

Univerza v Ljubljani

Fakulteta za elektrotehniko

Vid Oblak

Simulator elektrostatične razelektritve

Poročilo o delu

Visokošolski strokovni študijski program
prve stopnje Aplikativna elektrotehnika

Mentor: Izr. Prof. Dr. Peter Zajec

Ljubljana, 2021

Zahvala

Zahvaljujem se mentorju dr. Petru Zajcu in mentorju v podjetju Blažu Prahu, katera sta mi pomagala z nasveti, izračuni in realizacijo projekta. Zahvaljujem se tudi sodelavcu Janu Pogačarju, ki je vskočil na pomoč pri uporabi Python in LaTeX. Prav tako se zahvaljujem vsem ostalim sodelavcem in prijateljem, kateri so tudi v najmanjši meri pomagali pri razvoju ali realizaciji projekta.

Povzetek

V tem zaključnem poročilu je opisan razvoj simulatorja elektrostatične razelektritve za integrirana vezja in problemov, ki sem jih imel pri razvoju.

Simulator je sestavljen iz treh glavnih modulov in sicer kontrolne ploščice, nastavljivega visokonapetostnega napajalnika in visokonapetostnega stikala. Zaradi trenutne gospodarske situacije smo se tekom razvoja projekta odločili, da bomo pri razvoju simulatorja poskušali čimbolj zmanjšati stroške. Ta odločitev je pomenila dodaten razvoj in izdelavo nastavljivega visokonapetostnega napajalnika in visokonapetostnega stikala, namesto nakupa le teh. Vsi moduli projekta so bili načrtovani z modularnostjo v mislih, da v primeru kasnejše nadgradnje ali zamenjave, le-ta poteka čim bolj nemoteno.

Tekom projekta sem prišel do spoznanja, da bi izdelava simulatorja, ki bi ustrezal vsem standardom, zahtevala precej več časa in bistveno večji proračun.

Ključne besede: ESD, Elektrostatika, Simulator elektrostatične razelektritve, mikroelektronika

Abstract

In this final report is description of development of ESD simulator for microelectronics and problems experienced during development.

Simulator has been composed of three main modules: main control board, adjustable high-voltage power supply and high-voltage switch. Due to current economy situation we have decided to focus on low cost simulator production. This meant development and manufacturing of our own adjustable high-voltage power supply and high-voltage switch, instead of purchasing. All modules of the simulator were designed to be modular and swappable, that way upgrades or replacements can be made without major disruption.

During development I have come to conclusion that ESD simulator which would comply with requirements can not be made according to specified time frame and budget.

Key words: ESD, Electrostatic, ESD Simulator, microelectronics

Vsebina

1	Uvod	1
2	Simulator elektrostatične razelektritve	5
2.1	Praktično usposabljanje	5
2.2	Zasnova simulatorja elektrostatične razelektritve	6
2.2.1	Moduli simulatorja	7
2.2.2	Nastavljivi visokonapetostni napajalnik	8
2.2.2.1	Regulacija napetosti	10
2.2.2.2	LM5155	10
2.2.2.3	UCC28740-Q1	11
2.2.2.4	LT3748	11
2.2.2.5	LT3757	12
2.2.2.6	LT8304	13
2.2.2.7	Ugotovitve	13
2.2.2.8	Krmilnik z mikrokrmilnikom	14
2.2.3	Visokonapetostno stikalo	16

2.2.3.1	Komercialno dobavljivi releji	16
2.2.3.2	Komercialna tranzistorska rešitev	20
2.2.3.3	Samogradnja tranzistorskega visokonapetostnega stikala	20
2.2.3.4	Mehanska rešitev	21
3	Sklep	27

Seznam slik

1.1	Osnovna shema ESD simulatorja.	2
2.1	Osnovna shema ESD simulatorja.	6
2.2	Shema blok diagrama.	7
2.3	Shema vezja v LTSpice.	12
2.4	Shema visokonapetostnega krmilnika z mikrokrmilnikom.	14
2.5	Shema programske kode visokonapetostnega krmilnika z mikrokrmilnikom.	15
2.6	Slika releja G61A proizvajalca Gigavac.	17
2.7	Slika releja serije H proizvajalca Meder.	18
2.8	Shema vezja za merjenje relejev.	18
2.9	Skakanje kontaktov pri releju proizvajalca Medler electronics.	19
2.10	Shema idejne zasnove krmiljenja tranzistorja preko "Switched Cap".	21
2.11	Shema stikala s solenoidom V1.	22
2.12	Shema stikala s solenoidom V2.	22
2.13	Shema stikala s servo motorjem V1.	23

2.14 Shema stikala s servo motorjem V2.	23
2.15 Potek napetosti po sklenitvi kontaktov pri servo stikalu V1.	24
2.16 Potek napetosti po sklenitvi kontaktov pri servo stikalu V1 povečano.	25

Seznam tabel

2.1	Ožji izbor transformatorjev	9
2.2	Ožji izbor regulatorjev	10

Seznam uporabljenih simbolov

V pričujočem zaključnem delu, so uporabljene naslednje veličine in simboli:

Veličina / oznaka		Enota	
Ime	Simbol	Ime	Simbol
čas	t	sekunda	s
frekvenca	f	Hertz	Hz
napetost	U	Volt	V
tok	I	Amper	A
upornost	R	Ohm	Ω

Natančnejši pomen simbolov ter njihovih indeksov je razviden iz ustreznih slik ali pa je pojasnjen v spremnem besedilu, kjer je simbol uporabljen.

1 Uvod

Praktično usposabljanje sem opravljal v podjetju Renishaw d.o.o., ki je hčerinsko podjetje britanskega inženrskega podjetja Renishaw p.l.c. Podjetje razvija integrirana vezja za specifično uporabo (ASIC).

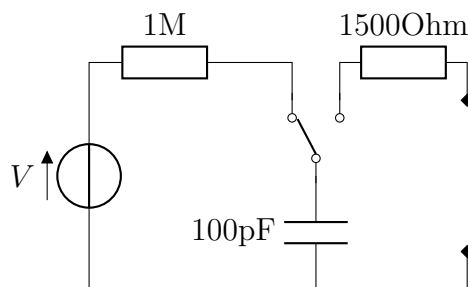
Inženirji v podjetju so razdeljeni na tri skupine:

- Načrtovalci: načrtujejo posamezne sklope integriranega vezja in karakterizirajo vezje s pomočjo simulacij.
- Oblikovalci sestavnice mask: postavijo posamezne komponente na površino integriranega vezja (podobno kot risanje tiskanih vezij).
- Testni inženirji: karakterizirajo narejena integrirana vezja, načrtujejo testna vezja in skrbijo za testiranje vezij za proizvodnjo.

Sam sem izvajal praktično usposabljanje v skupini testnih inženirjev. Tej skupini sem se pridružil pred tremi leti. V tem času sem dobro spoznal vse postopke, zato sem lahko takoj začel z izvajanjem zasnove in izdelave projekta. Zadana mi je bila naloga zasnove in izdelave simulatorja elektrostatične razelektritve, ki se uporablja pri verifikaciji integriranih vezij. Zahteve so bile naslednje:

- maksimalna izhodna napetost vsaj 15 kV DC,
- nastavljanje izhodne napetosti med 250 V in 15 kV,
- natančnost izhodne napetosti vsaj 3 %,

- zagotavljanje skladnosti z vsemi ustreznimi zahtevami na nivoju EU (pridobitev oznake CE).



Slika 1.1: Osnovna shema ESD simulatorja.

Za potrebe testiranja integriranih vezij, so v podjetju potrebovali simulator elektrostatične razelektritve. Na začetku snovanja so bile zastavljene specifikacije maksimalne napetosti 15 kV in uporaba že narejenih modulov za nastavljivi visokonapetostni napajalnik ter visokonapetostno stikalo. Tekom projekta se je to spremenilo in prišlo do odločitve o lastnem načrtovanju nastavljivega visokonapetostnega napajalnika. Pri tem modulu sem moral premostiti kar nekaj tehničnih ovir. Največji sta bili zagotovitev skladnosti z vsemi ustreznimi zahtevami na nivoju EU ter zagotavljanje 15 kV izolacije med primarno in sekundarno stranjo. Princip delovanja simulatorja elektrostatične razelektritve je dokaj enostaven. Nastavljivi visokonapetostni vir polni kondenzator, katerega se nato preko upora prazni skozi testiranec. Prvotni načrt je bil lastno navijanje primerne visokonapetostnega transformatorja. Po kar nekaj meritvah in izračunih se je to pokazalo za neizvedljivo, saj nismo uspeli zagotoviti želene napetosti in izolacije. Rezervni načrt je bil vzeti transformator iz televizorja s katodno cevjo. Vendar pa smo se temu želeli izogniti zaradi nedostopnosti takih televizorjev, ki jih bo s časom vedno manj. Težavo sem imel tudi z razlikovanjem transformatorjev v podnožju in v karakteristikah, vgrajene diode v sekundarnem navitju pa so še dodatno otežile karakterizacijo transformatorja. Težave je povzročala tudi regulacija napetosti zaradi zagotavljanja potrebne galvanske izolacije. S pomočjo simulacij sem preizkusil, kateri tipi napetostnih krmilnikov bi ustrezali. Tako so bili izločeni vsi neizolirani krmilniki. Krmilnik s povratno vezavo preko optičnega spojnika namreč ni zmožen pokrivati celotne izhodne napetosti od 250 V do 15 kV zaradi

nelinearnosti, krmilnik s povratno vezavo preko pomožnega navitja pa je bil v simulacijah sicer obetaven, vendar se je na koncu izkazal za neprimerne. Primeren je bil samo regulator, ki ima povratno vezavo preko primarnega navitja in sicer s merjenjem zrcaljene napetosti s sekundarnega navitja na primarno. Po obsežnejših meritvah pa se je tudi ta izkazal za neprimerne. Na koncu je bilo potrebno izdelati regulator z mikrokrmilnikom, kateri prejema povratno vezavo preko galvansko ločenega analogno-digitalnega pretvornika. Po standardih MIL-STD-883K [15] in JS-001-2007 [14] mora biti visokonapetostno stikalo, ki prazni kondenzator skozi testiranec t.i. "bounce-less", se pravi, ko sklene kontakt, ga mora zadržati, namesto, da ga na kratko večkrat razklene in sklene. Standarda pa tudi predpisujeta obliko signala toka skozi testiranec, zato razbremenilno vezje t.i. "snubber" čez kontakte stikala ni primerna rešitev. Za nižje napetosti obstajajo releji, kateri vsebujejo živo srebro, čigar naloga je zadržati kontakt, ko se kontakta odbijeta. Vendar cena takšnega releja za 15 kV znaša okoli €2000. Kompromis je bil izdelava lastnega stikala, ki bi ustrezalo zahtevam.

2 Simulator elektrostatične razelektritve

2.1 Praktično usposabljanje

Načrtovalski del projekta sem izvajal na svojem računalniškem delovnem mestu, kjer sem uporabljal:

- Altium Designer: risanje električnih shem in načrtovanje tiskanih vezij.
- Visio: risanje blok diagramov in konceptnih shem.
- LTSpice: simulacija analognih vezij.
- STM32Cube: programiranje mikrokontrolerov ARM STM32.
- Python: komunikacija med mikrokontrolerom in računalnikom.

Na svoji delovni mizi sem imel nameščeno antistatično podlogo, toda to delovno mesto ni bilo primerno za izvajanje meritev (potencialno za izvajanje hitrih meritev) s katerimi je bil potrjen koncept. Za obsežnejše meritve sem imel na voljo merilno mesto, kjer je bilo na voljo več merilnih inštrumentov.

Pri svojem delu sem največ uporabljal:

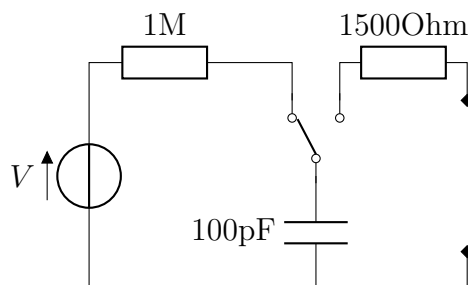
- Rigol DS1054Z: digitalni osciloskop.
- Acute ADP2100 : visokonapetostna diferencialna sonda.

- Rigol DP832: 3 kanalni laboratorijski napajalnik.
- PeackTech 3450: multimeter z vgrajeno termalno kamero.

Pred delom z visoko napetostjo sem moral opraviti interni tečaj varstva pri delu z visoko napetostjo. Po posvetu z mentorjem sva sklenila razdeliti nalogo na posamezne module. Za vsak modul sem najprej pripravil blokovno shemo ter opis možnih rešitev, po pregledu le teh pa je sledilo nadaljnje simuliranje v LTSpice in po potrditvi rezultatov še načrtovanje v Altium Designer.

2.2 Zasnova simulatorja elektrostatične razelektritve

Poleg že omenjenih specifikacij je veljalo tudi, da mora simulator ustrezati standardoma MIL-STD-883K in JS-001-2007. Osnovna shema simulatorja je sledeča:



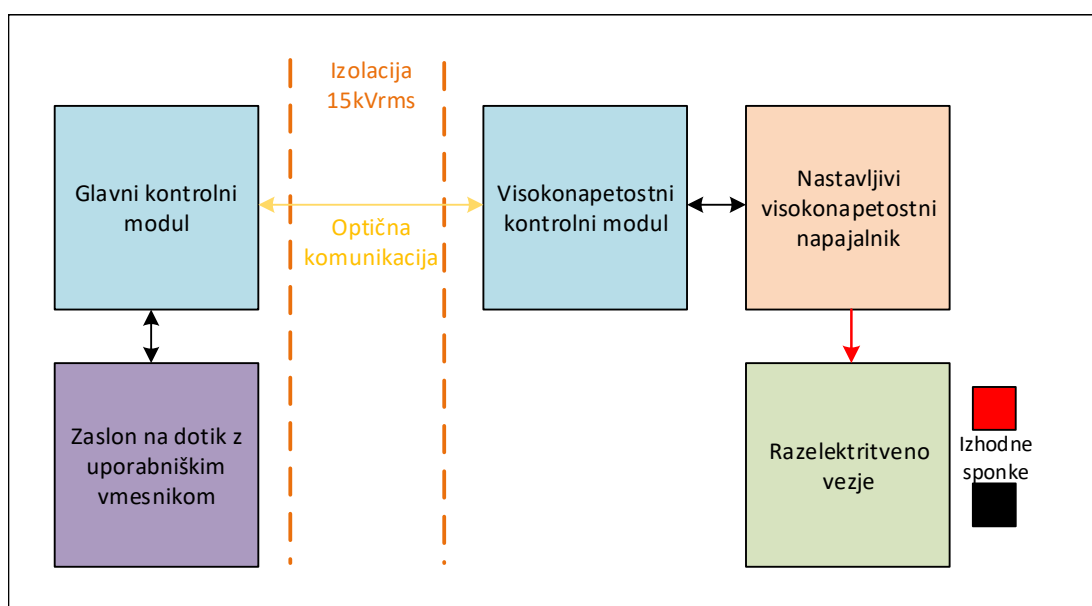
Slika 2.1: Osnovna shema ESD simulatorja.

Sestavljajo ga nastavljivi visokonapetostni izvir, polnilni upor, praznilni kondenzator, praznilni upor ter ne-preskakovalno (t.i. bounce-less) stikalo. Praznilni kondenzator se preko polnilnega upora napolni na želeno napetost, preko praznilnega upora pa se sprazni skozi testiranec. Izhodni tok mora ustrezati limitam, katere so podane v standardih: dvizni čas mora biti manjši kot 10 ns ter nominalni čas praznjenja kondenzatorja skozi kratek stik mora biti 150 ns, z maksimalnim odstopanjem ± 20 ns. Slednja zahteva pomeni, da lahko s stikalom, povezovalnimi žicami in konektorji dodamo maksimalno 20 pF parazitne kapacitivnosti, ker bo

sicer izpraznitev skozi kratek stik odstopala od zahtevanega. Pri načrtovanju visokonapetostnega izvira je prav tako potrebna prevodnost, saj mora le-ta zagotavljati 15 kV izolacije med primarno in sekundarno stranjo.

2.2.1 Moduli simulatorja

Simulator je sestavljen iz 4 modulov, od katerih vsak opravlja posebno nalogo.



Slika 2.2: Shema blok diagrama.

- Glavni kontrolni modul: krmili visokonapetostni modul, prejema uporabnikove ukaze preko zaslona na dotik, pošilja podatke po LAN ali USB.
- Visokonapetostni kontrolni modul: krmili nastavljivi visokonapetostni napajalnik in razelektritveno vezje glede na ukaze glavnega kontrolnega modula, varnostno odklaplja napajanje nastavljivega napajalnika, ko le-ta ni v uporabi.
- Nastavljivi visokonapetostni napajalnik: glede na zahteve regulira enosmerno napetost od 250 V do 15 kV.

- Razelektritveno vezje: izprazni naboj iz praznilnega kondenzatorja preko testiranca.

2.2.2 Nastavljivi visokonapetostni napajalnik

Začel sem z nastavljivim visokonapetostnim napajalnikom, saj sem pričakoval, da bo delo z njim zamudno in na koncu so se moja predvidevanja izkazala za pravilna. Z visokimi napetostmi do tedaj še nisem imel izkušenj, imel pa sem izkušnje z Cockcroft-Walton-ovim množilnikom napetosti. Zamislil sem si stikalni napajalnik, ki bi pretvarjal 24 V v 250 V, za njim pa 60 stopenj množilnika. Regulaciji napetosti na transformatorju bi sledila tudi izhodna napetost množilnika. Po simulacijah sem hitro ugotovil, da to ne bo delovalo po pričakovanjih, saj so kapacitivne izgube previsoke. Prvotna ideja je bila dodati samo nekaj stopenj, vendar sem hitro ugotovil, da kljub dodatku 60 stopenj ne bom mogel doseči 15 kV iz 250 V. V članku avtorja Hanington, G [13] je opisan podoben problem. Za napajanje nevtronskih generatorjev so potrebovali 100 kV DC, njihova rešitev za kapacitivne izgube je bila uporaba paralelnega napetostnega množilnika.

Po računih in simulacijah je rešitev izgledala obetavno. Navdušen nad rezultati sem se lotil risanja sheme in tiskanega vezja v Altium Designerju, kjer pa se je lahko hitro opazila kritična napaka. Za povratno zanko regulacije je bil uporabljen analogno-digitalni pretvornik s primerno dimenzioniranim pred-uporom in s tem je bila prekinjena galvanska izolacija med primarnim in sekundarnim navitjem. Na srečo je bila moja napaka diagnosticirana pravočasno, pred posredovanjem tiskanega vezja v izdelavo. Po pogovoru s sodelavci sem ugotovil, da bo transformator verjetno najboljša opcija za dvigovanje napetosti. Po izvedbi povpraševanj pri večjih ponudnikih elektronskih komponent sem, prišel do zaključka, da primerne transformatorja ne bo možno kupiti, pač pa ga bo potrebno narediti. V preteklosti sem že navijal omrežne transformatorje, z načrtovanjem transformatorjev za navzgor (t.i. "flyback") pa nisem še imel izkušenj. Za začetek sem uporabil jedra RM10 iz materiala N87, ki so bila na zalogi. Predhodno sem izračunal, koliko ovojev potrebujem na primarni strani, preden preide jedro v nasičenje pri 3 A. Navil sem transformator z razmerjem 1:10 in enega z razmerjem 1:20. Za meritve sem potreboval še napetostni delilnik za visokonapetostno sondo, saj je le ta narejena samo za 1.8 kV. Po specifikacijah ima vhodno

upornost $2\text{ M}\Omega$, kar pomeni da s preduporom $18\text{ M}\Omega$ dosežemo razmerje 1:10 in posledično maksimalno napetost 18 kV . Pri tem nisem dodal kapacitivne kompenzacije, zato je sonda bolj uporabna za indikacijo, kot pa za meritve. Tuljavo sem krmilil s pomočjo MOSFETA in namenskega krmilnika vrat UCC27517 [3] proizvajalca Texas Instruments. Le-ta zaradi izredno kratkega časa vzpona in padca omogoča opravljanje meritve tudi pri višjih frekvencah. Maksimalni izhodni tok 4 A omogoča hitro odpiranje/zapiranje MOSFETov z višjim U_{DS} . S signalnim generatorjem se lahko natančno kontrolira krmilnik. Meritve so opravljene pri napetostih 5 V , 10 V in 15 V ter spremenjenemu delovnem ciklu od 0.1% do 10% delovnega cikla. Ugotovil sem, da se pri delovnih ciklih nad 10% izhodna napetost ne spreminja več, oziroma transformator preide v nasičenje in posledično se zelo segreje. Omejitev toka je bila nastavljena 3 A , kar pa ni bilo tako pomembno zaradi paralelno vezanega elektrolitskega kondenzatorja s kapacitivnostjo $4700\text{ }\mu\text{F}$ in izhodnih sponk. Meritve so pokazale, da napetost U_{pp} lahko brez problema doseže zahtevanih 15 kV , vendar prihaja do preboja napetosti med navitji transformatorja. Odločil sem se narediti še dodatne meritve s tremi različnimi jedri. Pri iskanju jedra, sem si pomagal s skripto, napisano v Matlabu, kateri mi glede na A_L in l_e parametre izračuna potrebno razmerje navojev ter maksimalni magnetilni tok. Izbrana so bila naslednja jedra: EFD 30/15/9, PM 50/39 in E 70/33/32 z 1.5 mm režo. Večja transformatorja sta precej obetala, saj bi na tuljavniku lažje zagotavljali primerno izolacijo. Visoka A_L vrednost pomeni manjše število ovojev. Iz radovednosti sem pomeril tudi dva transformatorja navzgor, katera sta prispela kot vzorca proizvajalca CoilCraft in sicer GA3459 [8] in GA3460, sta pa namenjena za 500 V . Po meritvah se je izkazalo, da transformatorja z velikim jedrom delujeta pod pričakovanji, transformatorja proizvajalca CoilCraft pa delujeta izredno dobro in skoraj dosejata zelene napetosti, najboljše pa se je izkazal mali transformator z EFD jedrom.

Ime	L_{pri}	L_{sec}	Razmerje	U_{ppMAX}	Jedro	Reža
GA3460	$2.6\text{ }\mu\text{H}$	$253\text{ }\mu\text{H}$	1:10	3.9 kV	EFD 25/13/9	0.5 mm
GA3459	$5\text{ }\mu\text{H}$	$505\text{ }\mu\text{H}$	1:10	13.8 kV	EFD 25/13/9	0.5 mm
Mali z EFD	$76\text{ }\mu\text{H}$	13.21 mH	1:13	7.84 kV	EFD 30/15/9	0 mm

Tabela 2.1: Ožji izbor transformatorjev

Z rezultati meritev še nisem bil popolnoma zadovoljen, vendar sem se vseeno odločil, najprej ugotoviti način regulacije izhodne napetosti in si kasneje po potrebi prilagoditi parametre transformatorja.

2.2.2.1 Regulacija napetosti

Prvotno sem si želel skrajšati čas načrtovanja in uporabiti že narejeni regulator in po potrebi prilagoditi vezje okoli njega - vezje povratne zanke. Glede na obstoj številnih krmilnikov namenjenih za navzgor topologijo, sem med njimi začel iskanje najprimernejšega. V ožji izbor sem uvrstil:

Ime	Proizvajalec	Način povratne zanke
LM5155	Texas Instruments	Optoizolator
UCC28740-Q1	Texas Instruments	Optoizolator
LT3748	Linear Technology	Zaznavanje na primarnem navitju
LT3757	Linear Technology	Napetostni delilnik na izhodu
LT8304	Linear Technology	Zaznavanje na primarnem navitju

Tabela 2.2: Ožji izbor regulatorjev

2.2.2.2 LM5155

Krmilnik LM5155 [10] ima avtomatsko regulacijo frekvence v območju od 170 Hz do 100 kHz. Povratna vezava je izolirana preko optičnega spojnika, ki je prožen na izhodni strani preko napetostnega delilnika in Zenner diode. S spreminjanjem vrednosti upora povratne vezave se spreminja točka, pri kateri se proži optični spojnik. Kljub ponovnim izračunom in dvojnem preverjanju sheme, ta krmilnik ni deloval v simulacijskem okolju, dolg čas dobave pa je onemogočil prototipni test.

2.2.2.3 UCC28740-Q1

UCC28740-Q1 [9] deluje po enakem principu kot že omenjeni LM5155. Ta krmilnik je namenjen napajanju iz usmerjene omrežne napetosti, saj od tam dobi podatek o referenčni frekvenci. Takšen krmilnik ni uporaben, saj se nastavlja visokonapetostni regulator napaja iz 24 V DC.

2.2.2.4 LT3748

Krmilnik elegantno rešuje moj problem, saj ne potrebuje dodatne povratne ve-zave, informacijo o izhodni napetosti namreč dobi preko zrcaljene napetosti na primarnem navitju. Ko se izključi N Kanalni MOSFET, napetost na ponoru zraste nad vhodno napetost, katera je enaka $V_{FLBK} = (V_{OUT} + V_F + I_{SEC} * ESR) * N_{PS}$. Pri tem je V_{FLBK} zrcaljena napetost, V_F pragovna napetost iz-hodne diode, I_{SEC} tok na sekundarnem navitju, ESR skupna impedanca vezja na sekundarni strani in N_{PS} razmerje navojev med primarnim in sekundarnim navitjem. Ta napetost steče proti masi preko upora za nastavitev napetosti R_{FB} in interno zaporedno vezanim R_{REF} , točka med uporoma je vezana na inverti-rajoči vhod ojačevalnika napake z referenco V_{BG} 1.223 V [4]. Izhodna napetost je enaka $V_{OUT} = V_{BG}(R_{FB}/R_{REF})(1/N_{PS}) - V_F - I_{SEC}(ESR)$, kjer lahko pri naših napetostih zanemarimo V_F in $I_{SEC}(ESR)$, upoštevati pa moramo tudi zahteve za minimalno induktivnost primarnega navitja:

$$L_{PRI} \geq \frac{(V_{OUT} + V_F(DIODE)) * R_{SENSE} * t_{Settle(MIN)} * N_{PS}}{V_{Sense(MIN)}}$$

$$V_{SENSE(MIN)} = 15 \text{ mV}$$

$$t_{SETTLE(MIN)} = 400 \text{ ns}$$

$$N_{PS} = \text{razmerje ovojev med primarnim in sekundarnim navitjem}$$

Oziroma (uporabi se tisto vrednost, katera je večja):

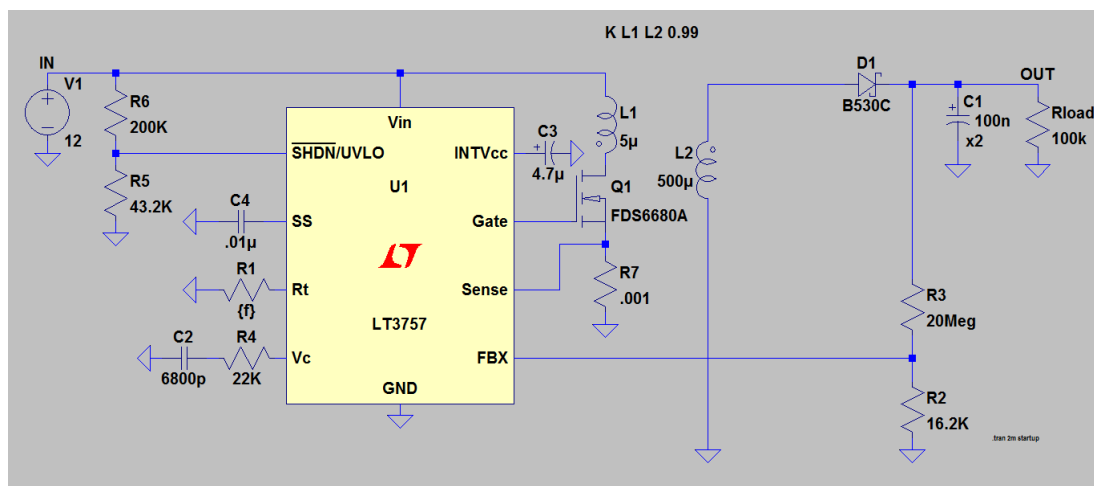
$$L_{PRI} \geq \frac{V_{IN(MAX)} * R_{SENSE} * t_{ON(MIN)}}{V_{SENSE(MIN)}}$$

$$t_{ON(MIN)} = 250 \text{ ns}$$

Pri uporabljenih transformatorjih za katodne cevi je vrednost primarnega navitja okoli desetkrat manjša, kar pojasni nepravilno delovanje regulatorja. Ta je namreč na vrata N kanalnega MOSFETA pošiljal impulze širine $55\ \mu\text{s}$, kolikor je najdaljši čas odprtega kanala. Kljub spremembam vrednosti R_{FB} se ta čas ni spreminjal.

2.2.2.5 LT3757

Krmilnik LT3757 proizvajalca Linear Technology [11] je krmilnik, pri kateremu se nastavlja obratovalno frekvenco z enim uporom, ki ustreza vrednostim med $140\ \text{k}\Omega$ in $10.5\ \text{k}\Omega$ v razponu med $100\ \text{kHz}$ in $1\ \text{MHz}$. Napetost se nastavlja z napetostnim delilnikom na sekundarni strani, da je pri želeni izhodni napetosti izhod napetostnega delilnika enak $1.6\ \text{V}$. Na spletni strani proizvajalca je bilo možno dobiti shemo vezja regulatorja, kateremu sem spremenil vrednosti določenih elementov po lastnih zahtevah. Po nekaj simulacijah se je izkazalo, da je omenjeni krmilnik primeren za projekt, saj sem uspel nastaviti izhodno napetost med $300\ \text{V}$ in $15\ \text{kV}$.



Slika 2.3: Shema vezja v LTSpice.

Problem tega krmilnika pa je varnost, ker je sekundarno navitje visokonapetostnega transformatorja električno povezano z nizkonapetostno stranjo. Za

zagotavljanje primerne izolacije bi moral napajalnik modula zdržati 15 kV, kar ponovno pomeni načrtovanje takega napajalnika. Napajalniki z najvišjo prebojno trdnostjo so namreč s certifikatom IEC 60601-1, ki zagotavlja najvišjo prebojno trdnost 4000 VAC.

2.2.2.6 LT8304

LT8304 proizvajalca Linear Technology [6] deluje po podobnem principu kot LM3748 z razliko, da ima vgrajen MOSFET in posledično manjšo izhodno moč. Simulacije so obetale, vendar jim ni moč zaupati zaradi netočnosti modela transformatorja. Vseeno sem poskusil izdelati prototipno ploščo s krmilnikom in pripadajočimi komponentami. Vezje je delovalo po pričakovanjih, vendar se je po približno 20 sekundah začelo kaditi iz krmilnika, zato sem uporabil nov krmilnik. Tudi pri temu se je začelo kaditi. Ta krmilnik ima maksimalno moč 24 W, pri meritvah pa moč ni presegla 10 W. Dejstvo pa je, da je bil na izhodu napajalnika kondenzator s 4700 μF , zaradi katerega napajalnik ni pokazal napetostnih špic, zaradi katerih je bila presežena izhodna moč. Drugi del, kjer bi lahko prišlo do napake, je na pinu SW, ki je ponor internega MOSFETA. Mogoče je, da je inducirana napetost na primarnem navitju višja od U_{DSMAX} in posledično poškoduje čip. Podatkovni list narekuje uporabo Schottky in Zenner diode s pragovno napetostjo $V_{\text{Zenner}(MAX)} \leq 145\text{V} - V_{IN(MAX)}$ proti napajalni liniji za odvajanje prenapetostnih špic. V mojem primeru sem uporabil Zenner diodo s pragovno napetostjo 100 V, kar pa očitno ni zadoščalo. Na zadnjem krmilniku sem namesto priporočene prenapetostne zaščite uporabil TVS diodo, z nominalno napetostjo 70 V in maksimalnim tokom 26.5 A. Vendar je rezultat ostajal enak.

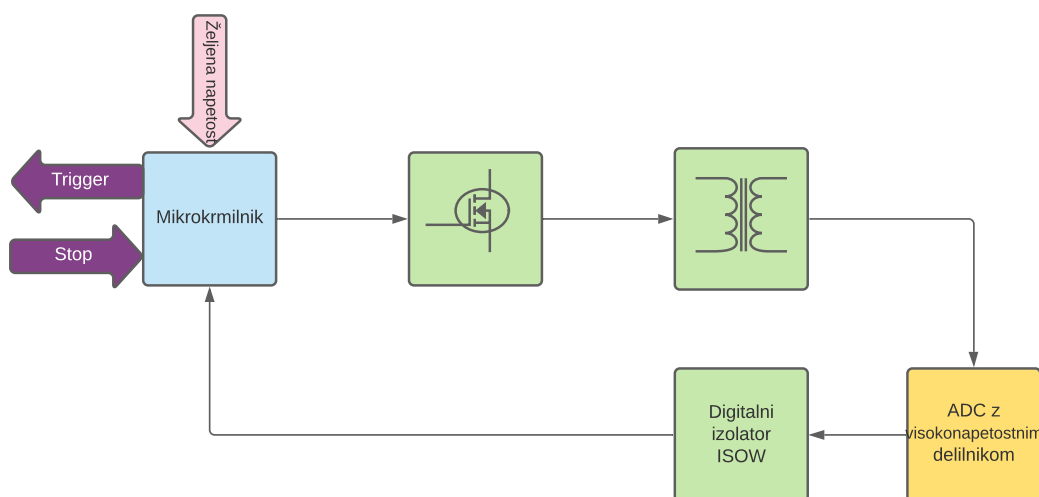
2.2.2.7 Ugotovitve

Simulacija so pokazale, da ne bo mogoče uporabiti že narejenega krmilnika, ampak ga bo potrebno načrtovati od začetka. Možna rešitev bi bila uporaba krmilnika LT3757, vendar bi bilo namesto napajanja z omrežnim napajalnikom potrebno uporabiti baterijsko napajanje. Baterije bi se polnile ob izklopu visokonapetostnega napajalnika, ob vklopu pa se baterije galvansko loči od polnilnika s

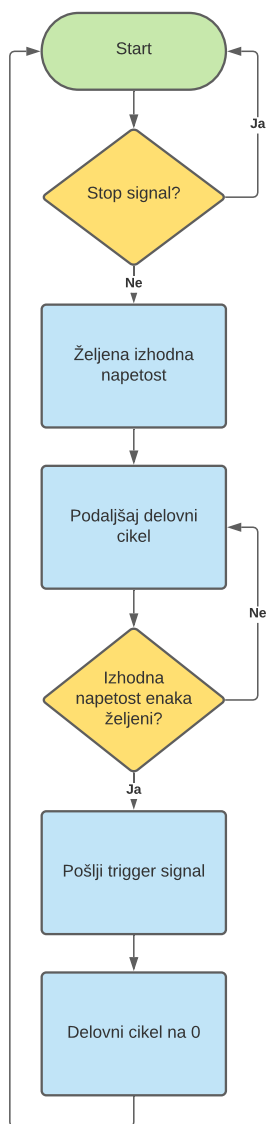
pomočjo odklopnika, ki ima prebojno napetost vsaj 15 kV. Takšen odklopnik pa ponovno pomeni veliko specifiko z visoko ceno oz. samoizdelavo.

2.2.2.8 Krmilnik z mikrokrmilnikom

Edina možnost, ki nam je še preostala, je bila izdelava visokonapetostnega krmilnika z mikrokrmilnikom. Krmilnik bo opravljal le vlogo krmiljenja visokonapetostnega napajalnika. Vhodni signal bo prejel preko serijske povezave, povratna vezava pa bo preko analogno-digitalnega pretvornika, ki bo na mikrokrmilnik povezan preko optičnega izolatorja za digitalne povezave. Uporabljen je bil mikrokrmilnik STM32 iz družine F4, ker njegove operacije niso tako kritične in lahko uporabimo kateri koli mikrokrmilnik. S STM Cube razvojnim okoljem sem se že srečal, razvojna ploščica STM NUCLEO F4 pa je bila na zalogi v podjetju. Analogno-digitalni pretvornik tudi ni bil kritičen, saj za koncept nismo potrebovali visoke natančnosti, galvansko ločitev med visokonapetostnim in nizkonapetostnim delom pa je zagotavljal digitalni izolator z vgrajenim izolatorjem napajanja iz družine ISOW proizvajalca Texas Instruments.



Slika 2.4: Shema visokonapetostnega krmilnika z mikrokrmilnikom.



Slika 2.5: Shema programske kode visokonapetostnega krmilnika z mikrokrmilnikom.

Programska koda preveri, če glavni krmilnik še pošilja STOP signal.

Če ga ne pošilja, prebere zeleno napetost preko serijske povezave in nastavi delovni cikel na najkrajšega, delovni cikel pa počasi povečuje, dokler izhodna napetost ne doseže nastavljene. Ko izhodna napetost doseže nastavljeno, pošlje glavnemu krmilniku TRIGGER signal, to je signal, ki sproži praznilni rele in postavi delovni cikel na 0. Počasno dviganje napetosti omogoča počasnejše polnjenje kondenzatorja in posledično je potreben manjši transformator. S tem krmilnikom je uspelo krmiliti izhodno napetost, potrebno pa bi bilo še podrobneje nastaviti PID parametre.

2.2.3 Visokonapetostno stikalo

Standard zahteva "bounce-less" stikalo, ki sklene kontakt in ga ne razklene več. V preteklosti so bila na voljo stikala, ki so imela kontakte v kapsuli skupaj z živim srebrom. Živo srebro je poskrbelo, da v primeru odbitih kontaktov, tok lahko še vedno teče preko živega srebra. Vendar je zaradi direktive RoHS izbira teh relejev zelo omejena.

2.2.3.1 Komercialno dobavljivi releji

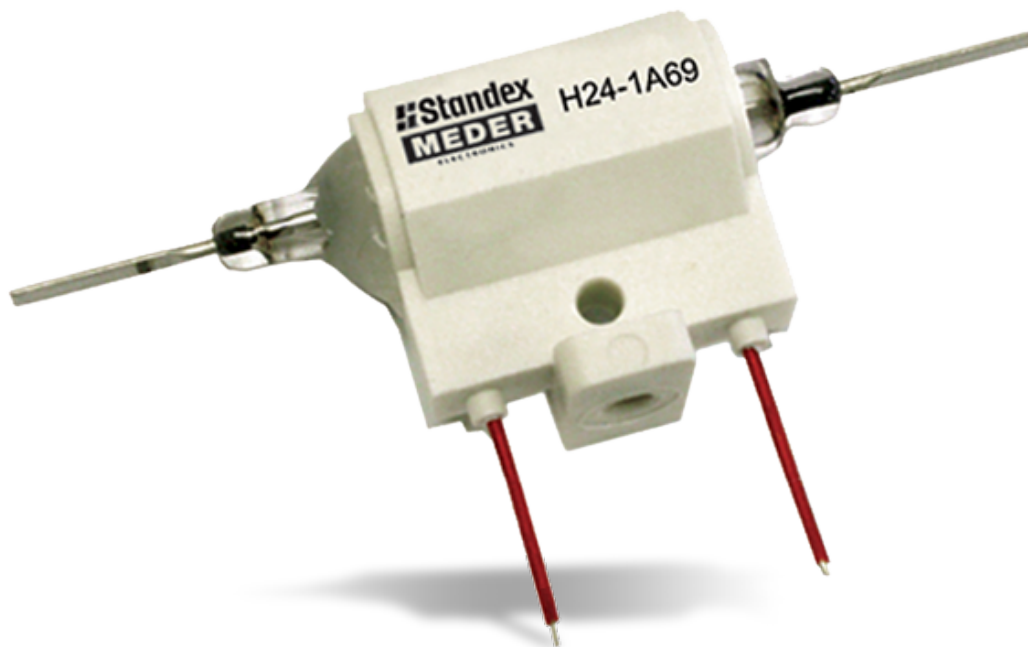
Prvotna izbira je bil model G61A proizvajalca Gigavac [7], ki se vgrajuje v simulatorje elektrostatične razelektritve, saj je v specifikacijah poudarjeno, da je odličen za praznjenje kondenzatorjev in učinkovito deluje brez skakanja kontaktov.



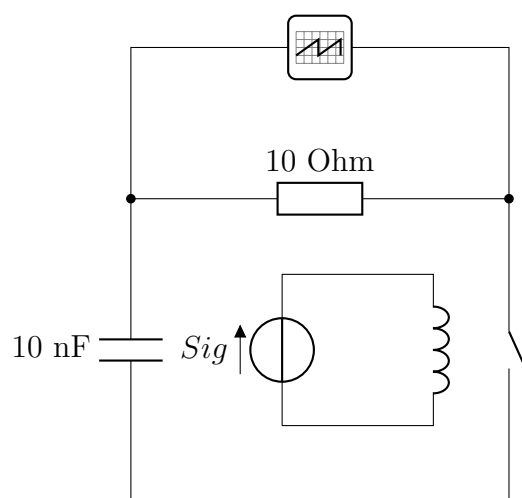
Slika 2.6: Slika releja G61A proizvajalca Gigavac.

Cena tega releja giba okoli 2000€. Zaradi omejenega proračuna, nakup tega releja ni bil možen. Dobro alternativo je predstavljal rele serije H, proizvajalca Medler electronics [5] (sedaj Standex electronics), ki ima v specifikacijah navedeno, da je zamenjava za mokre releje z živim srebrom in je bil na voljo po ugodni ceni 50€.

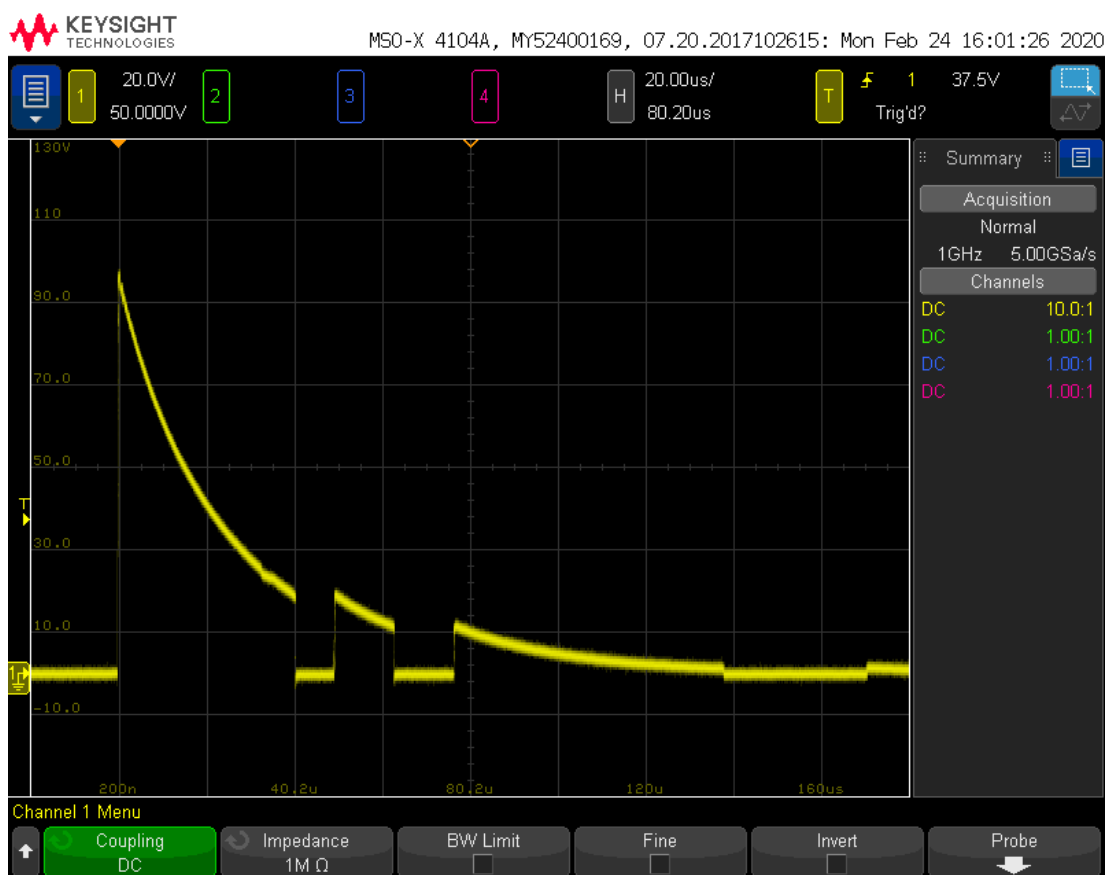
Testi so po pričakovanju pokazali skakanje kontaktov.



Slika 2.7: Slika releja serije H proizvajalca Meder.



Slika 2.8: Shema vezja za merjenje relejev.



Slika 2.9: Skakanje kontaktov pri releju proizvajalca Medler electronics.

Po specifikacijah je lahko največji tok, ki teče čez rele 10 A, saj je maksimalna napetost 15 kV, kondenzator pa se prazni preko $1500\ \Omega$ upora. Zaradi varnosti je bila pri merjenju RC konstanta spremenjena iz $1500\ \Omega$ in $100\ \text{pF}$ na $10\ \Omega$ in $10\ \text{nF}$, napajana pa je bila z napetostjo 100 V. Na posnetku zaslona osciloscopa je razvidna razklenitev pri $40\ \mu\text{s}$ in $55\ \mu\text{s}$. Po ponovitvah sem zaključil, da se razklenitve pojavijo vedno ob istem času. Pojavila se je ideja o vzporednem vezanju dveh ali več enakih relejev in njihovem proženju s časovnim zamikom, ker bi na ta način lahko premostili razklenitev. Vendar bi s tem v sistem dodali kapacitivnost, na katero moramo biti pozorni, saj standard dovoljuje maksimalno 20 ns odstopanja časovne konstante. Eksperimentalno sem naredil meritve še pri višjih napajalnih napetostih vzbujevalne tuljave, kjer sem predpostavljal, da bo

magnetno polje dovolj močno, da se kontakt ne bo uspel odbiti. Kljub temu so se prekinitve še vedno dogajale, tudi pri trojni napajalni napetosti.

2.2.3.2 Komerzialna tranzistorska rešitev

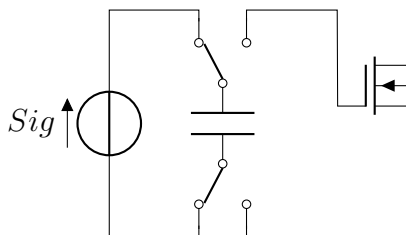
Podjetje Behlke, ki se ukvarja z visokonapetostno in močnostno elektroniko, izdeluje HTS 181-02-C [1], hitro visokonapetostno tranzistorsko stikalo. Ta model ima maksimalno napetost 18 kV ter maksimalno tokovno špico 12 A. Nekoliko slabši so parametri časa naraščanja, saj bi bili v našem primeru med 12 ns do 25 ns (standard pa zahteva 10 ns). Tako stikalo ima ceno okoli 1100€, kar je močno presegalo naš proračun. Po ogledu fotografije odprtega stikala sem si zamislil, kako bi potekala lastna izvedba tranzistorskega visokonapetostnega stikala.

2.2.3.3 Samogradnja tranzistorskega visokonapetostnega stikala

Stikalo je sestavljeno iz dveh delov: krmilni del in visokonapetostni del. Zanimivo je dejstvo, da je v visokonapetostnem delu zaporedno nanizanih okoli 10 tranzistorjev. Če predpostavimo, da imajo vsi tranzistorji enake karakteristike in se v istem času začnejo odpirati, bo napetost naraščala na vseh enako in skupni dvizni čas bo enak dviznemu času tranzistorja. Prvi izziv se je pojavil glede izbire primernih polprevodnikov. IGBTji IXYL60N450 [2] proizvajalca LittleFuse so bili teoretično najboljša izbira, saj imajo maksimalno V_{CES} napetost 4.5 kV, tipični odpiralni čas pa je 55 ns, kar je še vedno 5,5-krat preveč.

Naknadno sem naletel na tranzistorje, ki so bili namenjeni za 10 kV z dviznim časom okoli 10 ns. Mogoče bi bilo uporabiti dva in ju zbondirati na tiskano vezje in s tem zmanjšati parazitne kapacitivnosti in induktivnosti. Zaradi hitrega dviznega časa spadajo ti tranzistorji pod "izdelke z dvojnim namenom", kar pomeni, da je za nakup potrebno podpisati pogodbo o nerazkritju informacij. Najnižje vrednosti parazitne kapacitivnosti in induktivnosti bi tako lahko dosegli z uporabo najbolj primernih tranzistorjev, odstranjenih iz ohišja in zbondiranih na tiskano vezje. Pred risanjem tiskanega vezja sem želel v simulatorju zasnovati še krmilnik. Uporabljeni so bili IGBTji, zato je bilo potrebno krmilno napetost pripeljati med vrata in emitor. V mojem primeru je potencial emitorja najvišjega

IGBTja proti masi znašal 11.25 kV. S primernimi visokonapetostnimi stikali bi bilo možno krmiljenje na način s preklopi kondenzatorja t.i. "Switched Cap".



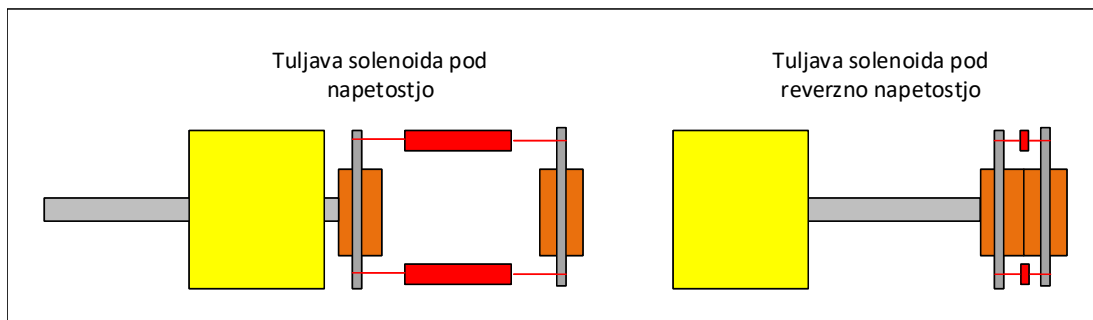
Slika 2.10: Shema idejne zasnove krmiljenja tranzistorja preko "Switched Cap".

V članku avtorjev Continetti, R. E., Cyr, D. R., and Neumark, D. M[12] so opisali podoben problem, ki so ga reševali s transformatorji v razmerju 1:1 in primerno prebojno trdnostjo. V simulacijah se je rešitev obnesla. V resničnem svetu pa se to verjetno ne bi obneslo, saj bi le majhna zakasnitev posameznega krmilnika ali tranzistorja povzročila, da bi na njem pristala celotna napetost in posledično seveda preobremenitev.

2.2.3.4 Mehanska rešitev

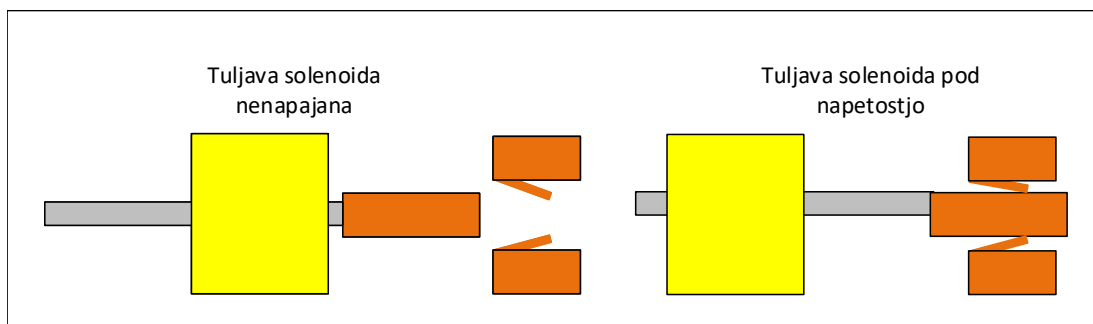
V iskanju nadaljnjih rešitev, je bil logičen zaključek mehanska rešitev z enim stikalom, brez zaporedne ali vzporedne vezave stikal. V nadaljevanju so predstavljeni prototipi štirih stikal:

1. Solenoid drži razklenjena kontakta, ki ju skupaj vleče vzmet. Ob sprožitvi se obrne polariteta napajanja tuljave solenoida, ki poleg vzmeti vleče kontakta skupaj.



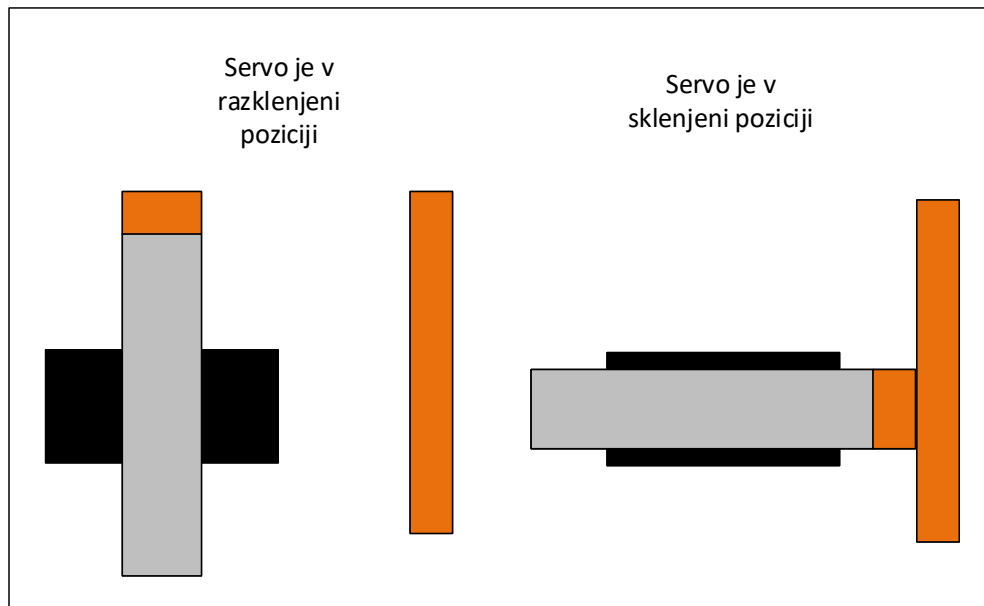
Slika 2.11: Shema stikala s solenoidom V1.

2. Solenoid, ki porine kontakt, jezička pa ga ujameta.



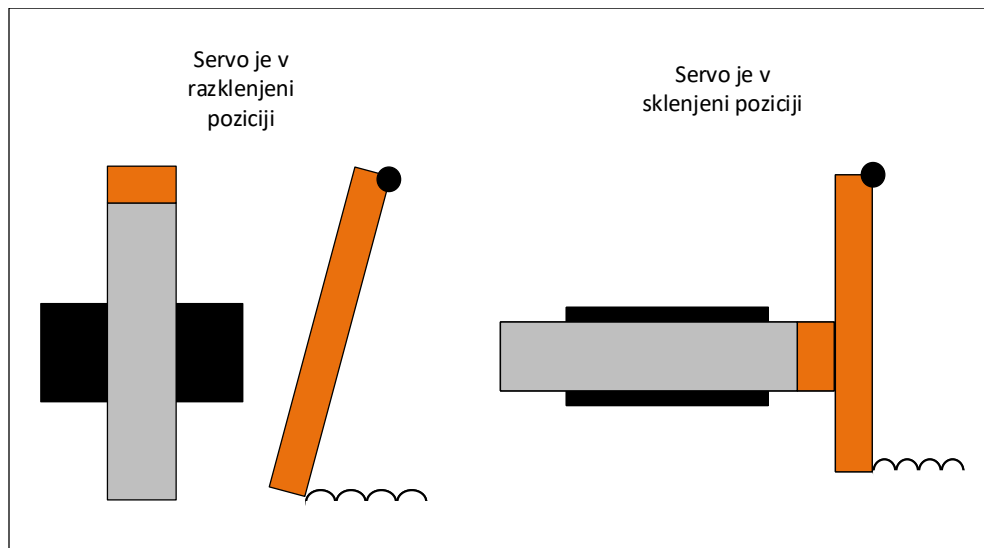
Slika 2.12: Shema stikala s solenoidom V2.

3. Servo motor se zasuče in z drsnim stikalom sklene kontakt.



Slika 2.13: Shema stikala s servo motorjem V1.

4. Servo motor se zasuče in pritisne na kontakt kateri je na vzmeti.



Slika 2.14: Shema stikala s servo motorjem V2.

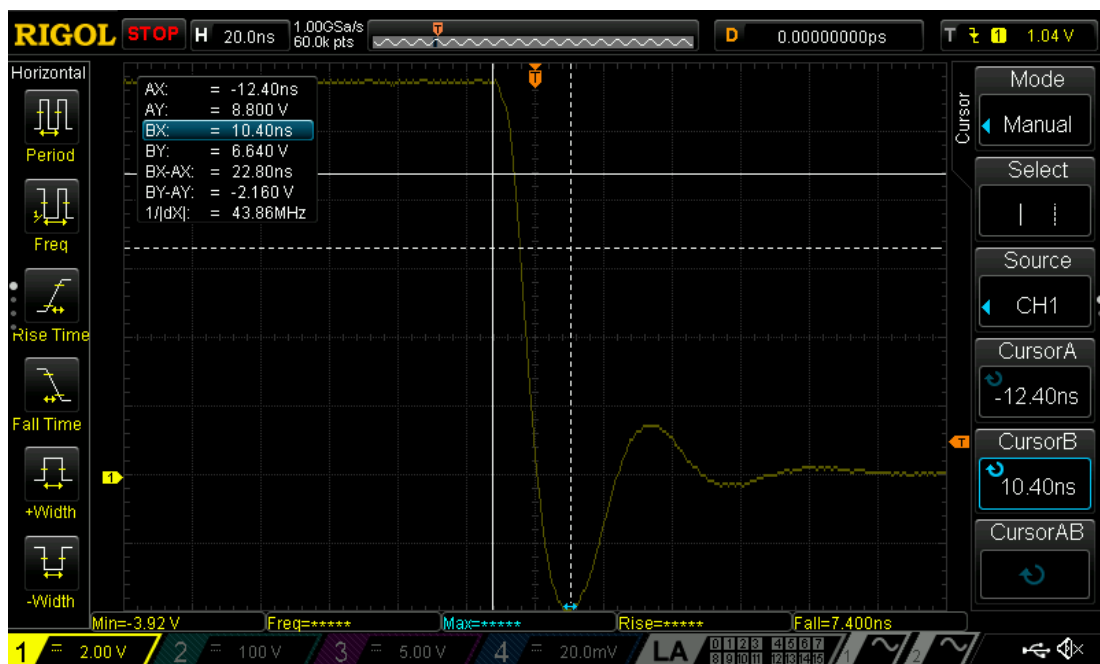
Za solenoid je bil najprej uporabljen manjši model, ki je bil namenjen konstantnemu delovanju pri 12 V, za hitrejše delovanje in večjo silo pa se ga lahko prenapaja s 40 V za čas 1 s z delovnim ciklom 5 %. Ta model se je izkazal za neprimerne, saj v trenutku, ko se je na njega namestil kontakt, ni imel več zadostne moči za premikanje, še posebno, če bi se moral upirati sili vzmeti.

Za hitri preizkus postavljene teze sem sestavil solenoid na tuljavniku transformatorja.

Meritve prototipa stikala V1 s servo motorjem so pokazale dvižni čas 10 ns, vseeno pa so se pojavljale manjše prekinitve po sklenitvi kontaktov. Poleg tega bi lahko problem predstavljala tudi obraba in oksidacija kontaktov. Rešitev bi bila zaprtje celotnega stikala v vakuumsko komoro ali še bolje v plin SF_6 , ki ima zelo visoko prebojno trdnost.



Slika 2.15: Potek napetosti po sklenitvi kontaktov pri servo stikalu V1.



Slika 2.16: Potek napetosti po sklenitvi kontaktov pri servo stikalu V1 povečano.

Pri stikalu V2 s servo motorjem pa se je pojavil izziv počasnega dviznega časa. Predvidoma ga povzroča parazitna kapacitivnost. Potrebno bi bilo narediti revizijo in skrajšati vse segmente žice ter izdelati bolj kompaktne kontakte.

3 Sklep

Sama zasnova projekta je bila izredno smelo zastavljena, kar se tiče časovnih okvirjev in proračuna, ob sami izvedbi pa nismo pričakovali takih zapletov.

Večji del izziva je predstavljala zahtevana visoka napetost, saj so komercialno dosegljive komponente dobavljive do 3 kV, za višje napetosti pa postanejo komponente težje dobavljive in posledično dražje. Veliko preglavic je povzročal tudi rele brez skakanja, saj se načeloma uporablja za nizke napetosti. Poleg tega vsebuje nevarne substance, kar ga naredi še težje dostopnega. Kljub temu sem z eksperimenti prišel do nekaj uporabnih rešitev, ki jih bom temeljito raziskal pri izdelavi diplomske naloge. Kot ESD simulator bi lahko uporabil komercialni visokonapetostni nastavljivi napajalnik proizvajalca Applied Kilovolts in visokonapetostni rele, namenjen praznjenju kapacitivnih zalogovnikov proizvajalca Gigavac, vendar bi taka rešitev podražila projekt za približno 5000€. Druga možnost je bila lastni razvoj visokonapetostnega nastavljivega napajalnika in visokonapetostnega releja, ki bi podobno podražila projekt, vendar bi zahtevala dodatno 400 ur dela. Dodatno pa tudi podjetje nima izkušenj s tako visokimi napetostmi, saj se ukvarja z mikroelektroniko.

Literatura

- [1] Microcircuits test standards. Standard, 06 2013.
- [2] For electrostatic discharge sensitivity testing human body model (hbm) - component level. Standard, May 2017.
- [3] Gary Hanington. Using parallel high voltage multipliers for 100kv downhole neutron generator power supplies. *Additional Conferences (Device Packaging, HiTEC, HiTEN, & CICMT)*, 2014:000006–000012, 01 2014.
- [4] *4-A/4-A single-channel gate driver with 5-V UVLO and 13-ns prop delay in SOT-23 package*, 12 2014. Rev. D.
- [5] *For Linear Technology LT3751 Capacitor Charger Controller*, 01 2017. Rev. A.
- [6] *2.2-MHz wide VIN, 1.5-A MOSFET driver, non-synchronous boost controller*, 01 2021. Rev. C.
- [7] *Constant-Voltage Constant-Current Flyback Controller Using Optocoupled Feedback*, 03 2018. Rev. C.
- [8] *100V Isolated Flyback Controller*, 02 2015. Rev. B.
- [9] *Boost, Flyback, SEPIC and Inverting Controller*, 01 2021. Rev. G.
- [10] *100VIN Micropower No-Opto Isolated Flyback Converter with 150V/2A Switch*, 02 2017. Rev. A.
- [11] *35kV SPST-NO HV Relay*, 06 2017. Rev. 2.
- [12] *H Series Reed Relays*, 01 2015. Rev. 01.

- [13] *Fast High Voltage Transistor Switches*, 03 2013. Rev. 1.
- [14] *High Voltage XPT IGBT*, 11 2013. Rev. 1.
- [15] R. E. Continetti, D. R. Cyr, and D. M. Neumark. Fast 8 kv metal–oxide semiconductor field-effect transistor switch. *Review of Scientific Instruments*, 63(2):1840–1841, 1992.