arhitektuuri programmeerimise arvelt tunduvalt vähem projekteerimisressurssi. Mikrokontrolleri osa juurde on arvatud ka mõõtetulemusi näitav ekraan. Testide läbiviimiseks vajaliku pingemuundi topoloogia valiku osas osutus eelistatuimaks *flyback* topoloogia, mille puhul on soovitud väljundpinge saavutamiseks tähtsal kohal trafo. Arvestades nõudmist suurte testpingete järgi, mis ulatuvad 2000 voldini, on *flyback* topoloogia puhul heaks omaduseks disainis sisalduv pinget kordistav trafo, tänu millele kaob vajadus kõrge sisendpinge ning liigsuure pingekordisti järele, mis oleks probleemideks näiteks *boost* topoloogia puhul.

Pingemuundi väljundpinge digitaalseks reguleerimiseks on kasutuses mikrokontrolleriga juhitud SPI-liidesega juhitud DAC, mille kasutamine võimaldab tarkvaras väljundpinge reguleerimistäpsuse kalibreerimist ning läbiviidavate testide automatiseerimise paindlikkust. Alltoodud valemi abil on soovitud väljundpinge väärtuse saamiseks arvutatav võimalikult täpne DAC-i sisestatava koodi väärtus, kus pingemuundi miinimum ja maksimum väljundpinged ning DAC-i sisestatava koodi väärtus, millest algab muundi väljundpinge reguleerimine, on mõõtmise käigus leitud.

$$Kood_{DAC} \approx \left(1 - \frac{U_{reg} - U_{min}}{U_{max} - U_{min}}\right) * (Kood_{max} - (Kood_{max} - Kood_{reg\ start}))$$

Testi tulemuse mõõtmine toimub ADCga šunttakisti pealt. Teades šunttakisti, reguleeritava väljundpinge ning ADCga šunttakistilt mõõdetud väljundpinge väärtust, saab arvutada väljundvoolu:

$$I_{väljund} = \frac{U_{reg} - U_{mõõt}}{R_{šunt}}$$

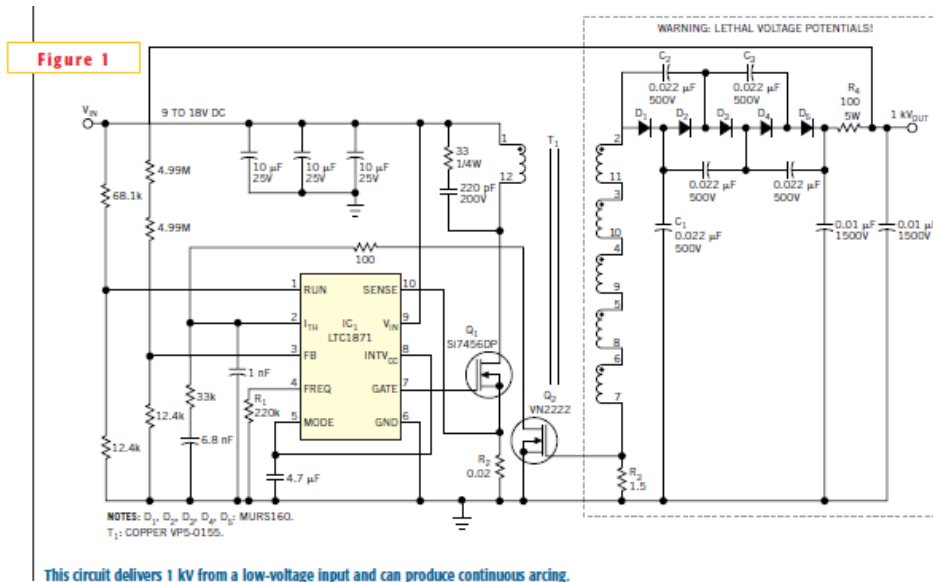
Kui testitavas komponendis toimub läbilööök, hakkab see voolu juhtima ning šunttakistile jääb sama suur pingelang kui on läbilöögipinge. Mõõdetud pingelang lahutatakse reguleeritud pinge väärtusest maha, andes väljundisse jääva, läbi šunttakisti voolu tekitava pinge väärtuse. Ohmi seaduse järgi avaldub seeläbi väljundvoolu väärtus. Läbilöögipinge väärtus on seega määratav olukorras, kus mõõdetud pinge väärtuse muut ajas väheneb eksponentsiaalselt nullini ning graafiliselt tuvastatav samade kriteeriumite järgi.

5.2 Kõrgepinge muundur

5.2.1 Kõrgepinge muunduri skeemi päritolu

Kõrgepinge muunduri skeemi idee pärineb väljaande EDN Design Ideas artiklist, kus on kirjeldatud 1kV väljundpingega *flyback* topoloogial põhinevat impulss toiteallikat (Joonis 10). Kõrge väljundpinge saavutamiseks on antud skeemi puhul kasutatud 1:5 suhtega trafot, saavutamaks trafo sekundaarpoolel 333V pinge, mida seejärel

kolmekordistatakse diod-kondensaator pumbaga. Pinge tagasisideahela takistid on valitud selliselt, et *Flyback* kontrolleri LTC1871 reguleeriks muunduri väljundpingeks 1kV. Trafo primaarpoolel vähendatakse RC *snubber*iga transistorlüliti avanemisel tekkivaid pingepiike, mis võivad tekitada elektromagnetilisi häireid seadmes ning põhjustada läbilööki transistorlülitis[12].



Joonis 10. LTC1871 põhjal disainitud 1kV pingeväljundiga toiteallikas[12].

5.2.2 *Flyback* kontrolleri valik

Tarneprobleemide tõttu asendati originaalskeemis kasutatud Linear Technologies LTC1871 *flyback* kontrolleri Texas Instruments LM3481 kontrolleri, mis on nii funktsionaalsuselt kui ka elektriliste spetsifikatsioonide poolest väga sarnased. Mõlemad kontrollid on suure sisendpinge vahemikuga: LTC1871 puhul 2.5V...36V, LM3481 puhul 2.97V...48V; võimaldavad sarnases sagedusvahemikus töörežiimi: LTC1871 puhul 50kHz...1MHz, LM3481 puhul 100kHz...1MHz; ning võimaldavad *flyback* topoloogia realiseerimist, transistorlüliti läte voolu tagasisidet, väljundpinge tagasisidet ja reguleeritavat alapinge kaitset.

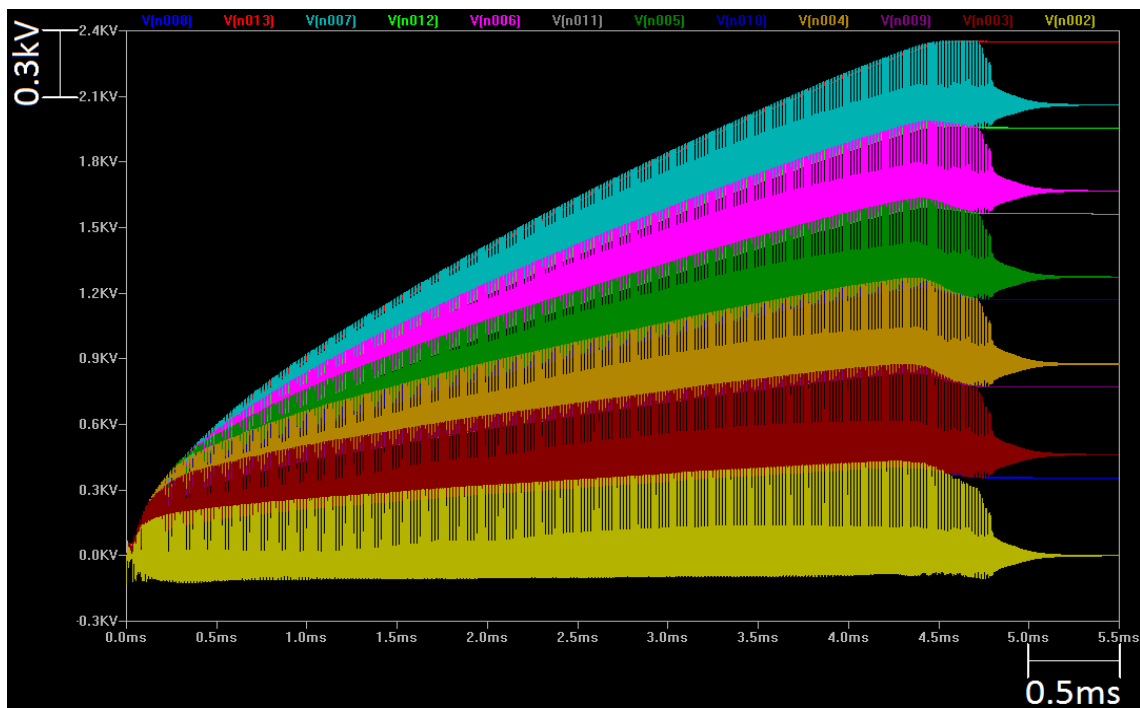
5.2.3 Väljundpinge kordisti

Originaal skeemis on *flyback* muunduri väljundis diod-kondensaator kolmekordisti, mis koos tagasiside-ahela takistite väärtuste valikuga kooskõlas annab väljundpingeks 1kV. Lähtudes eelnevalt mainitud 2kV väljundpinge nõudmisest, on tarvis pingekordisti kordistustegurit suurendada. Arvestades, et testitavateks komponentideks võivad sattuda

ka suurema läbilöögipingega komponendid kui ette nähtud, on uueks väljundpinge väärtuseks valitud 2.2kV. Selle väljundpinge väärtuse saavutamiseks on tarvis kolmekordisti asendada kuuekordistiga (Joonis 11) ning tagasiside-ahela takistid valida selliselt, et sekundaarpoole esimese diodi katoodil oleks 366.666V alalispinge:

$$U_{D1} = \frac{U_{välja}}{6}$$

Graafikul kujutatud kordisti diodidele jäävaid pingeid analüüsid on näha, et igale diodile jääb eelneva kordistusastme, mitte maa suhtes pinge. Seega peab iga diod taluma vähemalt $U_{D1}=366.666V$ vastupinget. Valitud kordisti diodid on Bourns CD214B-R3600, mis on 600V läbilöögipingega ning 3A pärivoolu kannatavad Schottky diodid.



Joonis 11. LTSpice simulatsiooniprogrammis demonstreeritud pinge kuuekordisti töö.

5.2.4 Tagasiside-ahel

Kuigi kontrolleri tagasiside-ahelasse valitud kahe takistiga on võimalik määrata milline pinge muunduri väljundisse reguleeritakse, on staatiliste takistusväärtustega võimalik vaid staatiline väljundpinge reguleerida. Plokkskeemil näidatuna on väljundpinge väärtust vaja digitaalselt juhtida.

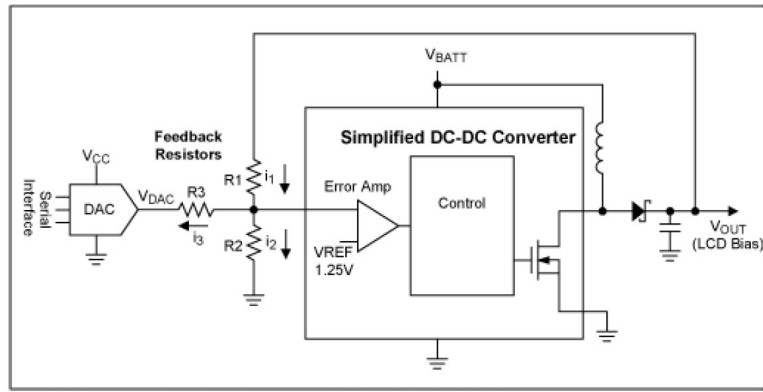


Figure 1. DC-DC converter with DAC for V_{OUT} adjustment.

Joonis 12. Pingeväljundiga DACiga tüüritav pingemuundi tagasiside-ahel[13].

Väljundpinge digitaalseks reguleerimiseks on tagasiside-ahelat vaja täiendada pingeväljundiga DACi ning veel ühe takistiga (Joonis 12). Vajalikud takistite nominaalväärtuste arvutused on antud Maxim Integrated rakendusdokumendis APP 818, kus on antud pingeväljundi reguleerimise meetodit kirjeldatud. Kuna *flyback* kontrolleri tagasiside-ahela sisendil peab olema pidevalt selle referentspingega võrdne pinge ning arvestades Kirchhoff'i vooluseadust, on võimalik leida takistite nominaaltakistuste arvutamise valem[13]:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{välja}} &= U_{TSref} + (i_1 \cdot R_1); \\
 i_1 &= i_2 + i_3; \\
 i_2 &= \frac{U_{TSref}}{R_2}; \\
 i_3 &= \frac{U_{TSref} - U_{DAC}}{R_3}; \\
 U_{\text{välja}} &= U_{TSref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + (U_{TSref} - U_{DAC}) \cdot \frac{R_1}{R_3}
 \end{aligned}$$

Valemist järeldeb, et väikseim pinge on muunduri väljundisse reguleeritud suurima DACi väljundpinge juures ning suurim pinge väikseima DACi väljundpinge juures. Takistite nominaalväärtuste arvutamine selliselt, et muunduri pingeväljund oleks reguleeritav soovitud miinimumväärtusest maksimumväärtuseni võimalikult väikse veaga, on valemid[13]:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{väljamax(madalaim)}} &= U_{TSrefmin} \cdot \left(1 + \frac{R_{1min}}{R_{2max}}\right) + (U_{TSrefmin} - U_{DACmin(kõrgeim)}) \cdot \frac{R_{1min}}{R_{3max}} \\
 U_{\text{väljamin(kõrgeim)}} &= U_{TSrefmax} \cdot \left(1 + \frac{R_{1max}}{R_{2min}}\right) + (U_{TSrefmax} - U_{DACmax(madalaim)}) \cdot \frac{R_{1max}}{R_{3min}}
 \end{aligned}$$

Kuna reguleeritav väljundpinge vahemik on suur, on vaja valida DAC sellise resolutsiooniga, mille juures reguleerimissamm ei oleks liiga suur. Valitud DAC on 12-bitise resolutsiooniga Microchip MCP4821, mille maksimaalne väljundpinge on 4.096V. Teades, et *flyback* kontrolleri LM3481 tagasiside referentspingeteks on $U_{TSrefmin}=1.256V$; $U_{TSrefmax}=1.294V$ ning takisti R_1 väärtus peab olema piisavalt suur, et kontrolleri tagasiside sisendile ei tuleks liiga suur vool maksimaalse reguleeritud väljundpinge juures, on takistite nominaaltakistuse väärtusteks ja tolerantsideks:

$$\begin{aligned} R_1 &= 10\text{ M}\Omega \pm 1\%; \\ R_2 &= 8.25\text{ k}\Omega \pm 1\% + 30\Omega \pm 1\%; \\ R_3 &= 17.8\text{ k}\Omega \pm 0.1\% \end{aligned}$$

Saadud takistite nominaalväärtuste juures on pingemundur reguleeritav vahemikus:

$$\begin{aligned} U_{\text{väljamin(kõrgeim)}} &= -1.6\text{ V} \\ U_{\text{väljamax(madalaim)}} &= 2193.7\text{ V} \end{aligned}$$

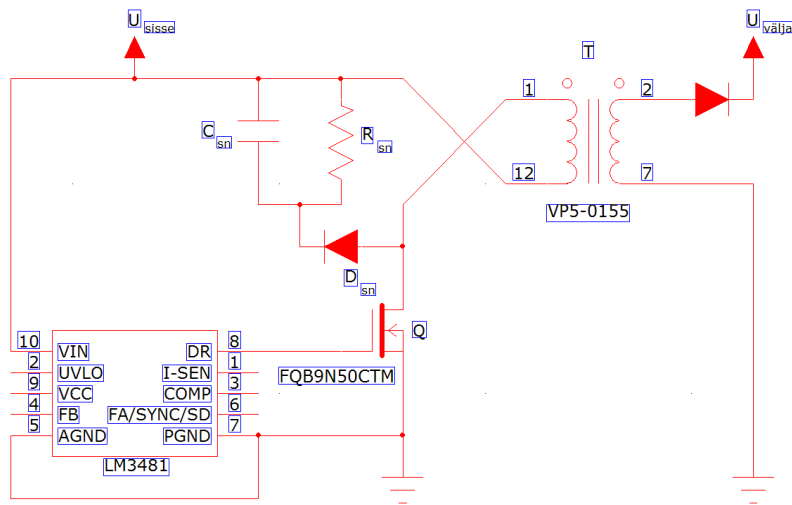
Reguleeritav vahemik annab väljundpinge reguleerimise sammuks umbes 536mV. Negatiivne miinimum väljundpinge väärtus küll vähendab natuke reguleerimise resolutsiooni, kuid see tuleneb saadaolevatest takistite nominaalväärtustest ning nende tolerantsist.

5.2.5 Snubber-ahel

Kuigi originaal skeemis kasutatav RC-*snubber* hajutab transistorlülitil neelule hajuvat võimsust ning seeläbi kaitseb seda läbilöögi eest, on sellel ka omadus tarbida energiat iga trafo energia ülekande tsükliga, vähendades seadme efektiivsust. RC-*snubberi* asenduseks osutus valikusse RCD-*snubber* (Joonis 13), mis küll ei vähenda elektromagnethäireid, kuid kaitseb transistorlülitit läbilöögi eest, siludes lülitile ohtlikud pingepiigid, seejuures tarbides vaid trafo parasiitinduktiivsusesse salvestunud energia.

Esimeses lähenduses on vaja teha valik transistorlülitil osas. Teades, et tegemist on prototüüpseadmega, mille puhul võib esineda ootamatusi, on transistorlülitil valitud selliselt, et see igal juhul läbi ei põleks ning ei tekitaks seeläbi ka rikkeid muudes

seadme ahelates. Arvestades EDN artiklis välja toodud 7.5A voolupiike transistorlüliti neelul ning 80V pingepiike transistori sisselülitumisel, mille väärtus eeldatavasti suureneb väljundpinge suurendamise modifikatsiooni läbiviimise tõttu, sai valituks Fairchild Semiconductor FQB9N50CTM MOSFET. Tehnilise dokumendi kohaselt on antud transistorlüliti läbilöögipingeks 500V ning suurimaks talutavaks pidevaks neeluvooluks 9A. Testris kasutatava toiteallika skeemi väljatöötamisel ilmnes ka viga originaal skeemis, kus kasutuseloleva trafo primaarpool oli *flyback* topoloogia toimimiseks vastupidi polariseeritult ühendatud.



Joonis 13. *Flyback* pingemuundis kasutatav RCD *snubber*.

Snubber-ahela arvutuskäik on kokku pandud kahe rakendusdokumendi: Maxim Integrated APP 5504 ja Fairchild Semiconductor AN-4147 põhjal. Ahela parameetrite leidmiseks on esimeses lähenduses vaja välja selgitada transistorlüliti neelule jääv voolupiik, mis on määratud valemiga[16] :

$$I_{piik} = \frac{U_{sisse} \cdot D}{L_{prim} \cdot f}$$

kus sisendpingeks on valitud 20V; *flyback* kontrolleri harvendustegur $D=0.85$, mis on maksimaalne harvendusteguri väärtus, mida kontrolleri võimaldab; trafo primaarinduktiivsuseks $L_{prim}=22.3\mu H$, mille puhul simulatsioon näitas paremat võimekust väljundpinge üles pumpamisel kui originaal skeemil märgitud $L_{prim}=9.9\mu H$ puhul; ning lülitussagedus $f=120kHz$, mis on sama sagedus mis originaal skeemil. Valitud trafo, Coiltronics/Eaton VPH5-0155-R, mille

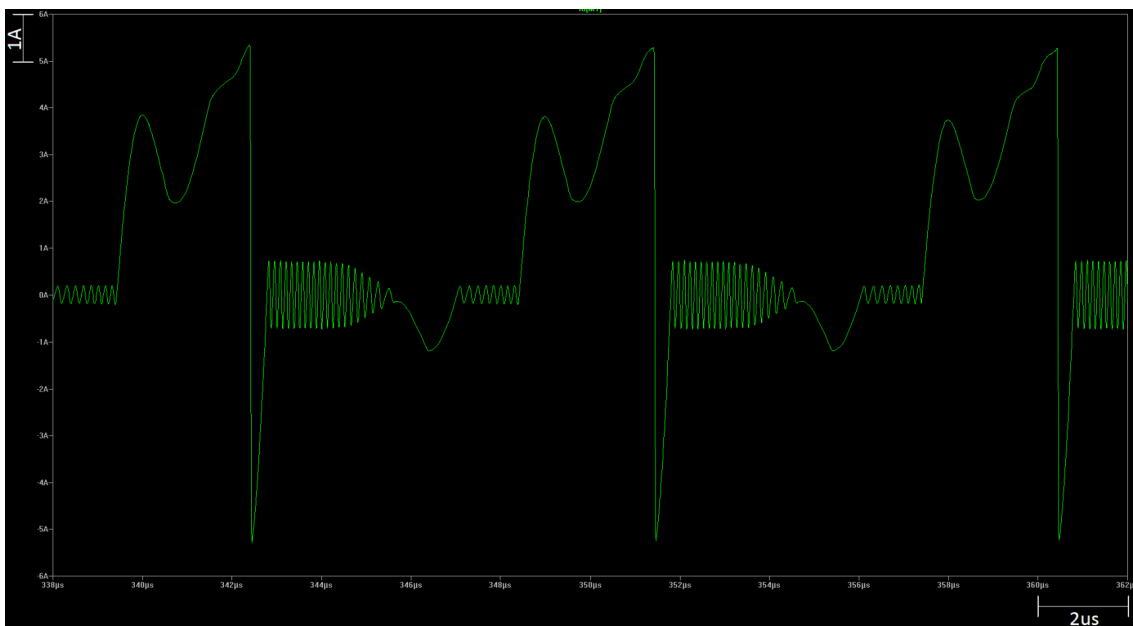
lekkeinduktiivsuseks on $L_{lk}=0.235\mu H$, on samast seeriast mis originaal skeemi trafo. Kontrolleri lülitussagedus on määratud selle FA/SYNC/SD klemmi ning maanduse vahele ühendatud takistiga, mille väärtus on arvutatav tehnilises dokumendis toodud valemi järgi:

$$R_{FA} = \frac{22 \cdot 10^3}{f} - 5.74 = 177.6 k\Omega \approx 180 k\Omega$$

Saadud takisti nominaaltakistus ümardub standartsema ning seega kergemini kättesaadava takisti nominaaltakistuse, mille juures lülitussageduseks on $f = 118.45 kHz$. Spetsifitseeritud parameetrite põhjal on seega:

$$I_{piik} = 6.435 A ,$$

mis on samas suurusjärgus simulatsioonis saadud tulemusega (Joonis 14).



Joonis 14. Simuleeritud skeemi transistorlülitite paisule jäävad voolupiigid.

Arvestades, et *snubber*ile jääv pinge peab olema 2...2.5 korda suurem kui pingemuundi väljundpinge korda trafo primaar- ja sekundaarpoole suhe ning trafo primaar- ja sekundaarpoole on suhtes 1:5, on [15] :

$$U_{snubber} = 2.5 \cdot U_{D1} \cdot \frac{1}{n} = 2.5 \cdot \frac{366.666}{5} = 183.333 V$$

Snubber kondensaatorile jääva pinge väreus (ing k. *Voltage ripple*) on 5...10% *snubber*ile jäävast pingest. Võttes väreuse protsendiks 7.5%, on[15] :

$$U_{\text{väreus}} = 0.075 \cdot U_{\text{snubber}} = 13.75 \text{ V}$$

Transistorlüliti väljalülitusel *snubber*isse hajuv võimsus, mis aitab meid ka hiljem komponentide valikul, on leitav[15] :

$$P_{\text{snubber}} = \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot I_{\text{piik}}^2 \cdot \frac{U_{\text{snubber}}}{U_{\text{snubber}} - \frac{1}{n} \cdot U_{D1}} \cdot f$$

$$P_{\text{snubber}} = \frac{1}{2} \cdot 0.235 \cdot 10^{-6} \cdot 6.435^2 \cdot \frac{183.333}{183.333 - \frac{1}{5} \cdot 366.666} \cdot 118450 = 0.96 \text{ W}$$

Kuna *snubber* takistisse hajuv võimsus on $U_{\text{snubber}}^2 / R_{sn}$, on leitav *snubber* takisti nominaaltakistus[15] :

$$R_{sn} = \frac{U_{\text{snubber}}^2}{P_{\text{snubber}}} = \frac{183.33^2}{0.96} \approx 35 \text{ k}\Omega$$

Snubber kondensaatori mahtuvus on leitav[15] :

$$C_{sn} = \frac{U_{\text{snubber}}}{U_{\text{väreus}} \cdot R_{sn} \cdot f} = \frac{183.333}{13.75 \cdot 35 \text{ k} \cdot 118.45 \text{ k}} \approx 3.2 \text{ nF}$$

Snubber-ahelasse on valitud Schottky diod ROHM SCS208AJTLL, mille läbilöögipingeks on 650V ning suurimaks pärioolu väärtuseks 8A. Diodi suurte nominaalide valik on tehtud samal põhjusel, mis transistorlüliti puhul. Kuna takisti

R_{sn} peale hajuv võimsus on ligi 1W ning nõutud nominaaltakistus on 35kΩ, ei leidunud vastavaid kriteeriume täitvat takistit. Kätesaadavusest tulenevalt peab ühendama jadamisi kaks 660mW võimsusmääruga 1206 korpuses 17.4kΩ takistit, mil juhul takistitele hajuv võimsus jaguneb kahe takisti vahel, moodustades 1.32W võimsusmääruga 34.8kΩ takistuse. Vastavalt kätesaadavusele on valitud kondensaatoriks 3.3nF, 250V pingemääruga 0603 korpuses keraamiline kondensaator.

5.3 Mõõtetulemuste lugemine

Peatükis 5.1 mainitu kohaselt on mõõtetulemuste lugemiseks kasutuses šunttakisti pingeväljundil ja 10-bitine ADC, mis on seadme juhtimiseks kasutatava mikroprotsessori PIC32MX320F128H sisse ehitatud ning millele on antud 2.5V referentspinge.

Mõõtetulemuste lugemiseks on vaja luua mõõteahel, kus väljundpinge viiakse ADC jaoks töödeldavasse pingete vahemikku pingejaguri abil. Arvestades, et ADC edastab protsessorile suurima koodi väärtuse, kui selle sisendisse antakse selle referentspingega võrdne pinge, saame mõõteahela pingejaguri mahajagamisteguri:

$$Coef_R = \frac{U_{ADCref}}{U_{väljamax(madalaim)}}$$

Et vältida destruktiivset testi komponentidele, on maksimaalne väljundvool piiratud 50MΩ takistiga:

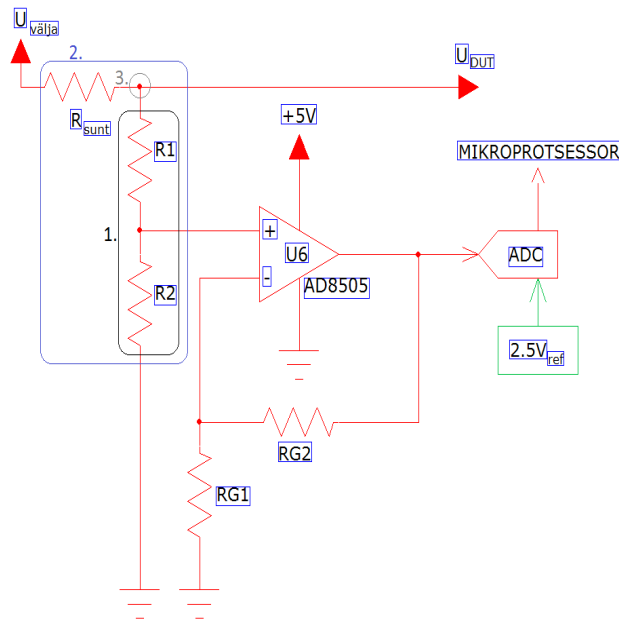
$$I_{välja} = \frac{U_{väljamax(madalaim)}}{R_{välja}} = \frac{2193.753}{50 \cdot 10^6} \approx 43.875 \mu A$$

Antud maksimaalse väljundvoolu väärtuse juures on testitavasse komponenti hajuv võimsus:

$$P_{DUT} = I_{välja} \cdot U_{väljamax(madalaim)} \approx 0.1 W$$

mis on piisavalt väike võimsus, et mitte põhjustada testitavate komponentide sihtgruppi kuuluvates (jõupooljuhtseadised) komponentides termilist läbilööki, mille tagajärjel komponent füüsiliselt hävineb.

Väljundi mõõteahela skeemil (Joonis 15) on näha, et lisades peale šunttakistit punktist 3 tulemuste mõõtmiseks vajaliku pingejaguri, moodustub pingeväljundisse omakorda pingejagur (Joonis 15, punkt 2) šunttakistist ning mõõteahela pingejaguri kogutakistusest, mis võib liiga väikese mõõteahela pingejaguri (Joonis 15, punkt 1) kogutakistuse puhul põhjustada suurt väljundpinge mahajagamist.



Joonis 15. Mõõteahela pingejagur operatsioonvõimendi ning voolu piirava šunttakistiga.

Võttes arvesse võimalikku vajadust seadet tulevikus kohandada suurematele mõõtepingetele ning komponentide valiku lihtsustamist, valime suurima väljundpinge väärtuseks 2500V. Vähendamamaks pingejagurist 2 tekkivat väljundpinge kadu ning lähtudes saadaolevatest takisti nominaalväärtustest, valime takisti $R_1=5G\Omega$, mille puhul on pingejaguri 1 väljundisse vajalik asetada operatsioonvõimendi, mille suure sisendtakistuse tõttu ei muutu pingejaguri jagamistegur palju. Operatsioonvõimendi on ühendatud mitte-inverteerivas konfiguratsioonis võimendusteguriga $CLG=2$. Saame arvutada pingejaguri (Joonis 15, punkt 1) takistite väärtused:

$$Coef_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2.5}{2} \cdot \frac{1}{2500} = 0.0005$$

$$R_2 = Coef_R \cdot (R_1 + R_2)$$

Kuna $R_1 = 5G\Omega$, siis

$$R_2 = \frac{0.0025G\Omega}{0.9995} \approx 2.5M\Omega$$

Operatsioonvõimendi mitte-inverteerivasse režiimi ühendamiseks võimendusteguriga $CLG=2$, valime takistid R_{G1} ja R_{G2} :

$$CLG = \frac{U_{OP-välja}}{U_{OP-sisse}} = \frac{R_{G1} + R_{G2}}{R_{G1}} \rightarrow R_{G1} = R_{G2} = 100k\Omega$$

Valitud operatsioonvõimendi AD8505 tehnilise dokumendi kohaselt on selle sisendvool 1pF, jättes takistile $R_1=5G\Omega$ pingelangu 5mV, mis põhjustab mõõtmisel nihke:

$$\frac{5\text{ mV}}{U_{ADCref} \div 2} \cdot 100\% = 0.4\%$$

Pingejaguri 2 tõttu väheneb testitavale komponendile antav maksimaalne väljundpinge väärtus:

$$U_{DUTmax(madalaim)} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_{\text{sum}} + (R_1 + R_2)} \cdot U_{\text{väljamax}(madalaim)} = \frac{5.0025\text{ G}\Omega}{5.0525\text{ G}\Omega} \cdot 2193.753 \approx 2172\text{ V}$$

mida saab lugeda tühiseks kaoks arvestades nõutust kõrgemaks reguleeritud maksimaalset väljundpinge väärtust ning võimalust tarkvara abil kadu kompenseerida.

Mõõtetäpsuseks on seega kasutusel oleva 10-bitise ADC puhul:

$$\frac{U}{\text{bit}} = \frac{U_{ADCref}/2}{Coef_R} / Res_{ADC} = \frac{2.5/2}{0.0005} / 1024 \approx 2.441 \frac{\text{V}}{\text{bit}}$$

Saadud mõõtetäpsus on ligi 0.1%, mis on tulemuste kuvamiseks piisavalt hea. Voolu ja pinge reaalsete väärtuste arvutamise käik on kirjeldatud peatükis 5.1. Kasutades mõõdetud pinge ja biti suhet, saab esitada programmi abil ekraanil tulemusi kas arvuliselt või graafiliselt. Graafiliseks esituseks on vaja vastavalt ekraanil kujutatava skaala jaotise väärtusele ning ekraani suurusele viia vastavusse ekraani piksli ja loetud biti väärtused:

$$Piksel_{\text{volt}} = Kood_{ADC} \cdot \left(\frac{U_{ADCref}}{2 \cdot Coef_R} / Res_{ADC} \right) \cdot \frac{Jaotis_{\text{pikslit}}}{Jaotis_{\text{volti}}}$$

$$Piksel_{\text{amper}} = \frac{U_{\text{reg}} - Kood_{ADC} \cdot \left(\frac{U_{ADCref}}{2 \cdot Coef_R} / Res_{ADC} \right)}{R_{\text{sum}}} \cdot \frac{Jaotis_{\text{pikslit}}}{Jaotis_{\text{amprit}}} = \frac{U_{\text{reg}} - U_{\text{mõõt}}}{R_{\text{sum}}} \cdot \frac{Jaotis_{\text{pikslit}}}{Jaotis_{\text{amprit}}}$$

Mõõdetud andmetest kokku pandud punkt kuvatakse ekraanile koordinaatidele:

$$Punkt_{\text{mõõt}} (Piksel_{\text{volt}}; Piksel_{\text{amper}})$$

6 Seadme disain

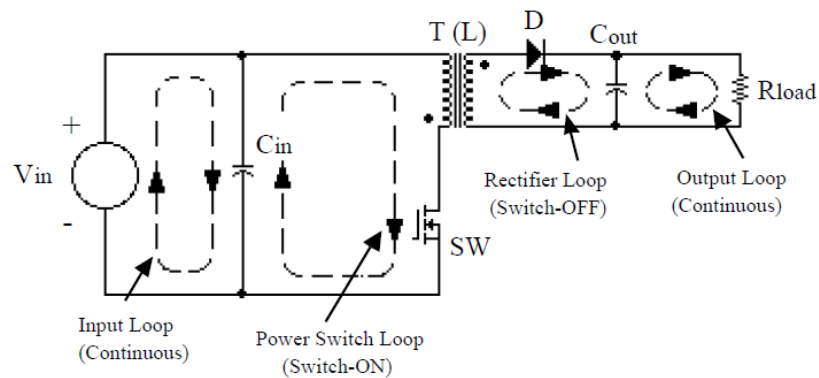
6.1 Korpused

Vältimaks võimalikke õnnetusi läbi kasutaja keha kontakti seadme kõrgvoolu osadega, on vaja seade asetada elektrit mittejuhtivast materjalist valmistatud korpusesse. Kuna seadme testväljundi vool on piiratud umbes $40\mu\text{A}$ peale, on kasutaja ühtlasi ka suuremal määral kaitstud eluohtliku õnnetuse eest olukorras, kus kehaga lühistatakse seadme väljund.

6.2 Skeemi ning trükkplaadi vooluringide määramine

Impulss toiteallika trükkplaadi korrektne disain mängib suurt rolli seadme plaanipärasel toimimisel. Suur osakaal on müra elimineerimisel skeemist ning vajadusel teatud komponentidesse hajuvast võimsusest eralduva soojuse hajutamine, mis aitab samuti kaasa seadme stabiilsele toimimisele. Esimeses lähenduses on tähtis määrata skeemis vooluringid (Joonis 16), mis on järgnevalt esitatud suurima müra generatsiooni ning seadme üldist tööd kõige rohkem mõjutamise järjestuses:

1. Transistorlüüti kõrgvoolu ring (*Power switch loop*)
2. Väljundalaldi kõrgvoolu ring (*Rectifier loop*)
3. Sisendvoolu ring (*Input loop*)
4. Väljundvoolu ring (*Output loop*)



c. Transformer Isolated Converters

Joonis 16. Trafoga isoleeritud pingemuundi vooluringid, s.h. *flyback*. [17].

Häirete allikateks on voolu vahelduvkomponendid, mis vooluringi suure pindala puhul, eritavad keskkonda elektromagnethäireid. Seega on eesmärgiks hoida vooluringid võimalikult lühikesed, samal ajal säilitades skeemi funktsionaalsuse. Sisendi ning väljundi vooluringid on sekundaarse tähtsusega häirete tekitamises, sest nendes tekkivad kõrgsageduslikud vahelduvkomponendid on üldjuhul välja filtreeritud sisend- ning väljundfiltrite poolt.

Kuna raja induktiivsus ja takistus on pöördvõrdelised raja laiusega ning induktiivsuse suurenedes moodustub rajast efektiivsem antenn RF-häirete eritamiseks, on vaja rajad teha võimalikult laiad ning vooluring võimalikult lühike. Eriti peab silmas pidama seda transistorlüliti ning väljundalaldi vooluringide puhul, kus suured vooluimpulsid koostöös radadele jääva pingelanguga on altimad eritama RF-häireid keskkonda [17].

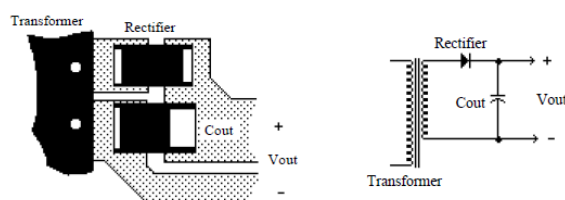


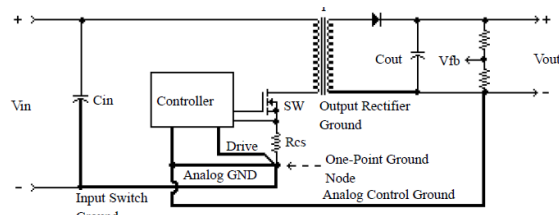
Figure 4. Example Layout for a Transformer-isolated Output

Joonis 17. Trafoga isoleeritud pingemuundi väljundalaldi disaininäide [17].

6.3 Maandus

Kuigi kõik maandused on omavahel ühendatud, eristatakse siiski impulss toiteallikates kolme eri maandust: toitesisendi maandus ja pingeväljundi maandus, milles liiguvad suured voolud ning kontrollskeemi maandus, kus voolud ning pingepotentsiaalid on

väikesed. Kujutatuna joonisel 18, ühenduvad kõik loetletud maandusliinid ühte kindlasse ühenduspunkti.



b. Non-isolated, Transformer-based Topologies.

Joonis 18. Skeemi eri osade maanduste ühendamine[17].

Muunduri juhtimisel suurt tähtsust omavad osad, nagu transistorlüüti lättel asuv šunttakisti ning tagasiside-ahela maandus, peavad olema võimalikult lühikese vahemaaga ühendatud maandusesse. Tagasiside-ahela maandus väljundkondensaatori maandusesse ning transistorlüüti šunttakisti maandus ühisele maanduspunktile võimalikult lähedale, minimeerides seeläbi võimalikku müra, mis võib liituda sedalaadi väikesetasemeliste signaalidele. Lisaks aitavad elektromagnethäireid eemaldada suured maandusalad trükkplaadi vastaskihis ning radade, milles on suured voolud, ümber[17].

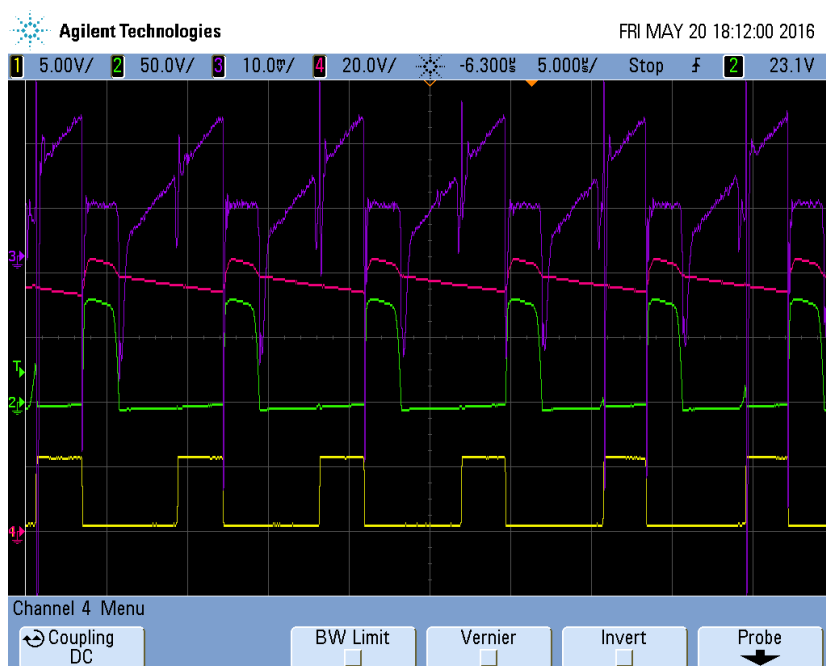
7 Mõõtetulemuste analüüs

7.1 Seadme ahelate mõõtmised

7.1.1 Snubber-ahela mõõtmised

Ostilloskoobiga tehtud mõõtmised (Joonis 19) näitavad *snubber*-ahela tööd. Transistorlüüti avanemisel laetakse trafosse energiat, mis põhjustab suure voolupiigi. Kolmas kanal on umbes 10 mV nihkes šunttakisti $R_{IS}=2\text{m}\Omega$ väikese takistuse tõttu, mis on samas suurusjärgus trükkplaadi radade takistusega, põhjustades pingelangude liitumise ning seeläbi nihke pinges. Voolupiik vastab arvutuste läbi saadud suurusjärgule:

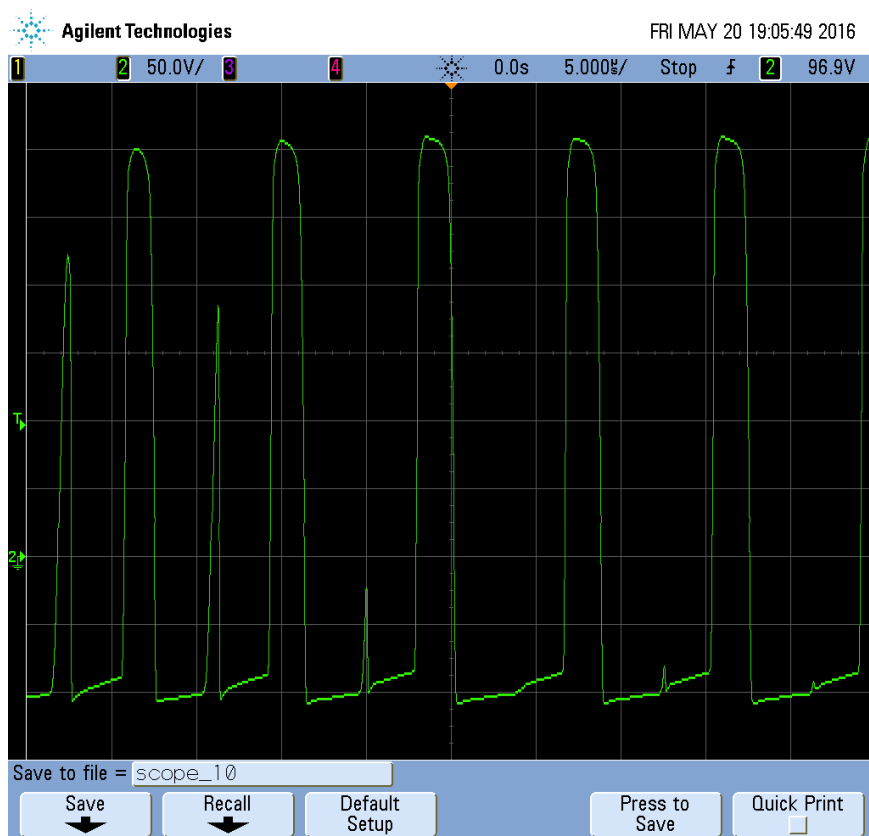
$$I_{piik} = \frac{U_{piik(\text{šunt})}}{R_{IS}} \approx \frac{12\text{ mV}}{2\text{ m}\Omega} \approx 6\text{ A}$$



Joonis 19. *Snubber*-ahela mõõtmised. Kanal 1: transistorlüüti paisu pinge; Kanal 2: transistorlüüti neelu pinge; Kanal 3: transistorlüüti läte šunttakistilt mõõdetud pinge; Kanal 4: *snubberi* klammerdatud pinge

Kanalilt 3 on näha *snubber* tööd transistorlüli neelule jäävate negatiivsete voolupiikide mahasurumise läbi. Ostsilloskoobi näitude põhjal võib arvata, et *snubber*-ahelasse on mõistlik paigutada kiirem diod, mis reageeriks negatiivsetele voolupiikidele kiiremini.

Kuigi voolupiikide mõõtmised vastavad arvutuste tulemusele, on transistorlüli neelule jääv ning *snubber*ile jääv pinge väiksem kui arvatud. *Snubber*ile jääv ning ka transistorlüli neelule jääv pinge on realselt $U_{\text{klammerdata}} = U_{D1}/n = 400\text{V}/5 = 80\text{V}$.



Joonis 20. Trafo sekundaarpoolele üle kantud pinge piigid.

7.1.2 Väljundpinge

Väljundpinge tüürimine toimib ootuspäraselt. Kuigi reguleerimise väärtuste vahemikus tekkis kadu 78 väärtuse ulatuses, mille tagajärjel on väljundpinge reguleeritav alates DAC-i sisestatud väärtusest 4017, on maksimaalne tüüritav väljundpinge umbes 2246V, mis on ligilähedane arvatud väärtusele ning täidab maksimaalse väljundpinge väärtuse nõudmise. Reaalne väljundi mõõtetulemus on näha lisades leiduvalt pildilt, kus väljundpinge mõõtmiseks olid kasutusel kaks jadamisi ühendatud multimeetrit.

7.2 Pooljuhtkomponentide testimise tulemused

Läbilöögipingete testi ahelate toimimise testimiseks on testitavateks komponentideks valitud peatükis 3 loetletud kolm eritüüpi pooljuhtkomponenti: diood (Zener) 1N5956BRLG, läbilöögipingega 200V; kõrgepinge n-bipolaartransistor 2SC3466, läbilöögipingega 1200V; kõrgepinge n-MOSFET W45NM50, läbilöögipingega 550V.

Programmis oli testrit kalibreeritud vastavalt peatükkides 5.1 ja 5.3 toodud valemitele. Väljundpinge mõõtmised multimeetriga kinnitasid väljundisse reguleeritava pingega 0.14% täpsust, kus multimeetriga mõõdetud tulemus oli $U_{\text{välja(multimeeter)}}=2246\text{V}$ ning testri endaga mõõdetud väljund tühijooksul $U_{\text{välja(tester)}}=2249.17\text{V}$. Pildid testide kohta on lisatud 4.

Testitud diodi 1N5956BRLG läbilöögipingega on tehnilise dokumendi kohaselt minimaalselt 190V 1.9mA voolu juures ning testi mõõtmiste järgi 183.7V 40 μ A juures, mis on samas suurusjärgus ning mõõtmistulemuse erinevus tuleneb liiga madalast testvoolust.

Testitud bipolaartransistori 2SC3466 läbilöögipingega tehnilise dokumendi kohaselt on 1200V ning testi mõõtmiste järgi 1479.4V, mis on reaalne tulemus, arvestades et komponendi kohta antud läbilöögipingega väärtus on tavaliselt tegelikust madalam ning alati on eelistatud suurem läbilöögipingega väärtus.

Testitud MOSFETi W45NM0 läbilöögipingega tehnilise dokumendi kohaselt on 550V ning testi mõõtmiste järgi 560.7V, mis on tehnilises dokumendis antud väärtusega samas suurusjärgus ning arvestades antavat läbilöögipingega väärtuse varu, on arvestatav mõõtetulemus.

Testriga saadud komponentide testitulemused on arvestatavad ning reaalset kasutatavad, arvestades et komponentide läbilöögipingega väärtus pole täpselt määratud. Testimise käigus ilmnis ka probleem Zener diodide testimisel, mille likvideerimiseks on tulevikus tarvis vajadusel luua suurema väljundvooluga testi režiim.

8 Kokkuvõte

Läbilöögipingete väärtuse mõõtmiseks pooljuhtkomponentides on mitmeid variante alates laborimõõteriistadest ning -toiteallikatest loodud mõõtmisüsteemidest kuni eraldiseisvate testriteni. Luues testrit mis sisaldab endas hõlpsasti juhitavat toiteallikat ning usaldusväärseid mõõtmistulemusi andvat mõõteahelat, on tarvis tähelepanu pöörata nii süsteemi analoog- kui ka digitaalaspektidele, mis omavahel koostöös määravad juhtimis- ning mõõtesüsteemi täpsused.

Töö käigus töötati välja digitaalselt juhitav *flyback* topoloogial põhinev kõrgepinge muundi ning selle väljundis asetsev digitaalne mõõteahel. Seadmesse sisestatud komponendi läbilöögipingete väärtuse mõõtmiseks suurendatakse DAC-iga lineaarselt kõrgepinge muundi väljundisse reguleeritavat pinget, samal ajal mõõtes ADC-ga kõrgepinge väljundisse asetatud šuntakisti pealt väljundpinget ning -voolu. Pingeväljundi juhtimise ning mõõtmise läbi saadud väärtuste põhjal kuvatakse seadme ekraanile mõõtmise tulemus nii nominaalsel kui ka graafilisel kujul.

Seadme enda ahelate testimise ning seadmega komponentide testimise tulemused vastasid enamuses arvutustele ning tehnilistes dokumentides antud andmetele. *Snubber*-ahela mõõtmiste tulemustes oli *snubber*ile jääva pingete väärtus arvutustega võrreldes palju väiksem, mis võib olla põhjustatud trükkplaadi disainist, kus radade induktiivsus vähendab *snubber*ile jäävat pinget ning transistorilüliti neelule jäävaid pingepiike, kuid on RF-häireid ning seadme töötamise stabiilsust silmas pidades hea.

Seadmega viidi läbi testid kolmel eritüüpi pooljuhtkomponendil: Zener diood, bipolaarjõutransistor ning jõu MOSFET. Komponentide läbilöögipingete mõõtmiste tulemused olid õigetes suurusjärgudes ning arvestatavad. Zener dioodi mõõdetud läbilöögipinge oli 3.3% väiksem tehnilises dokumendis antud väärtusest, mis on põhjustatud liiga väikesest mõõtevoolust. Bipolaartransistori ning MOSFET-i mõõdetud läbilöögipinged olid samuti samas suurusjärgus, kuid suuremad kui tehnilises dokumendis toodud väärtused, mis on aktsepteeritav tulemus, arvestades asjaolu, et pooljuhtkomponentide

puhul on tehnilises dokumendis antud läbilöögipinge väärtused tavaliselt väiksemad tegelikest väärtustest.

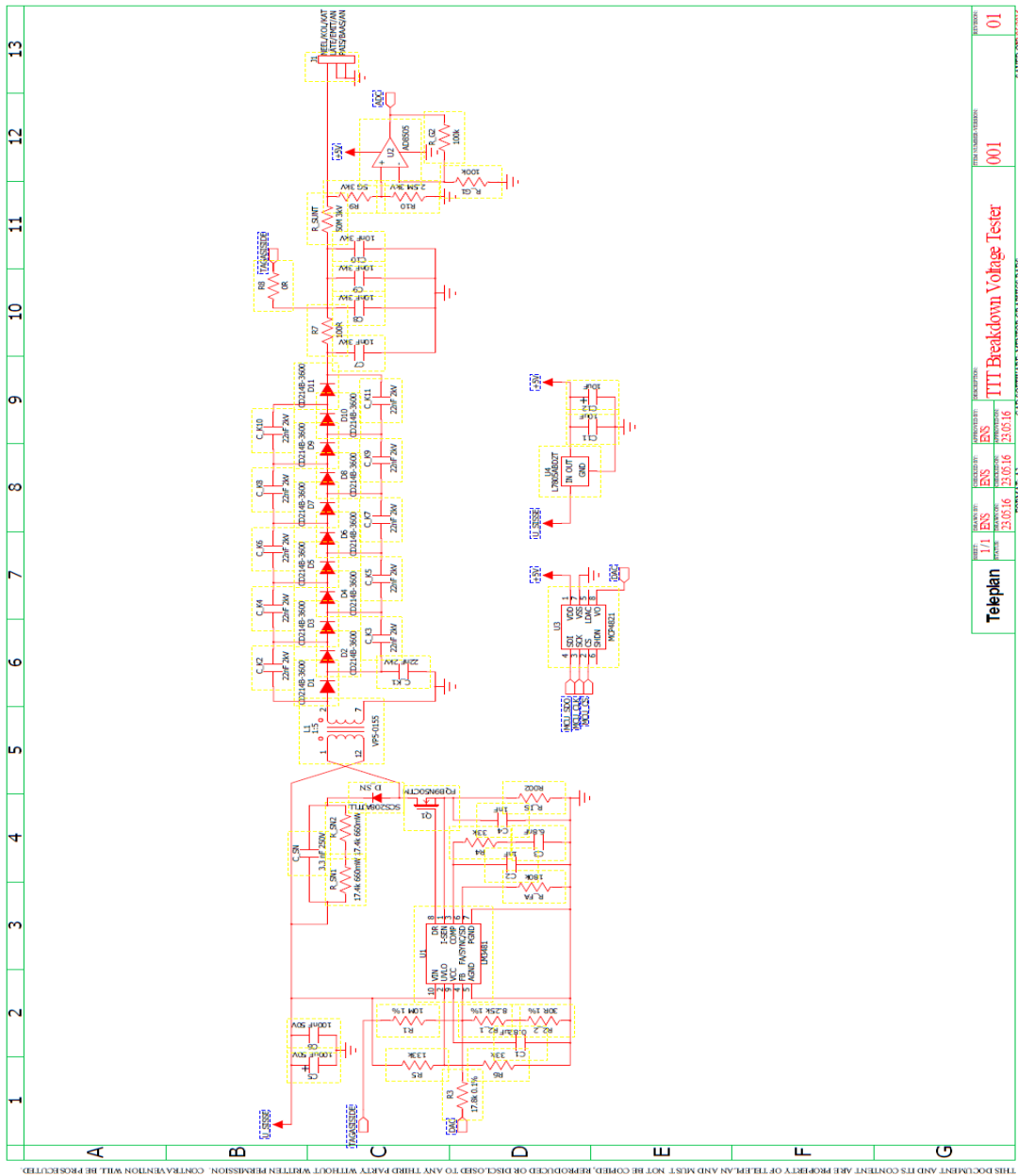
Edasiste arendustena on plaanis projekteerida testri teine osa, milleks on pooljuhtkomponentide volt-amper karakteristikute tester.

Kasutatud kirjandus

- [1] <https://www.flickr.com/photos/soldertec/3388979499/in/photostream/> , 25.05.16.
- [2] <https://www.flickr.com/photos/soldertec/3389790026/in/photostream/> , 25.05.16.
- [3] Caswell, G., Counterfeit Prevention & Detection Strategies: How To Do It, When To Do It, DfR Solutions, LLC, College Park, MD USA, Sep 12, 2014, presentation.
- [4] Bairanzade, M., Understanding Power Transistors Breakdown Parameters, ON Semiconductor AN1628/D, August, 2003, Rev. 2.
- [5] Tani, H., Velmre, E., Pooljuhtseadised ja nende kasutamine, Kirjastus "Valgus", Tallinn 1967.
- [6] http://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_3.html , 25.05.16.
- [7] Freescale Semiconductor, AN221A Field Effect Transistors in Theory and Practice, July, 1993, Rev. 0.
- [8] Vishay Siliconix, AN-957 Measuring Power MOSFET Characteristics, November 18, 2010.
- [9] Keithley, Technical Information: Source Measure Unit (SMU) Instruments
- [10] National Instruments, What Is a Source Measure Unit (SMU)?, February 19, 2014.
- [11] Rowe, M., Go Inside a PXI Source-Measure Unit, EDN Network, July 02, 2012.
- [12] Sheelan, R., 1-kV Power Supply Produces a Continuous Arc, Electrical Design News, Reed Elsevier, February 5, 2004, pp. 76-77.
- [13] Maxim Integrated, Application Note APP 818 Digital Adjustment of DC-DC Converter Output Voltage in Portable Applications, August 06, 2002.
- [14] Maxim Integrated, Application Note APP 848 Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Flyback Converter Power Supplies, November 12, 2001.
- [15] Koo, G.-B./Ph. D, Fairchild Semiconductor Application Note AN-4147 Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters, 2006, Rev. 1.1.0.
- [16] Meesala, S., R., Application Note APP 5504 Designing Flyback Converters Using Peak-Current-Mode Controllers, Maxim Integrated, November 27, 2012.

- [17] Brown, M., Fairchild Semiconductor Application Note AN1031 Considerations in Designing the Printed Circuit Boards of Embedded Switching Power Supplies, April 30,1999.

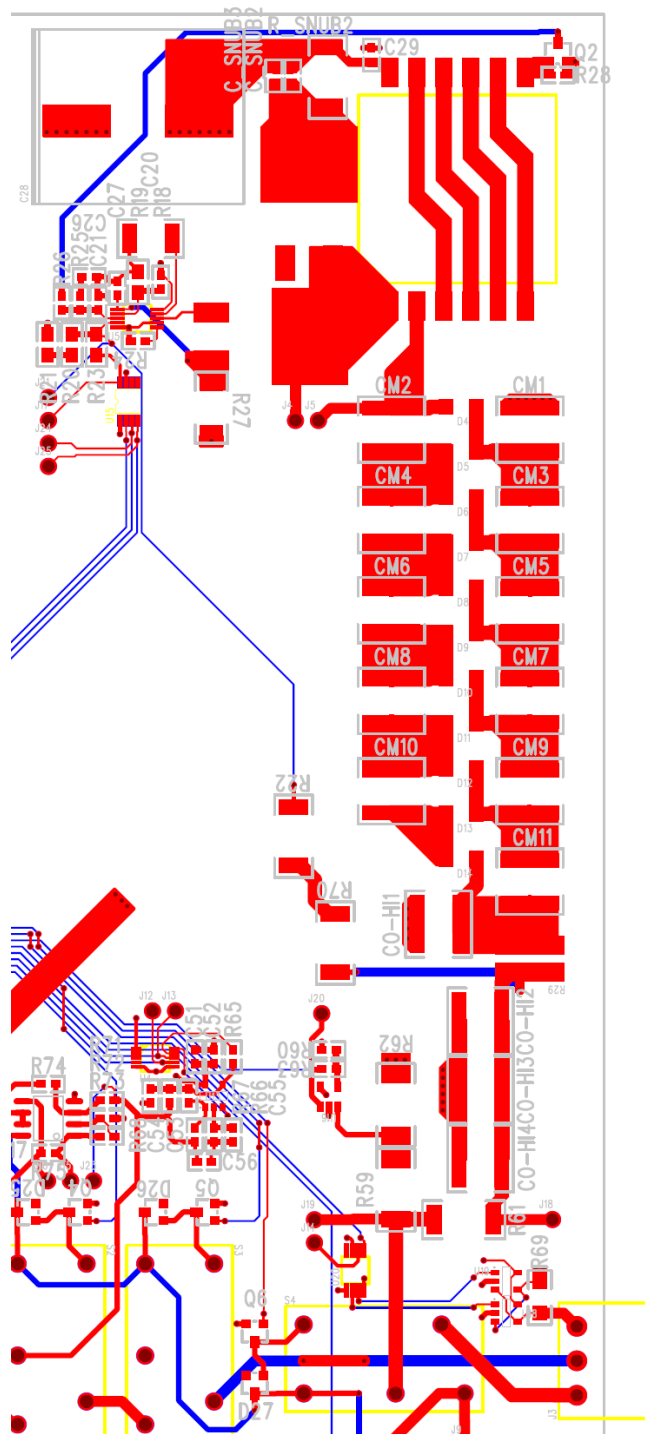
Lisa 1 – Seadme skeem



Teleplan
 1/1 BS BS BS BS
 23.03.16 13.03.16 23.03.16
 FORUMAT AS
 III Breakdown Voltage Tester
 001
 01
 SALIED 08/05/2016

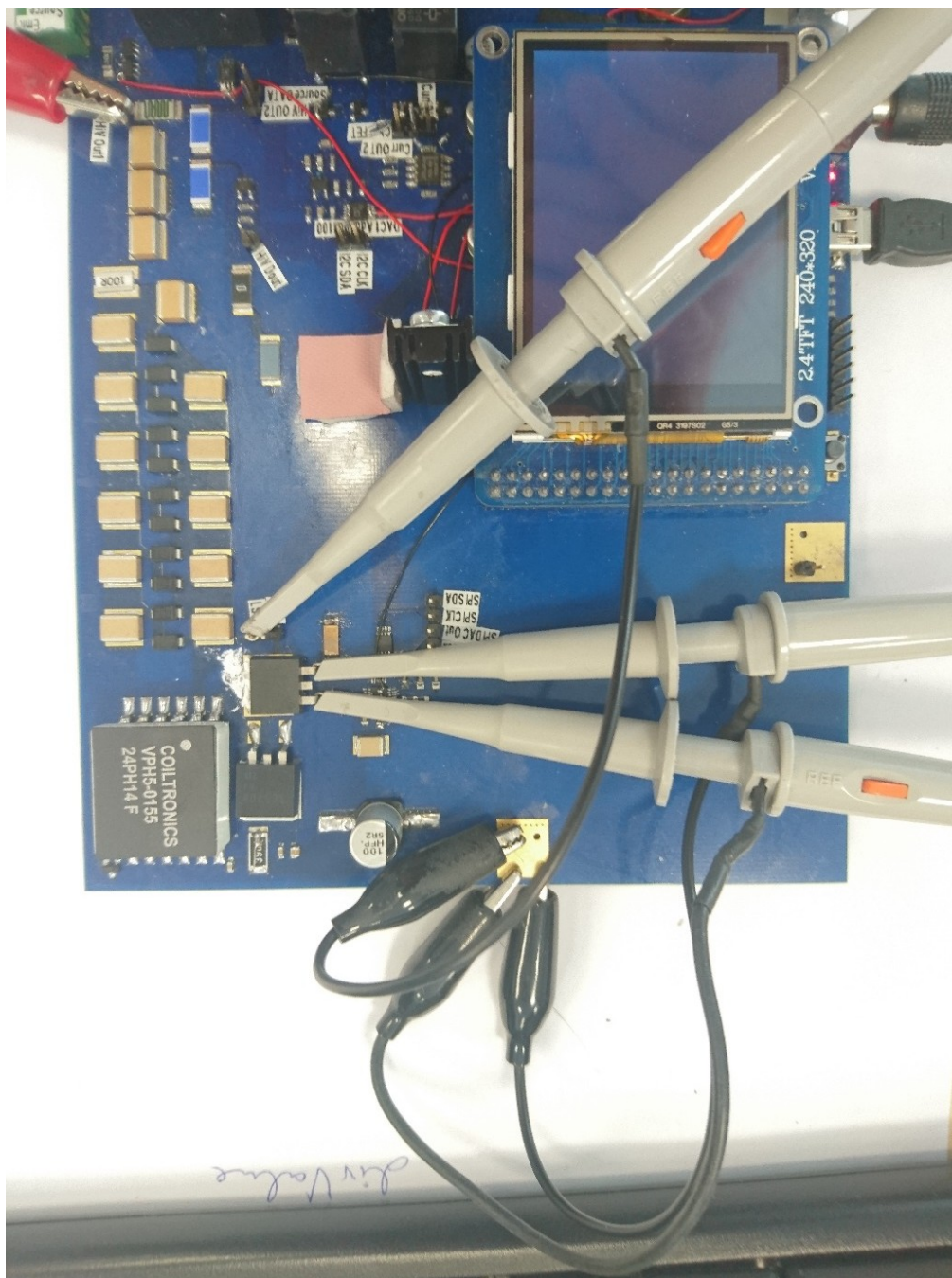
Joonis 21. Seadme skeem.

Lisa 2 – Seadme trükkplaadi disain



Joonis 22. Seadme trükkplaadi disain.

Lisa 3 – Pilt seadmest ning väljundpinge mõõtmisest multimeetritega



Joonis 23. Pilt testrist.

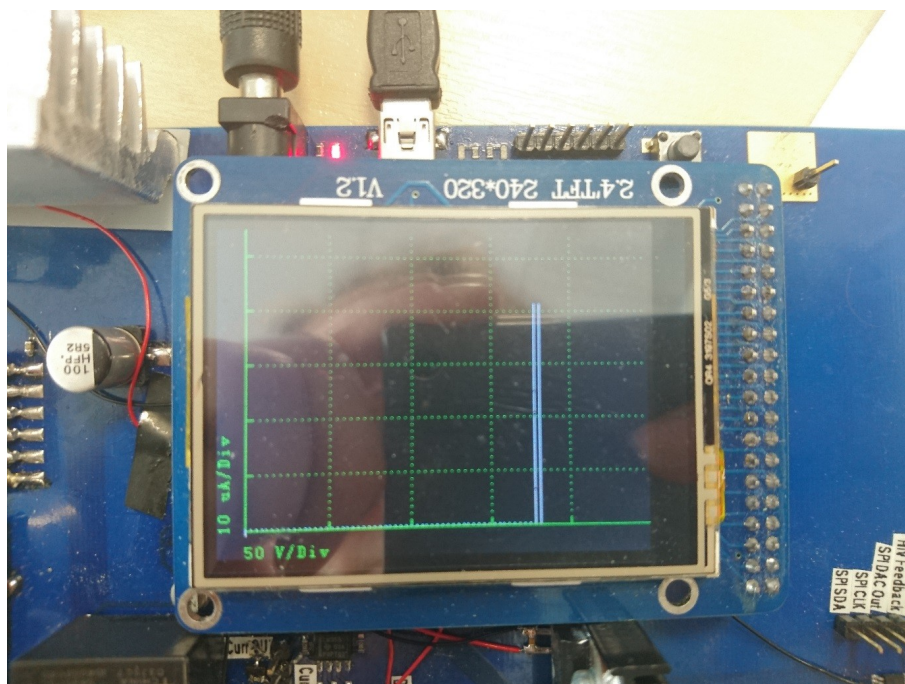


Joonis 24. Kahe multimeetriga väljundpinge mõõtmine.

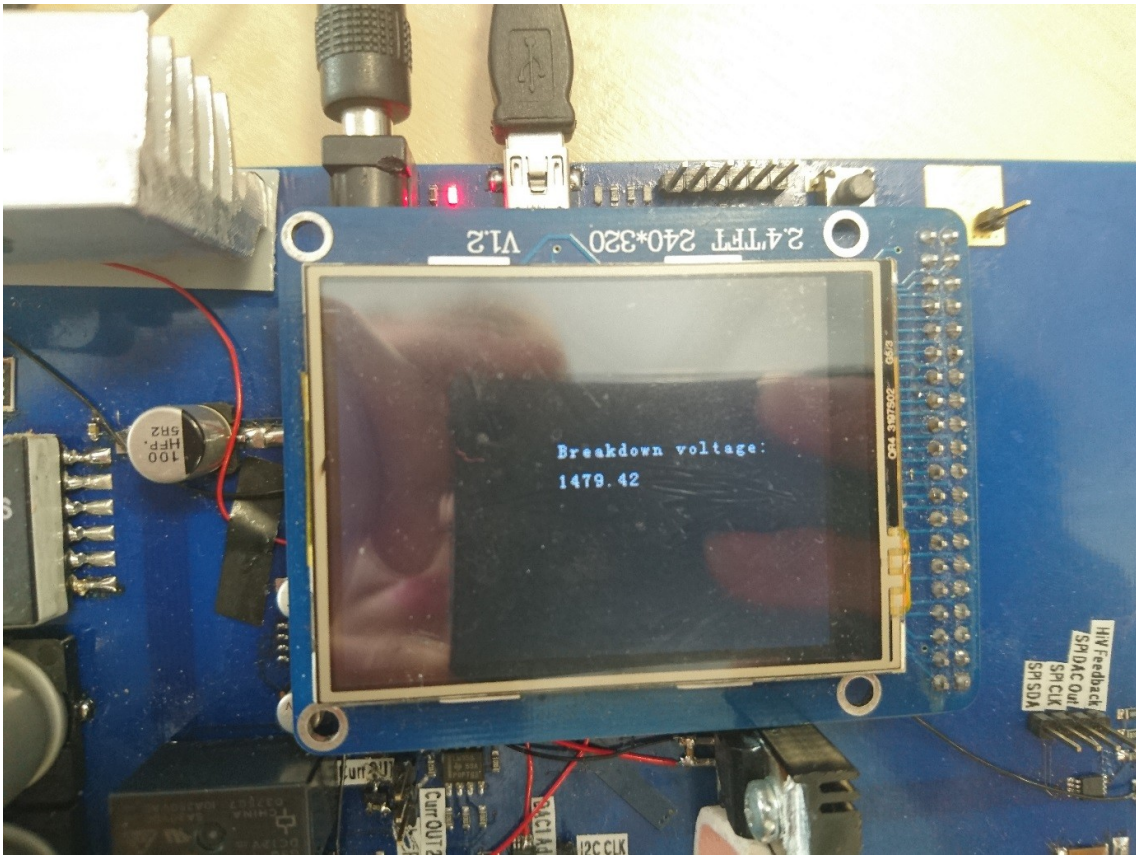
Lisa 4 – Seadmega komponentide testimise tulemused



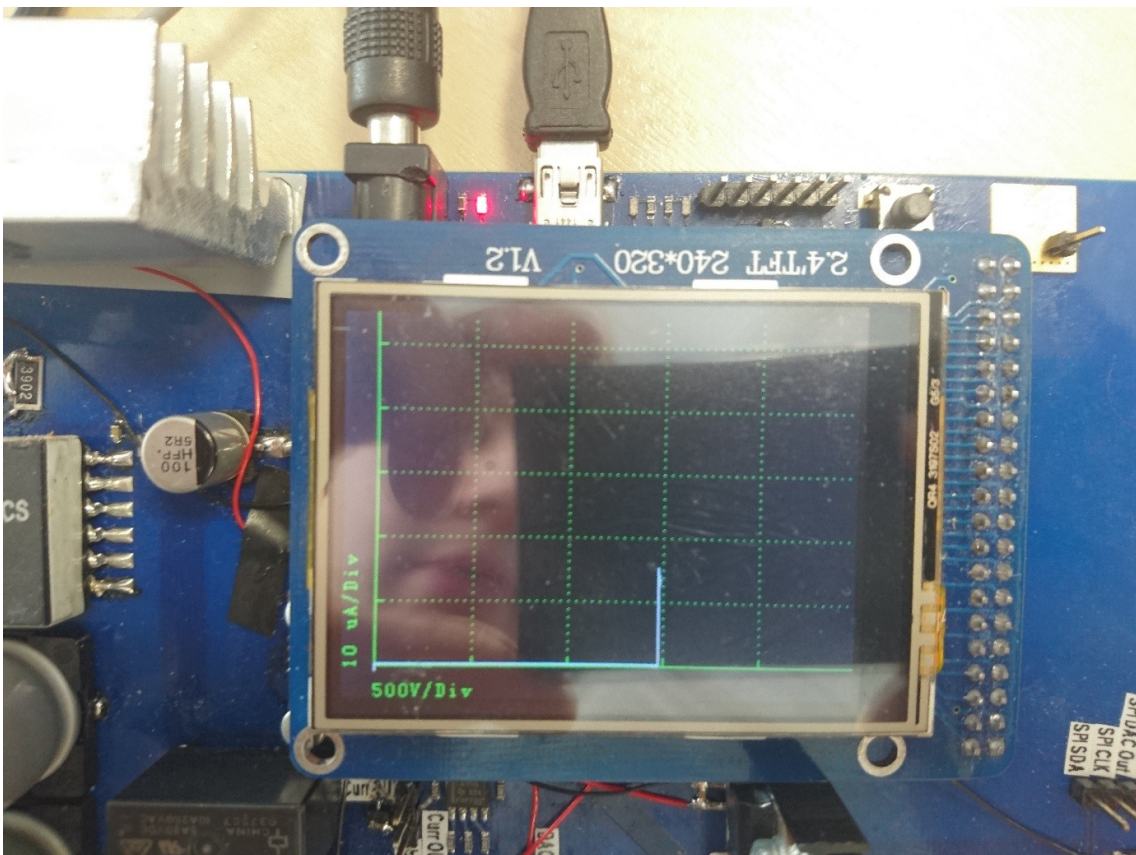
Joonis 25. Zener diodi 1N5956BRLG kiirtesti tulemus esitatud tekstina seadme ekraanil.



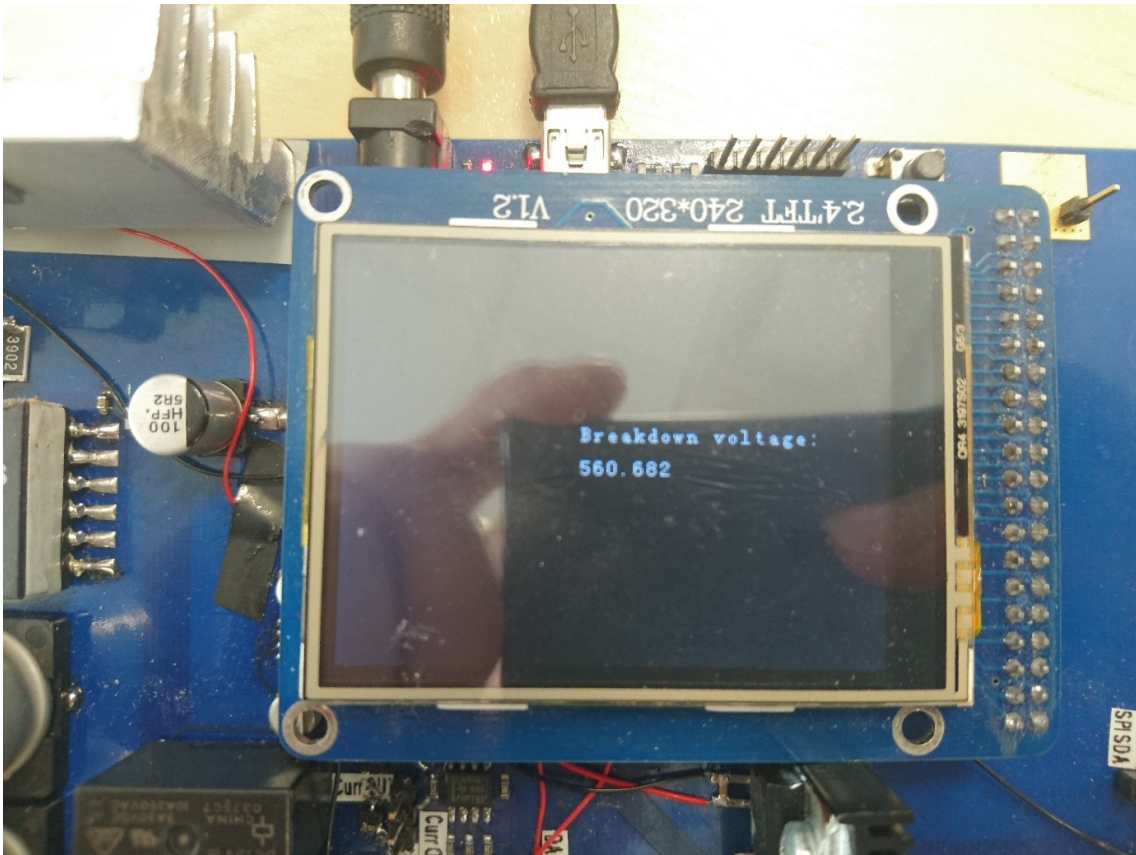
Joonis 26. Zener diodi 1N5956BRLG testi tulemus esitatud graafiliselt seadme ekraanil.



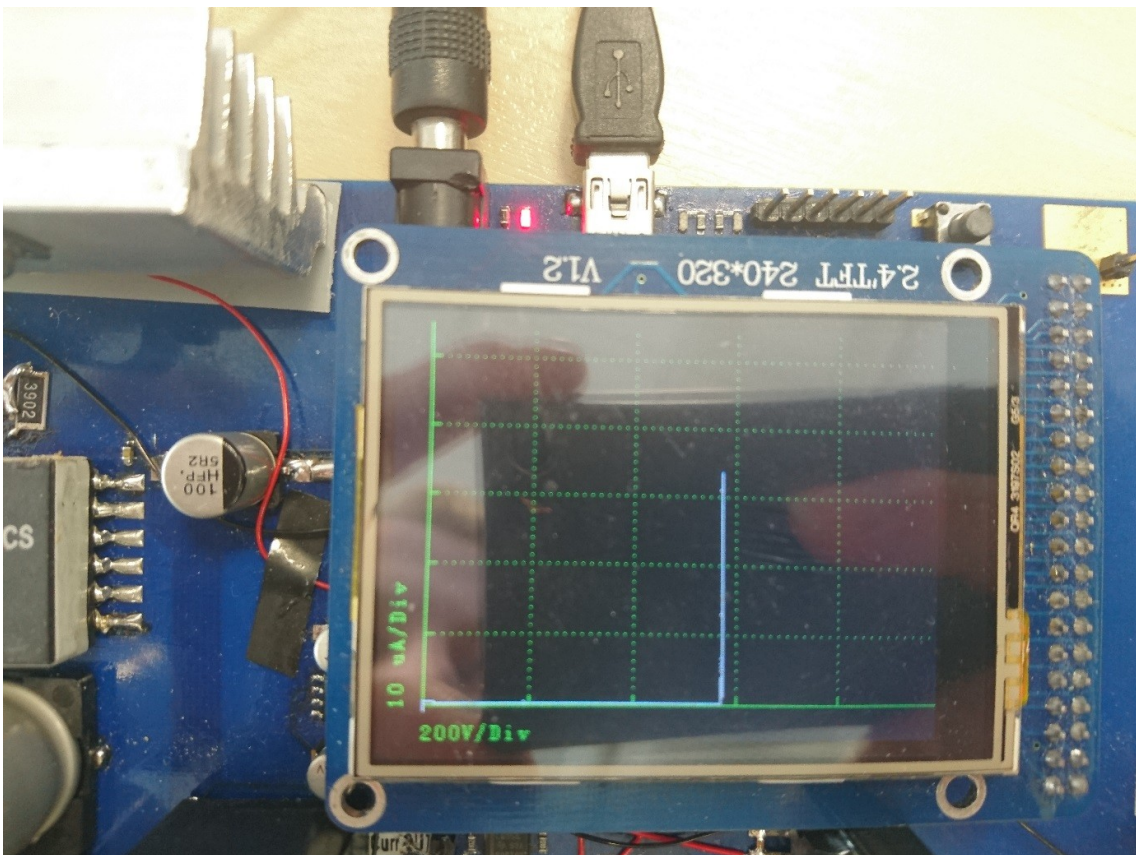
Joonis 27. Bipolaartransistori 2SC3466 kiirtesti tulemus esitatud tekstina seadme ekraanil.



Joonis 28. Bipolaartransistori 2SC3466 testi tulemus esitatud graafiliselt seadme ekraanil.



Joonis 29. MOSFETi W45NM50 kiirtesti tulemus esitatud tekstina seadme ekraanil.



Joonis 30. MOSFETi W45NM50 testi tulemus esitatud graafiliselt seadme ekraanil.