



TESIS - TE185401

DESAIN *DC-DC CONVERTER* MENGGUNAKAN SiC MOSFET UNTUK APLIKASI TEGANGAN TINGGI

(Studi Kasus pada Aplikasi Biomedis untuk Pemecahan Sel)

AHMAD FIRYAL ADILA
07111750010013

DOSEN PEMBIMBING
Prof. Dr. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng.
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.

PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TEKNIK SISTEM TENAGA
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI ELEKTRO DAN INFORMATIKA CERDAS
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2020



TESIS - TE142599

DESAIN *DC-DC CONVERTER* MENGGUNAKAN SiC MOSFET UNTUK APLIKASI TEGANGAN TINGGI

(Studi Kasus pada Aplikasi Biomedis untuk Pemecahan Sel)

AHMAD FIRYAL ADILA
07111750010013

DOSEN PEMBIMBING
Prof. Dr. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng.
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.

PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TEKNIK SISTEM TENAGA
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI ELEKTRO DAN INFORMATIKA CERDAS
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2020

LEMBAR PENGESAHAN TESIS

Tesis disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar
Magister Teknik (M.T.)

di

Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Oleh:

AHMAD FIRYAL ADILA

NRP: 07111750010013

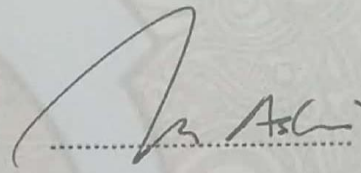
Tanggal Ujian: 6 Januari 2020

Periode Wisuda: Maret 2020

Disetujui oleh:

Pembimbing:

1. Prof. Dr. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng.
NIP: 196510121990031003

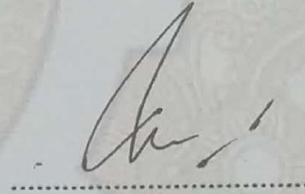


2. Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.
NIP: 198006032006041003

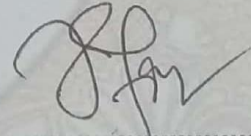


Penguji:

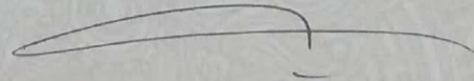
1. Dr. Ir. Margo Pujiantara, M.T.
NIP: 196603181990101001



2. Dr. Eng. Ardyono Priyadi, S.T., M.Eng.
NIP: 197309271998031004



3. Dr. Ir. Soedibyso, M.M.T.
NIP: 195512071980031004



**Kepala Departemen Teknik Elektro
Fakultas Teknologi Elektro dan Informatika Cerdas**

Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.
NIP: 197311192000031001

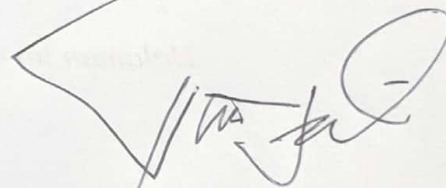
Halaman ini sengaja dikosongkan

PERNYATAAN KEASLIAN TESIS

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi keseluruhan Tesis saya dengan judul “**DESAIN DC-DC CONVERTER MENGGUNAKAN SiC MOSFET UNTUK APLIKASI TEGANGAN TINGGI**” adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, Januari 2020



Ahmad Firyal Adila

NRP. 07111750010013

Halaman ini sengaja dikosongkan

DESAIN *DC-DC CONVERTER* MENGGUNAKAN SiC MOSFET UNTUK APLIKASI TEGANGAN TINGGI

Nama mahasiswa : Ahmad Firyal Adila
NRP : 07111750010013
Pembimbing : 1. Prof. Dr. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng.
2. Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.

ABSTRAK

Pengembangan rangkaian pengisi daya telah banyak ditemui pada bidang industri dan kesehatan. Peran dari pengisi daya menjadi sangat vital pada aplikasi tegangan tinggi karena dibutuhkan perangkat dengan *cost* yang rendah dan *compactness*. Untuk itu diperlukan sakelar semikonduktor yang mampu bekerja pada kondisi tersebut. SiC MOSFET adalah perangkat baru yang mempunyai keunggulan mampu beroperasi pada frekuensi *switching* tinggi, meningkatkan efisiensi sistem, dan kerapatan daya. Penelitian ini berfokus pada desain dan pengembangan pengisi daya menggunakan SiC MOSFET (*Silicon Carbide – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) untuk aplikasi tegangan tinggi, yaitu PPG (*Pulsed Power Generator*). Topologi *DC-DC converter* yang digunakan pada penelitian ini adalah *single-forward type*. Topologi tersebut digunakan karena mempunyai konstruksi yang sederhana dan mampu mengurangi penggunaan jumlah komponen pada rangkaian. Perangkat pengisi daya dioperasikan pada frekuensi tinggi yaitu 500 kHz dan mampu mencapai target *charging voltage* 1000 V pada waktu pengisian 600 μ s. Energi keluaran yang dihasilkan sebesar 0.625 J.

Kata kunci: *DC-DC converter*, pengisi daya, *pulsed power*, *SiC MOSFET*, *single-forward type*

Halaman ini sengaja dikosongkan

DESIGN OF DC-DC CONVERTER USING SiC MOSFET FOR HIGH VOLTAGE APPLICATIONS

By : Ahmad Firyal Adila
Student Identity Number : 07111750010013
Supervisor(s) : 1. Prof. Dr. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng.
2. Heri Suryatmojo, S.T., M.T., Ph.D.

ABSTRACT

The development of a series of chargers has been found in many fields of industry and health. The role of the charger is vital in high voltage applications since it must have low-cost manufacturing and compactness. In addition, we need a semiconductor switch that is able to work in these conditions. SiC MOSFET is a new device that has the advantage of being able to operate at high switching frequencies, increasing system efficiency and power density. This research focuses on designing and developing a charger using SiC MOSFET (Silicon Carbide - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) for high voltage applications, specifically in PPG (Pulsed Power Generator). PPG consists of a charging system, control circuit, and PPM (Pulsed Power Modulator). In this study, the DC-DC converter topology used is the single-forward type. The topology is used because it has a simple construction and can reduce the use of the number of components in the circuit. The charging device is operated at high frequency which is 500 kHz and can reach the charging voltage of 1000 V at a time of charging 600 μ s. The output energy produced is 0.625 J.

Keywords: DC-DC converter, charger, pulsed power, SiC MOSFET, single forward type

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Bismillahirrohmanirrohim. Alhamdulillah, segala puji bagi Allah SWT. Yang Maha Mengetahui lagi Maha Pengampun dan Penyayang. Alhamdulillah atas besarnya karunia, rahmat, petunjuk, pertolongan, serta bimbingan-Nya, pada akhirnya tesis tentang perangkat pengisi daya menggunakan SiC MOSFET untuk aplikasi tegangan tinggi telah selesai dikerjakan. Sholawat dan Salam semoga terus tercurahkan kepada Nabi Muhammad SAW, suri tauladan seluruh umat manusia.

Terima kasih yang tak terhingga kepada kedua orang tua kami, Bapak Ali Mas'ud dan Ibu Susilowati, yang membesarkan dan terus mendukung penulis untuk menyelesaikan karya ini. Serta untuk keluarga kami, adik Ahmad Faris Hadya, adik Hana Sausani Adna, kakek kami mbah Mahmud, almarhum mbah Madun, nenek kami almarhum mbah Kiptamin, dan mbah Podi yang tercinta. Dari doa-doa mereka yang panjatkanlah tujuan kami bisa tercapai.

Terima kasih juga penulis sampaikan kepada dosen pembimbing kami, Bapak Prof. Dr. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng. dan Bapak Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D. yang dengan sabar telah meluangkan waktu, tenaga, dan pikiran untuk membimbing penulis dalam menyelesaikan tesis ini. Serta supervisor penulis selama melakukan program pertukaran pelajar untuk kuliah dan riset di Kumamoto University, Jepang, Prof. Takashi Sakugawa.

Terima kasih juga penulis ucapkan kepada seluruh dosen di Fakultas Teknologi Elektro, khususnya pada program studi Teknik Sistem Tenaga, yang telah memberikan ilmu dan mengajar penulis, baik dalam akademik maupun kehidupan, selama masa perkuliahan.

Ucapan terima kasih juga kami sampaikan kepada teman-teman S2 Teknik Sistem Tenaga, khususnya angkatan 2017 Ganjil, Darma Arif Wicaksono, Muhammad Budi Rahayu Widodo, Gema Setyawan, Nugraha Agung Wibowo, Vincentius Raki Mahindhara, Mahmoud Abu Zalata, Chhith Chhlonh, Luthfia Fajariyanti, Diana Fauziyah, Dewi Cahya Febrina, Tia Rahayu, Talitha Puspita Sari, dan Samphors Eng.

Terima kasih juga kami sampaikan pada teman-teman S2 Teknik Sistem Tenaga, yaitu Mochamad Ridwan, Labib Faizul Muttaqin, Samuel Tirta Mehang, Aggie Brenda Vernandez, Gusti Rinaldi Zulkarnain, Santi Triwijaya, Alexandre Musikare, Tegar Aji, Fidya Eka Prahesti, yang telah menjadi teman canda dan duka penulis di laboratorium kampus selama pengerjaan tesis ini.

Tak lupa terima kasih kepada teman-teman penulis yang membantu selama berada di Jepang, member laboratorium Pulsed Power and Plasma Science, khususnya Mitsuhiko Sato dan Shinshuke Yasutake. Masyarakat dan pelajar Indonesia di Jepang, teman-teman PPI Kumamoto, Pak Andan, Pak Rocky, Pak Marlo, Pak Hendar, Mas Adam, Febra, Kariza, Neni, Ima, semoga selalu sehat dan dalam lindungan-Nya.

Semoga Allah SWT. Membalas kebaikan kalian semua dengan sebaik-baiknya balasan. Aamiin yaa robbal'aalamiin.

Surabaya, 26 Desember 2019

Penulis

DAFTAR ISI

LEMBAR PENGESAHAN TESIS.....	iii
PERNYATAAN KEASLIAN TESIS	v
ABSTRAK	vii
<i>ABSTRACT</i>	ix
KATA PENGANTAR	xi
DAFTAR ISI.....	xiii
DAFTAR GAMBAR	xv
DAFTAR TABEL.....	xvii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Masalah.....	3
1.3 Tujuan	3
1.4 Batasan Masalah	4
1.5 Kontribusi	4
BAB 2 SISTEM PENGISI DAYA UNTUK TEGANGAN TINGGI	5
2.1 Kajian Penelitian Terkait	5
2.2 Pulsed Power Generator.....	6
2.3 Konfigurasi Sistem Pengisi Daya	7
2.3.1 Rangkaian Pengisi Daya	7
2.4 Single-Forward Type DC-DC Converter.....	8
2.5 SiC MOSFET.....	14
2.5.1 SiC MOSFET C2M0025120D.....	16
BAB 3 DESAIN DAN IMPLEMENTASI SISTEM PENGISI DAYA UNTUK TEGANGAN TINGGI.....	17
3.1 Pulsed Width Modulator dengan Frekuensi Variabel.....	20

3.2	Pemilihan Sakelar Semikonduktor	21
3.3	Pemilihan Dioda Sisi Sekunder	22
3.4	Microcontroller PIC12F1822	23
3.5	Desain Transformator	25
3.6	Desain Kapasitor Filter	29
3.7	Desain Gate Driver	23
3.8	Prototipe Pengisi Daya untuk Aplikasi Tegangan Tinggi	30
BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISIS		33
4.1	Simulasi Sistem Rangkaian Pengisi Daya menggunakan LTSpice.....	33
4.2	Pengujian Rangkaian Pengisi Daya untuk Tegangan Tinggi	34
4.3	Pengujian <i>Charging</i> Kapasitor menggunakan <i>Variable-Pulsed Width Modulator</i>	40
4.4	Pengujian Stabilitas <i>Charging</i>	43
4.5	Pengujian Pengulangan	50
BAB 5 PENUTUP		55
5.1	Simpulan.....	55
5.2	Saran.....	56
DAFTAR PUSTAKA.....		57
LAMPIRAN		61
BIODATA PENULIS		65

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Struktur rangkaian pengisi daya tegangan tinggi dan frekuensi tinggi [24]	5
Gambar 2.2 Blok diagram umum dari sistem pembangkitan pulsa tegangan tinggi	6
Gambar 2.3 Blok diagram rangkaian pengisi daya dengan inverter	7
Gambar 2.4 Desain rangkaian pengisi daya yang digunakan	8
Gambar 2.5 Layout sederhana rangkaian <i>DC-DC converter single-forward type</i> untuk pembangkitan <i>high-voltage pulse</i> pada aplikasi <i>pulsed power</i> [30]	9
Gambar 2.6 Siklus bentuk gelombang pada rangkaian <i>single-forward type</i> untuk beban resistif: (A) tegangan trigger sakelar v_{gs} , (B) tegangan belitan primer v_1 , (C) tegangan sakelar v_s (D) tegangan balik D_2 (E) tegangan balik D_1 dan (F) tegangan beban v_0	10
Gambar 2.7 Grafik representasi tegangan balik pada dioda D_2 sebagai fungsi waktu reset dan <i>duty ratio</i> pada topologi <i>single-forward type</i>	13
Gambar 2.8 <i>Range</i> penggunaan SiC MOSFET [28]	14
Gambar 2.9 SiC MOSFET C2M0025120D	16
Gambar 3.1 Kondisi pada percobaan aplikasi bioelektrik	18
Gambar 3.2 Peralatan yang digunakan pada percobaan	19
Gambar 3.3 Rangkaian dari <i>variable-pulsed width modulator</i>	20
Gambar 3.4 Bentuk gelombang keluaran dari <i>variable-pulsed width modulator</i> ..	21
Gambar 3.5 Penempatan SiC MOSFET	22
Gambar 3.6 Rangkaian <i>driver</i> SiC-MOSFET	24
Gambar 3.7 Tegangan V_{GS} SiC-MOSFET	24
Gambar 3.8 Grafik tegangan pengisian untuk transformator dengan satu inti	27
Gambar 3.9 Grafik tegangan pengisian untuk transformator dengan dua inti	28
Gambar 3.10 Transformator <i>step-up</i> terisolasi (MP3210VF3T, 3 inti, rasio belitan 4:40)	28
Gambar 3.11 LCR meter yang digunakan tipe nF ZM2376	29
Gambar 3.12 Kapasitor filter yang digunakan (400 V, 680 μ F)	30
Gambar 3.13 Bagian luar rangkaian pengisi daya	31
Gambar 3.14 Bagian dalam rangkaian pengisi daya	31

Gambar 3.15 Bagian depan dan belakang rangkaian pengisi daya	31
Gambar 4.1 Simulasi rangkaian pengisi daya menggunakan LTSpice	33
Gambar 4.2 Respon tegangan keluaran rangkaian pengisi daya	34
Gambar 4.3 Rangkaian pengukuran pada percobaan	34
Gambar 4.4 Variabel dan titik pengambilan data pada penelitian.....	35
Gambar 4.5 Respon tegangan keluaran rangkaian pengisi daya	36
Gambar 4.6 Respon tegangan keluaran rangkaian pengisi daya saat diperbesar ..	37
Gambar 4.7 Respon tegangan dan arus pada dioda sisi sekunder	37
Gambar 4.8 Respon tegangan dan arus pada dioda sisi sekunder saat diperbesar	38
Gambar 4.9 Respon tegangan pada transformator pada saat <i>charging</i>	39
Gambar 4.10 Respon tegangan pada kapasitor filter pada saat <i>charging</i>	39
Gambar 4.11 Respon tegangan pada kapasitor filter pada saat terjadi kondisi <i>charge</i> dan <i>discharge</i>	40
Gambar 4.12 Bagian dari <i>variable-pulsed width modulator</i>	41
Gambar 4.13 Tegangan <i>charging</i> pada saat 1000 V	42
Gambar 4.14 Variasi tegangan <i>charging</i> dengan $C_0 = 1,25 \mu\text{F}$	43
Gambar 4.15 Rangkaian pengujian yang digunakan	44
Gambar 4.16 Hasil tegangan <i>charging</i> dengan <i>setting point</i> tegangan 500 V	45
Gambar 4.17 Hasil tegangan <i>charging</i> dengan <i>setting point</i> tegangan 600 V	45
Gambar 4.18 Hasil tegangan <i>charging</i> dengan <i>setting point</i> tegangan 700 V	46
Gambar 4.19 Hasil tegangan <i>charging</i> dengan <i>setting point</i> tegangan 800 V	46
Gambar 4.20 Hasil tegangan <i>charging</i> dengan <i>setting point</i> tegangan 900 V	47
Gambar 4.21 Hasil tegangan <i>charging</i> dengan <i>setting point</i> tegangan 980 V	47
Gambar 4.22 Deviasi tegangan <i>charging</i>	48
Gambar 4.23 Prosentase <i>error</i> tegangan <i>charging</i>	48
Gambar 4.24 Perbandingan <i>error steady state</i> pada nilai positif dan negatif	49
Gambar 4.25 Respon <i>charging</i> 1000 V dengan pengulangan 5 pps	51
Gambar 4.26 Respon <i>charging</i> 1000 V dengan pengulangan 10 pps	51
Gambar 4.27 Respon <i>charging</i> 1000 V dengan pengulangan 20 pps	52
Gambar 4.28 Respon <i>charging</i> 1000 V dengan pengulangan 50 pps	52
Gambar 4.29 Respon <i>charging</i> 1000 V dengan pengulangan 100 pps	53
Gambar 4.30 Respon <i>charging</i> 1000 V dengan pengulangan 500 pps	53
Gambar 4.31 Respon <i>charging</i> 1000 V dengan pengulangan 1000 pps	54

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Perbandingan rating pada berbagai material semikonduktor	15
Tabel 2.2 Parameter SiC MOSFET C2M0025120D.....	16
Tabel 3.1 Target keluaran pengisi daya menggunakan <i>single-forward type</i>	19
Tabel 3.2 Rating dari SiC MOSFET (C2M0025120D)	22
Tabel 3.3 Rating dari SiC-SBD (SCS105KG)	23
Tabel 3.4 Sifat magnetik dari inti transformator berdasarkan tipe material	26
Tabel 3.5 Perhitungan VT <i>product</i> (MP3210VFT).....	27
Tabel 3.6 Tabel pengukuran parameter transformator	29

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Pulsed power [1] mengacu pada ilmu atau teknologi yang mengakumulasikan energi selama waktu yang relatif lama dan melepaskannya sebagai pulsa daya tinggi dalam waktu yang singkat. *Pulsed power* dapat diperoleh dengan mentransfer energi yang tersimpan ke beban secara cepat. Energi tersebut bisa diperoleh melalui sumber energi kima seperti baterai, atau sumber energi kinetik seperti generator yang dapat digunakan sebagai sumber energi utama untuk menyimpan energi listrik. Pada umumnya, kapasitor dan induktor adalah komponen yang paling sering digunakan pada rangkaian pembangkitan *pulsed power*.

Aplikasi *pulsed power* sangat luas, seperti bisa ditemui pada pembangkitan sinar partikel energi tinggi [2, 3], pemecahan bebatuan [4], pembangkitan tegangan tinggi dengan rating puluhan kilo Volt atau lebih dan arus puluhan kilo Ampere hingga Mega Ampere. Disisi lain, riset *pulsed power* dengan energi untuk skala kecil telah berkembang dalam beberapa tahun terakhir. Diantaranya tentang sterilisasi pada makanan [5, 6], pengolahan air [7-11], pengolahan gas buang [12, 13], peralatan medis [14, 15], aplikasi biomedis [16], daur ulang permukaan logam [17, 18], dan produksi gas ozon [19].

Selain mempunyai kapasitas energi dan ukuran yang besar, *pulsed power generator* dibutuhkan pada skala kecil, kapasitas daya kecil, tingkat pengulangan, presisi, dan efisiensi yang tinggi, serta mampu bertahan lama. Misalnya untuk mengolah gas buang menjadi gas ozon, ozon harus dihasilkan setiap kali pengolahan dikarenakan karakteristik dari gas ozon. Maka untuk realisasi produksi ozon diperlukan desain *pulsed power generator* dengan ukuran kecil sehingga mudah dan sederhana pada penggunaannya.

Pulsed power generator [20] tersusun dari rangkaian pengisi daya, rangkaian kontrol [21], dan PPM (*Pulsed Power Modulator*) [22, 23]. Rangkaian pengisi daya menyalurkan daya pada kapasitor penyimpan energi tahap pertama (C_0) dari PPM. Kemudian PPM memproduksi pulsa daya dari energi yang diinjeksi

pada C_0 . Sebuah sakelar digunakan pada PPM, sakelar semikonduktor yang dapat menyala atau mati dengan mudah melalui celah sakelar dan dapat dioperasikan secara berulang. *Command charger* [24] digunakan pada rangkaian pengisi daya untuk suplai daya DC dan dapat memisahkan sakelar semikonduktor dengan rangkaian PPM. *Command charger* adalah perangkat pengisi daya yang hanya mengisi kapasitor saat diperintahkan. Perangkat ini didesain untuk meminimalisir tekanan yang diperoleh oleh sakelar semikonduktor pada sisi beban dan mampu stabil dalam waktu yang lama. *Command charger* atau rangkaian pengisi daya untuk pulsa tegangan tinggi ini terdiri dari rangkaian konverter pengisi daya dan rangkaian kontrol.

Sejauh ini penelitian pada miniaturisasi *pulsed power generator* telah banyak dilakukan, tetapi sebagian besar adalah riset pada miniaturisasi PPM [25]. Sementara itu, riset miniaturisasi pada rangkaian pengisi daya [26, 27] masih sedikit dilakukan. Penelitian terkait miniaturisasi rangkaian pengisi daya menggunakan kontrol *soft switching* yaitu ZCS (*Zero Current Switching*) atau ZVS (*Zero Voltage Switching*) yang dapat mengurangi rugi-rugi penyaklaran secara signifikan. Rangkaian pengisi daya umumnya terdiri dari inverter, IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) yang digunakan sebagai sakelar semikonduktor, dan frekuensi operasional sebesar 10 hingga 50 kHz.

Pada rangkaian pengisi daya konvensional, inverter mampu mengatasi penggunaan daya tinggi pada rangkaian. Tetapi dikarenakan pemakaian komponen bertambah, ukuran perangkat menjadi besar, dan sistem kontrol menjadi lebih rumit. Disamping itu, resiko terjadinya *breakdown* juga bertambah tinggi. Maka, penggunaan topologi *single-forward* atau yang biasa disebut *flyback converter*, pada *DC-DC converter* bertujuan untuk meminiaturisasi ukuran perangkat. Keunggulan dari topologi ini adalah membutuhkan komponen yang lebih sedikit dan sederhana, dikarenakan hanya menggunakan satu sakelar semikonduktor. Selain itu, dibutuhkan transformator *step-up* dengan ukuran yang kecil agar bisa beroperasi pada frekuensi tinggi [28].

Penggunaan MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) sebagai sakelar semikonduktor juga diperlukan pada penelitian ini. MOSFET yang mempunyai rating frekuensi yang tinggi, yaitu puluhan kHz lebih

ideal untuk digunakan pada rangkaian. Namun, Si (*Silicon*) MOSFET yang merupakan komponen konvensional dan mempunyai kapasitas daya rendah membuat pengembangan penelitian terbatas. Sebaliknya, beberapa tahun terakhir ini telah dikenalkan SiC (*Silicon Carbide*) MOSFET yang mempunyai celah pita lebar, kapasitas daya setara IGBT, dan mampu beroperasi pada frekuensi tinggi [29].

Metode pada penelitian sebelumnya, rangkaian pengisi daya menggunakan inverter dan transformator *step up* untuk menaikkan tegangan kemudian disearahkan kembali oleh *rectifier*. Seperti telah diketahui, inverter membutuhkan 2 atau 4 buah sakelar semikonduktor. Maka tujuan dari penelitian ini adalah untuk mereduksi jumlah dan tipe sakelar semikonduktor yang digunakan. Oleh sebab itu, berbeda dengan penelitian sebelumnya, Pada penelitian ini akan digunakan SiC MOSFET tipe C2M0025120D yang dilengkapi dengan spesifikasi tegangan *drain-source* dan arus *drain* yang tinggi, serta resistansi *on* yang rendah. Selain itu, keuntungan memakai SiC MOSFET pada sistem pengisi daya adalah mempunyai tingkat efisiensi tinggi, mengurangi peralatan pendinginan, meningkatkan kerapatan daya, dan meningkatkan frekuensi *switching* pada sistem.

1.2 Rumusan Masalah

Perumusan masalah yang akan diselesaikan oleh penelitian ini adalah pembuatan rangkaian pengisi daya menggunakan SiC MOSFET sebagai jenis sakelar semikonduktor dengan untuk aplikasi tegangan tinggi. Berikutnya sistem harus mampu beroperasi pada tegangan *charging* dan frekuensi yang ditentukan.

1.3 Tujuan

Penelitian tesis ini bertujuan untuk mendesain dan mengembangkan pengisi daya untuk aplikasi tegangan tinggi, diantaranya:

1. Untuk mendesain sistem pengisi daya untuk aplikasi tegangan tinggi, yaitu *Pulsed Power Generator (PPG)*.
2. Untuk mengimplementasikan modul terintegrasi yang terdiri dari *DC-DC converter*, rangkaian kontrol, dan beban.

3. Untuk memperkecil ukuran perangkat pengisi daya serta mendapatkan *charging voltage* dan *charging time* maksimum.

1.4 Batasan Masalah

Penelitian ini mempunyai beberapa batasan masalah yaitu:

1. Topologi pengisi daya yang digunakan adalah *single-forward type*.
2. Jenis sakelar semikonduktor yang digunakan adalah SiC MOSFET.
3. *Charging voltage* maksimum sebesar 1000 V.

1.5 Kontribusi

Pada penelitian ini telah dilakukan studi implementasi rangkaian pengisi daya dengan topologi *DC-DC converter single-forward type* untuk aplikasi tegangan tinggi, yaitu pada studi kasus pengembangan *pulsed power generator* untuk pemecahan sel dengan mempertimbangkan *charging voltage*, *charging time*, dan ukuran modul pengisi daya.

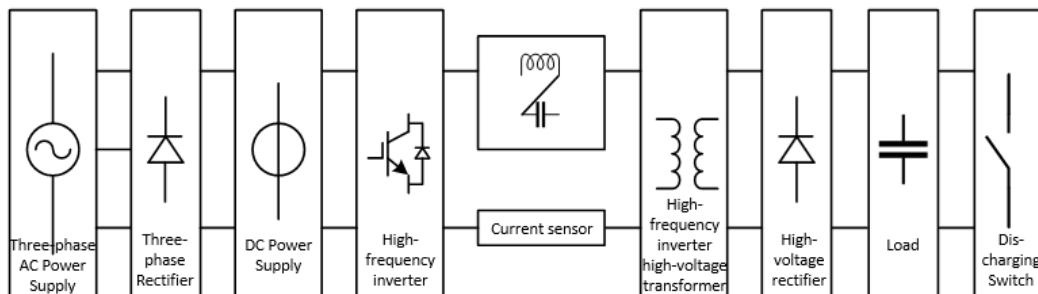
BAB 2

SISTEM PENGISI DAYA UNTUK TEGANGAN TINGGI

Bab ini mengemukakan penelitian terkait dengan aplikasi rangkaian pengisi daya untuk aplikasi tegangan tinggi serta perangkat-perangkat yang digunakan pada penelitian ini sebagai bahan referensi.

2.1 Kajian Penelitian Terkait

Beberapa penelitian yang telah dilakukan diantaranya adalah desain rangkaian pengisi daya tegangan tinggi dan pengulangan frekuensi yang diaplikasikan pada laser pulsa [24]. Perangkat laser telah digunakan pada industri, pertanian, medis, aplikasi plasma, dan militer. Pada penelitian ini, rangkaian pengisi daya menggunakan prinsip resonansi seri dan konversi elektronika daya. Gambaran umum struktur rangkaian penyuplai daya ditunjukkan pada Gambar 2.1.



Gambar 2.1 Struktur rangkaian pengisi daya tegangan tinggi dan frekuensi tinggi [24]

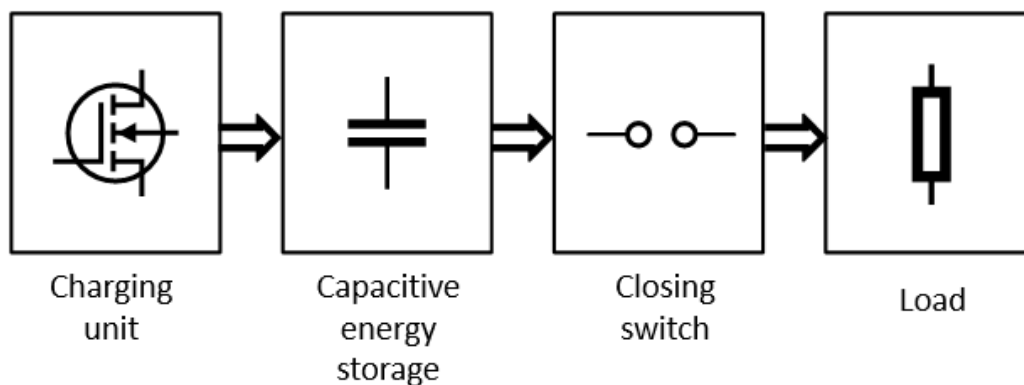
Bagian utama rangkaian penyuplai daya terdiri dari inverter frekuensi tinggi, rangkaian resonansi seri, transformator tegangan tinggi, dan dioda penyearah. Bagian-bagian tersebut adalah rangkaian umum dari perangkat penyuplai daya tegangan tinggi dan frekuensi tinggi. Sistem kontrol terdiri dari DSP (*Digital Signal Processing*) dan *software* komputer.

Pada penelitian tersebut tegangan keluaran bisa diatur antara 0 hingga 30 kV. Sementara frekuensi pengulangan bisa diatur antara 0 hingga 100 Hz.

Rangkaian penyuplai daya bisa dikontrol melalui komputer atau *keyboard*. Rangkaian proteksi gangguan dipasang untuk melindungi peralatan pada sistem laser, diantara proteksi tegangan lebih, proteksi arus lebih, proteksi *over-time*, dan proteksi *over-temperature*. Kabel fiber optik digunakan untuk meningkatkan sistem komunikasi pada perangkat. Desain rangkaian dibuat terintegrasi untuk mendapatkan penyesuaian medan elektromagnetik.

2.2 Pulsed Power Generator

Sistem *pulsed power generator* atau pembangkit tenaga pulsa tegangan tinggi terdiri dari tiga bagian utama, yaitu rangkaian pengisi daya, rangkaian kontrol, dan PPM (*Pulsed Power Modulator*). Rangkaian pengisi daya berfungsi untuk mengisi daya kapasitor penyimpan energi tahap pertama C_0 pada PPM. Rangkaian kontrol diprogram dalam *microprocessor*, seperti PIC, FPGA, STM, dan ATmega. Rangkaian tersebut berfungsi untuk mendeteksi waktu pengisian daya pada kapasitor, mengatur sinyal *trigger* pada sistem *pulsed power*, dan mendeteksi adanya kesalahan pada perangkat. Blok diagram dari *pulsed power generator* ditunjukkan oleh Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Blok diagram umum dari sistem pembangkitan pulsa tegangan tinggi

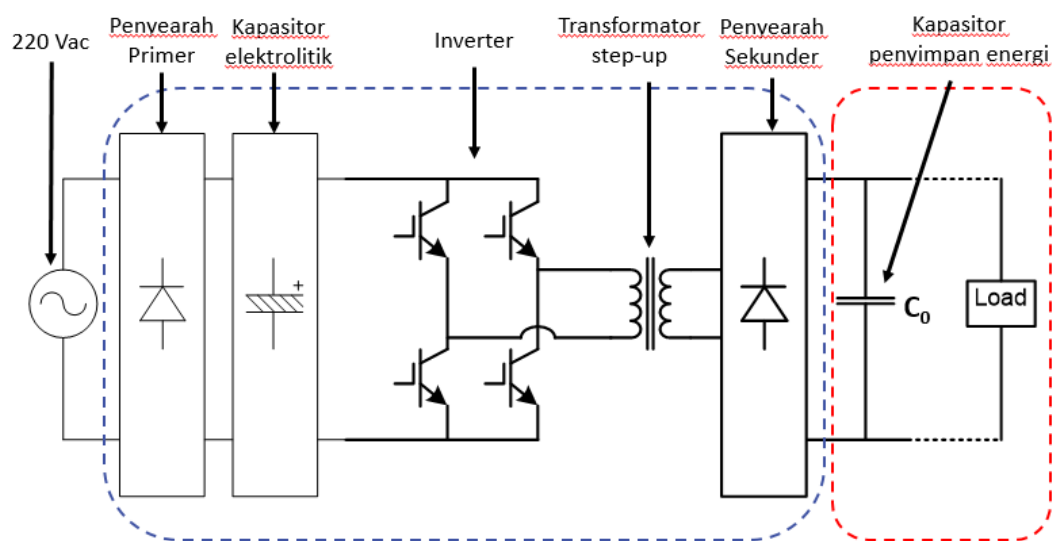
Rangkaian kontrol juga dapat digunakan untuk mengatur tegangan keluaran dan frekuensi pulsa. Pengaturan tegangan keluaran dilakukan melalui metode pembagi tegangan, yaitu dengan cara membandingkan tegangan keluaran aktual dengan tegangan referensi. Berikutnya PPM mempunyai banyak jenis

rangkaian, seperti rangkaian MPC (*Magnetic Pulse Compression*), rangkaian FRD (*Fast Recovery Diode*), rangkaian pembentuk pulsa (generator Mark, generator Blumline, *pulse-forming circuit*, dll). Pada kasus lain, kapasitor penyimpan energi tahap pertama diinjeksi daya oleh rangkaian pengisi daya, kemudian rangkaian kontrol menerima sinyal *trigger* untuk menghasilkan pulsa tegangan tinggi. Sedangkan focus pada penelitian ini adalah pengembangan *charging unit* pada sistem *pulse power generator*, yang menggunakan topologi *DC-DC converter* dalam bentuk *single-forward type* atau *flyback converter*.

2.3 Konfigurasi Sistem Pengisi Daya

2.3.1 Rangkaian Pengisi Daya

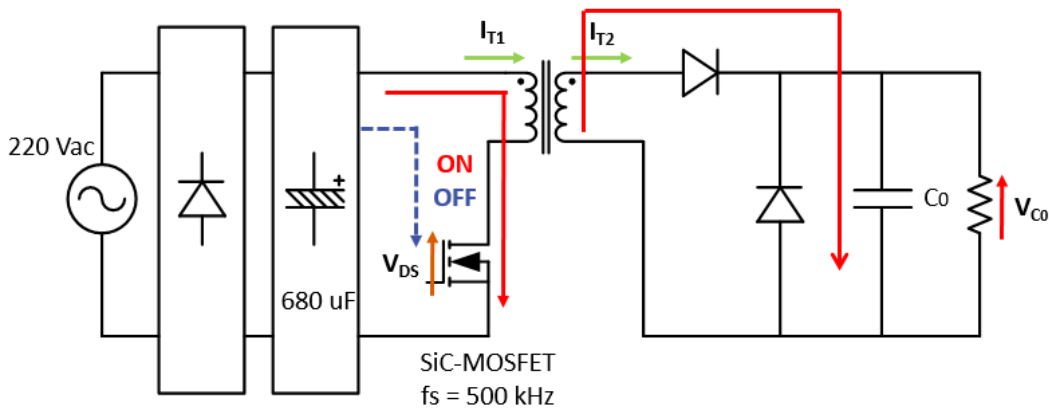
Pada penelitian sebelumnya, rangkaian pengisi daya konvensional terdiri dari rangkaian penyearah sisi primer, kapasitor, inverter, transformator penaik tegangan, dan rangkaian penyearah sisi sekunder. Sisi keluaran terhubung dengan kapasitor penyimpan energi tahap pertama (C_0). Berbeda dengan penelitian sebelumnya, pada penelitian ini, inverter pada rangkaian pengisi daya digantikan dengan *DC-DC converter* dengan topologi *single-forward* dengan tujuan untuk memperkecil ukuran prototipe. Blok diagram bagian-bagian utama dari pengisi daya ditunjukkan pada gambar 2.3.



Gambar 2.3 Blok diagram rangkaian pengisi daya dengan inverter

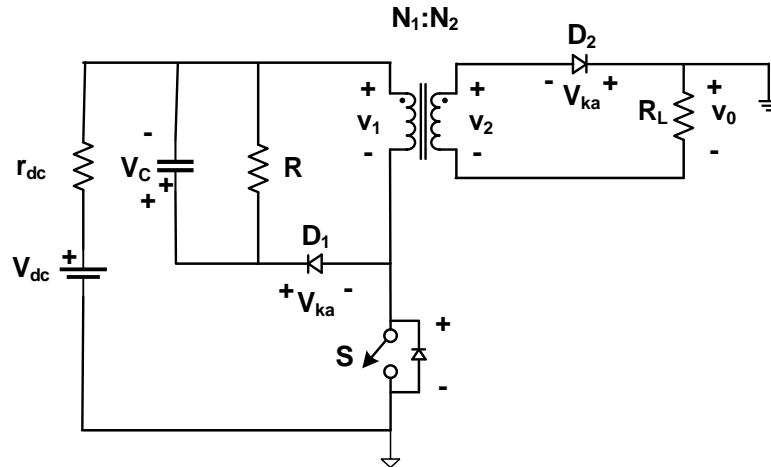
2.4 Single-Forward Type DC-DC Converter

Pada penelitian ini digunakan topologi *single-forward type*, transformator penaik tegangan mempunyai polaritas yang sama dan transfer energi dilakukan pada saat sakelar semikonduktor pada mode aktif (*on*). Seperti namanya, kata *single* berarti rangkaian hanya menggunakan satu buah sakelar semikonduktor, sehingga jumlah komponen pada rangkaian pengisi daya berkurang. Karena sakelar semikonduktor mempunyai batasan tegangan dan arus, daya keluaran yang mampu dihasilkan juga terbatas. Pada umumnya digunakan banyak sakelar untuk memperbesar daya keluaran. Tetapi semakin sedikit sakelar yang digunakan, semakin sederhana dan kecil ukuran perangkat. Maka, solusi optimal untuk memperkecil perangkat adalah menggunakan topologi rangkaian *single-forward type* seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4 Desain rangkaian pengisi daya yang digunakan

Tujuan dari penggunaan rangkaian *single-forward type* yaitu untuk menghasilkan pulsa tegangan-tinggi unipolar bernilai negatif yang disalurkan ke beban. Jika dibutuhkan tegangan unipolar yang bernilai positif, *ground* ditempatkan berkebalikan pada sisi sekunder dari transformator. Rangkaian *clamp* tambahan RCD yang dihubungkan dengan sisi primer transformator digunakan untuk mengatur ulang transformator menggunakan tegangan konstan terendah. Dengan mempertimbangkan bahwa kapasitansi *clamp* RCD C_s cukup besar, Tegangan C_s diasumsikan konstan.



Gambar 2.5 Layout sederhana rangkaian *DC-DC converter single-forward type* untuk pembangkitan *high-voltage pulse* pada aplikasi *pulsed power* [30]

Untuk pembangkitan pulsa tegangan tinggi, berdasarkan gambar di atas cara kerja rangkaian dapat dijelaskan melalui tiga jenis operasi. Kondisi pertama, *pulse mode*, terjadi ketika sakelar utama S menyala pada $\Delta_1 T = DT = t_{on}$ dimana $\Delta_1 T = D$ dan T adalah rasio *duty* dari sakelar S dan periode operasi, energi ditransfer dari belitan primer transformator menuju *output*. Karena tegangan melewati belitan primer transformator N_1 adalah V_{dc} , belitan sekunder N_2 dioda D_2 menjadi *on*, sehingga tegangan pada beban adalah:

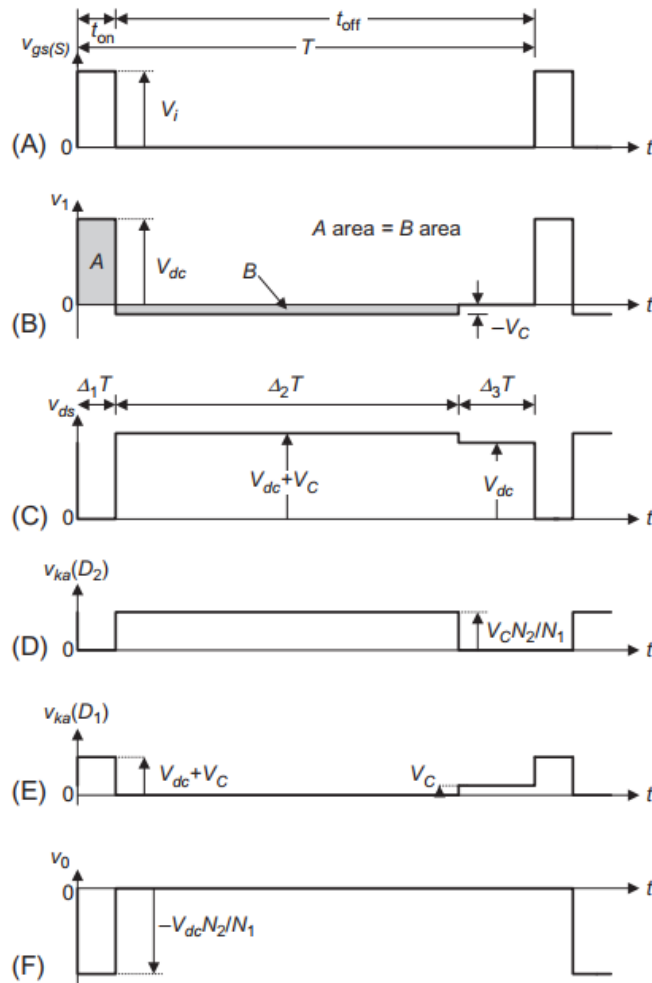
$$v_0 = \frac{N_2}{N_1} V_{dc} \quad (2.1)$$

Dimana N_2 / N_1 adalah rasio lilitan transformator N . Kemudian dioda D_1 pada RCD pada kondisi *off* dan mempunyai nilai tegangan *reverse* sebesar:

$$v_{ka(D1)} = V_{dc} + V_C \quad (2.2)$$

Untuk beban resistif R_L , nilai amplitudo dari pulsa sebagai berikut:

$$i_0 = \frac{\frac{N_2}{N_1} V_{dc}}{R_L} \quad (2.3)$$



Gambar 2.6 Siklus bentuk gelombang pada rangkaian *single-forward type* untuk beban resistif: (A) tegangan trigger sakelar v_{gs} , (B) tegangan belitan primer v_1 , (C) tegangan sakelar v_s , (D) tegangan balik D_2 , (E) tegangan balik D_1 dan (F) tegangan beban v_0

Pada kondisi kedua, *reset mode*, ketika sakelar S pada keadaan *off*, dioda D_1 pada RCD menjadi *on* dan tegangan yang melewati belitan primer transformator adalah dioda $-V_C$, yang mereset inti transformator. Pada waktu ini, yaitu $\Delta_2 T$, dioda D_2 berada pada keadaan *off*, menahan tegangan *reverse* sebesar:

$$v_{ka(D2)} = \frac{N_2}{N_1} V_C \quad (2.4)$$

Dimana hasilnya sama dengan nol pada tegangan beban. Dari persamaan 2.5 dapat diketahui bahwa semakin rendah tegangan V_C dan rasio lilitan

transformator N , semakin rendah pula nilai tegangan balik yang melalui dioda D_2 pada kondisi *off*. Selanjutnya, sakelar S harus mampu menahan tegangan sebesar:

$$v_s = V_{dc} + V_C \quad (2.5)$$

Dimana V_C harus sekecil mungkin untuk mengurangi tegangan balik ini.

Terakhir, pada kondisi ketiga, yaitu *safety mode*, berdasarkan periode *reset* transformator, saat $\Delta_3 T$, dengan kondisi sakelar S masih *off*, tegangan yang melalui S menjadi:

$$v_s = V_{dc} \quad (2.6)$$

Dan tegangan pada transformator sama dengan nol. Hal ini penting untuk mengalokasikan $\Delta_3 T > 0$ dikarenakan menjaga batas aman operasi untuk kondisi *reset* inti transformator. Untuk aplikasi praktis, nilai yang aman adalah antara 20% dan 30%. Hal ini dilakukan dengan menaikkan tegangan *clamp* V_C diatas nilai perhitungan.

Cara kerja dari rangkaian pembangkitan pulsa tegangan tinggi pada Gambar 2.5 bergantung pada beberapa kondisi:

1. Penggunaan transformator *step-up* untuk mengurangi tegangan pada perangkat di sisi primer.
2. Tegangan *reset* V_C harus bernilai minimum untuk menjaga pengaturan ulang dari inti transformator ketika sakelar S pada kondisi *off*, $\Delta_3 T > 0$, pada saat yang sama dapat mengurangi tegangan *hold-off* pada dioda D_2 seperti pada persamaan 2.4 dan sakelar S pada persamaan 2.5.

Selain itu, yang harus diperhatikan adalah pentingnya mengetahui hubungan antara tegangan reset V_C dengan kondisi operasi, seperti *duty ratio* D . Tegangan reset V_C dapat dihitung dengan persamaan integral dari tegangan belitan primer v_1 , lebih dari satu periode ke nol.

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_1 dt = 0 \Leftrightarrow \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta_1 T} V_{dc} dt + \int_{\Delta_1 T}^{\Delta_1 T + \Delta_2 T} (-V_C) dt + \int_{\Delta_1 T + \Delta_2 T}^T 0 dt \right] = 0 \quad (2.7)$$

$$\Leftrightarrow V_C = V_{dc} \frac{D}{\Delta_2} = V_{dc} \frac{t_{on}}{\Delta_2 T}$$

Dimana $\Delta_2 T = \tau$ adalah periode *reset* dari inti transformator.

Kemudian untuk kondisi terbatas $\Delta_3 T = 0$ (yaitu pada $\Delta_1 T + \Delta_2 T = T$ dan $\Delta_2 = D$), persamaan 2.7 menjadi:

$$V_C = \frac{D}{1-D} V_{dc} \quad (2.8)$$

Dengan mensubstitusi persamaan 2.7 pada persamaan 2.4, nilai v_{ka} pada D_2 adalah:

$$V_{ka(D2)} = \frac{N_2}{N_1} V_C = \frac{N_2}{N_1} V_{dc} \frac{D}{\Delta_2} \quad (2.9)$$

Memperhatikan persamaan 2.7 dan 2.9, menambahkan variabel tegangan beban $|V_0|$, rasio dari τ / t_{off} , waktu *reset* dan waktu ketika sakelar S pada kondisi *off* didapatkan:

$$\frac{V_{ka(D2)}}{|V_0|} = \frac{t_{on}}{\Delta_2 T \frac{t_{off}}{t_{off}}} = \frac{t_{on}}{\frac{\Delta_2 T}{t_{off}} (T - t_{on})} = \frac{DT}{\frac{\Delta_2 T}{t_{off}} (T - t_{on})} \quad (2.10)$$

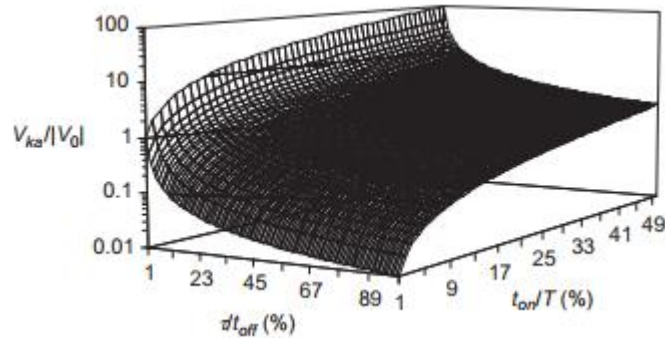
Setelah disederhanakan menjadi:

$$\frac{V_{ka(D2)}}{|V_0|} = \left(\frac{D}{\frac{\tau}{t_{off}} (1-D)} \right) \quad (2.11)$$

Kemudian secara grafis dapat dilihat pada Gambar 2.7, dimana:

$$\frac{\tau}{t_{off}} = \frac{\Delta_2 T}{(\Delta_2 + \Delta_3) T} = \frac{\Delta_2}{\Delta_2 + \Delta_3} \quad (2.12)$$

Dengan $\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 = 1$ dan $\Delta_1 = D$.



Gambar 2.7 Grafik representasi tegangan balik pada dioda D_2 sebagai fungsi waktu reset dan *duty ratio* pada topologi *single-forward type* [30]

Gambar 2.7 menunjukkan tentang tegangan beban maksimum yang mengenai kembali pada dioda D_2 sebagai fungsi *duty ratio* dari S , D , dan faktor *reset* transformator τ / t_{off} .

Beberapa kondisi yang dapat digambarkan untuk pembangkitan pulsa tegangan tinggi dengan konverter *single-forward type* adalah:

1. Jika *duty ratio* penyaklaran hanya beberapa persen dan waktu untuk mereset diperpanjang hingga mendekati waktu *off* dari sakelar semikonduktor (yaitu $\Delta_2 T + \Delta_3 T$), maka dioda D_2 menahan sedikit gesekan dari jumlah nilai tegangan keluaran.
2. Jika menggunakan transformator *step-up* dengan $N \gg 1$, topologi ini dapat bekerja, juga dengan penggunaan semikonduktor yang mempunyai tegangan *hold-off* rendah pada sisi primer transformator jika dibandingkan dengan tegangan keluaran pada beban.

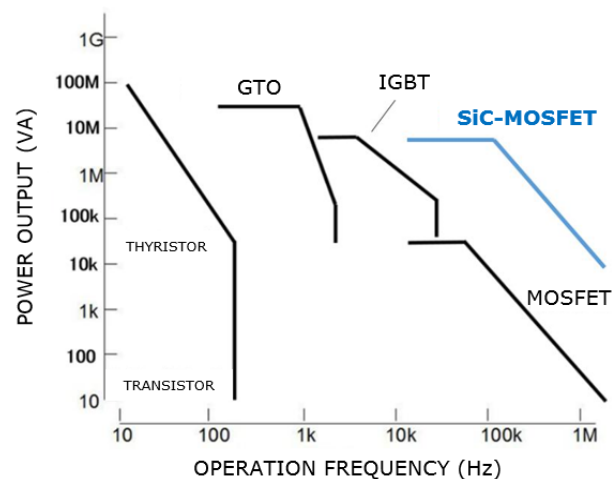
Untuk alasan keamanan yaitu memastikan bahwa inti transformator telah diatur ulang, waktu pengaturan ulang transformator harus selesai sebelum kondisi *off* dari sakelar semikonduktor berakhir, pada $\Delta_3 T > 0$. *Duty cycle* yang pendek dibutuhkan untuk membangkitkan pulsa tegangan tinggi tidak mudah untuk dilakukan, karena hampir semua aplikasi *pulsed power* membutuhkan lebar pulsa yang pendek dan waktu *recovery* yang cukup lama.

Setelah itu dapat kita ketahui bahwa topologi ini membutuhkan polaritas yang identik pada sisi belitan primer dan sekunder transformator, sehingga energi

pada beban ditransfer pada saat sakelar semikonduktor pada kondisi *on*. Oleh karena itu, transformator pada rangkaian bertindak seperti transformator pada umumnya, dimana terdapat energi yang tidak diharapkan yang terdapat pada *leakage inductance*.

2.5 SiC MOSFET

Dalam beberapa tahun terakhir, penelitian dan pengembangan serta komersialisasi semikonduktor celah pita lebar telah digunakan sebagai bahan untuk sakelar semikonduktor. Semikonduktor celah pita lebar ini memiliki keunggulan diantaranya tegangan tembus tinggi, mampu beroperasi pada kecepatan tinggi, *on-resistance* rendah, dan mampu beroperasi pada suhu tinggi dibandingkan dengan Si (*Silicon*). Rentang aplikasi perangkat daya ditunjukkan pada Gambar 2.7.



Gambar 2.8 Range penggunaan SiC MOSFET [28]

Kapasitas daya satu sakelar SiC lebih besar daripada satu sakelar Si. Daya keluaran dari konverter DC *single-forward type* menggunakan SiC-MOSFET lebih rendah daripada rangkaian inverter yang menggunakan Si-MOSFET. Selain itu, SiC-MOSFET memiliki kapasitas daya setara IGBT dan mampu beroperasi pada frekuensi tinggi.

Diantara keunggulan semikonduktor SiC bisa dilihat pada penjelasan berikut. Kekuatan *breakdown* dielektrik dari SiC sebesar 10 kali lebih besar

daripada Si, sehingga ketebalan dari *drift layer* (lapisan yang mengosongkan daya perangkat semikonduktor pada saat kondisi *off* dan menahan tegangan *breakdown*) menjadi 1/10 dibandingkan dengan Si. Maka apabila *breakdown* dielektrik lebih kuat 10 kali, konsentrasi dari *drift layer* dapat menjadi 100 kali lebih besar. Penggunaan semikonduktor bertipe SiC pada penelitian ini juga mereduksi nilai *on-resistance* secara signifikan. Sehingga didapatkan hasil peralatan dengan rugi-rugi rendah dan tegangan *withstand* yang tinggi. Nilai *on-resistance* yang rendah mampu menampung arus yang mengalir menjadi lebih besar. Konfigurasi 4H-SiC juga mempunyai *bandwidth* yang 3 kali lebih lebar, rasio saturasi 2 kali lebih besar, dan konduktifitas termal yang 3 kali lebih besar dibandingkan dengan semikonduktor berbahan Si. Sehingga rentang operasi temperatur dan frekuensi kerja meningkat.

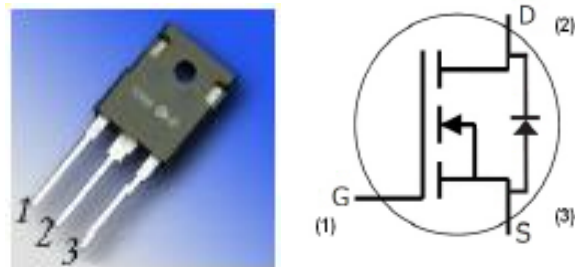
Seperti pada penjelasan di atas, dikarenakan kapasitas daya dari sebuah sakelar semikonduktor bertipe SiC lebih besar daripada Si, daya keluaran dari rangkaian *single-forward type*. SiC MOSFET mempunyai kapasitas daya setara kelas IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) dan mampu beroperasi pada frekuensi *switching* tinggi. Rentang aplikasi dari perangkat sakelar daya dapat dilihat seperti pada Gambar 2.7.

Tabel 2.1 Perbandingan rating pada berbagai material semikonduktor

Material	Si	4H-SiC	GaN	Diamond
Band gap [eV]	1.1	3.3	3.4	5.5
Electron Mobility [cm ² /Vs]	1400	1100	900	2200
Strength of breakdown electric field [MV/cm]	0.3	3	5	2200
Thermal Conductivity λ [W/cmK]	1,5	4,9	5	10
Relative permittivity ϵ	12	10	9	5.5
Saturation of Drift Velocity [cm/s]	1.0×10^7	2.2×10^7	2.7×10^7	2.7×10^7

2.5.1 SiC MOSFET C2M0025120D

Pada penelitian ini tipe SiC MOSFET yang digunakan adalah C2M0025120D N-channel yang diproduksi oleh CREE Wolfspeed. MOSFET jenis ini digunakan karena mempunyai tegangan *breakdown* yang tinggi dan mampu beroperasi pada frekuensi tinggi. Bentuk dan lambang dari SiC MOSFET ditunjukkan oleh Gambar 2.9.



Gambar 2.9 SiC MOSFET C2M0025120D

Pemilihan tipe tersebut dikarenakan SiC MOSFET mempunyai kecepatan *switching* yang tinggi, sehingga mampu bekerja pada frekuensi tinggi. Sedangkan untuk karakteristik SiC MOSFET bias dilihat pada Tabel 2.2.

Tabel 2.2 Parameter SiC MOSFET C2M0025120D

Symbol	Parameter	Value	
V_{DSmax}	Drain – Source Voltage	1200 V	
I_D	Continous Drain Current	$T_c = 25^\circ C$	90 A
		$T_c = 100^\circ C$	90 A
$I_{D(pulse)}$	Pulse Drain Current	250 A	
V_{GS}	Gate – Source Voltage	-10/+25 V	
R_{DSon}	On Resistance	25 m Ω	
P_d	Power Dissipation	463 W	

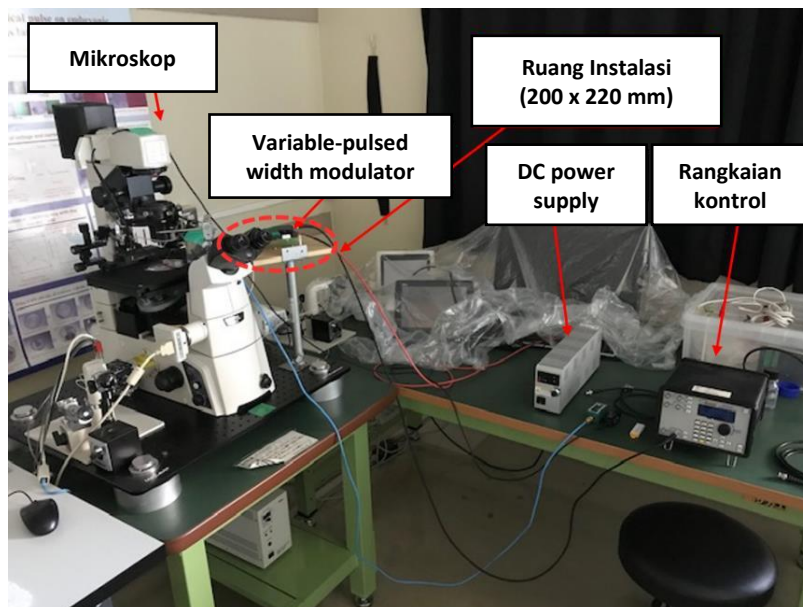
BAB 3

DESAIN DAN IMPLEMENTASI SISTEM PENGISI DAYA UNTUK TEGANGAN TINGGI

Pada awalnya, *pulsed power engineering* dikembangkan untuk tujuan penelitian pada bidang militer, tetapi dalam beberapa tahun terakhir juga telah dikembangkan pada penerapan teknologi di industri. Contohnya seperti pada bidang lingkungan, bioteknologi, material, dan obat-obatan. Pada abad ke-21, kombinasi dari *pulsed power generator* dengan performa tinggi dan teknologi bioanalitik telah membentuk bidang baru yang disebut *Bioelectrics*. Istilah *Bioelectrics* mengacu pada riset untuk menerapkan tekanan fisik (*physical stress*) pada makhluk hidup menggunakan *Pulsed Electric Fields* (PEF) untuk menguraikan mekanisme dan reaksi biologisnya. Penelitian tersebut telah menarik perhatian pada bidang unggulan *pulsed power engineering*. Saat ini, untuk menerapkan *nanosecond-order Pulsed Electric Fields* (nsPEF) pada sel, *variable-pulsed power modulator* diaplikasikan pada sistem, penggunaan alat ini telah terbukti pada percobaan bioteknologi. Dengan menggunakan rangkaian *DC-DC converter* yang telah dibuat, mampu memvariasikan kekuatan medan listrik, lebar pulsa, dan energi yang diaplikasikan pada sel. Kemudian telah kita ketahui bahwa telah banyak studi pada respon seluler berdasarkan perbedaan kekuatan medan listrik yang dihasilkan, tetapi pada penelitian ini kami mengacu pada beberapa studi telah mengembangkan riset berdasarkan perbedaan lebar pulsa. Hal ini dikarenakan sistem pembangkitan *pulsed power* yang berdasarkan perubahan pulsa masih terus berkembang. Maka diperlukan sebuah alat bantuan yang dinamakan *variable-pulsed width modulator*, yang telah kami aplikasikan pada penelitian ini. Perubahan lebar pulsa dapat mudah dikendalikan menggunakan alat tersebut.

Pada sistem ini, jika perangkat dari *variable-pulsed width modulator* terlalu jauh dari target, keluaran pulsa akan terpengaruh sehingga waktu transfer energi menjadi lebih lama. Jadi ketika mode *discharge* penggunaan *variable-pulse width modulator* harus sedekat mungkin dengan sel-sel yang menjadi target percobaan. Pada saat percobaan, sel-sel yang diamati ditempatkan pada mikroskop

dan percobaan dilakukan sambil mengamati mikroskop. Maka diperlukan desain sistem *pulsed power generator* yang *compact* sehingga mudah untuk diintegrasikan dengan mikroskop. Meskipun *DC power supply* yang digunakan mempunyai ukuran yang cukup kecil (200×220 mm) dan dapat dipasang di dekat mikroskop, tetapi tetap memerlukan ruang lebih di dekat mikroskop. Masing-masing ukuran untuk peralatan tersebut adalah *variable-pulsed width modulator* sebesar tinggi $60 \times$ lebar $120 \times$ panjang 140 mm, tinggi $130 \times$ lebar $70 \times$ panjang 350 mm, dan rangkaian kontrol sebesar tinggi $120 \times$ lebar $200 \times$ panjang 270 mm. Kesimpulannya, pengkabelan yang panjang dibutuhkan antara *power supply* dan *variable-pulsed width modulator*. Selain itu, sulit untuk mendapatkan posisi aman pada saat melakukan percobaan. Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.1 yaitu kondisi pada saat percobaan aplikasi bioteknologi di laboratorium.



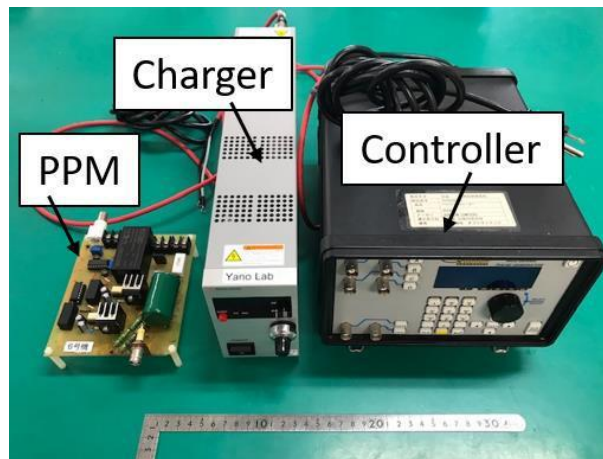
Gambar 3.1 Kondisi pada percobaan aplikasi bioelektrik

Oleh karena itu, diperlukan ukuran rangkaian *charger* dan rangkaian kontrol yang lebih kecil dengan tujuan untuk memperluas ruang ketika rangkaian dihubungkan dengan *power supply* dan menambah kenyamanan pada saat melakukan percobaan. Tujuan utama dari penelitian ini adalah untuk mengembangkan rangkaian *charger* (*DC-DC converter*) yang *compact* dan

portable, sehingga bisa digunakan pada tempat yang terbatas di dekat mikroskop. Berdasarkan pada penelitian sebelumnya, rangkaian charger yang telah dikembangkan menghasilkan sebesar 1000 μs pada 1000 V untuk 1000 pps (*pulsed per second*) dengan nilai kapasitor penyimpan energi tahap pertama (C_0) sebesar 1,25 μF . Sedangkan target pada penelitian ini adalah untuk membuat rangkaian *charger* yang mempunyai ukuran lebih kecil dari lebar 200 \times panjang 220 mm. Pada saat pengisian dengan tegangan 1000 V, energi yang dihasilkan oleh kapasitor C_0 sebesar 0,625 J, dengan mengacu pada persamaan:

$$E_c = \frac{1}{2} CV^2 \quad (3.1)$$

Dimana E_c adalah energi yang dihasilkan, C adalah nilai kapasitansi dari kapasitor, dan V adalah tegangan *charging*.



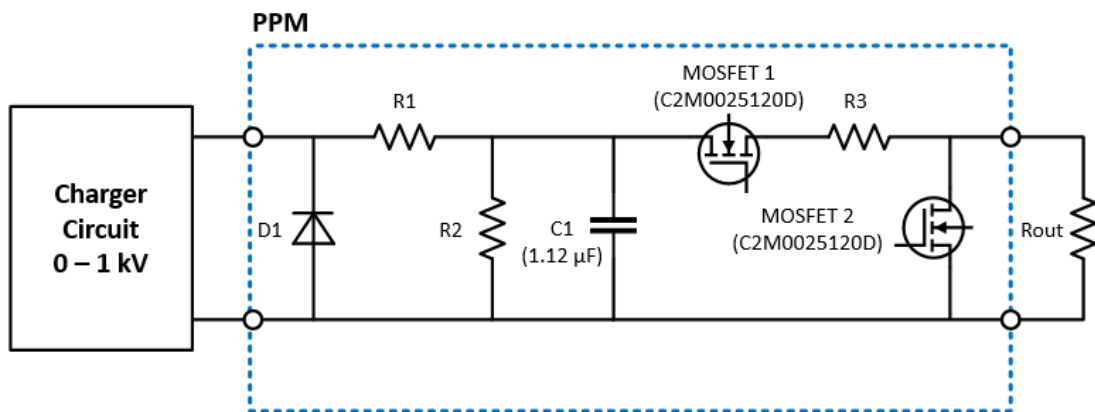
Gambar 3.2 Peralatan yang digunakan pada percobaan

Tabel 3.1 Target keluaran pengisi daya menggunakan *single-forward type*

Parameter	Target
Charging Energy	0,625 J
Charging Voltage	1000 V
Charging Time	$\pm 800 \mu\text{s}$ untuk 1000 V
Ukuran	< 200 x 220 mm

3.1 Pulsed Width Modulator dengan Frekuensi Variabel

Variable-pulsed width modulator dikembangkan untuk aplikasi *nanosecond-order Pulsed Electric Fields* (nsPEF) agar memudahkan saat menembakkan pulsa tegangan ke sel pada bioteknologi. Peralatan ini dapat digunakan sebagai PPM (*Pulsed Power Modulator*) untuk mengubah nilai medan listrik dan lebar pulsa. Pada penelitian ini, digunakan *variable-pulsed width modulator* berukuran sebesar tinggi $60 \times$ lebar $120 \times$ panjang 140 mm.



Gambar 3.3 Rangkaian dari *variable-pulsed width modulator*

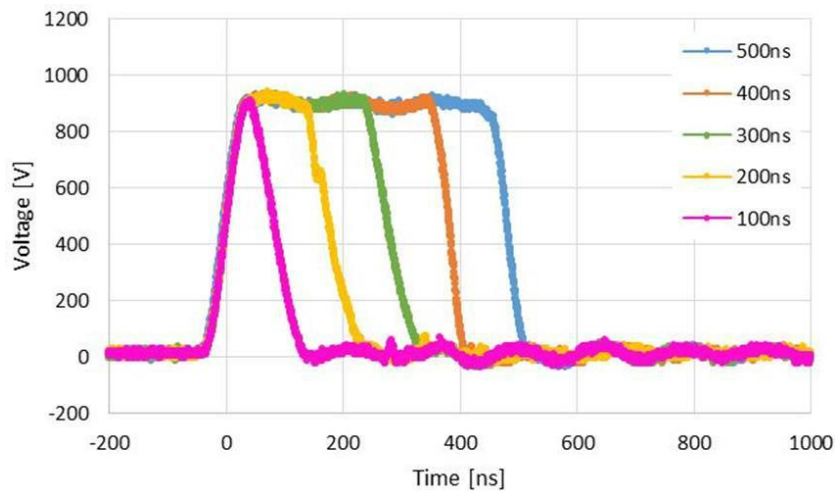
Cara kerja dari rangkaian di atas adalah pada saat MOSFET1 menyala, arus mengalir ke beban, lalu menyalakan MOSFET2 untuk melepaskan arus dari beban melalui MOSFET2. Sehingga kedua MOSFET menyala secara bergantian, periode pada saat MOSFET1 menyala hingga MOSFET2 menyala adalah lebar pulsa keluaran. Lebar pulsa dapat disesuaikan dengan mengubah sinyal kontrol. Nilai dari pulsa keluaran yang mampu dihasilkan adalah 100 ns – 500 ns. Keunggulan dari topologi rangkaian ini adalah mampu menghasilkan pulsa tegangan tinggi dengan *rise time* yang rendah, *low-voltage droop*, dan fleksibilitas pada perubahan frekuensi dan *duty ratio*.

Bagaimanapun, setiap aplikasi *pulsed power* memberikan tantangan yang berbeda pada teknologi dan kebutuhan beban yang bergantung pada topologi *power converter*. Salah satu elemen penting pada aplikasi *pulsed power* adalah *duty ratio* yang rendah, dimana lebar pulsa jauh lebih kecil dibandingkan dengan periode

operasi. Hal itu mengurangi daya rata-rata modulator secara signifikan dan daya yang terdisipasi pada beban, seperti dirumuskan sebagai berikut:

$$P_{av} = V_p I_p D \quad (3.2)$$

Dimana V_p adalah tegangan pulsa, I_p adalah amplitudo arus dan jika diasumsikan pulsa keluaran berbentuk kotak dengan *duty ratio* $D = t_{on} / T$. Melalui rangkaian ini, tegangan termodulasi menuju beban menggunakan sakelar yang bekerja berdasarkan pengaturan *duty ratio*. Tegangan pada beban dihasilkan melalui kondisi saat sakelar *on* dan *off* dengan perubahan lebar pulsa dan frekuensi yang dikendalikan oleh *gate trigger*.



Gambar 3.4 Bentuk gelombang keluaran dari *variable-pulsed width modulator*

Pada Gambar 3.4 dapat terlihat bahwa *variable-pulsed width modulator* yang digunakan mampu menghasilkan pulsa tegangan keluaran sebesar 1000 V pada waktu 100, 200, 300, 400, hingga 500 ns. Maka dengan bantuan perangkat ini, akan lebih mudah untuk dapat menghasilkan pulsa tegangan tinggi dengan lebar pulsa dan frekuensi yang diinginkan.

3.2 Pemilihan Sakelar Semikonduktor

Pada topologi *single-forward type*, sistem penyaklaran dilakukan oleh sebuah sakelar semikonduktor. Hal itu membuat beban dari sakelar semikonduktor menjadi lebih berat jika dibandingkan dengan rangkaian inverter. Maka diperlukan

peralatan yang mampu melewatkan arus yang besar dan mempunyai nilai tegangan tembus yang tinggi. Selain itu, desain peralatan yang beroperasi pada frekuensi tinggi memungkinkan ukuran transformator menjadi lebih *compact*. Untuk itulah penelitian ini menggunakan SiC-MOSFET (C2M0025120D) yang mempunyai nilai tegangan tembus tinggi dan mampu melewatkan arus besar dibandingkan dengan IGBT. SiC MOSFET adalah komponen yang mendekati ideal karena dapat beroperasi pada frekuensi tinggi, yaitu pada ratusan kHz atau lebih, sebagai *single switch*. Gambar Tabel 3.2 menunjukkan rating dari SiC MOSFET.



Gambar 3.5 Penempatan SiC MOSFET

Tabel 3.2 Rating dari SiC MOSFET (C2M0025120D)

Parameter	Rating
Drain – Source Voltage	1200 V
Gate – Source Voltage	-10/+25 V
Drain Current	90 A
Pulse Drain Current	250 A
On Resistance	25 mΩ

3.3 Pemilihan Dioda Sisi Sekunder

Penyearah pada sisi sekunder membutuhkan diode yang mampu menahan tegangan tinggi pada frekuensi 500 kHz, yang mana sama dengan frekuensi pada sisi primer. Pada saat tegangan *charging* sebesar 1000 V, timbul tegangan balik sebesar 1000 V atau lebih yang dihasilkan pada sisi sekunder transformator. Tegangan balik ini setidaknya bernilai 2000 V yang langsung dihadapkan pada

dioda sisi sekunder. Oleh karena itu, digunakan dua buah SiC-SBD (*Schottky Barrier Diode*) yang mempunyai keunggulan rugi-rugi rendah, kecepatan *switching* tinggi, dan tegangan tembus tinggi. Tabel 3.3 menunjukkan rating dari SiC-SBD yang digunakan.

Tabel 3.3 Rating dari SiC-SBD (SCS105KG)

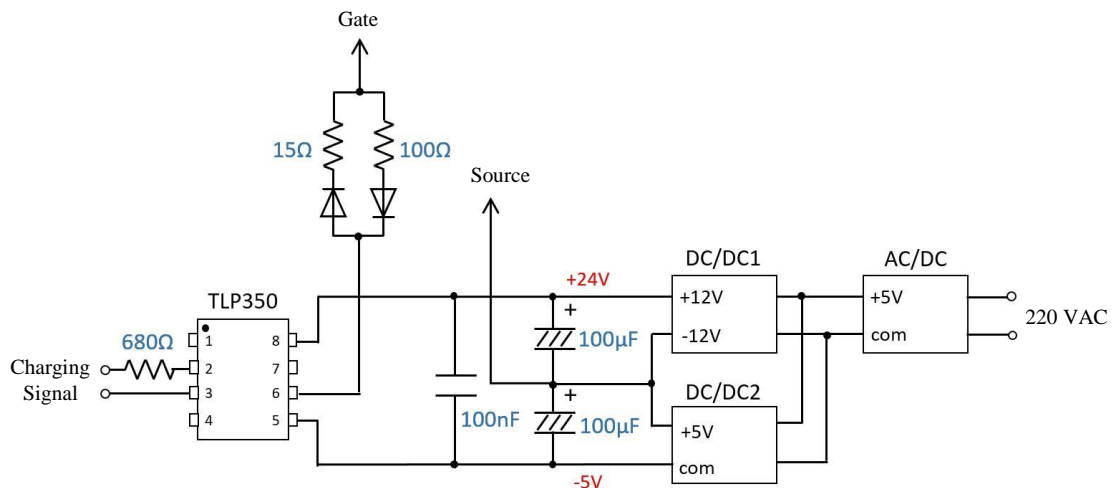
Parameter	Rating
Reverse Voltage	1200 V
Forward Current	5 A
Peak Surge Current	21 A

3.4 Desain Gate Driver

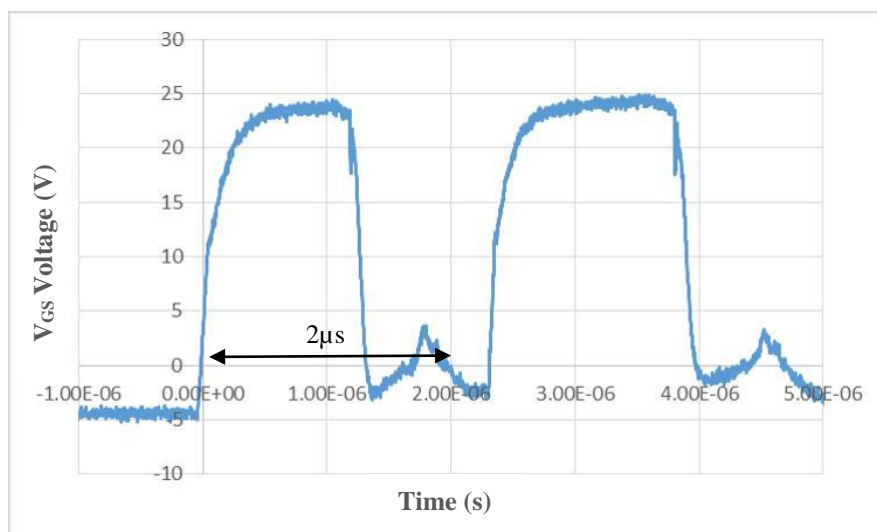
Diagram sederhana dari rangkaian *gate driver* yang telah dibuat ditunjukkan pada Gambar 3.7. Pada rangkaian *driver* tegangan yang digunakan sebesar 24 – -5 V untuk menyalakan sakelar semikonduktor. Resistansi *gate* sebesar 15 Ω pada kondisi *on* dan 100 Ω pada kondisi *off*. Untuk *high-switch switching* resistansi *gate* yang ideal adalah 10 – 15 Ω , tetapi akan terjadi kondisi *cut-off* dengan cepat ketika nilai arus lebih besar dari 200 A dan muncul tegangan surja pada kedua ujung terminal. Nilai dari resistansi *gate* pada saat kondisi *off* dinaikkan dengan tujuan untuk mencegah tegangan *withstand* yang tinggi yang memungkinkan menghantam sakelar semikonduktor. Hal ini dapat menyebabkan kegagalan dalam proses *switching*. Pada saat nilai resistansi dinaikkan, kecepatan penyalan akan berkurang. Dapat disimpulkan bahwa tegangan *spike* dan rugi-rugi *switching* terjadi ketika mengubah nilai resistansi gerbang. Sehingga rugi-rugi *switching* dapat berkurang dengan meningkatkan nilai resistansi ke titik tertentu, tetapi rugi-rugi *switching* akan meningkat kembali seiring dengan kenaikan nilai resistansi. Untuk mengurangi lonjakan tegangan dan rugi-rugi *switching*, nilai resistansi diatur sebesar 100 Ω saat kondisi *off*. Frekuensi *switching* yang ditetapkan sebesar 500 kHz bertujuan memperkecil ukuran transformator secara maksimal.

Gambar 3.6 menunjukkan rangkaian *driver* yang digunakan pada sistem dan Gambar 3.7 menunjukkan tegangan *gate-source* pada frekuensi 500 kHz. Jika

diatur frekuensi lebih dari 1 MHz resiko yang mungkin terjadi semikonduktor tidak bisa bekerja secara normal dikarenakan *turn-off* tertunda. Hal itu tetap terjadi meskipun arus yang mengalir ke sakelar semikonduktor menunjukkan kenaikan nilai pada kondisi *off*. Sementara itu tegangan kapasitor sebesar 150 V ($100\sqrt{2}$), resistansi belitan primer transformator, *on-resistance* dari sakelar semikonduktor, dan resistansi *wiring* berjumlah ratusan m Ω . Arus yang mengalir pada sakelar semikonduktor diperkirakan akan terus meningkat sampai 400 – 1000 A. Oleh karena itu, pengaturan frekuensi operasi sebesar 500 kHz adalah tepat untuk mencegah kegagalan *switching* pada sakelar semikonduktor, dengan asumsi bahwa nilai arus akan meningkat jika periode *switching* diatur lebih lama.



Gambar 3.6 Rangkaian *driver* SiC-MOSFET



Gambar 3.7 Tegangan V_{GS} SiC-MOSFET

3.5 Microcontroller PIC12F1822

Pada penelitian ini mikrokontroler yang digunakan adalah tipe PIC (PIC12F1822). Nilai dari tegangan pengisian (*charging voltage*) ditentukan dari pemutaran potensiometer. Sedangkan waktu pengisian, frekuensi pengulangan, dan jumlah pulsa keluaran ditentukan oleh program pada PIC. Pada percobaan ini, waktu pengisian diatur sebesar 900 μ s. Untuk langkah pengoperasiannya adalah sebagai berikut: Pertama atur potensiometer hingga sesuai dengan tegangan keluaran yang diinginkan, tegangan referensi dapat dinaikkan dan diturunkan berdasarkan putaran potensiometer. Lalu nyalakan sakelar *trigger* yang terletak pada bagian luar prototipe untuk mengirim sinyal kontrol sebesar 500 kHz dari PIC ke rangkaian *driver*. Selanjutnya, tegangan referensi dan tegangan pengisian akan terus dibandingkan dengan komparator. Proses ini dihentikan saat tegangan pengisian mencapai tegangan referensi, dilanjutkan dengan mengirimkan sinyal *trigger* untuk disalurkan pada sisi beban. Jika tegangan keluaran diatur berulang kali, maka hal itu akan terus berulang pada frekuensi yang ditetapkan.

3.6 Desain Transformator

Pada desain transformator penaik tegangan digunakan material yang representatif yaitu *iron-based ultrafine crystalline* (MP3210VF3T) yang mempunyai kerapatan fluks magnetik terbesar, agar ukuran transformator menjadi lebih kecil. Saklar magnetis tidak mempunyai batas kritis seperti yang ada pada sakelar semikonduktor. Tetapi mempunyai hubungan erat dengan tegangan kerja transformator pada saat kondisi tidak saturasi. Hubungan dari *voltage-time product* dan perubahan kerapatan fluks dijabarkan pada persamaan:

$$\frac{1}{N} \int_0^{T_s} V(t) dt = \int_{A_m} B ds = A_m \Delta B \quad (3.3)$$

Dimana T_s adalah waktu saat mencapai saturasi, $V(t)$ adalah tegangan kerja, ΔB adalah perubahan kerapatan fluks magnetik, dan A_m adalah *cross-section area* dari material magnetik. Sehingga nilai minimum *voltage-time product* yang dibutuhkan untuk saklar magnetik yang tersaturasi adalah:

$$\int_0^{\tau} V(t) dt = \frac{V_{\max} \tau}{2} = N A_m \Delta B \quad (3.4)$$

$$VT_s = NA_m \Delta B \quad (3.5)$$

Dari persamaan 3.5, dapat dilihat bahwa waktu saturasi pada *saturable inductor* ditentukan oleh tegangan kerja, *cross-section area*, dan jumlah lilitan. [22] Selanjutnya perhitungan hasil VT (*voltage-time*) *product* yang digunakan adalah saat transformator mengalami saturasi pada tegangan kerja 150 V yang dioperasikan pada frekuensi 500 kHz. Seperti yang diperlihatkan pada persamaan 3.3. Maka didapatkan, desain yang ideal untuk transformator sebagai berikut:

$$VT = 150 \times \frac{1}{500 \times 10^3} \times 0,5 = 150 \times 10^{-6} Vs \quad (3.6)$$

Tabel 3.4 Sifat magnetik dari inti transformator berdasarkan tipe material

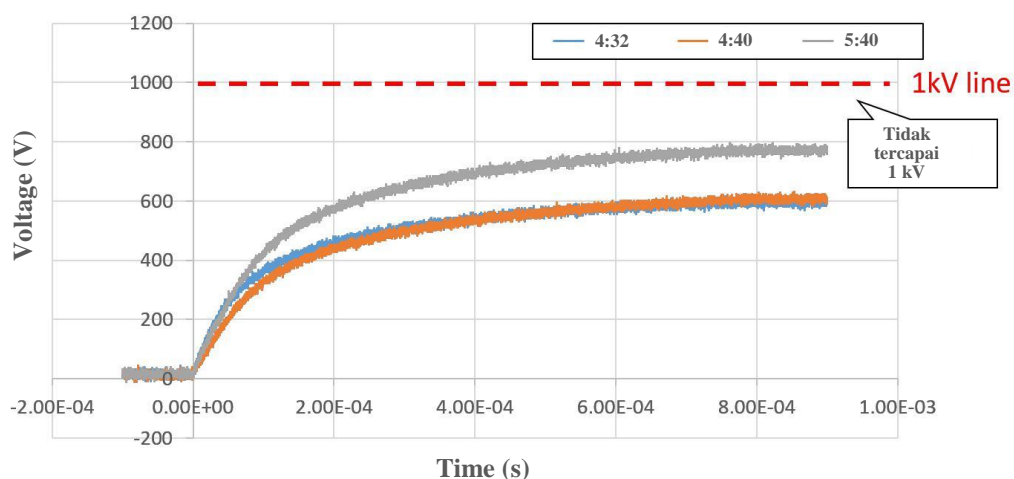
Jenis material	Iron-based microcrystalline	Cobalt-based amorphous	Mn-Zn Ferrite
Saturation magnetic induction B_s (T)	1,23	0,60	0,49
Square ratio B_r / B_s (%)	89	85	29
Coercivity H_c (A/m)	0,6	0,3	12,0
Relative permeability μ_r (100 kHz)	$5,0 \times 10^3$	$10,0 \times 10^3$	$2,4 \times 10^3$
Core loss P_{cv} (kW/m ³)	600	460	680

Oleh karena itu, menurut teori transformator penaik tegangan harus dirancang melebihi nilai persamaan 3.3. Tegangan transformator bersifat unipolar pada rangkaian *single-forward type*, sehingga mengacu kembali ke persamaan 2.2 ΔB sama dengan B_s (1,23 T). Kemudian didapatkan nilai *cross-sectional area* (A) untuk desain transformator satu inti sebesar $32,5 \mu\text{m}^2$. Tabel 3.5 menunjukkan nilai VT yang dihitung dengan mempertimbangkan jumlah belitan dan jumlah inti. Dari perhitungan diketahui terdapat 5 hasil kombinasi yang memenuhi hasil perhitungan secara teori. Maka didesain transformator sesuai dengan hasil perhitungan dan dipilih satu desain yang paling maksimal.

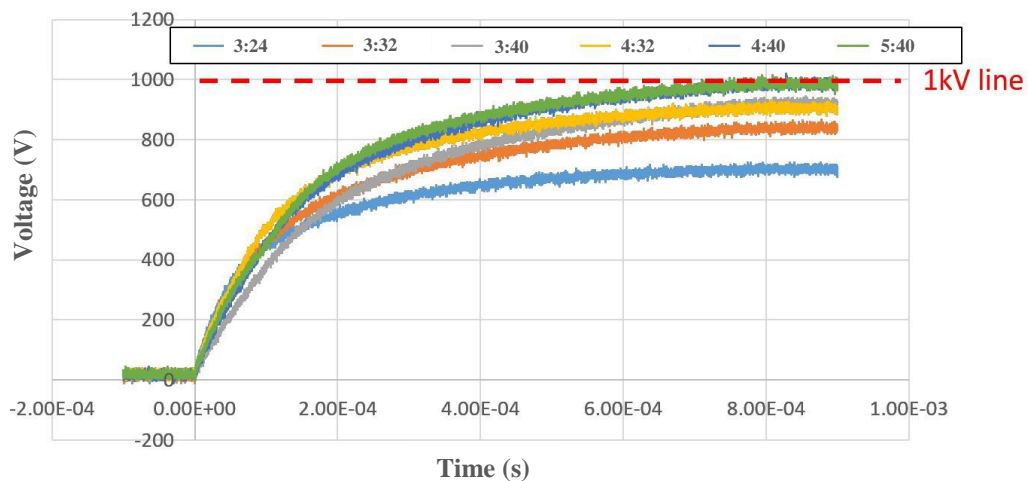
Tabel 3.5 Perhitungan VT *product* (MP3210VFT)

Jumlah belitan / Jumlah Inti	1	2	3
1	0,0000400	0,0000800	0,0001199
2	0,0000800	0,0001599	0,0002399
3	0,0001199	0,0002399	0,0003598
4	0,0001599	0,0003198	0,0004797
5	0,0001999	0,0003998	0,0005996

Gambar 3.8 dan 3.9 menunjukkan bentuk tegangan pengisian pada saat percobaan menggunakan beban kapasitor C_0 sebesar $1,12 \mu\text{F}$ dengan mengubah jumlah inti, jumlah belitan, dan rasio belitan. Tegangan pada muatan kapasitor meningkat seiring bertambahnya jumlah inti. Pada percobaan transformator berinti satu, dapat terlihat pada gambar meskipun desain transformator dibuat sesuai hasil perhitungan VT, terjadi kondisi saturasi sebelum mencapai nilai tegangan 1000 V. Sedangkan pada transformator dengan dua inti, tegangan keluaran dapat mencapai 1000 V. Setelah melakukan percobaan dengan berbagai kombinasi, diputuskan untuk menggunakan transformator dengan rasio inti 4:40. Yaitu rasio yang paling mendekati nilai target tegangan keluaran sebesar 1000 V.

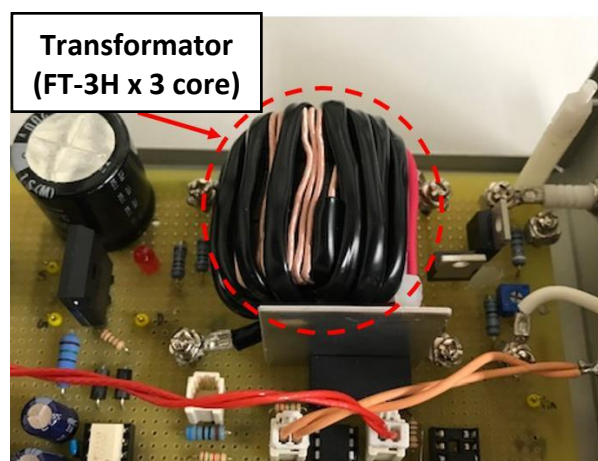


Gambar 3.8 Grafik tegangan pengisian untuk transformator dengan satu inti



Gambar 3.9 Grafik tegangan pengisian untuk transformator dengan dua inti

Pada rangkaian tipe *single-forward* tegangan yang dihasilkan pada sisi keluaran oleh transformator pada dasarnya hanya bersifat unipolar. Tegangan balik dihasilkan seketika pada saat kondisi sakelar semikonduktor mati dan dioda pada sisi sekunder diposisikan satu arah. Akibatnya fluks magnetik terakumulasi dalam inti transformator setiap kali sakelar semikonduktor pada kondisi *on* dan saturasi magnetik bisa terjadi karena tidak ada jalan keluar. Maka, transformator yang dibuat mempunyai nilai saturasi yang lebih tinggi daripada nilai perhitungan.



Gambar 3.10 Transformator *step-up* terisolasi (MP3210VF3T, 3 inti, rasio belitan 4:40)

Transformator yang digunakan pada percobaan mempunyai tiga inti dengan rasio belitan sebesar 4:40 ditunjukkan pada Gambar 3.11. Ukuran transformator yang telah dibuat adalah panjang 40 × lebar 45 × tinggi 45 mm. Tabel 3.6 adalah hasil pengukuran parameter transformator *step-up* menggunakan LCR meter nF ZM2376. Penampakan dari LCR meter ditunjukkan pada Gambar 3.11.

Tabel 3.6 Tabel pengukuran parameter transformator

Parameter	Nilai
Resistansi belitan primer $r_1 (\Omega)$	0,06
Resistansi belitan sekunder $r_2 (\Omega)$	8,6
Induktansi belitan primer $L_1 (H)$	$17,3 \times 10^{-6}$
Resistansi belitan sekunder $L_2 (H)$	$4,5 \times 10^{-3}$
Leakage inductance primer $L_{\sigma 1} (H)$	600×10^{-9}
Leakage inductance sekunder $L_{\sigma 2} (H)$	59×10^{-6}



Gambar 3.11 LCR meter yang digunakan tipe nF ZM2376

3.7 Desain Kapasitor Filter

Pada percobaan kapasitor diinjeksi dengan tegangan 140 hingga 150 V menggunakan rangkaian penyearah gelombang penuh dan kapasitor tambahan sebagai filter. Hasil yang didapatkan energi pengisian maksimum sebesar 0,625 J pada saat kapasitor C_0 yang bernilai 1,25 μF ketika diinjeksi dengan tegangan

pengisian yang mencapai 1000 V. Maka nilai kapasitor yang digunakan sesuai dengan persamaan berikut:

$$C = \frac{2E_C}{V^2} = \frac{2 \times 0,625}{150^2} = 50 \mu F \quad (3.7)$$

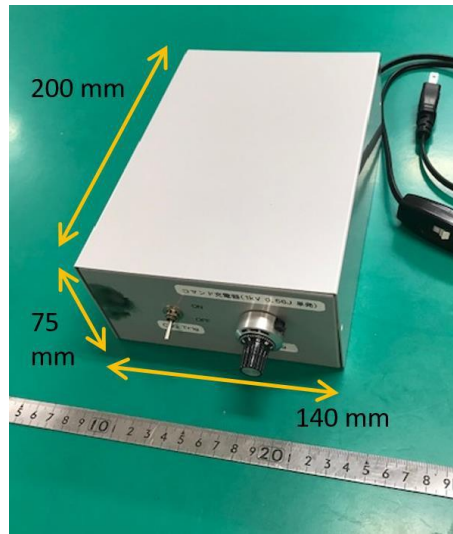
Pada prakteknya terjadi rugi-rugi energi pada rangkaian karena apabila tegangan pada kapasitor berkurang drastis karena pelepasan energi, rangkaian tidak dapat berfungsi untuk mengisi daya pada kapasitor. Maka diperlukan kapasitor yang mempunyai nilai kapasitansi beberapa kali lipat lebih besar dari hasil perhitungan pada persamaan 3.5. Pada penelitian ini, digunakan kapasitor sebesar 680 μF yang mempunyai nilai kapasitansi 10 kali lipat lebih besar dari hasil perhitungan. Gambar 3.12 menunjukkan penampakan dari kapasitor yang digunakan.



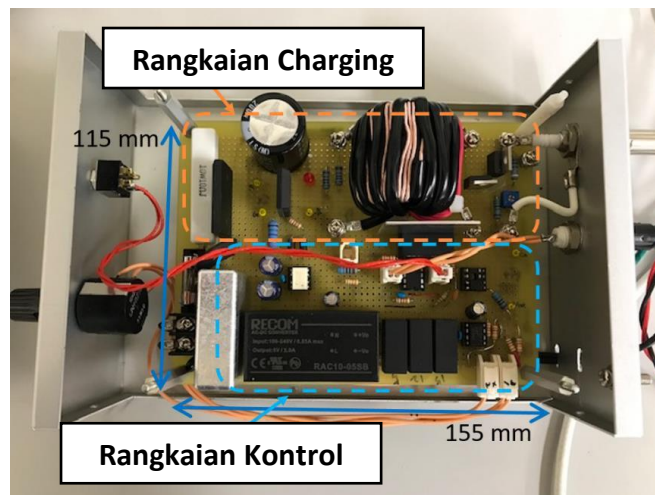
Gambar 3.12 Kapasitor filter yang digunakan (400 V, 680 μF)

3.8 Prototipe Pengisi Daya untuk Aplikasi Tegangan Tinggi

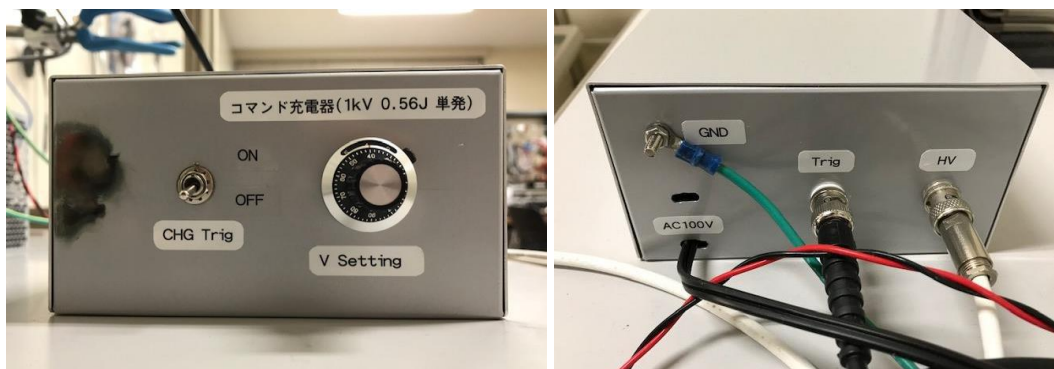
Setelah melalui proses desain dan pemasangan rangkaian, gambar dari prototipe rangkaian pengisi daya ditunjukkan pada Gambar 3.13, 3.14, dan 3.15. Ukuran pengisi daya adalah panjang 200 mm, lebar 140 mm, dan tinggi 75 mm. Untuk bagian dalam rangkaian terdiri dari rangkaian kontrol dan konverter, dengan ukuran sebesar panjang 155 mm dan lebar 115 mm. Sakelar pemicu dan potensiometer terpasang pada bagian depan prototipe. Selain itu, terminal pentanahan (GND), terminal keluaran tegangan tinggi (HV), dan terminal pemicu (*trigger*) terpasang pada bagian belakang.



Gambar 3.13 Bagian luar rangkaian pengisi daya



Gambar 3.14 Bagian dalam rangkaian pengisi daya



Gambar 3.15 Bagian depan dan belakang rangkaian pengisi daya

Halaman ini sengaja dikosongkan

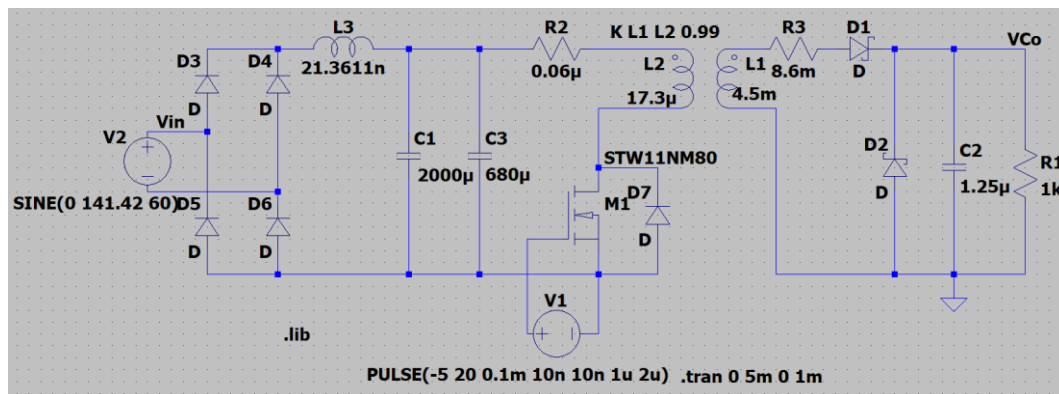
BAB 4

PENGUJIAN DAN ANALISIS

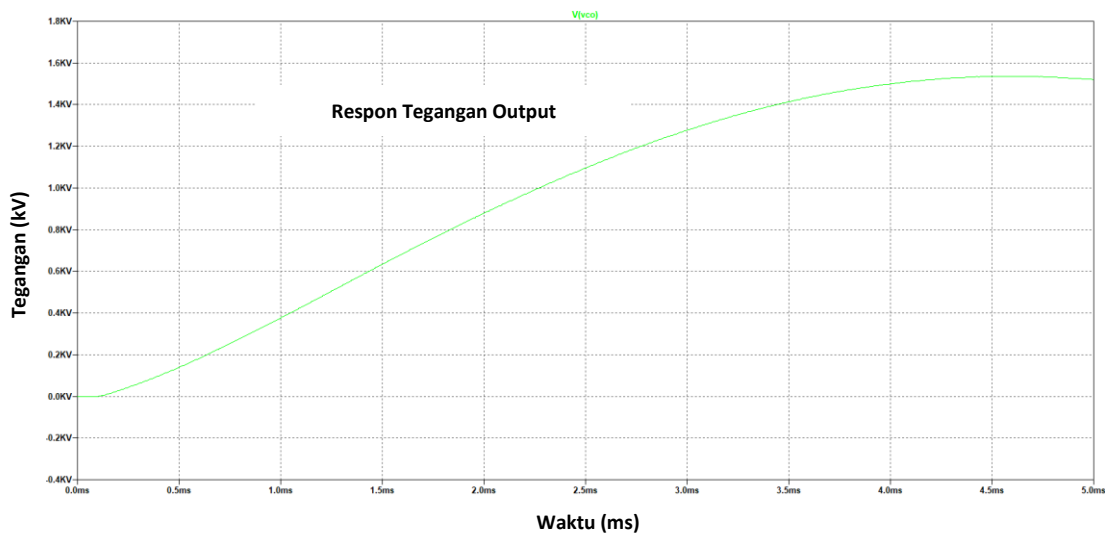
Pengujian yang dilakukan pada penelitian ini meliputi, simulasi model dan implementasi pada *hardware* yang telah dibuat. Kemudian hasil dari simulasi dan implementasi dianalisis pada bab ini. Hasil yang didapatkan dari penelitian ini akan digunakan sebagai acuan pada pengembangan aplikasi *pulsed power generator* untuk bioteknologi, khususnya pada penggunaan prototipe rangkaian pengisi daya menggunakan topologi *single-forward type* dengan pemilihan SiC-MOSFET sebagai jenis sakelar semikonduktor.

4.1 Simulasi Sistem Rangkaian Pengisi Daya menggunakan LTSpice

Simulasi sistem rangkaian pengisi daya dilakukan uji sistem open loop untuk mengetahui performa sistem. Simulasi dilakukan dengan memasukkan parameter yang telah didapatkan dari hasil perhitungan pada bab sebelumnya. Simulasi rangkaian pengisi daya untuk pengisian kapasitor menggunakan LTSpice terlihat pada Gambar 4.1 dan tegangan keluaran hasil simulasi yang dilakukan terdapat dalam Gambar 4.2.



Gambar 4.1 Simulasi rangkaian pengisi daya menggunakan LTSpice

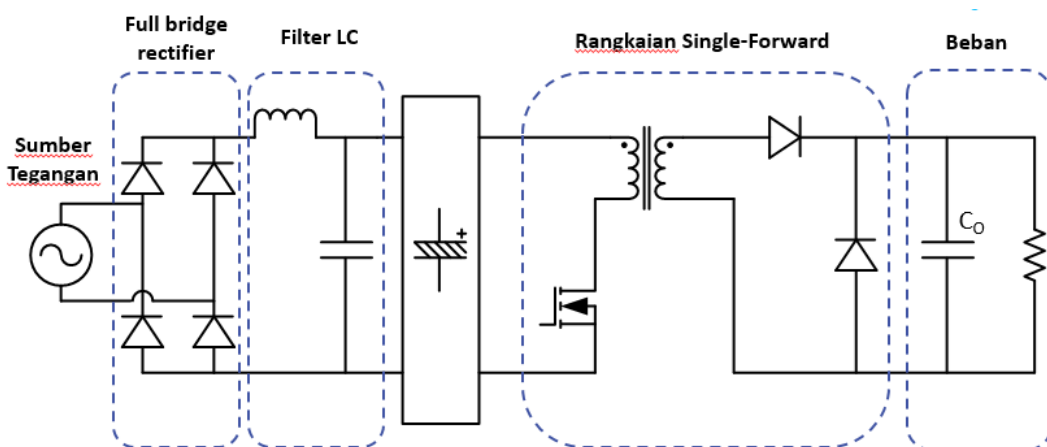


Gambar 4.2 Respon tegangan keluaran rangkaian pengisi daya

Parameter sistem yang dirancang pada simulasi sesuai dengan perhitungan awal dan menggunakan beban resistor sebesar 1000Ω . Dari hasil simulasi didapatkan tegangan *charging* sebesar 1400 V dan waktu pengisian sebesar 4,4 ms.

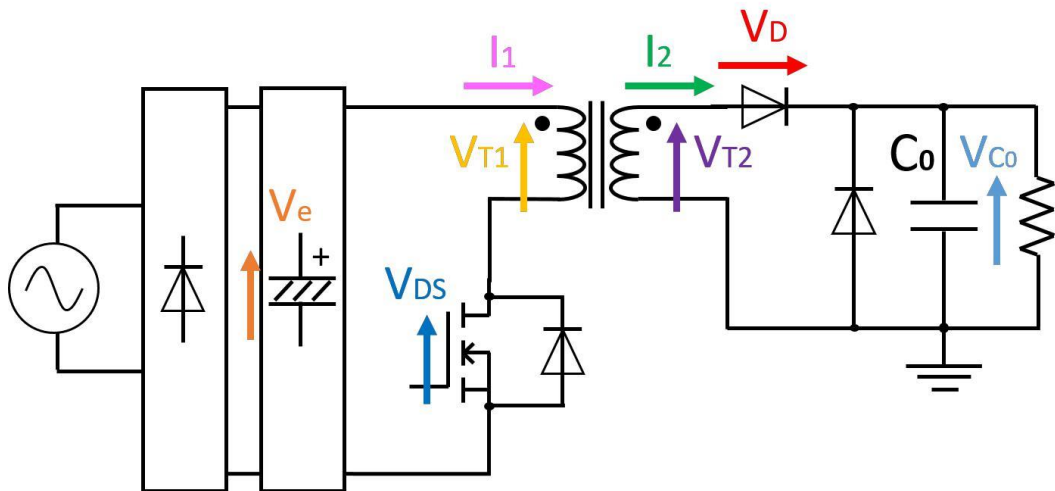
4.2 Pengujian Rangkaian Pengisi Daya untuk Tegangan Tinggi

Pengujian rangkaian pengisi daya yang telah dibuat dilakukan untuk mengetahui tegangan dan arus pada masing-masing variabel yang akan diukur. Bagian-bagian dan titik pengukuran ditunjukkan pada Gambar 4.3. Pada percobaan nilai kapasitor penyimpanan energi tahap pertama (C_0) yang digunakan sebesar $1,12 \mu\text{F}$ dan $1,25 \mu\text{F}$.



Gambar 4.3 Rangkaian pengukuran pada percobaan

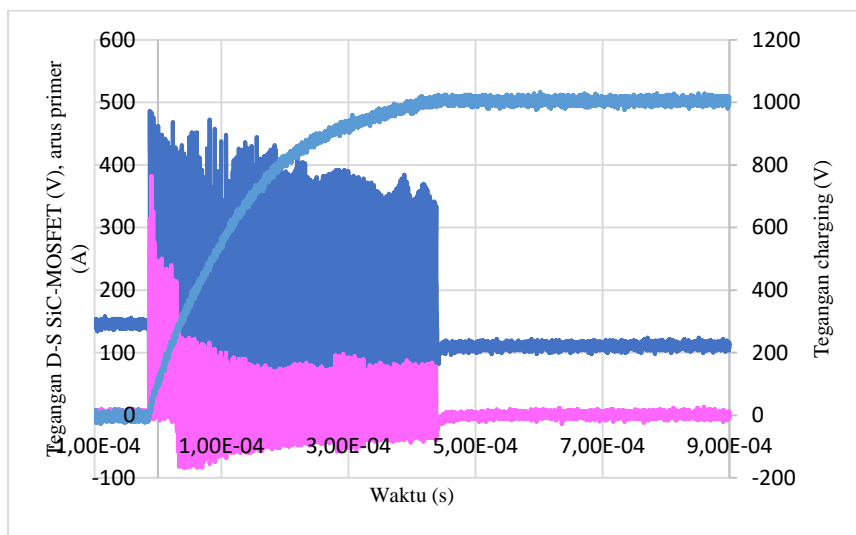
Pengujian rangkaian pengisi daya yang telah dibuat dilakukan untuk mengetahui tegangan dan arus pada masing-masing variabel yang dijadikan titik pengukuran. Variabel dan titik pengukuran ditunjukkan pada Gambar 4.4. Pada percobaan nilai kapasitor penyimpan energi tahap pertama C_0 yang digunakan sebesar $1,12 \mu\text{F}$ dan $1,25 \mu\text{F}$. Masing-masing bagian yang diukur adalah tegangan kapasitor filter (V_e), tegangan sisi primer transformator (V_{T1}), tegangan *drain-source* sakelar semikonduktor (V_{ds}), tegangan *charging* (V_{C_0}), tegangan sisi sekunder transformator (V_{T2}), tegangan diode sisi sekunder (V_D) yang diukur menggunakan *high-voltage probe*, arus sisi primer (I_1) dan arus sisi sekunder (I_2) yang diamati menggunakan monitor. Khusus untuk tegangan pada diode, digunakan dua buah probe tegangan tinggi. Selain itu untuk memudahkan selama percobaan, pengukuran dilakukan secara bergantian pada masing-masing bagian sesuai dengan urutan yang telah ditentukan.



Gambar 4.4 Variabel dan titik pengambilan data pada penelitian

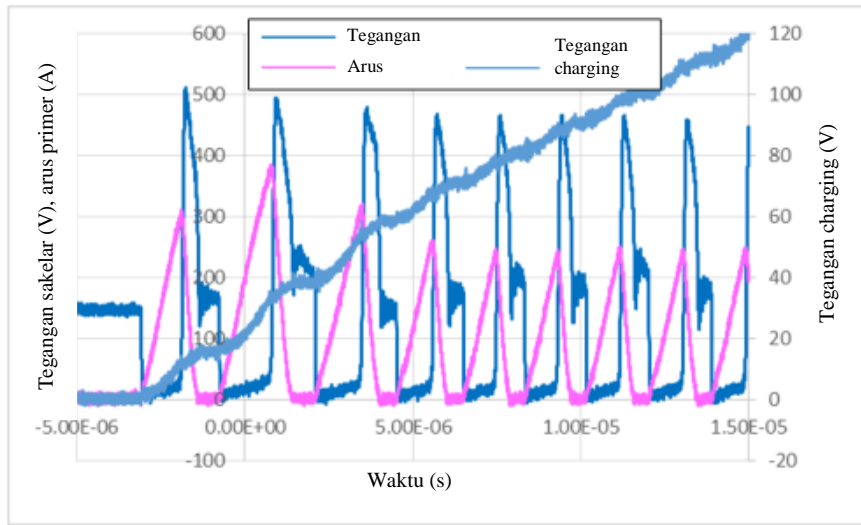
Pada bagian ini ditunjukkan hasil dari pengujian bentuk keluaran gelombang pada masing-masing bagian rangkaian pengisi daya untuk tegangan tinggi. Gambar 4.5 dan 4.6 menunjukkan hasil dari pengukuran pada tegangan *drain-source* sakelar semikonduktor (V_{ds}), tegangan *charging* (V_{C_0}), dan arus sisi primer (I_1) pada saat kondisi *charging*.

Gambar 4.5 dan 4.6 menunjukkan hasil dari pengukuran pada tegangan *drain-source* sakelar semikonduktor (V_{ds}), tegangan *charging* (V_{C_0}), dan arus sisi sekunder (I_2). Ketika sakelar semikonduktor pada kondisi *on*, arus mengalir dari sisi primer ke rangkaian pengisian. Pada saat yang sama, energi ditransfer ke sisi sekunder dan tegangan pengisian (V_{C_0}) naik secara bertahap. Hal ini dapat kita lihat pada perbesaran di Gambar 4.6 dimana arus yang mengalir pada sakelar semikonduktor berbentuk seperti gelombang gigi gergaji dengan nilai puncak 200 hingga 400 A dan mempunyai lebar pulsa sebesar 1 μ s. Arus yang mengalir pada sakelar semikonduktor cenderung naik bahkan ketika kondisi *off*. Kerugian switching terjadi dikarenakan saat arus tinggi terjadi kondisi *cut off* secara cepat.



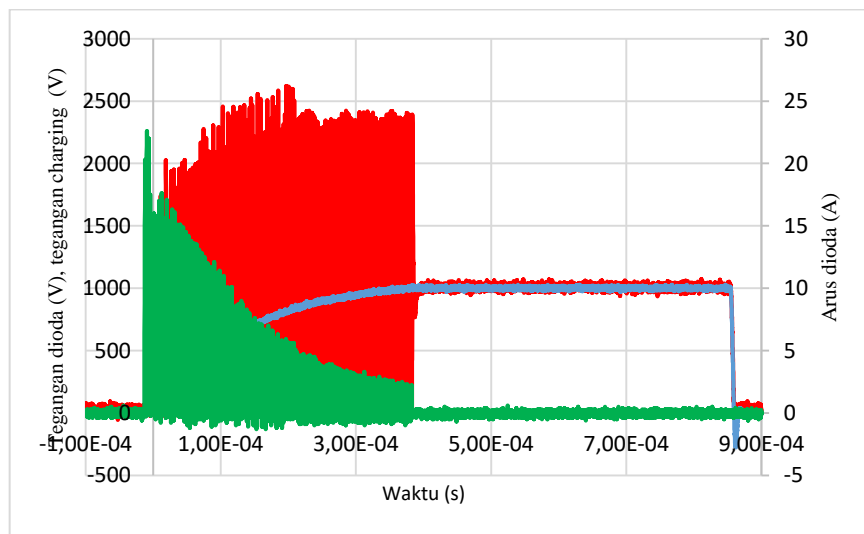
Gambar 4.5 Respon tegangan keluaran rangkaian pengisi daya

Ketika kondisi *off*, pada rangkaian muncul tegangan diantara *drain* dan *source* sakelar semikonduktor, tegangan lonjakan ini dinamakan tegangan *drain-source* (V_{ds}). Nilai dari V_{ds} yang dihasilkan mencapai nilai maksimum 500 V. Seperti terlihat pada Gambar 4.5, tinggi *spike* dari tegangan *drain-source* dapat kita lihat, untuk itulah diperlukan sakelar semikonduktor yang mempunyai batasan nilai *breakdown voltage* yang tinggi. Untuk itulah digunakan dioda SiC-SBD dengan rating tegangan *breakdown* tinggi yang dipasang secara paralel.



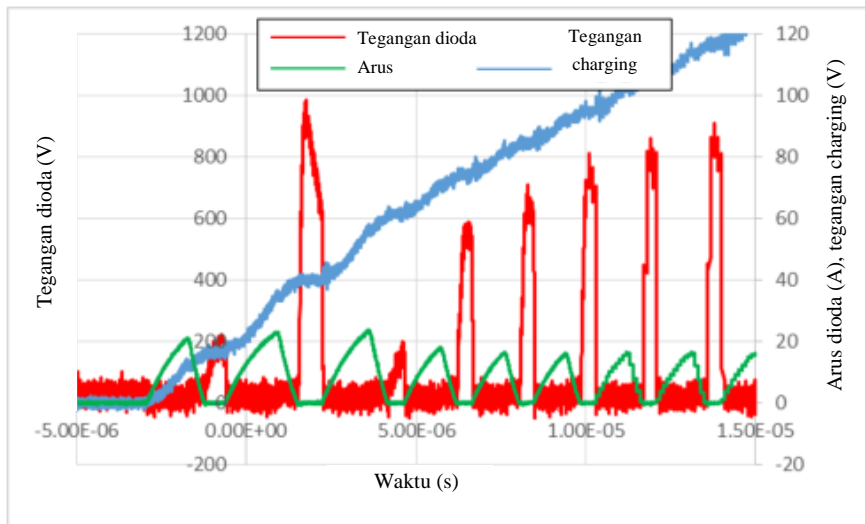
Gambar 4.6 Respon tegangan keluaran rangkaian pengisi daya saat diperbesar

Gambar 4.7 menunjukkan hasil dari pengukuran pada tegangan *drain-source* sakelar semikonduktor (V_{ds}), tegangan *charging* (V_{C_0}), dan arus sisi sekunder (I_2). Gambar 4.8 adalah perbesaran dari Gambar 4.7 yang menunjukkan kenaikan tegangan charging disertai dengan arus sisi sekunder yang bernilai tinggi, mencapai lebih dari 1000 A. Arus pada sisi primer dan sekunder transformator mengalir secara bersamaan. Dikarenakan rasio yang digunakan pada transformator sebesar 4:40, maka arus yang mengalir pada sisi sekunder adalah 1/10 dari sisi primer.



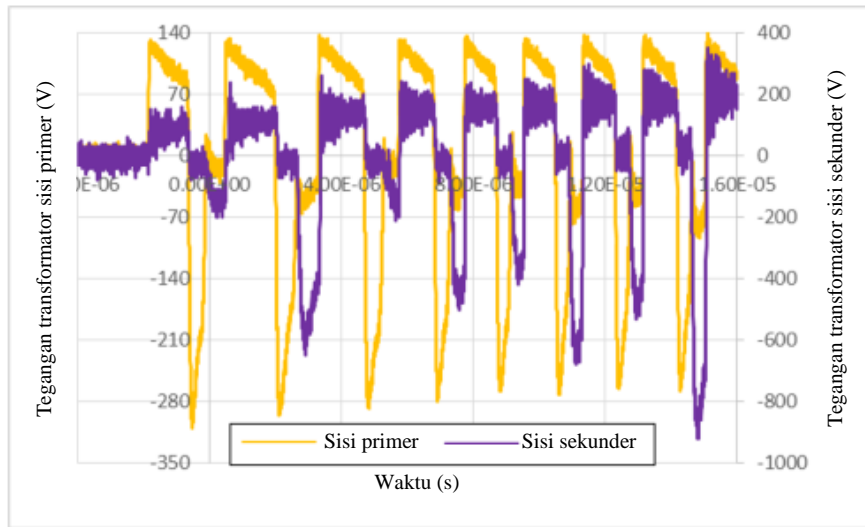
Gambar 4.7 Respon tegangan dan arus pada dioda sisi sekunder

Pada dasarnya, nilai tegangan balik dari transformator dan tegangan *charging* (V_{C_0}) dibebankan pada dioda pada sisi sekunder. Maka pada saat kondisi *charging*, tegangan balik akan naik dan menghasilkan nilai tegangan sebesar 2000 V pada sisi sekunder, dua kali dari nilai tegangan *output*. Tegangan balik yang dihasilkan pada saat kondisi *switch off* adalah tegangan lonjakan, yang merupakan bentuk inversi gelombang tegangan sakelar semikonduktor. Sedangkan tegangan sisi sekunder dari transformator adalah tegangan sisi primer yang dinaikkan sesuai dengan rasio. Tegangan *charging* yang dikehendaki adalah 1000 V dari nilai positif, yang bersamaan dengan itu muncul tegangan balik yang nilainya sama dengan tegangan puncak.



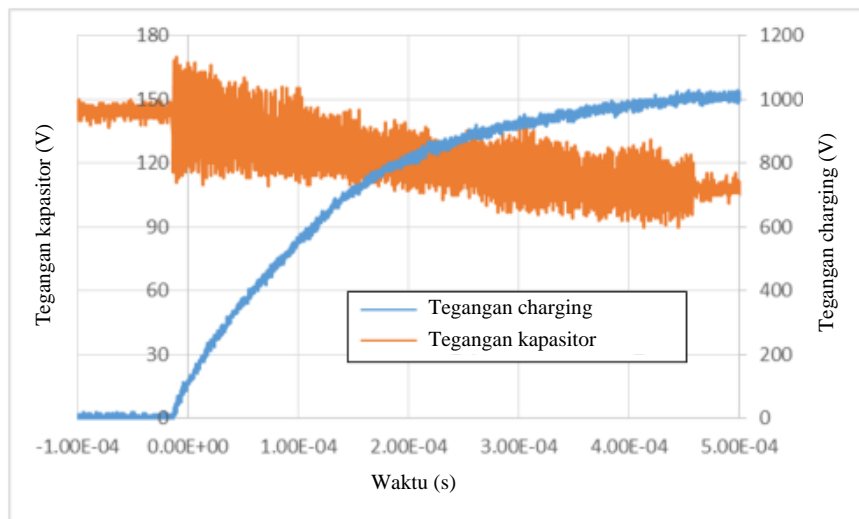
Gambar 4.8 Respon tegangan dan arus pada dioda sisi sekunder saat diperbesar

Gambar 4.9 menunjukkan kurva tegangan transformator sisi primer (V_{T_1}) dan tegangan sisi sekunder (V_{T_2}) pada saat kondisi pengisian. Pengukuran tegangan transformator bertujuan untuk mengetahui gelombang tegangan pada saat rangkaian berbeban.



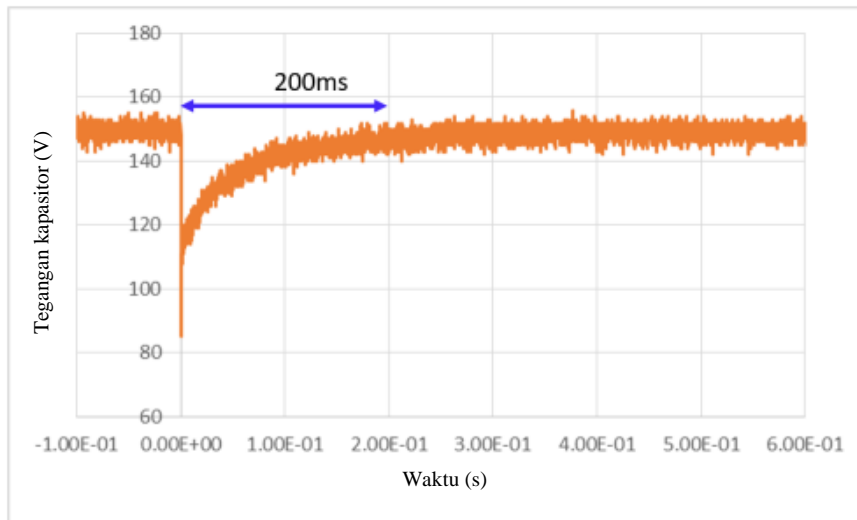
Gambar 4.9 Respon tegangan pada transformator pada saat *charging*

Gambar 4.10 menunjukkan hubungan antara tegangan *charging* (V_{C_0}) dan tegangan pada kapasitor sisi primer (V_e) pada saat *charging*. Pada saat proses *charging* berlangsung tegangan kapasitor menurun, sehingga arus yang melewati sakelar semikonduktor dan tegangan *spike* V_{DS} juga menurun. Hal ini disebabkan karena kecepatan *switching* yang digunakan untuk proses *charging* lebih cepat daripada yang digunakan pada kapasitor filter dari sumber tegangan AC 220 V.



Gambar 4.10 Respon tegangan pada kapasitor filter pada saat *charging*

Gambar 4.11 menunjukkan hubungan antara tegangan *charging* (V_{C_0}) dan tegangan pada kapasitor sisi primer (V_e) pada saat terjadi kondisi *charge* dan *discharge*.



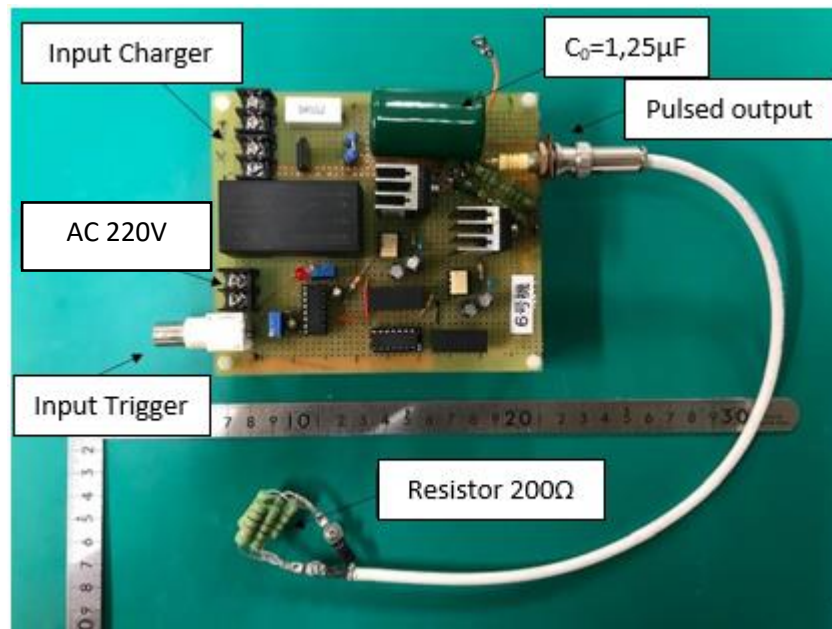
Gambar 4.11 Respon tegangan pada kapasitor filter pada saat terjadi kondisi *charge* dan *discharge*

Dari gambar terlihat percobaan kapasitor filter diisi kembali setelah di-*discharge* selama 200 ms dan mampu merespon kembali dengan baik. Hasil dari pengujian ini diketahui bahwa kapasitor mampu kembali pada nilai tegangan nominal dengan waktu yang cukup baik.

4.3 Pengujian *Charging* Kapasitor menggunakan *Variable-Pulsed Width Modulator*

Pengujian pengisian kapasitor pada rangkaian pengisi daya dilakukan untuk mengetahui kapasitas *charging*. Rangkaian uji terdiri dari rangkaian pengisi daya yang dihubungkan dengan *variable-pulsed width modulator*, dan kapasitor C_0 yang bernilai sebesar 1,25 μF . Perangkat *variable-pulsed width modulator* ditunjukkan pada Gambar 4.11. Sebuah rangkaian resistor dengan nilai resistansi sebesar 200 Ω , terdiri dari 1000 $\Omega \times 5$ yang dihubungkan paralel, digunakan sebagai *discharge load* yang dihubungkan langsung dengan pulsa keluaran tegangan tinggi.

Bentuk rangkaian modulator yang digunakan pada pengujian ini ditunjukkan pada Gambar 4.12.



Gambar 4.12 Bagian dari *variable-pulsed width modulator*

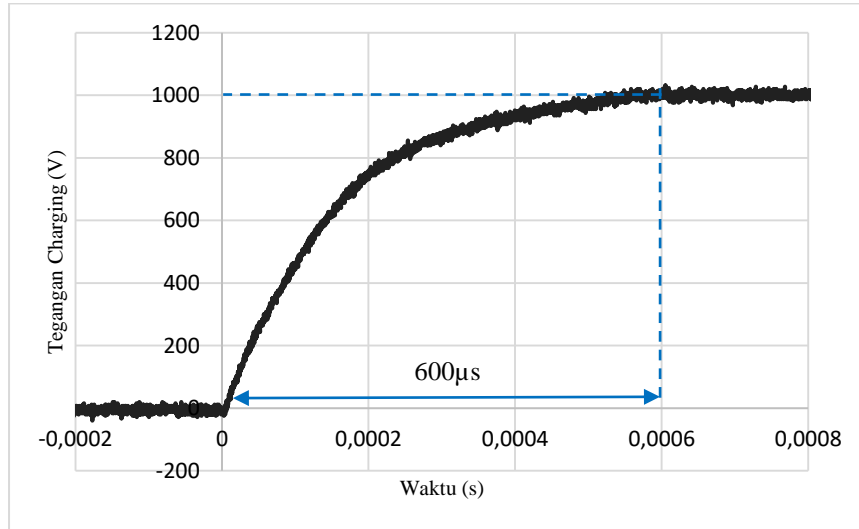
Langkah pengujian *charging* dilakukan dengan merubah tegangan keluaran referensi. Nominal tegangan *charging* yang digunakan pada percobaan ini sebesar 400 V, 600 V, 800 V, dan 1000 V. Energi yang dihasilkan dari beberapa nominal tegangan tersebut dapat diketahui dengan persamaan 3.1. Oleh karena nilai kapasitor sebesar 1,25 μF , energi pengisian ketika tegangan 400 V, 600 V, 800 V, dan 1000 V secara berurutan adalah sebesar 0,1 J, 0,225 J, 0,4 J, dan 0,625 J. Berikut perhitungan dari energi pengisian pada kapasitor:

$$E_{C1} = \frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 400^2 = 0,1 \quad (4.1)$$

$$E_{C2} = \frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 600^2 = 0,225 \quad (4.2)$$

$$E_{C3} = \frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 800^2 = 0,4 \quad (4.3)$$

$$E_{C4} = \frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 1000^2 = 0,625 \quad (4.4)$$



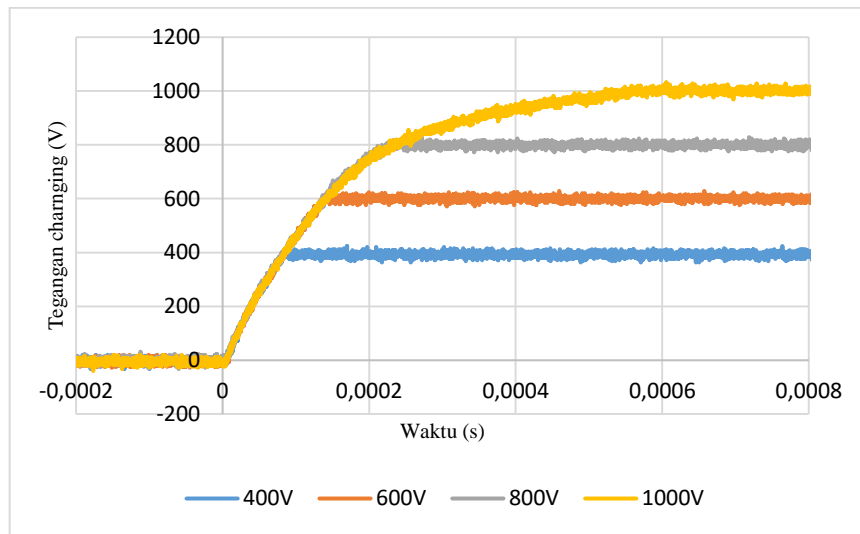
Gambar 4.13 Tegangan *charging* pada saat 1000 V

Dari hasil percobaan diketahui bahwa semakin tinggi nilai tegangan *charging*, semakin tinggi pula energi yang dibutuhkan untuk meningkatkan tegangan. Dengan kata lain, semakin sulit untuk meningkatkan tegangan *charging* dengan jumlah yang tinggi karena membutuhkan energi yang lebih besar. Sebagai contoh jika tegangan dinaikkan sebesar 100 V dari tegangan sebelumnya, energi yang dibutuhkan untuk menaikkan tegangan dari 0 V ke 100 V sebesar 0,000625 J. Sedangkan energi yang dibutuhkan untuk menaikkan tegangan dari 900 V ke 1000 V sebesar 0,11875 J. Sesuai dengan perhitungan:

$$E_{0-100V} = \left(\frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 100^2 \right) - \left(\frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 0^2 \right) = 0,00625 \quad (4.5)$$

$$E_{0-100V} = \left(\frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 900^2 \right) - \left(\frac{1}{2} \times 1,25 \times 10^{-6} \times 1000^2 \right) = 0,11875 \quad (4.6)$$

Dari hasil percobaan diketahui bahwa semakin tinggi nilai tegangan *charging*, semakin tinggi pula energi yang dibutuhkan untuk meningkatkan tegangan.

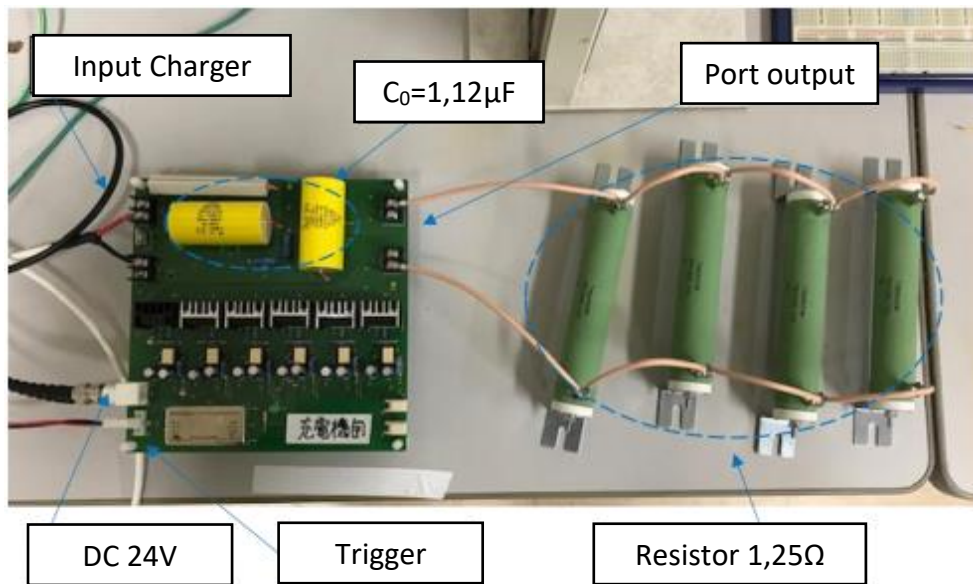


Gambar 4.14 Variasi tegangan *charging* dengan $C_0 = 1,25 \mu\text{F}$

Selain itu, fenomena saturasi pada transformator dan tegangan kapasitor filter yang menurun selama proses pengisian juga merupakan faktor yang membuat tegangan *charging* sulit dinaikkan dengan nilai yang lebih tinggi. Dapat diketahui dari hasil pengujian didapatkan waktu yang diperlukan untuk mencapai tegangan 400 V sebesar 80 μs , 600 V sebesar 140 μs , 800 V sebesar 220 μs , dan pada tegangan nominal 1000 V adalah 600 μs . Sehingga kecepatan pengisian rata-rata pada tegangan 1000 V adalah 1,042 J/s.

4.4 Pengujian Stabilitas *Charging*

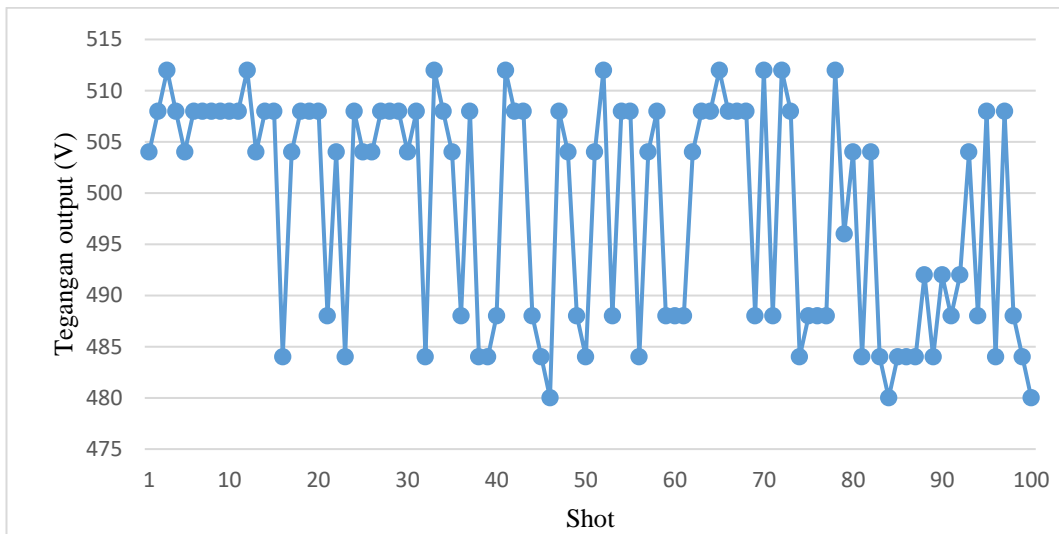
Pengujian stabilitas atau ketahanan rangkaian pengisi daya untuk aplikasi tegangan tinggi dilakukan untuk mengetahui ketepatan *tegangan charging* pada masing-masing nilai tegangan yang diinginkan. Pengujian dilakukan dengan menghubungkan rangkaian pengisi daya dengan rangkaian uji *charge-discharge* dan kapasitor C_0 . Pengujian pengisian kapasitor pada rangkaian pengisi daya dilakukan untuk mengetahui kapasitas *charging*. Rangkaian uji terdiri dari rangkaian pengisi daya yang dihubungkan dengan resistor dengan nilai resistansi sebesar 1,25 Ω , terdiri dari 5 $\Omega \times 4$ yang dihubungkan paralel. Resistor tersebut diasumsikan sebagai rangkaian MPC (*Magnetic Pulse Compression*). Nilai kapasitansi C_0 pada pengujian ini sebesar 1,12 μF . Bagian dari rangkaian pengujian ditunjukkan pada Gambar 4.15.



Gambar 4.15 Rangkaian pengujian yang digunakan

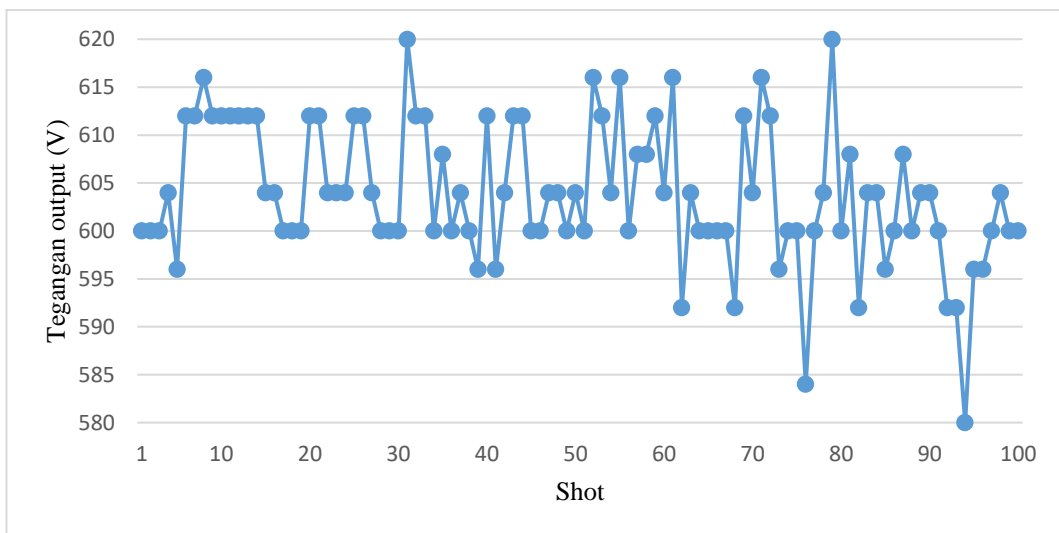
Langkah pengujian stabilitas *charging* dilakukan dengan menghubungkan dengan rangkaian *charge* dan *discharge*. Langkah pertama yaitu mengatur potensiometer sesuai dengan tegangan *charging* yang diinginkan. Pada percobaan ini tegangan keluaran yang digunakan adalah 500 V, 600 V, 700 V, 800 V, dan 980 V. Kemudian setiap nilai tegangan keluaran diulang sebanyak 100 kali tembakan untuk mengetahui ketepatan nilai aktual tegangan keluaran. Pengaturan tegangan sebesar 980 V mewakili nilai 1000 V. Hasil dari pengujian stabilitas tegangan *charging* ini dapat dilihat pada Gambar 4.15 sampai 4.20. Tegangan diatur mulai 500 V sampai 1000 V dengan kenaikan 100 V setiap pengujian. Gelombang tegangan keluaran disimpan dalam format .csv dan dibuat pada *spreadsheet* Excel.

Pada pengujian pertama dilakukan pengaturan tegangan *charging* sebesar 500 V. Didapatkan nilai maksimum tegangan *charging* sebesar 510 V dan nilai minimum sebesar 480 V. Nilai rata-rata pada percobaan ini sebesar 498,80 V dan nilai deviasi tegangan *charging* sebesar 10,08 V.



Gambar 4.16 Hasil tegangan *charging* dengan *setting point* tegangan 500 V

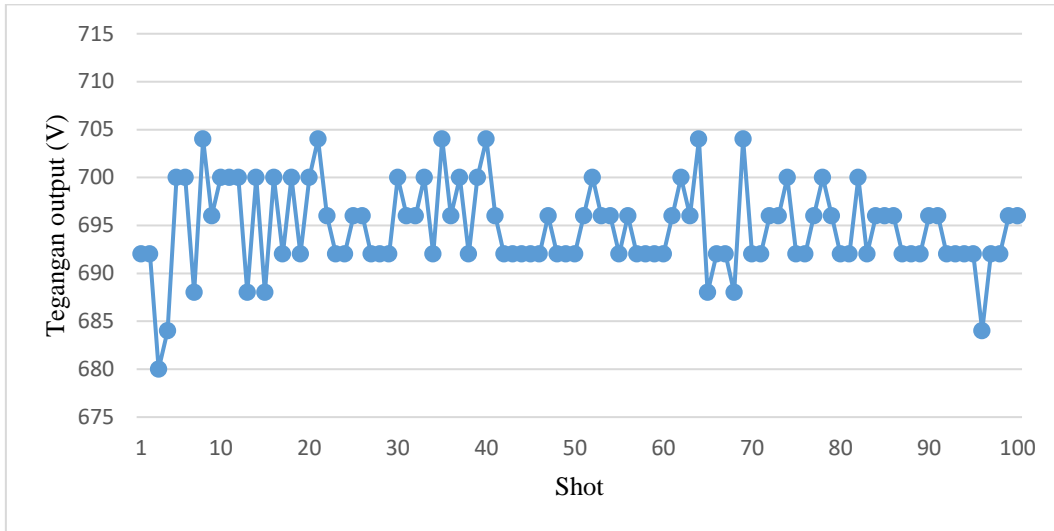
Pengujian kedua dilakukan pengaturan tegangan *charging* sebesar 600 V. Didapatkan nilai maksimum tegangan *charging* sebesar 620 V dan nilai minimum sebesar 580 V. Nilai rata-rata pada percobaan ini sebesar 603,96 V. Pada pengujian nilai rata-rata deviasi tegangan *charging* sebesar 6,04 V.



Gambar 4.17 Hasil tegangan *charging* dengan *setting point* tegangan 600 V

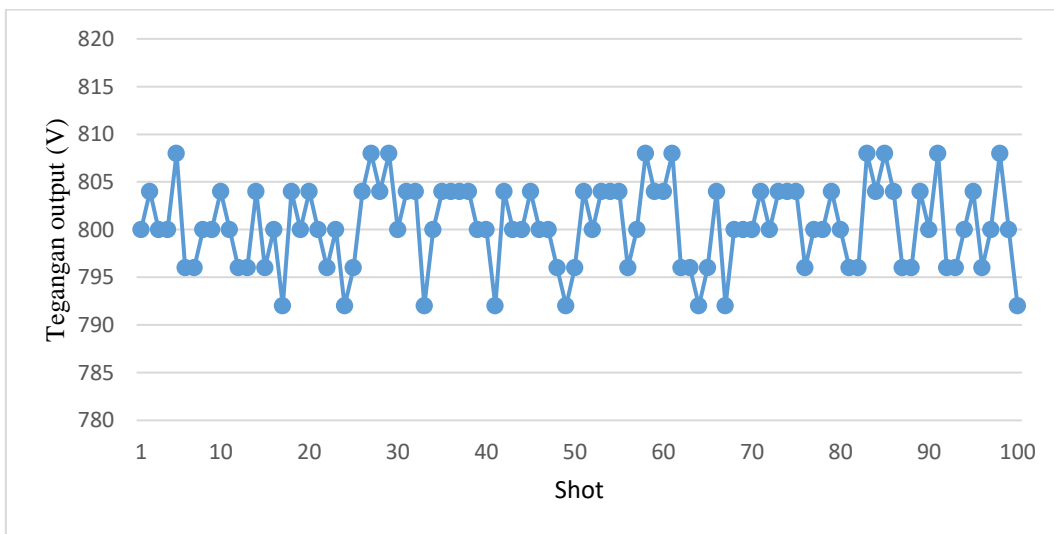
Pengujian ketiga dilakukan pengaturan tegangan *charging* sebesar 700 V. Nilai maksimum tegangan *charging* sebesar 705 V dan nilai minimum sebesar 680 V. Nilai rata-rata pada percobaan ini sebesar 694,72 V. Pada pengujian ini nilai

keluaran mulai mendekati *setting point* secara keseluruhan. nilai rata-rata deviasi tegangan *charging* sebesar 5,76 V.



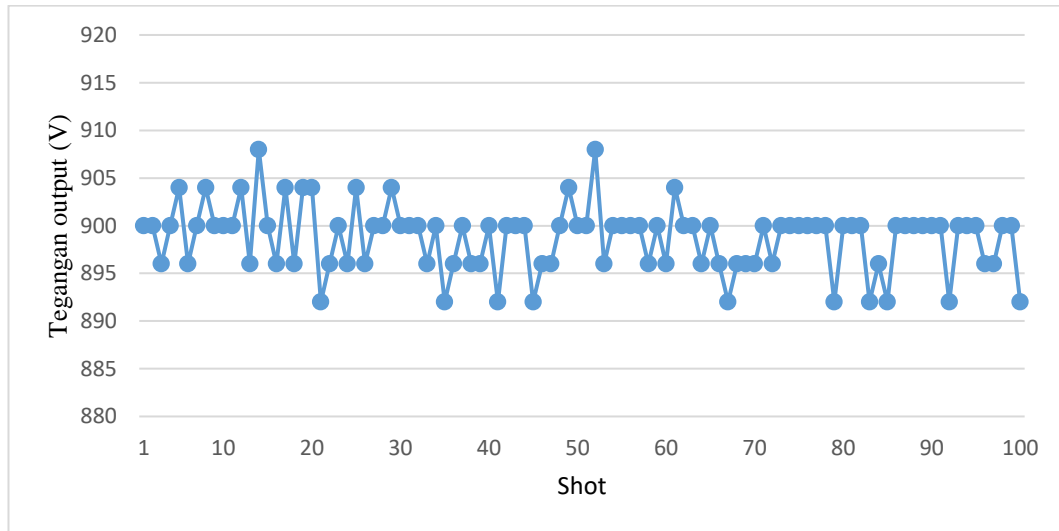
Gambar 4.18 Hasil tegangan *charging* dengan *setting point* tegangan 700 V

Pengujian keempat dilakukan pengaturan tegangan *charging* sebesar 800 V. Nilai maksimum tegangan *charging* sebesar 808 V dan nilai minimum sebesar 792 V. Nilai rata-rata pada percobaan ini sebesar 800,48 V. Pada pengujian tahap ini tegangan mulai mendekati titik pengaturan yang ditentukan.



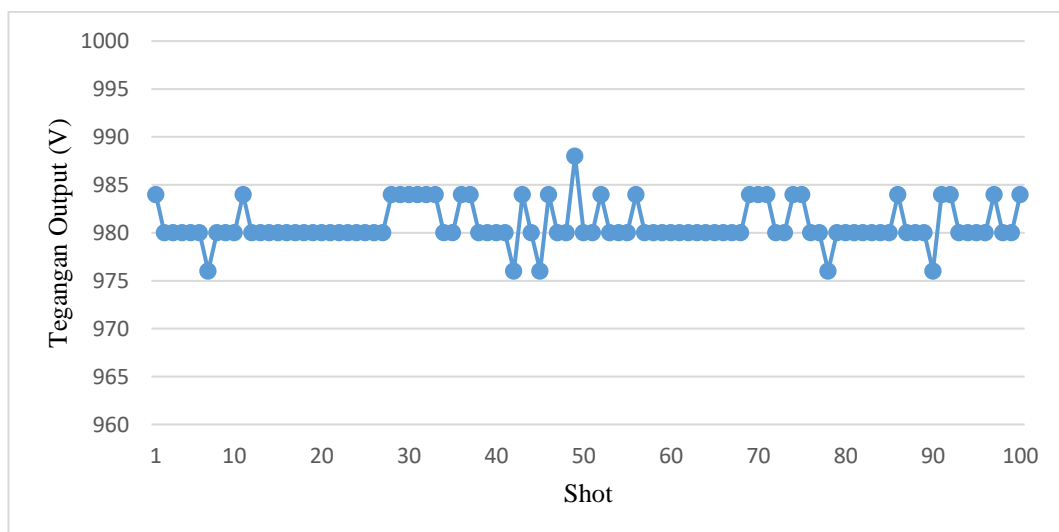
Gambar 4.19 Hasil tegangan *charging* dengan *setting point* tegangan 800 V

Pengujian kelima dilakukan pengaturan tegangan *charging* sebesar 800 V. Nilai maksimum tegangan *charging* sebesar 908 V dan nilai minimum sebesar 892 V. Nilai rata-rata pada percobaan ini sebesar 898,72 V. Terlihat bahwa tegangan keluaran semakin banyak mendekati *setting point*.



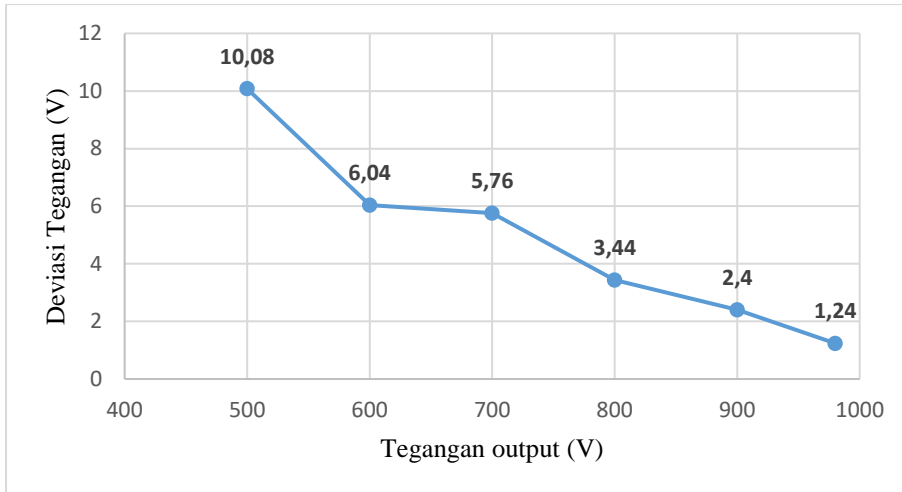
Gambar 4.20 Hasil tegangan *charging* dengan *setting point* tegangan 900 V

Pengujian kelima dilakukan pengaturan tegangan *charging* sebesar 980 V. Nilai maksimum tegangan *charging* sebesar 988 V dan nilai minimum sebesar 976 V. Nilai rata-rata pada percobaan ini sebesar 980,84 V. Pada pengujian ini didapatkan lebih dari 60% nilai tegangan keluaran sama dengan nilai *setting point* yang berarti nilai tegangan 980 V paling efektif pada percobaan.

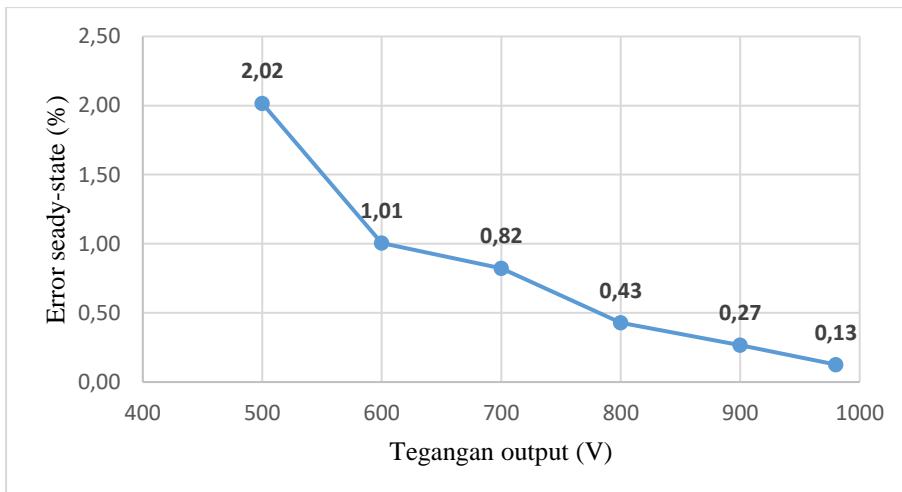


Gambar 4.21 Hasil tegangan *charging* dengan *setting point* tegangan 980 V

Hasil dari pengujian tegangan *charging* dengan setiap pengaturan nilai tegangan, selanjutnya dihitung dan diketahui hasil deviasi tegangan pada setiap pengaturan nilai tegangan. Deviasi atau penyimpangan nilai tegangan perlu diuji untuk mengetahui tingkat ketepatan tegangan *charging*. Hasil dari deviasi tegangan *charging* ditunjukkan oleh Gambar 4.22.



Gambar 4.22 Deviasi tegangan *charging*



Gambar 4.23 Prosentase *error* tegangan *charging*

Berdasarkan hasil perhitungan yang ditunjukkan oleh Gambar 4.22 dan 4.23, dapat diketahui nilai deviasi dan ketidakstabilan tegangan *charging* terjadi saat tegangan diatur pada 500 V. Nilai tersebut menjadi semakin kecil ketika

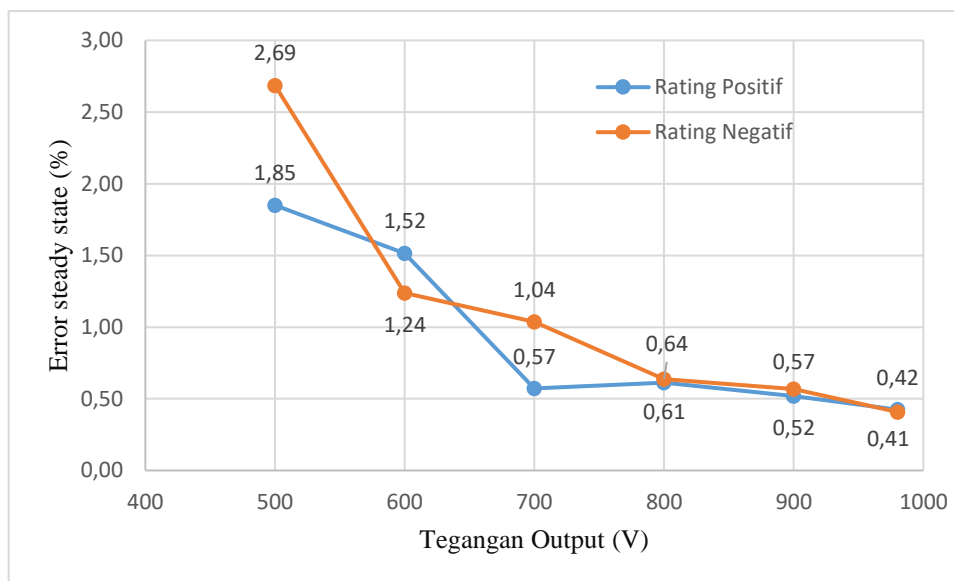
tegangan yang diatur mendekati 1000 V. Hal ini dikarenakan jumlah perubahan tegangan per *step* menurun ketika tegangan dinaikkan. Sesuai dengan persamaan:

$$dV / step = \frac{dV}{dt} \div \frac{dt}{t_{sw}} \quad (4.5)$$

$$dV / step_{saatcharging} = \left(\frac{800}{200\mu s} \right) \times \left(\frac{2\mu s}{200\mu s} \right) = 4 \times 10^4 \quad (4.5)$$

$$dV / step_{awalcharging} = \left(\frac{80}{200\mu s} \right) \times \left(\frac{2\mu s}{200\mu s} \right) = 4 \times 10^3 \quad (4.5)$$

Perhitungan dicontohkan pada tegangan 800 V mengacu pada gambar 4.13, dari hasil perhitungan didapatkan bahwa $dv/step$ pada awal *charging* 10 kali lebih kecil daripada saat *charging*. Hal ini membuktikan bahwa usaha yang dibutuhkan untuk mencapai *setting point* pada tegangan 800 V lebih mudah didapatkan dari pada saat awal proses *charging*.



Gambar 4.24 Perbandingan *error steady state* pada nilai positif dan negatif

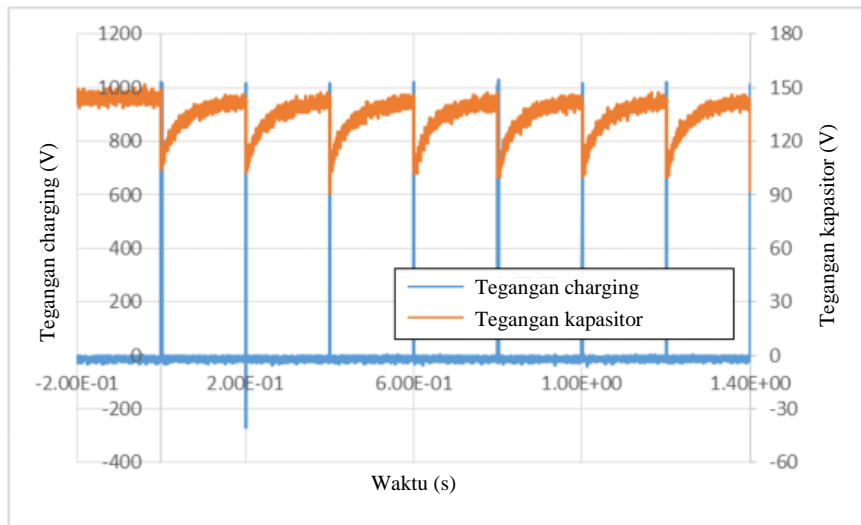
Pada Gambar 4.24 dapat kita lihat bahwa *error steady state* tegangan terendah pada saat tegangan *charging* bernilai 1000 V, yaitu 0,42% pada rating positif dan 0,41 % pada rating negatif. Hal ini membuktikan bahwa tegangan *charging* pada nilai tersebut mampu mempertahankan nilai tegangan.

4.5 Pengujian Pengulangan

Pengujian pengulangan (*repetition test*) dilakukan untuk mengetahui tingkat kestabilan tegangan pada saat kondisi pengulangan pada kondisi *charging* dengan beban kapasitor. Pengujian dilakukan dengan cara menghubungkan rangkaian pengisi daya dengan rangkaian *charge* dan *discharge*. Rangkaian pengujian tersebut diasumsikan sebagai beban dari pengisi daya, seperti rangkaian MPC (*Magnetic Pulse Compression*) atau rangkaian beban modulator lainnya. Rangkaian uji terdiri dari rangkaian pengisi daya yang dihubungkan dengan resistor daya dengan nilai resistansi sebesar $1,25 \Omega$, terdiri dari $5 \Omega \times 4$ yang dihubungkan parallel. Resistor tersebut diasumsikan sebagai transformator dari rangkaian MPC. Nilai kapasitansi C_0 pada pengujian ini sebesar $1,12 \mu\text{F}$, sama dengan pengujian stabilitas *charging*.

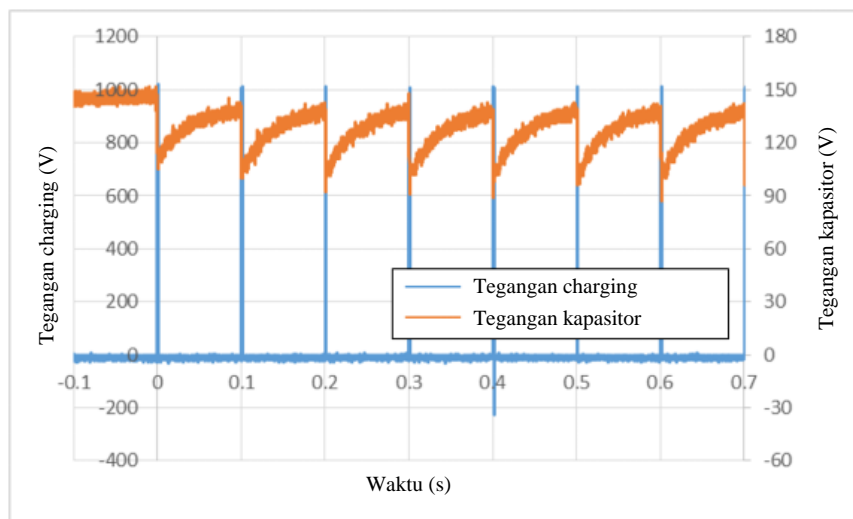
Langkah pada pengujian pengulangan dimulai dari mengatur nilai potensiometer pada tegangan *charging* sebesar 1000 V. Kemudian frekuensi pengulangan yang pada nilai yang diinginkan dalam pps (*pulse per second*) diaplikasikan di setiap pengujian. Pada percobaan ini tembakan keluaran yang diuji adalah 5 pps, 10 pps, 20 pps, 50 pps, 100 pps, 500 pps dan 1000 pps. Jumlah frekuensi pengulangan diinputkan dari program yang telah dibuat. Gelombang tegangan keluaran disimpan dalam format .csv dan dibuat pada *spreadsheet* Excel. Hasil dari pengujian pengulangan *charging* ini dapat dilihat pada Gambar 4.25 sampai 4.31.

Secara umum ketika frekuensi pengulangan ditingkatkan, waktu dari pengosongan ke permulaan muatan berikutnya menjadi pendek, sehingga tegangan pada kapasitor sulit untuk kembali pada nilai *setting point*. Hal ini disebabkan karena energi keluaran dari kapasitor pada periode pengisian lebih besar daripada energi masukan ke kapasitor elektrolit pada periode dari pelepasan ke awal pengisian berikutnya. Oleh karena itu, ketika jumlah tembakan meningkat, tegangan kapasitor elektrolit pada awal pengisian akan menurun menurun. Jika kecepatan pengisian turun drastis, nilai *setting point* tegangan tidak akan tercapai dalam periode pengisian, dan tegangan muatan C_0 akan berkurang. Selain itu, semakin tinggi frekuensi pengulangan dan semakin tinggi jumlah tembakan, semakin banyak rugi-rugi yang terjadi dan kecepatan pengisian berkurang.



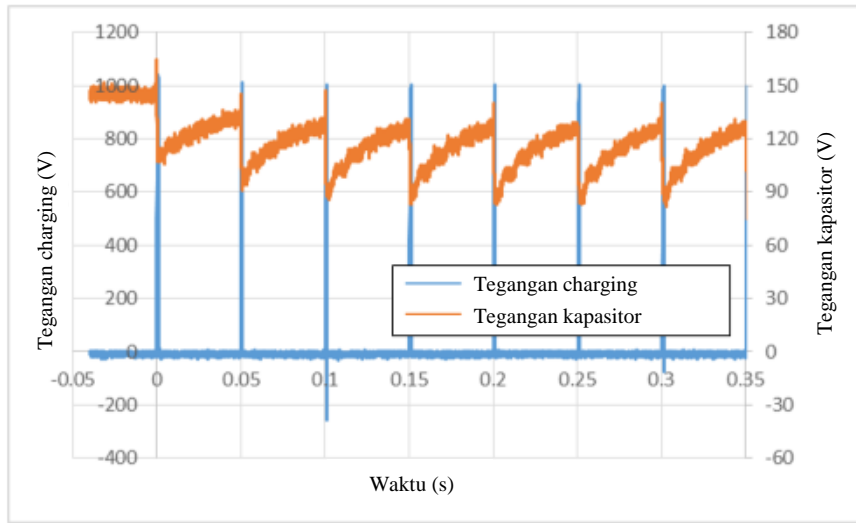
Gambar 4.25 Respon *charging* 1000 V dengan pengulangan 5 pps

Berdasarkan hasil pengujian yang ditunjukkan pada Gambar 4.24 respon pengulangan tegangan *charging* pada pengulangan 5 pps masih stabil. Sistem mampu mempertahankan nilai tegangan keluaran pada nilai 1000 V.



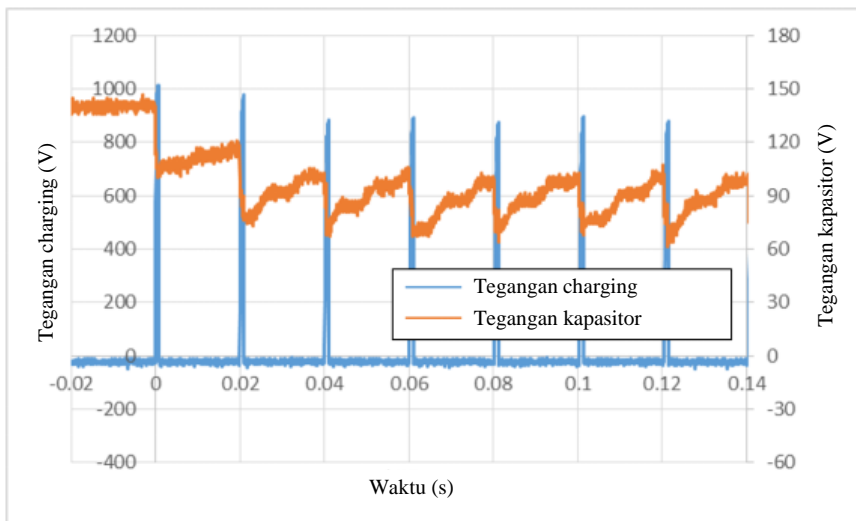
Gambar 4.26 Respon *charging* 1000 V dengan pengulangan 10 pps

Berdasarkan hasil pengujian yang ditunjukkan pada Gambar 4.26 respon pengulangan tegangan *charging* pada 10 pps masih stabil. Sistem mampu mempertahankan nilai tegangan keluaran pada nilai 1000 V, tetapi respon gelombang tegangan kapasitor mulai menurun.



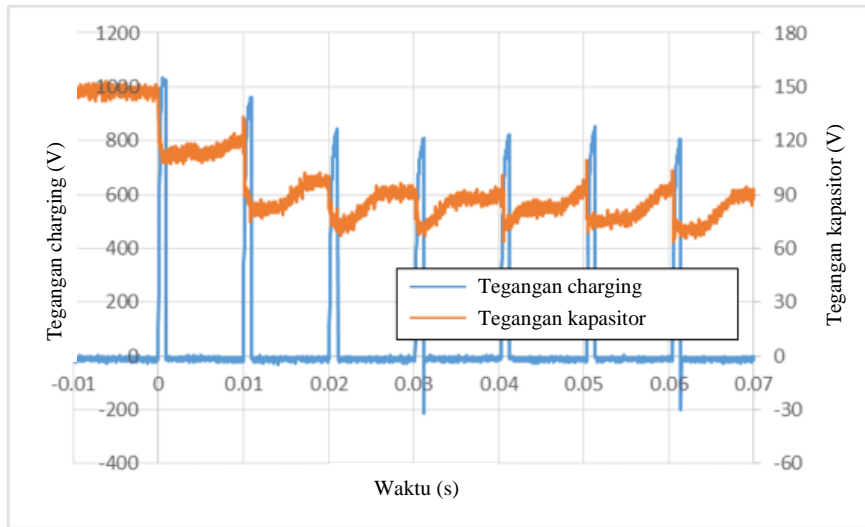
Gambar 4.27 Respon *charging* 1000 V dengan pengulangan 20 pps

Berdasarkan hasil pengujian yang ditunjukkan pada Gambar 4.27 respon pengulangan tegangan *charging* pada 10 pps masih stabil. Yaitu pada tegangan *charging* sebesar 1000 V.



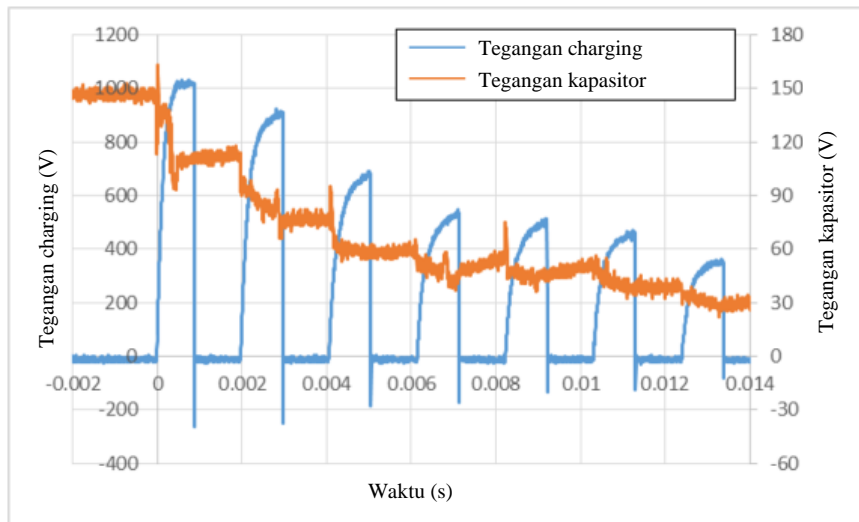
Gambar 4.28 Respon *charging* 1000 V dengan pengulangan 50 pps

Berdasarkan hasil pengujian yang ditunjukkan pada Gambar 4.28, respon tegangan *charging* mulai menurun pada tingkat pengulangan 50 pps, yaitu sebesar 900 V. Sistem mampu mempertahankan pengulangan, tetapi nilai tegangan keluaran kurang dari nilai 1000 V pada pengulangan ke-3 dan seterusnya.



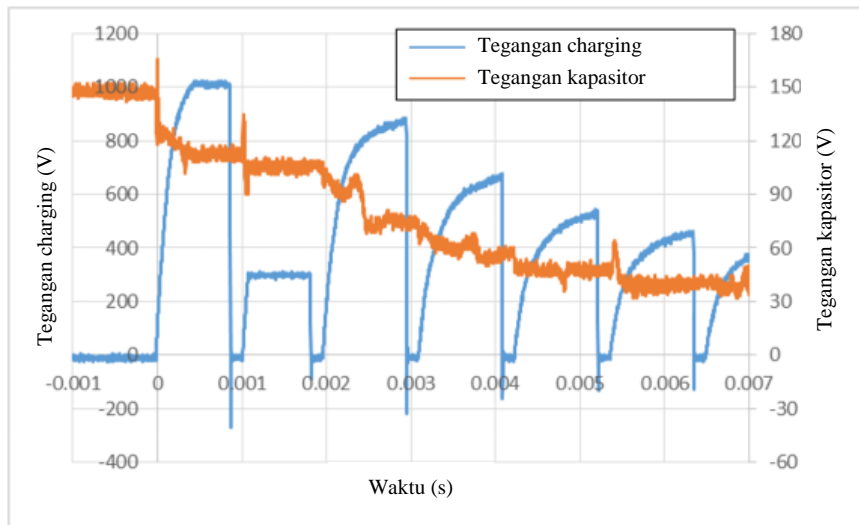
Gambar 4.29 Respon *charging* 1000 V dengan pengulangan 100 pps

Pada Gambar 4.29, respon tegangan *charging* menurun pada tingkat pengulangan 100 pps, yaitu sebesar 800 V. Meski mampu melakukan pengulangan, sistem mulai tidak memenuhi target tegangan *charging*.



Gambar 4.30 Respon *charging* 1000 V dengan pengulangan 500 pps

Pada Gambar 4.30, respon tegangan *charging* menurun drastis pada tingkat pengulangan 500 pps. Bentuk gelombang tegangan menjadi kotak, tidak lagi berbentuk seperti pulsa tegangan tinggi.



Gambar 4.31 Respon *charging* 1000 V dengan pengulangan 1000 pps

Pada Gambar 4.31, respon tegangan *charging* pada tingkat pengulangan 1000 pps menjadi tidak rata. Respon tegangan kapasitor tidak dapat mengikuti pengulangan. Tegangan yang dihasilkan tidak dapat diaplikasikan pada rangkaian, bahkan terlihat turun drastis. Pada dasarnya, hal ini dikarenakan transformator mengalami keadaan saturasi dan tidak mampu untuk mengikuti perubahan yang begitu cepat.

Perangkat yang dibuat mampu beroperasi dengan baik pada tingkat pengulangan 5 pps, 10 pps, 20 pps, dan 50 pps. Hal ini terlihat pada Gambar 2.24, 2.25, 2.26 dan 2.27, tegangan *charging* pada pengulangan tersebut sangat stabil. Selain itu, dikarenakan standar umum dari deviasi tegangan *charging* adalah 2-6 V maka dapat disimpulkan bahwa perangkat yang dibuat mampu memenuhi stabilitas pengisian.

BAB 5

PENUTUP

Pada bab ini dipaparkan tentang simpulan penelitian yang didapatkan penulis dari hasil penelitian serta saran-saran yang dapat digunakan sebagai referensi untuk pengembangan penelitian selanjutnya.

5.1 Simpulan

Setelah melalui proses perencanaan, pembuatan, pengujian dan analisa yang telah dilakukan, maka dapat disimpulkan penelitian pada sistem rangkaian pengisi daya untuk aplikasi tegangan tinggi sebagai berikut:

1. Penggunaan SiC-MOSFET sebagai perangkat baru dari DC-DC konverter untuk tegangan tinggi dengan topologi *single-forward* berhasil diaplikasikan pada sistem.
2. Kelebihan dari SiC MOSFET adalah mempunyai tegangan *breakdown* yang tinggi, mengurangi peralatan *cooling*, dan meningkatkan kerapatan daya. Sehingga ukuran prototipe pengisi daya yang dibuat menjadi lebih kecil melalui penggunaan sebuah sakelar semikonduktor.
3. SiC-MOSFET mempunyai mampu beroperasi pada frekuensi *switching* yang tinggi, pada penelitian ini sebesar 500 kHz.
4. Sistem rangkaian pengisi daya mampu menginjeksi tegangan *charging* sebesar 1000 V dengan waktu pengisian 600 μ s.
5. Sistem rangkaian pengisi daya mampu menghasilkan energi sebesar 0,625 J dengan *charging rate* 1,042 J/s.
6. Sistem rangkaian pengisi daya yang dibuat mampu mempertahankan nilai tegangan *charging* pada tingkat pengulangan 5 pps, 10 pps, dan 20 pps.

5.2 Saran

Saran yang diberikan untuk pengembangan penelitian ini adalah:

1. Kesulitan yang dihadapi pada saat perancangan *hardware*, maka diperlukan analisis lebih lanjut terhadap desain transformator tegangan tinggi yang digunakan, terutama pada nilai saturasi dan kemampuan untuk mengikuti frekuensi *switching*.
2. Penerapan metode *soft switching* ZVS (*Zero Voltage Switching*) atau ZCS (*Zero Current Switching*) untuk mengurangi rugi-rugi pada penyalaan saklar semikonduktor.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] H. Akiyama and R. Heller, *Bioelectrics*: Springer, 2017.
- [2] G. Remnev, Y. F. Ivanov, V. Makeev, and A. Zakutaev, "Preparation of ultrafine powders using target ablation by high-power ion beam of nanosecond duration," in *2000 13th International Conference on High-Power Particle Beams*, 2000, pp. 102-105.
- [3] M. K. Matzen, "Pulsed power sciences at Sandia National Laboratories-The next generation," in *2007 16th IEEE International Pulsed Power Conference*, 2007, pp. 1-15.
- [4] J. Hammon, D. Hopwood, M. Ingram, M. Klatt, and T. Tatman, "Electric pulse rock sample disaggregator," in *Conference Record of the 2000 Twenty-fourth International Power Modulator Symposium*, 2000, pp. 21-24.
- [5] H. Jambari, N. A. Azli, and M. A. M. Piah, "Cascaded H-bridge multilevel inverter based pulsed power supply for liquid food sterilization," in *2010 4th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, 2010, pp. 154-158.
- [6] Y. Murakami, Y. Muramoto, and N. Shimizu, "Influence of ion concentration in aqueous solution on sterilization of E. coli by high electric field pulse," in *2014 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 2014, pp. 228-231.
- [7] T. Sakugawa, N. Aoki, H. Akiyama, K. Ishibashi, M. Watanabe, A. Kouda, *et al.*, "A method of cyanobacteria treatment using underwater pulsed streamer-like discharge," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 42, pp. 794-798, 2014.
- [8] M. Morimoto, K. Shimizu, K. Teranishi, and N. Shimomura, "Generation of hydroxyl radical on water treatment using nanosecond pulsed powers and its effect," in *2015 IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*, 2015, pp. 1-5.
- [9] M. Morimoto, K. Kusunoki, H. Nakai, K. Teranishi, and N. Shimomura, "Development of water treatment system using nanosecond pulsed powers to treat surfactant," in *2013 19th IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*, 2013, pp. 1-5.
- [10] T. Sugai, T. Abe, R. Kamiyama, and Y. Minamitani, "Increased efficiency for setting insulation grids for water treatment by pulsed power discharge in air spraying water droplets," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 19, pp. 2176-2183, 2012.
- [11] T. Suzuki, Y. Minamitani, and T. Nose, "Investigation of a pulse circuit design and pulse condition for the high energy efficiency on water treatment using pulsed power discharge in a water droplet spray," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, pp. 1281-1286, 2011.
- [12] C.-S. Yang, Y.-H. Chung, and H.-J. Kim, "All solid-state switched pulser for the application of automotive exhaust gas purification," in *2000 13th*

- International Conference on High-Power Particle Beams*, 2000, pp. 956-959.
- [13] K. Shimizu, T. Ishii, and M. Blajan, "Emission spectroscopy of pulsed power microplasma for atmospheric pollution control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1125-1131, 2010.
- [14] H.-S. Kim, C.-H. Yu, S.-R. Jang, G.-H. Kim, and H.-J. Ryoo, "High voltage pulsed power modulator with high reliability and fast switching speed for medical lasers," in *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 3415-3418.
- [15] C. F. Strowitzki, "Compact pulsed power module for medical excimer longpulse laser," in *2014 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, 2014, pp. 668-671.
- [16] I. E. Pol, H. C. Mastwijk, P. V. Bartels, and E. J. Smid, "Pulsed-electric field treatment enhances the bactericidal action of nisin against *Bacillus cereus*," *Appl. Environ. Microbiol.*, vol. 66, pp. 428-430, 2000.
- [17] M. Grupp, "Cleaning and surface treatment with pulsed high power fiber lasers," in *2014 International Conference Laser Optics*, 2014, pp. 1-1.
- [18] M. Blajan, A. Umeda, S. Muramatsu, and K. Shimizu, "Emission spectroscopy of pulsed powered microplasma for surface treatment of PEN film," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 1100-1108, 2011.
- [19] N. Shimomura, M. Wakimoto, Y. Shinke, M. Nagata, T. Namihira, and H. Akiyama, "Generation of Ozone by Ns-Width Pulsed Power," in *AIP Conference Proceedings*, 2002, pp. 345-348.
- [20] H. Akiyama, T. Sakugawa, T. Namihira, K. Takaki, Y. Minamitani, and N. Shimomura, "Industrial applications of pulsed power technology," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, pp. 1051-1064, 2007.
- [21] M. Akiyama, T. Sakugawa, S. H. R. Hosseini, E. Shiraishi, T. Kiyan, and H. Akiyama, "High-performance pulsed-power generator controlled by FPGA," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, pp. 2588-2592, 2010.
- [22] J.-G. Choi, "Introduction of the magnetic pulse compressor (MPC)-Fundamental review and practical application," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 5, pp. 484-492, 2010.
- [23] D. Zhang, Y. Zhou, W. Yuan, and P. Yan, "Design of a 20-kHz high repetition-rate magnetic pulse generator," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 45, pp. 1601-1606, 2017.
- [24] K. Liu, R. Fu, Y. Gao, Y. Sun, and P. Yan, "High-voltage repetition-frequency charging power supply for pulsed laser," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 43, pp. 1387-1392, 2015.
- [25] D. Zhang, Y. Zhou, J. Wang, and P. Yan, "A compact, high repetition-rate, nanosecond pulse generator based on magnetic pulse compression system," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, pp. 1151-1157, 2011.

- [26] A. Pokryvailo, C. Carp, and C. Scapellati, "High-power high-performance low-cost capacitor charger concept and implementation," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, pp. 2734-2745, 2010.
- [27] S. Jang, H. Ryoo, and G. Goussev, "Compact and high repetitive pulsed power modulator based on semiconductor switches," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, pp. 1242-1249, 2011.
- [28] T. Sakugawa and H. Akiyama, "An all-solid-state pulsed power generator using a high-speed gate-turn-off thyristor and a saturable transformer," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 140, pp. 17-26, 2002.
- [29] J. Wang, T. Zhao, J. Li, A. Q. Huang, R. Callanan, F. Husna, *et al.*, "Characterization, modeling, and application of 10-kV SiC MOSFET," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 55, pp. 1798-1806, 2008.
- [30] J. F. Silva, L. Redondo, and W. C. Dillard, "Solid-State Pulsed Power Modulators and Capacitor Charging Applications," in *Power Electronics Handbook*, ed: Elsevier, 2018, pp. 593-640.

Halaman ini sengaja dikosongkan

LAMPIRAN

Source code program pada mikrokontroler PIC12F1822 pada penelitian ini ditunjukkan pada keterangan di bawah. Software pemrograman yang digunakan adalah MPLAB IDE v8.84 yang menggunakan bahasa C.

```
#include <htc.h>
__CONFIG(FOSC_INTOSC & WDTE_OFF & PWRTE_ON & BOREN_ON &
MCLRE_OFF & CP_OFF & IESO_OFF & FCMEN_OFF);
__CONFIG(WRT_OFF & PLEN_OFF & STVREN_ON & LVP_OFF);
#define _XTAL_FREQ 16000000

void main(int argc, char** argv)
{
    OSCCON = 0b01111010;    //clock setting (16MHz)
    ANSELA = 0;            //Setel ke pin digital Pengaturan Pin I / O (GP0: NC,
    GP1: Pemicu pelepasan (out), GP2: Sinyal gerbang (keluar), GP3: Pembanding
    (dalam), GP4: Pemicu pengisian
    TRISA = 0b00011000;

    CCP1SEL = 0; CCP1CON = 0b00001100; T2CON = 0b00000000; CCPR1L = 0;
    //Pengaturan Pin I / O (GP0: NC, GP1: output trigger (out), GP2: gate signal (out),
    GP3: Pembanding (dalam), GP4: charging trigger
    //Pin 5 (RA2) adalah output sebagai pinCCP1
    //Gunakan fungsi PWM (tunggal)
    TMR2 prescaler value set to 1    // duty cycle initialized to 0
    CCPR1H = 0;
    TMR2 = 0;    // Initialize timer 2 counter
    PR2 = 7;    // Set the PWM cycle

    int count = 0; //perhitungan int

    while(1){    // infinite loop
        while(RA4 == 1){    //Trigger switch ON
            CCPR1L = 16/4;    //Set the duty value
            TMR2ON = 1;    //TMR2 (PWM) Gate signal start

            while(count < 12){    // Do not stop at least 60us to prevent PIC
malfunction
                65
```

low

```
count++;          //Continue while comparator and count are
}
while(RA3 == 0 && count < 156){
    count++;
}
CCPR1L = 0;      // Output 0
while(count < 156){
count++;        // Wait for charging period to end
}
RA1 = 1;        //Trigger output
__delay_us(100);
RA1 = 0;

//Repeat setting
int shot = 1;   // Shot number setting
int R = shot - 1;
int N = 0;
while(N < R){
__delay_us(199000); //5pps * 1/f - 1000us
count = 0;
CCPR1L = 16/4;
TMR2ON = 1;
while(count < 12){
count++;
}
while(RA3 == 0 && count < 156){
count++;
}
CCPR1L = 0;
while(count < 156){
count++;
}
RA1 = 1;
__delay_us(100);
RA1 = 0;
N++; //shot number calculation
}
```

```
    //  
    while(RA4 == 1){ //Turn off the trigger switch once  
    }  
    count = 0;      //Count initialization  
    }  
}
```

Halaman ini sengaja dikosongkan

BIODATA PENULIS



Penulis buku tesis dengan judul “Desain DC-DC Converter menggunakan SiC MOSFET untuk Aplikasi Tegangan Tinggi” ini bernama Ahmad Firyal Adila. Penulis dilahirkan di Surabaya, 20 Juni 1991, anak dari pasangan Ali Mas’ud dan Susilowati. Rekam pendidikan formal penulis dimulai dari MI Darussalam Surabaya (1997-2003), MTsN Tambakberas Jombang (2003-2006), dan MAN Tambakberas Jombang (2006-2009). Pada masa sekolah menengah dan atas, penulis juga pernah mengenyam pendidikan pesantren sebagai santri di Pondok Pesantren Bahrul Ulum Tambakberas Jombang selama 6 tahun (2003-2009) Pada masa Sekolah Dasar, penulis jatuh hati pada mata pelajaran IPA, khususnya saat mengerjakan tugas prakarya rangkaian listrik sederhana, lalu menyukai pelajaran Fisika khususnya yang berkaitan dengan listrik pada Madrasah Tsanawiyah dan Aliyah. Sehingga pada tahun 2009 penulis memutuskan untuk menempuh pendidikan tinggi di program studi D4 Teknik Elektro Industri PENS-ITS dan berhasil lulus pada tahun 2014. Pada masa studi ini, penulis berkesempatan aktif di organisasi kemahasiswaan BEM ITS 2012-2013 sebagai Sekretaris Jenderal Eksternal. Setelah lulus program sarjana, penulis bekerja pada industri transformator sebagai *after sales engineer* di PT. Bambang Djaja dan sebagai *utility engineer* pada *Power Plant and Gas Turbine Department* di PT. Wilmar Nabati Indonesia sampai tahun 2016. Selanjutnya, karena kecintaannya pada dunia pendidikan, pada tahun 2017 penulis melanjutkan studinya di program magister jurusan Teknik Elektro, bidang keahlian Teknik Sistem Tenaga, Institut Teknologi Sepuluh Nopember. Selama masa perkuliahan, penulis berkesempatan untuk mengikuti *study abroad*, dengan diterima pada program IJEP (*International Joint Exchange Program*) di Kumamoto University Jepang selama 6 bulan dengan beasiswa JASSO.