

**STUDI CATU DAYA *INVERTER* TEGANGAN TINGGI
SEBAGAI CATU DAYA MAGNETRON PEMBANGKIT
*MICROWAVE***

SKRIPSI

**OLEH :
NAUFAL MUHAMMAD HIRZI
145090800111002**



**JURUSAN FISIKA
FAKULTAS MATEMATIKA DAN ILMU PENGETAHUAN ALAM
UNIVERSITAS BRAWIJAYA
MALANG
2018**

**STUDI CATU DAYA *INVERTER* TEGANGAN TINGGI
SEBAGAI CATU DAYA MAGNETRON PEMBANGKIT
*MICROWAVE***

SKRIPSI

Sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar
Sarjana Sains dalam bidang fisika

**OLEH:
NAUFAL MUHAMMAD HIRZI
145090800111002**



**JURUSAN FISIKA
FAKULTAS MATEMATIKA DAN ILMU PENGETAHUAN ALAM
UNIVERSITAS BRAWIJAYA
MALANG
2018**



(Halaman ini sengaja dikosongkan)

LEMBAR PENGESAHAN SKRIPSI


STUDI CATU DAYA *INVERTER* TEGANGAN TINGGI
SEBAGAI CATU DAYA MAGNETRON PEMBANGKIT
MICROWAVE

Oleh:
NAUFAL MUHAMMAD HIRZI
145090800111002

Setelah dipertahankan di depan Majelis Penguji Skripsi Jurusan
Fisika Universitas Brawijaya
Pada tanggal **28 DEC 2018**
dan dinyatakan memenuhi syarat untuk mendapat gelar
Sarjana Sains dalam bidang fisika

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II


Ir. D.J.Djoko H.S., M.Phil., Ph.D
NIP. 196601311990021001


Dr. Eng. Agus Naba, S.Si., MT
NIP. 197208061995121001

Mengetahui,
Ketua Jurusan Fisika
Fakultas MIPA Universitas Brawijaya


Prof. Dr. rer. nat. Muhammad Nurhuda
NIP. 196409101990021001



(Halaman ini sengaja dikosongkan)



LEMBAR PERNYATAAN

Saya yang bertanda tangan di bawah ini:

Nama : Naufal Muhammad Hirzi

NIM : 145090800111002

Jurusan : Fisika

Penulis skripsi dengan judul :

**STUDI CATU DAYA *INVERTER* TEGANGAN TINGGI
SEBAGAI CATU DAYA MAGNETRON PEMBANGKIT
*MICROWAVE***

Dengan ini menyatakan bahwa:

1. Isi dari skripsi yang saya buat adalah benar-benar karya sendiri dan tidak menjiplak karya orang lain, selain nama-nama yang termaktub di isi dan tertulis di daftar pustaka dalam skripsi ini.
2. Apabila dikemudian hari ternyata skripsi yang saya tulis terbukti hasil jiplakan, maka saya akan bersedia menanggung segala risiko yang akan saya terima.

Demikian pernyataan ini dibuat dengan segala kesadaran.

Malang, 17 Desember 2018

Yang menyatakan,

Naufal Muhammad Hirzi

NIM. 145090800111002

(Halaman ini sengaja dikosongkan)



STUDI CATU DAYA *INVERTER* TEGANGAN TINGGI SEBAGAI CATU DAYA MAGNETRON PEMBANGKIT *MICROWAVE*

ABSTRAK

Magnetron adalah pembangkit *microwave* yang digunakan untuk *oven microwave*. Untuk menghasilkan *microwave*, magnetron memerlukan catu daya tegangan tinggi. Salah satu jenis catu daya tegangan tinggi yang digunakan pada magnetron adalah catu daya inverter. Pada penelitian ini, Catu daya inverter tegangan tinggi yang digunakan pada *magnetron* memanfaatkan hubungan resonansi di antara rangkaian pensaklaran IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) setengah jembatan dengan tangki resonansi LLC. Tujuan dari penelitian ini untuk mendesain dan menganalisa catu daya DC (Direct Current) tegangan tinggi dengan inverter *power supply* berbasis arduino due. Hasil dari simulasi rangkaian sistem, perubahan frekuensi dari sistem pensaklaran menyebabkan perubahan tegangan dan arus pada setengah jem. Namun, hasil dari pengujian sistem masih belum sesuai dengan hasil simulasinya dikarenakan terjadinya kegagalan start-up sistem.

Kata kunci: Microwave, Magnetron, Catu daya, Inverter, konversi LLC resonansi

(Halaman ini sengaja dikosongkan)



***STUDY OF HIGH VOLTAGE POWER SUPPLY BASED ON
INVERTER AS MAGNETRON POWER SUPPLY OF
MICROWAVE GENERATOR***

ABSTRAC

Magnetron is a microwave generator used in microwave oven application. To generate microwave, magnetron requires high voltage power supply. One type of high voltage power supply that used for magnetron is inverter power supply. In this study, The high-voltage inverter power supply used for magnetrons utilizes resonant relationships between half bridge IGBT circuits with LLC resonance tank. The purpose of this study is to design and analyze high voltage DC power supply with inverter power supply arduino due based. The results of the simulation of the system circuit, voltage and current can change according to changes in frequency of the switching system. However, the results of testing the system design are not in accordance with the simulation results due to the failure of the system start-up.

Keyword: Microwave, Magnetron, Power Supply, Inverter, LLC Resonant Converter

(Halaman ini sengaja dikosongkan)



KATA PENGANTAR

Puji syukur kehadiran Allah SWT atas segala limpahan rahmat, karunia, kekuatan, dan kesehatan yang diberikan-Nya. Shalawat serta salam semoga tetap tercurahkan kepada Nabi Muhammad S.A.W yang telah menuntun penulis sehingga penulis dapat menyelesaikan skripsi dengan judul “Studi Catu Daya Inverter Tegangan Tinggi Sebagai Catu Daya Magnetron Pembangkit *Microwave*”. Selama penyusunan skripsi ini, tidak sedikit kesulitan yang dialami penulis serta tidak lepas bimbingan, dorongan, bantuan, dan peran aktif dari berbagai pihak. Untuk itu, dalam kesempatan ini penulis mengucapkan terima kasih kepada semua pihak yang telah membantu, yaitu:

1. Kedua orang tua yang selalu mendukung baik moril maupun materi.
2. Bapak Ir. Dionysius Joseph Djoko Herry Santjojo, M.Phill., Ph.D selaku dosen pembimbing I, dan Dr.Eng. Agus Naba, S.Si.,MT selaku dosen pembimbing II, yang telah memberikan dukungan, bimbingan, kepercayaan, kritik, dan saran dalam proses menyelesaikan penelitian.
3. Bapak Prof. Dr.rer.nat Muhammad Nurhuda selaku Ketua Jurusan Fisika, Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam (FMIPA), Universitas Brawijaya.
4. Keluarga besar Jurusan Fisika dimulai dari ketua jurusan, para dosen fisika, staff tata usaha, ketua laboratorium, dan para laboran yang telah banyak membantu serta memfalisitasi penulis dalam mengerjakan tugas akhir ini.
5. Keluarga besar Program Studi Instrumentasi yang telah menjadi tempat curhat, bercerita, dan membantu proses penelitian
6. Reza Firhan dan Betty Metya sebagai teman, motivator, dan rekan dalam menyelesaikan tugas akhir ini.
7. Cica Yulinar yang selalu setia mendampingi dan membantu dalam proses penulisan.

Penulis menyadari bahwa dalam penulisan skripsi ini masih terdapat kekurangan. Oleh karena itu, dengan penuh rasa kerendahan hati mohon untuk dimaklumi dan penulis sangat mengharapkan kritik

repository.ub.ac.id

dan saran dari pembaca. Semoga penulisan skripsi ini dapat memberikan manfaat bagi pembaca sekalian dalam menambah informasi secara umumnya dan memberikan manfaat bagi penulis secara khusus.

Malang, 3 Desember 2018

Penulis

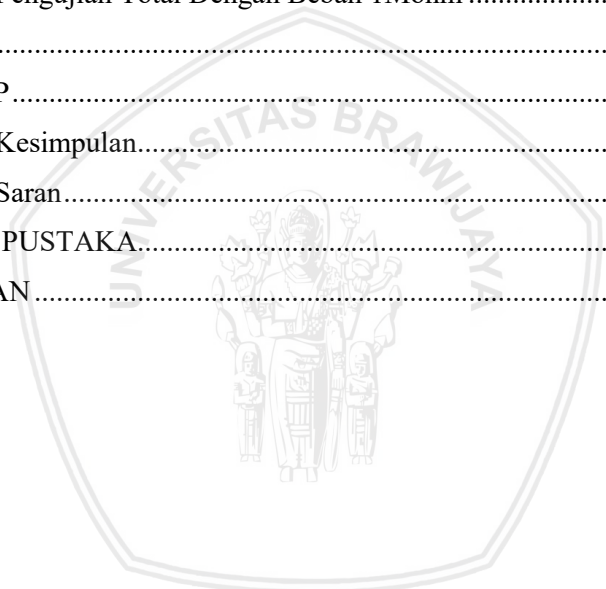


DAFTAR ISI

LEMBAR PENGESAHAN SKRIPSI	Error! Bookmark not defined.
LEMBAR PERNYATAAN	iii
ABSTRAK	v
ABSTRAC	vii
KATA PENGANTAR.....	ix
DAFTAR ISI.....	xi
DAFTAR GAMBAR	xv
DAFTAR TABEL	xvii
DAFTAR LAMPIRAN	xix
BAB I	1
PENDAHULUAN.....	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Masalah	2
1.3 Batasan Masalah.....	2
1.4 Tujuan Penelitian.....	2
1.5 Manfaat Penelitian.....	2
BAB II.....	3
TINJAUAN PUSTAKA.....	3
2.1 Oven <i>Microwave</i>	3
2.1.1 <i>Microwave</i>	3
2.1.2 Bagian Fungsional Perangkat <i>Microwave</i>	3
2.2 Magnetron	5
2.3 Catu Daya Inveter Oven <i>Microwave</i>	8
2.4 Penyearah	9
2.4.1 Penyearah Dioda Jembatan Gelombang penuh	9

2.4.2	Filter LC	10
2.5	Setengah Jembatan Konversi Resonansi LLC	11
2.6	Transformator	14
2.7	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (IGBT).....	15
2.8	Arduino Due	17
2.9	<i>Pulse Width Modulation</i> (PWM).....	17
2.10	IGBT <i>Driver TLP250</i>	21
2.11	<i>Voltage Doubler</i>	22
BAB III.....		24
METODE PENELITIAN		25
3.1	Waktu dan Tempat Penelitian.....	25
3.2	Tahapan Penelitian	25
3.2.1	Sub Tahapan Desain dan Perancangan Transformator	26
3.2.2	Sub Tahapan Desain dan Perancangan Penyearah ...	27
3.2.3	Sub Tahapan Desain dan Perancangan <i>Driver</i> dan Setengah jembatan IGBT	29
3.3	Desain Sistem	30
3.3.1	Simulasi Rangkaian	32
3.3.2	Desain <i>Rectifer</i> dan Rangkaian Pensaklaran Relai ...	34
3.3.3	Desain Half Bridge dan Tangki Resonansi.....	35
3.3.4	Desain Transformator	35
3.3.5	Desain <i>Power supply</i> dan Pesaklaran IGBT	37
3.3.6	Desain Software.....	38
3.4	Metode Pengujian Tegangan keluaran.....	41
BAB IV.....		43
HASIL DAN PEMBAHASAN		43

4.1	Simulasi dan Pengujian Sistem	43
4.2	Pengukuran Induktansi dengan LCR Meter	43
4.3	Desain Simulasi LLC	44
4.3.1	Pembahasan Simulasi Sistem	48
4.4	Pengujian Rangkaian Penyearah	55
4.5	Pengujian <i>Driver</i> IGBT	57
4.5.1	Hasil Pengukuran <i>Switching</i> IGBT Tanpa Tangki Resonansi	59
4.6	Pengujian Total Dengan Beban 1Mohm	61
BAB V	66
PENUTUP	67
5.1	Kesimpulan.....	67
5.2	Saran.....	68
DAFTAR PUSTAKA	70
LAMPIRAN	73



(Halaman ini sengaja dikosongkan)



DAFTAR GAMBAR

gambar 2.1 Sirkuit Diagram Dari Oven <i>Microwave</i> R360	4
Gambar 2.2 Struktur Dari Magnetron.....	5
Gambar 2.3 Rangkaian Sirkuit Catu Daya <i>Inverter</i> Pada Oven <i>Microwave</i>	8
Gambar 2.4 Penyearah Jembatan Gelombang Penuh	9
Dengan Filter Lc.....	9
Gambar 2.5 Rangkaian Dasar Dari Setengah Jembatan Konversi Resonansi Llc.....	11
Gambar 2.5 Frekuensi Respon Dari Konversi Resonansi LLC	12
Gambar 2.7 Rangkaian Equivalen dari LLC Resonansi.	13
Gambar 2.8 IGBT Equivalen Sistem.	15
Gambar 2.9 Rangkaian Pensaklaran Sederhana IGBT (Baliga, 2015).	16
Gambar 2.10 Grafik Hubungan I_c - V_{ce} IGBT FGL60N100BNTD (Fairchild, 2008)......	16
Gambar 2.11 Gelombang PWM (Hirzel, 2018)......	18
Gambar 2.12 Diagram Modul PWM Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 (ATMEL, 2012).	20
Gambar 2.13 TLP250 Pin Konfigurasi.	21
Gambar 2.14 Rangkaian Voltage Doubler.....	22
Gambar 3.1 Tahapan Penelitian.....	25
Gambar 3.2 Sub Tahapan Perancangan Transformator	27
Gambar 3.3 Sub Tahapan Perancangan Penyearah.....	28
Gambar 3.4 Sub Tahapan Perancangan <i>Driver</i> Dan Setengah Jembatan IGBT	30
Gambar 3.5 Diagram Sistem Total.	31
(b).....	33
Gambar 3.6 Rangkaian Simulasi Terdiri Dari (A) PWM Generator dan (B) Sirkuit Total.....	33
Gambar 3.7 <i>Rectifier</i> dan Rangkain Pensaklaran Relai.	34
Gambar 3.8 Desain Half Bridge dan Tangki Resonansi.	35
Gambar 3.9 (a) Induktor-Transformator, (b) Equivalen Model.	36
Gambar 3.10 Catu Daya Sistem dan <i>Driver</i> IGBT.	37
Gambar 3.11 Flowchart Program Mikrokontroler (A) Program Total dan Sub Program (B) Pertambahan Frekuensi (C) Pengurangan Frekuensi.	40

Gambar 4.1 Grafik Perbandingan Antara Gain dan Frekuensi Normalisasi.....	45
Gambar 4.2 Gambar ekuivalen rangkaian LLC.	46
Gambar 4.3 Hasil Simulasi Acsweep.....	47
Gambar 4.4 Penyearah dengan filter LC.....	48
Gambar 4.5 Hasil Simulasi Pada V(C-E) pada Frekuensi 44,69kHz.	50
Gambar 4.6 Hasil Simulasi Tegangan dan Arus Masukan Pada Bagian Primer Transformator	51
Gambar 4.7 Hasil Simulasi Tegangan dan Arus Pada Bagian Sekunder Transformator.	52
Gambar 4.8 Hasil Simulasi Penganda Tegangan	55
Gambar 4.9 Pengukuran Penyearah	56
Gambar 4.10 Pengukuran tegangan Gate-Emitor	57
Gambar 4.11 (a) Titik Pengujian IGBT dan (b) Hasil Simulasi Rangkaian.	60
Gambar 4.11 Hasil simulasi arus transient penyearah sebagai sumber pada IGBT	63
Gambar 4.12 Safe Operation Area FGA60N100BNTU	63
Gambar 4.13 Simulasi Pensaklaran IGBT (A) Keadaan Awal, (B) Keadaan Operasi.....	65

DAFTAR TABEL

Tabel 4.1 Hasil pengukuran induktansi transformator.....	44
Tabel 4.2 Hasil simulasi keluaran Arus pada penyearah.....	49
Tabel 4.3 Hasil simulasi keluaran tegangan penyearah.....	50
Tabel 4.4 Hasil Simulasi Tegangan Dan Arus Masukan Pada Bagian Primer Transformator	52
Tabel 4.5 Hasil Simulasi Tegangan Dan Arus Pada Bagian Sekunder Transformator.	53
Tabel 4.6 Hasil Simulasi Keluaran Dari Penganda Tegangan.....	54
Tabel 4.7 Hasil Pengukuran.....	56
Tabel 4.8 Hasil Pengujian Driver IGBT	58



(Halaman ini sengaja dikosongkan)



DAFTAR LAMPIRAN

Lampiran 1. Hasil Pengukuran sinyal PWM Arduino DUE,driver dan Tegangan gate emitor IGBT	73
Lampiran 2. Datasheet FGL60N100BNTD.....	79
Lampiran 3. Pustaka pspice IGBT FGL60N100	80
Lampiran 4. Datasheet KBPC3510	81
Lampiran 5. Datasheet TLP250.....	82
Lampiran 6. Program Arduino IDE.....	83



(Halaman ini sengaja dikosongkan)



BAB I PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Dalam rangka pengembangan pembelajaran dan penelitian plasma di Jurusan Fisika Universitas Brawijaya perlu adanya sebuah piranti sebagai generator energi pada menghasilkan plasma. Salah satunya dengan menggunakan *microwave* (gelombang mikro), *microwave* dapat dihasilkan dari tabung osilator penghasil *microwave*, seperti magnetron, klystrons, dan lain-lainnya. *Microwave* sering kali kita temui dalam kehidupan kita dalam aplikasi rumah tangga (Van Der Merwe & De Swardt, 2017).

Sistem pemasok daya (catu daya) pada *microwave* digunakan untuk beberapa piranti didalam oven *microwave*, seperti kipas, motor, panel kontrol, dan magnetron. Bagian terpenting dari *microwave* adalah magnetron sebagai generator *microwave* pada piranti oven *microwave*. Besarnya catu daya pada magnetron menentukan besarnya gelombang mikro yang dihasilkan oleh magnetron.

Oven *Microwave* konvensional yang dipergunakan secara bebas untuk aplikasi rumah tangga, umumnya menggunakan catu daya reaktor jenuh sebagai catu daya magnetron, di mana catu daya tipe ini memiliki pengaturan daya yang tetap pada bagian catu daya magnetronnya. Untuk memodifikasi Oven *microwave* menjadi oven *microwave* plasma, diperlukan untuk pengaturan daya pada magnetron, salah satu solusinya adalah dengan menggunakan catu daya inverter.

Catu daya inverter adalah salah satu perkembangan dari *power supply microwave*, dimana catu daya ini memanfaatkan pensaklaran dari komponen pensaklaran, seperti IGBT atau mosfet yang beroperasi dengan frekuensi yang lebih tinggi dimana input daya pada *microwave* dapat diatur dengan mengatur *duty cycle* atau frekuensi kerja dari komponen pensaklaran (Kako, Nakagawa, & Narita, 1991).

Penelitian ini membahas tentang catu daya inverter *microwave* yang akan ditujukan sebagai catu daya magnetron sebagai generator *microwave* yang digunakan sebagai pemanas sekunder plasma,

repository.ub.ac.id

disertai dengan rancang bangun *inverter power supply* dari sistem tersebut. Mengacu pada latar belakang tersebut penulis menentukan judul “Studi Catu Daya Inverter Tegangan Tinggi Sebagai Catu Daya Magnetron Pembangkit *Microwave*” sebagai topik penelitian.

1.2 Rumusan Masalah

Berdasarkan latar belakang maka didapatkan rumusan masalah untuk penelitian ini, yaitu:

1. Bagaimana cara merancang bangun catu daya tegangan tinggi dengan *inverter power supply* berbasis arduino due?
2. Bagaimana hasil dari perancangan catu daya tegangan tinggi dengan *inverter power supply* berbasis arduino due?

1.3 Batasan Masalah

Pada penelitian ini ditetapkan beberapa batasan masalah, yaitu:

1. Penelitian ini difokuskan pada catu daya magnetron pada bagian anoda, menggunakan beban *dummy* pada ujung transformator sebesar $1\text{ M}\Omega$ sebagai penahan lonjakan arus.
2. Sinyal pengontrol IGBT berasal arduino DUE menggunakan sinyal PWM(Pulse Width Modulation), dengan nilai *duty cycle* yang pada rentan frekuensi yang berbeda pada PWM tersebut.
3. Analisa dilakukan dengan menggunakan simulasi dengan program Orcad Pspice.

1.4 Tujuan Penelitian

Penelitian ini dilakukan dengan tujuan untuk:

1. Merancang bangun catu daya DC tegangan tinggi dengan *inverter power supply* berbasis arduino DUE.
2. Menganalisis rancangan sistem catu daya tegangan tinggi dengan *inverter power supply* berbasis arduino DUE.

1.5 Manfaat Penelitian

Manfaat dari penelitian ini adalah sebagai ilmu pengetahuan tentang rancang bangun catu daya AC tegangan tinggi dengan inverter *power supply* berbasis arduino DUE sebagai catu daya magnetron pembangkit *microwave*.

BAB II

TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Oven *Microwave*

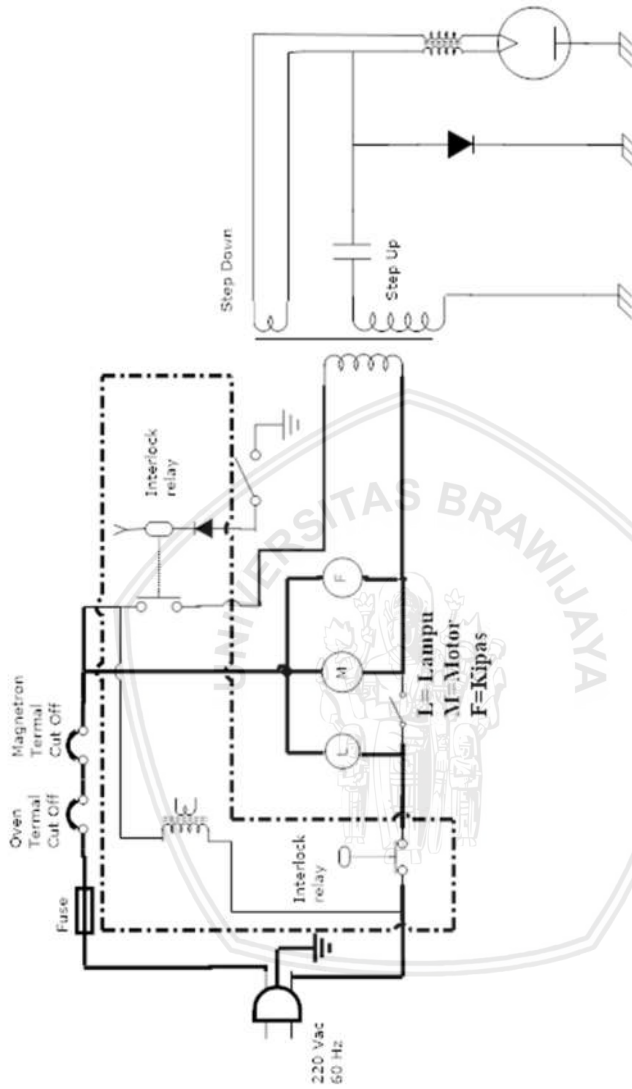
2.1.1 *Microwave*

Microwave adalah salah satu gelombang elektromagnetik yang memiliki spektrum frekuensi antara 300 GHz – 300 MHz. Dalam pengaplikasiannya, *microwave* dihasilkan oleh tabung osilator, seperti *gyrotron*, *klystron*, *traveling-wave tube*, dan magnetron. *Microwave* banyak diaplikasikan dalam bidang militer, kesehatan industri, dan lain-lain. *Microwave* adalah bentuk aplikasi penggunaan dari *microwave*. *Microwave* menggunakan magnetron sebagai tabung osilator penghasil *microwave*. Tabung osilator umumnya ini menghasilkan *microwave* dengan frekuensi 2.45 GHz (2450 MHz) (Heggannavar & Kulkarni, 2016).

2.1.2 Bagian Fungsional Perangkat *Microwave*

Gambar 2.1 menunjukkan sirkuit diagram dari oven *microwave*. Oven *microwave* terdiri dari Unit kontrol, generator *microwave* (magnetron), motor putar, lampu, dan kipas. Unit kontrol ini difungsikan sebagai pengontrol dari seluruh operasi dari *microwave* melingkupi relay utama sebagai relai pengatur daya masukan dari generator *microwave*, motor putar, lampu, dan kipas. Unit kontrol ini juga menerima respon masukan dari relai pengunci, Relai pengunci ini adalah pengaman dari oven *microwave*. Relay pengunci terdapat dibagian pintu oven *microwave* dimana bila pintu oven *microwave* terbuka secara otomatis unit control akan memicu relay utama untuk mematikan aliran daya piranti untuk daya magnetron, motor putar dan sebagainya. Unit kontrol juga menampilkan waktu operasi dan pemilihan mode kontrol dari oven *microwave*.

Motor putar berfungsi sebagai pemutar piringan yang berada didalam oven *microwave*, Lampu adalah penerangan yang berada didalam oven *microwave* dan magnetron sebagai pembangkit *microwave* pada oven *microwave* (Shizuoka & Nagoya, 1985).

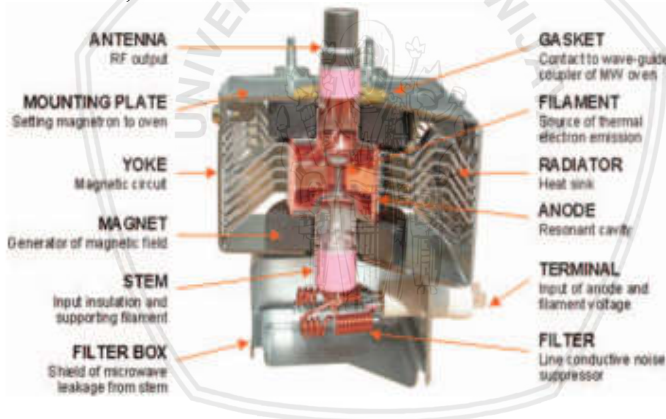


Gambar 2.1 Sirkuit Diagram Dari Oven Microwave R360

2.2 Magnetron

Magnetron adalah tabung elektron bertipe dioda, salah satu osilator penghasil *microwave*. Menurut Gunnar Hok (1950), komponen pokok dari magnetron terdiri dari:

- Katoda: Katoda penghasil elektron dari proses emisi panas atau emisi sekunder.
- Anoda : Sebuah tabung silinder berlubang, dimana terdapat katoda pada bagian tengahnya, dengan memberi batas area sebagai ruang interaksi antara anoda dan katoda. Anoda dibagi menjadi segmen oleh slot yang diarahkan secara aksial.
- Sirkuit Resonansi: Sirkuit ini adalah segmen - segmen anoda sebagai input terminal yang menghasilkan frekuensi osilasi yang akan dikeluarkan ke *output* terminal (antena).
- Magnet permanen: Merupakan magnet konstan yang menciptakan medan magnet antara celah tersebut (Hok, 1950).



Gambar 2.2 Struktur dari Magnetron.

Gambar 2.2 menunjukkan menunjukkan struktur dari magnetron. Agar magnetron beroperasi, anoda memerlukan tegangan DC positif tinggi yang relatif terhadap katoda. Hal ini ditujukan agar elektron yang terpancar dari katoda tertarik secara radial menuju anoda. Magnetron juga memiliki medan magnet yang berjalan tegak lurus dengan gerakan elektron dan menyebabkan elektron untuk melakukan

perjalanan dijalar semi-melingkar di sekitar katoda. Medan magnet dapat dibuat dengan magnet tetap.

Kontrol daya pada magnetron tergantung pada manipulasi medan listrik dan magnet antara anoda dan katoda dari magnetron. di mana Daya output magnetron dapat dikontrol dengan meningkatkan tegangan suplai, sehingga menghasilkan lebih banyak elektron yang tertarik ke anoda. Penurunan medan magnet juga akan meningkatkan daya output karena lebih banyak elektron akan mencapai anoda dan melepaskan diri dari gaya rotasi medan magnet. Arus suplai katoda akan menentukan berapa lama katoda diperlukan untuk memanaskan dan memancarkan elektron. Peningkatan atau penurunan arus suplai katoda juga a tegangan tinggi DC dengan perkiraan rating 4,5kV/450mA (Heggannavar & Kulkarni, 2016).

Menurut Ishitobi, magnetron memiliki dua daerah kerja, yaitu non osilasi dan osilasi. Daerah non osilasi memiliki karakteristik linear, daerah ini memiliki resistansi tinggi untuk magnetron, sedangkan daerah osilasi memiliki resistansi rendah untuk magnetron. Ketika tegangan antara anoda dan katoda melebihi sekitar 3.6kV (cut-off voltage), arus magnetron anoda mulai mengalir dari anoda ke katoda. Disisi lain, ketika tegangan antara anoda dan katoda lebih rendah dari tegangan cut-off, arus anoda sebagian besar tidak mengalir (Ishitobi dkk, 2002).

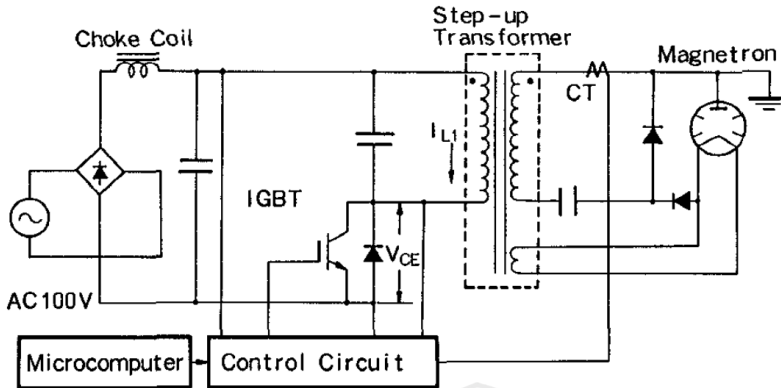
Beberapa jenis catu daya *microwave* dari magnetron:

- Variabel Transformer AC (*Alternating Current*): Catu daya variabel transformator. Tegangan input dapat divariasikan dengan memanfaatkan transformator rasio variabel untuk memberikan kontrol daya resolusi tinggi.
- TRIAC (*Triode For Alternating Current*): Catu daya menggunakan *switching* TRIAC sehingga tegangan suplai dinyalakan setiap setengah siklus pada penundaan yang ditentukan. Peralihan disinkronkan dengan cara deteksi persimpangan nol. Setengah siklus *switching* memungkinkan respon yang relatif cepat dari pengontrol.
- Reaktor Jenuh: Metode ini digunakan untuk mengontrol daya keluaran sebagian besar *microwave*. Sebuah induktor non-linear ditempatkan secara seri dengan kapasitor tegangan tinggi, yang dirancang untuk menjadi seri-resonansi pada frekuensi sekitar 15% lebih tinggi dari frekuensi pasokan 50 Hz. Biasanya reaktansi

kebocoran dari transformator tegangan tinggi membentuk reaktor secara seri dengan kapasitor. Nilai induktansi menurun ketika tegangan meningkat, karena meningkatnya arus anoda, sehingga frekuensi resonansi meningkat dengan tegangan. Meningkatnya frekuensi resonansi menghasilkan peningkatan impedansi pada frekuensi suplai 50 Hz, yang membatasi peningkatan arus anoda. Metode ini memiliki pengaturan daya tetap.

- Medan Magnet Variabel: Medan magnet dapat dikontrol dengan menggunakan elektromagnet dengan sumber yang terkontrol. Metode ini biasanya digunakan untuk industri daya tinggi karena tidak akan mempengaruhi faktor daya, bentuk gelombang, atau efisiensi. Pengaturan dapat memiliki elektromagnet yang secara langsung digabungkan ke magnetron atau elektromagnet terpisah yang menentang medan magnet magnet tetap magnetron. Kekurangan metode ini adalah sumber daya yang dapat dikontrol terpisah yang mampu memberikan arus yang tinggi dan diperlukan agar elektromagnet cukup kuat untuk memiliki efek pada keluaran magnetron.
- *Power Supply Inverter*: Suplai daya tipe inverter dengan menggunakan *switching* (pensaklaran) cepat dari Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) atau Mosfet untuk bekerja pada frekuensi yang lebih tinggi. Manfaat dari topologi ini adalah catu daya berkurang dalam ukuran fisik dan berat. Daya input ke magnetron dapat dikontrol dengan akurat dari sinyal kontrol dari sirkuit pengontrol pensaklar (Van Der Merwe & De Swardt, 2017).

2.3 Catu Daya Inverter Oven Microwave



Gambar 2.3 Rangkaian Sirkuit Catu Daya Inverter Pada Oven Microwave

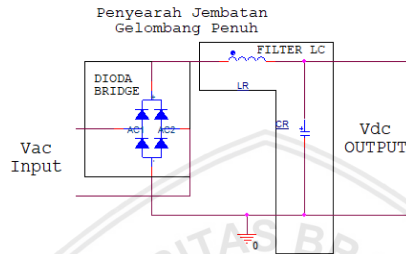
Gambar 2.3 adalah gambar rangkaian catu daya inverter sebagai catu daya magnetron pada oven *microwave*. Rangkaian tersebut menggunakan topologi flyback quasi E kelas resonansi tegangan pada bagian inverternya. Catu daya inverter terdiri dari: penyearah, inverter, transformator, penganda tegangan dan sirkuit control.

Sirkuit kontrol pada inverter power supply mengontrol modulasi dari komponen pensaklaran, dimana mendapatkan parameter masukan berasal dari keluaran penyearah tegangan, input transformator primer dan keluaran transformator (Kako dkk, 1991) .

Gambar 2.3 merupakan rangkaian catu daya inverter dengan masukan 100Vac, umumnya untuk tegangan masukan sekitar 220Vac topologi dengan dua/lebih komponen pensaklaran untuk mengurangi tekanan tegangan dan arus pada komponen tegangan seperti topologi *push pull*, *half bridge* dan lainnya (Baliga, 2015).

2.4 Penyearah

Rectifier atau penyearah adalah salah satu bagian dari rangkaian catu daya atau *power supply* yang berfungsi sebagai pengubah daya AC menjadi daya DC. Rangkaian *rectifier* atau penyearah gelombang ini pada umumnya menggunakan dioda. Hal ini dikarenakan dioda memiliki karakteristik yang hanya melewatkan arus listrik ke satu arah dan menghambat arus listrik dari arah sebaliknya (Malvino, 2016).



Gambar 2.4 Penyearah Jembatan Gelombang Penuh dengan Filter LC.

2.4.1 Penyearah Dioda Jembatan Gelombang penuh

Gambar 2.4 menunjukkan rangkaian penyearah jembatan gelombang penuh yang menghasilkan tegangan keluaran gelombang penuh. Dioda D1 dan D2 melewatkan siklus setengah positif. Dioda D3 dan D4 melewatkan setengah siklus negatif. Sebagai akibatnya, arus beban yang dibebani arus balik selama kedua setengah siklus. Penyearah jembatan bertindak seperti dua penyearah setengah gelombang *back-to-back*. Selama setengah siklus, tegangan beban memiliki polaritas yang sama dan arus beban berada pada arah yang sama. Persamaan untuk nilai rata-rata dan frekuensi output untuk penyearah jembatan gelombang penuh:

$$V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi} \quad (2.1)$$

Dimana V_{dc} adalah tegangan DC dan V_p adalah tegangan puncak. Persamaan Frekuensi:

$$f_{out} = 2f_{in} \quad (2.2)$$

Dimana f_{out} adalah frekuensi keluaran dan f_{in} adalah frekuensi masukan (Malvino, 2016).

2.4.2 Filter LC

Ketika daya AC diubah menjadi daya DC menggunakan penyearah, keluaran DC mengandung komponen AC yang tidak diinginkan yang disebut riak. Banyak aplikasi penyearah mengharuskan riak tidak melebihi nilai yang ditentukan. Jika riak melebihi nilai yang ditentukan, efek yang tidak diinginkan yang berbeda akan muncul disistem. Beberapa efek yang tidak diinginkan adalah pemanasan dan suara bising yang dapat didengar. Riak dapat dikurangi menggunakan filter output (Pyakuryal & Matin, 2013).

Penggunaan induktor mencegah arus dari hidup atau mati terlalu cepat. Jika induktor memiliki nilai yang cukup besar, arus menjadi kontinyu dan hampir konstan. Hal ini akan mencegah arus untuk mencapai nilai puncak yang akan dicapai tanpa induktor filter. Akibatnya, tegangan output tidak pernah mencapai nilai puncak gelombang sinus awalan. Jadi, penyearah yang keluarannya di *filter* dengan induktor tidak dapat menghasilkan tegangan setinggi yang dapat dihasilkan oleh penyearah yang disaring oleh kapasitor. Namun, kerugian ini sebagian dikompensasi karena induktor filter memungkinkan arus yang lebih besar tanpa perubahan tegangan output yang serius. Ini adalah alasan bahwa filter induktor cocok untuk aplikasi daya tinggi (Pyakuryal & Matin, 2013).

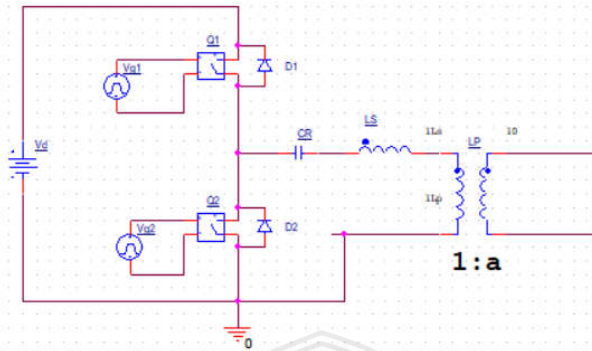
Filter induktor kapasitor digunakan untuk meningkatkan penyaringan arus dan tegangan. Dengan menggabungkan keduanya filter ini baik digunakan sebagai aplikasi tegangan tinggi. Fungsi dari kapasitor untuk menghaluskan variasi tegangan dan induktor digunakan untuk menghaluskan variasi arus (Rashid, 2007).

Jumlah pengurangan tegangan riak dapat diperkirakan sebagai:

$$\frac{V_o}{V_L} = \left| \frac{1}{1 - (2\pi f_r)^2 L_f C_f} \right| \quad (2.3)$$

Dimana V_o adalah tegangan riak sebelum difilter, V_L adalah tegangan riak setelah di *filter*, f_r adalah frekuensi tegangan riak, L_f adalah filter induktor, dan C_f adalah filter kapasitor (Rashid, 2007).

2.5 Setengah Jembatan Konversi Resonansi LLC



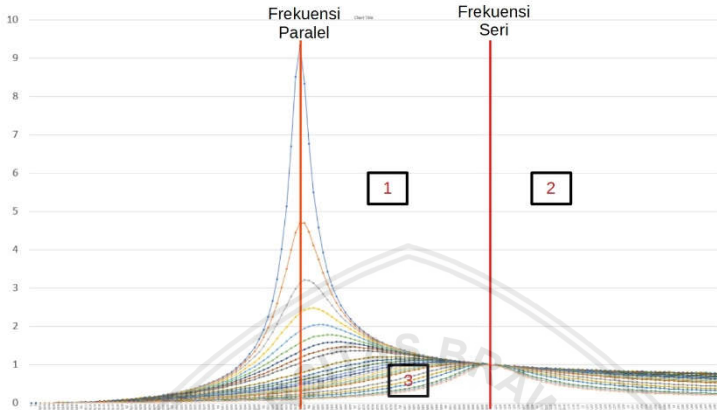
Gambar 2.5 Rangkaian Dasar dari Setengah Jembatan Konversi Resonansi LLC.

Gambar 2.5 adalah rangkaian setengah jembatan konversi resonansi LLC, dimana Q1 dan Q2 adalah komponen pensaklaran (Mosfet atau IGBT), D1 dan D2 adalah diode yang biasanya terdapat didalam komponen pensaklaran, Vg1 dan Vg2 adalah rangkaian pengontrol dari komponen pensaklaran, dan Vd sumber tegangan DC, seperti namanya "Konversi Resonansi" maka secara klasifikasi termasuk ke dalam keluarga konversi resonansi. Beberapa kelebihan dari konversi resonansi adalah bentuk gelombang yang halus, efisiensi yang tinggi, dan daya keluaran yang tinggi. Secara umum konversi resonansi adalah penggabungan dari konversi pensaklaran dengan tangki resonansi sehingga tangki resonansi menentukan keluaran dan masukan dari aliran daya. Oleh karena itu, pemilihan bentuk dari tangki resonansi menentukan aliran daya. LLC resonansi konverter memiliki tiga komponen resonan pasif, yaitu L_r , L_s , dan C_r . Tanpa C_r , konverter ini sama dengan konfigurasi setengah jembatan. Kapasitor resonansi C_r membuat penyeimbangan fluks otomatis dan frekuensi resonansi tinggi dengan induktansi resonansi L_s . Frekuensi resonansi rendah lainnya diinduksi oleh C_r dan $(L_s + L_p)$. Sehingga didapatkan dua frekuensi kerja dari dari sistem seperti berikut:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_r}} \tag{2.4}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_s) C_r}} \tag{2.5}$$

Dimana nilai $\frac{L_p}{L_s}$ biasanya lebih dari 1 (ST Microelectronics, 2008).



Gambar 2.5 Frekuensi Respon dari konversi resonansi LLC

Gambar 2.6 adalah frekuensi respon dari konversi LLC di mana frekuensi paralel adalah f_{r2} dan frekuensi seri adalah f_{r1} , Gambar 2.5 menggunakan perbandingan $L_p/L_s=2$, dengan variasi faktor kualitas yang berbeda, dimana saat faktor kualitas semakin kecil, puncak dari gain penguatan bergerak mendekati frekuensi paralel dan semakin besarnya faktor kualitas gain penguatan semakin mengecil dan mendekati frekuensi seri.

Gambar 2.6 menjelaskan daerah kerja dari LLC, pada wilayah 1 adalah daerah resonansi gabungan antara frekuensi paralel dan frekuensi seri. Wilayah 2 adalah wilayah operasi seri resonansi. Ketika frekuensi lebih tinggi daripada f_{r1} , konversi LLC. Wilayah 3 adalah keadaan kelebihan beban, LLC konversi resonansi berkerja pada wilayah 1 dan 2.

Analisa sistem ini menggunakan FHA (*First Harmonic Approximation*). Pendekatan FHA didasarkan pada asumsi bahwa transfer daya dari sumber ke beban melalui tangki resonan hampir sepenuhnya terkait dengan harmonik fundamental ekspansi Fourier dari arus dan tegangan yang terlibat. Dua komponen pensaklaran dikendalikan secara simetris dengan *dutycycle* 50% dan dengan

penambahan deadtime untuk menghindari tumpang tindih sinyal PWM dari sistem ini. Oleh karena itu, tegangan input ke tangki resonan $V_{sq}(t)$ adalah gelombang persegi amplitudo V_{dc} , dengan nilai rata-rata $V_{dc}/2$. Dalam hal ini kapasitor C_r bertindak sebagai kapasitor pemblokiran resonansi dan DC. Akibatnya, tegangan alternatif di C_r ditumpangkkan ke tingkat DC sama dengan $V_{dc}/2$. Sehingga sistem dapat dimodelkan dengan Gambar 2.4.

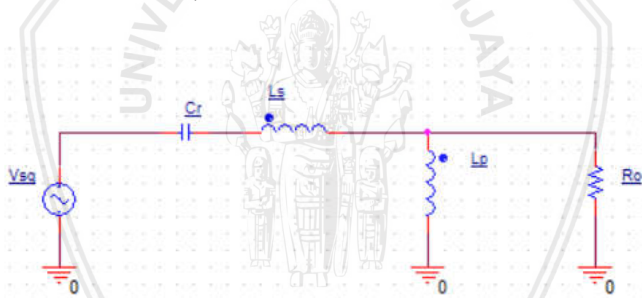
Menggunakan pendekatan FHA keluaran dari pensaklaran dapat dimodelkan dengan:

$$V_{sq} = \frac{2V_{in}}{\pi} \quad (2.6)$$

Dimana V_{in} adalah puncak tegangan AC masukan dan V_f adalah tegangan AC hasil pensaklaran. Dengan menggabungkan komponen sekunder ke dalam komponen primer nilai resistansi dapat dimodelkan dengan:

$$R_o = \frac{8}{\pi^2 a^2} R_m \quad (2.7)$$

Dimana R_{ac} adalah ekuivalen resistansi sekunder LLC resonan, R_m adalah resistansi sekunder, dan a adalah ekuivalen rasio sekunder dan primer.



Gambar 2.7 Rangkaian Equivalen dari LLC Resonansi.

Mengacu pada Gambar 2.7, input impedansi dari LLC dapat dijelaskan dengan *laplace transform* (Jung & Kwon, 2007; STMicroelectronics, 2008):

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{sC_r} + sL_s + sL_p // R_{ac} \quad (2.8)$$

Perbandingan output masukan dengan output keluaran dapat ditentukan dengan persamaan:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sL_p // R_{ac}}{Z_{in}} = \frac{b^2 c}{b^2(c+1)-1+jbc(b^2-1)Q_s} \quad (2.9)$$

Dimana $Q_s = Z_0/R_{ac}$, $Z_0 = \sqrt{L_s/L_p}$ adalah faktor kualitas LLC resonant, $b = f/f_s$ adalah frekuensi normalisasi, $c = L_p/L_{sr}$ adalah rasio induktansi.

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{b^2 c}{\sqrt{[b^2(c+1)-1]^2 + [bc(b^2-1)Q_s]^2}} \quad (2.10)$$

Untuk mendapatkan penguatan maksimum yang diperlukan untuk peraturan garis dan beban dan frekuensi minimum untuk operasi ZVS keduanya tergantung pada tegangan input kritis dan daya magnetron maksimum. Frekuensi maksimum didasarkan pada tegangan input maksimum dan daya magnetron minimum. Dengan demikian, kapasitansi resonansi yang diperlukan, induktansi seri dan induktansi paralel yang telah disederhanakan dengan: (Y. R. Yang, 2014)

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_s R_{ac} Q_{s,bmax}} \quad (2.11)$$

$$L_s = C_r Q_{s,bmax}^2 R_{ac}^2, L_p = c L_s \quad (2.12)$$

2.6 Transformator

Transformator adalah suatu piranti yang digunakan sebagai pentransfer energi sebagai penaikan daya (*Step Up*) atau penurun daya (*Step Down*). Fungsi transformator didasarkan pada prinsip energi listrik yang ditransfer oleh induksi magnetik dari satu sirkuit ke sirkuit lainnya. Ketika satu lilitan transformator diberi energi dari sumber arus bolak-balik (AC), medan magnet bolak-balik dibentuk di inti trafo. Garis-garis gaya magnet bergantian, fluks, beredar melalui inti. Dengan lilitan kedua di sekitar inti yang sama, tegangan diinduksi oleh garis fluks bergantian. Sirkuit, terhubung ke terminal dari belitan kedua, menghasilkan aliran arus (ST Microelectronics, 2015).

Transformator terdiri dari dua kumparan, yaitu kumparan primer dan kumparan sekunder. Perbandingan antara tegangan masuk pada kumparan primer dengan besarnya tegangan disisi sekunder dapat

ditentukan melalui perbandingan dari masing-masing jumlah lilitan pada kedua kumparan tersebut, seperti persamaan:

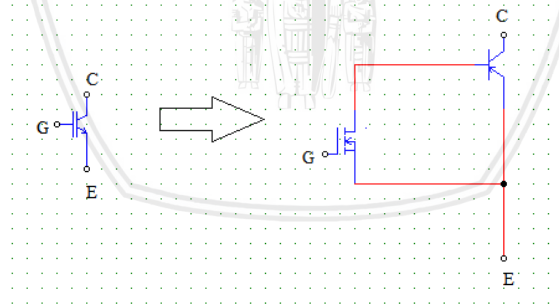
$$V_2 = V_1 \frac{N_2}{N_1} \quad (2.13)$$

Dimana V_2 adalah tegangan sekunder (V), V_1 adalah tegangan primer (V), N_2 adalah lilitan sekunder, dan N_1 adalah lilitan primer (ST Microelectronics, 2015).

Terdapat dua cara untuk mendesain transformator dari LLC resonant, yaitu dengan cara *discrete* dan *integration magnetic*. Cara *discrete* adalah dengan menambahkan L_s dan L_p sebagai satuan komponen yang berbeda, sedangkan cara *integration magnetic* dengan menggabungkan L_s dan L_p dalam satu kesatuan transformator dengan dengan perbandingan antara induktansi bocor dan induktansi magnetic dari transformator (B. Yang, Chen, & Lee, 2002).

2.7 *Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)*

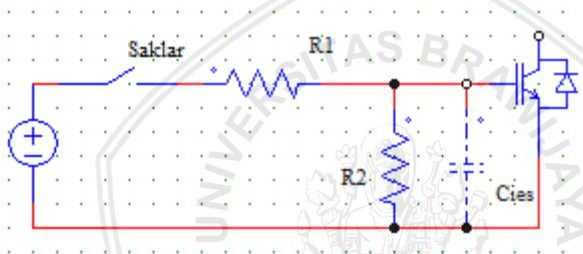
Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) adalah hybrid antara transistor Mosfet dan BJT. Proses hybrid ini memungkinkan IGBT memiliki karakteristik impedansi input tinggi dan kecepatan pensaklaran yang tinggi dari mosfet dan saturasi input yang rendah dari BJT. Gambar 2.8 menunjukkan rangkaian ekuivalen dari IGBT.



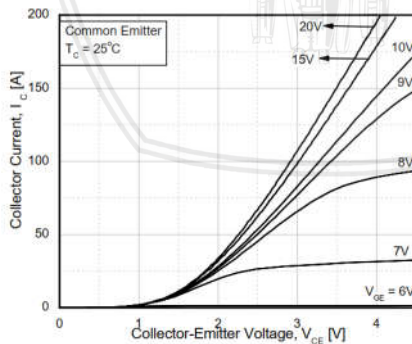
Gambar 2.8 IGBT Equivalen Sistem.

Secara jenisnya terdapat dua jenis *driver gate*, yaitu pengendali tegangan dan arus. *Driver* tegangan, yang ditunjukkan pada Gambar 2.8, terdiri dari konstan sumber tegangan V_g , pensaklar, dua resistor R_1 dan R_2 . Pensaklar terdiri dari transistor atau IC chip yang

berantarmuka dengan sinyal kendali dari mikrokontroler. Saat saklar tertutup, arus gate mengalir sampai ke input gate kapasitansi CIEE dari IGBT yang mengisi keadaan steady voltage $V_{GE}=V_{GE}$, saat $I_g=0$. Saat waktu dari pengisian ini mengukur waktu operasi untuk menginisialisasi *turn-on* dan ditentukan dari CIEE, R1,R2 semakin kecil nilai (R1) menyebabkan semakin cepatnya waktu pengisian. R1 dikurangi untuk menentukan kecepatan dari pengisian untuk menyalakan transistor dengan menambahkan kapasitor secara paralel dengan R1 dapat mempercepat waktu nyala dari IGBT. Saat saklar menyala, V_g tidak terkoneksi dan CIEE mulai waktu pengosongan melalui R2 dan *gate* turun dengan nilai $V_{GE}<V_{th}$, IGBT mati sehingga kecepatan *turn-OFF* dapat ditentukan dengan nilai R2 (Baliga, 2015).



Gambar 2.9 Rangkaian Pensaklaran Sederhana IGBT (Baliga, 2015).



Gambar 2.10 Grafik Hubungan I_c - V_{ce} IGBT FGL60N100BNTD (Fairchild, 2008).

Karakteristik tegangan-arus IGBT FGL60N100BNTD ditunjukkan pada Gambar 2.10 sebagai hubungan antara arus kolektor (I_c) dan tegangan kolektor-emitor (V_{CE}) untuk berbagai nilai tegangan gerbang-emitor, V_{GE} . IGBT adalah perangkat impedansi input tinggi yang biasanya nonaktif. Ketika tegangan input V_{GE} cukup besar, arus kolektor akan mulai mengalir. Nilai tegangan minimum ini adalah ambang batas gerbang $V_{GE(th)}$. FGL60N100BNTD memiliki $V_{GE(th)}$ sekitar 5V ketika I_c 60 mA. Arus kolektor terus menerus maksimum ditunjukkan menjadi 60 A batas efektif arus I_c (Malvino & Bates, 2016).

2.8 Arduino Due

Arduino due adalah papan mikrokontroler berbasis Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3. Arduino ini memiliki 54 pin *input/output* digital (yang 12 dapat digunakan sebagai *output* PWM), 12 input analog, 4 UART (port serial perangkat keras), *clock* 84 MHz, koneksi USB OTG yang mampu, 2 DAC (digital ke analog), 2 TWI, colokan listrik, *header* SPI, *header* JTAG, tombol reset, dan tombol hapus. Spesifikasi arduino due, yaitu:

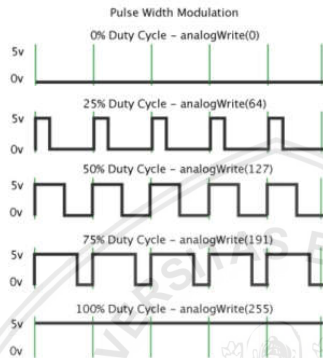
Operating Voltage	: 3.3V
Input Voltage (recommended)	: 7-12V
Input Voltage (limits)	: 6-16V
Digital I/O Pins	: 54
Analog Input Pins	: 12
Analog Output Pins	: 2 (DAC)
Total DC Output Current	: 130 mA
Arus DC untuk 3.3V Pin	: 800 mA
Arus DC untuk 5V Pin	: 800 mA
Flash Memory	: 512 KB
SRAM	: 96 KB
kecepatan Clock	:84 MHz

(Arduino, 2018).

2.9 Pulse Width Modulation (PWM)

Pulse Width Modulation merupakan teknik pengubahan lebar pulsa. PWM diterapkan pada sinyal yang periodik atau dalam frekuensi tetap. Penerapan dari PWM diantaranya adalah pengendali

intensitas lampu, kecepatan putaran motor, dan pemanas listrik. Gambar 2.11 memperlihatkan sinyal periodik. Sinyal tersebut merupakan sinyal digital dengan lebar keadaan *high* yang ditandai dengan T_{high} dan lebar keadaan *low* yang ditandai dengan T_{low} , dalam satu periode sendiri terdiri dari T_{high} and T_{low} . Pengubahan pulsa ini adalah mengubah perbandingan antara T_{high} and T_{low} dalam satu periode (Dharmawan, 2017).



Gambar 2.11 Gelombang PWM (Hirzel, 2018).

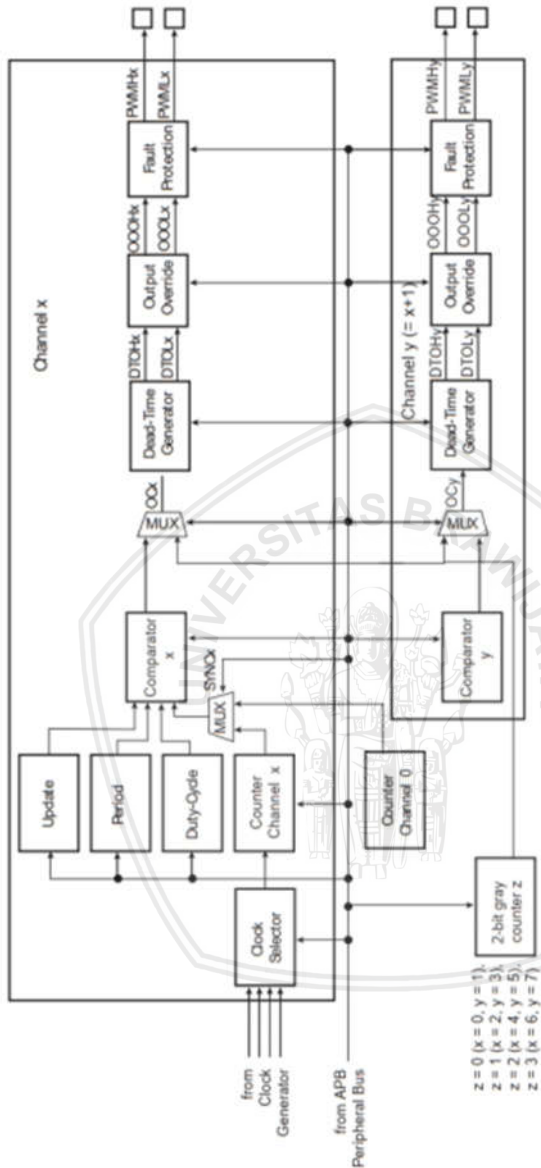
Pulse Width Modulation (PWM) pada arduino due terdiri dari 8 saluran yang terkontrol secara mandiri. Setiap saluran mengontrol dua bentuk gelombang output komplementer. Pengaturan PWM sendiri pada arduino due meliputi karakteristik bentuk gelombang output, seperti periode, siklus-tugas, polaritas, dan *dead-time* (juga disebut *dead-band* atau waktu yang tidak tumpang tindih). Setiap saluran memilih dan menggunakan salah satu clock yang disediakan oleh generator clock. Generator clock menyediakan beberapa jam yang dihasilkan dari pembagian clock master PWM (MCK).

Gambar 2.12 adalah blok diagram pada PWM arduino due yang terdiri dari:

1. Pemilih clock, Pemilihan clock ini berasal dari *Master Clock PWM* (MCK), MCK dibagi dalam modul clock generator untuk menyediakan clock yang berbeda tersedia untuk semua saluran. Setiap saluran dapat secara independen memilih salah satu clock yang dibagi. Generator clock dibagi dalam tiga blok:

- Modula modulo n counter yang menyediakan 11 jam: FMCK, FMCK / 2, FMCK / 4, FMCK / 8, FMCK / 16, FMCK / 32, FMCK / 64, FMCK / 128, FMCK / 256, FMCK / 512, FMCK / 1024
 - Dua pemisah linear (1, 1/2, 1/3, ... 1/255) yang menyediakan dua jam terpisah: clkA dan clkB
2. Counter clock dengan output dari pemilih clock yang berasal dari MCK. Penghitung ini bertambah atau dikurangi sesuai dengan konfigurasi saluran dan pembanding yang cocok, counter ini memiliki ukuran 16bit
 3. Komparator yang digunakan untuk menghitung bentuk gelombang pwm sesuai dengan nilai counter dan konfigurasi. Komparator ini membandingkan nilai dari inisialisasi oleh pengguna yaitu:
 - Pemilihan Clock.
 - Periode gelombang. Parameter saluran ini didefinisikan oleh CPRD dari register PWM_CPRDx. Jika bentuk gelombang disejajarkan, maka periode gelombang keluaran bergantung pada clock sumber penghitung dan dapat dihitung:
 Dengan menggunakan MCK dibagi dengan salah satu dari kedua DIVA atau DIVB pembagi, rumus menjadi, masing-masing:

$$periode = \frac{(DIV(A/B) \times CPRD)}{MCK} \quad (2.27)$$



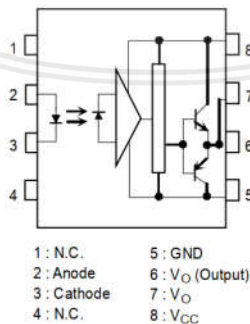
Gambar 2.12 Diagram Modul PWM Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 (ATMEL, 2012).

- Gelombang *duty cycle*. Parameter saluran ini didefinisikan dalam bidang CDTY register PWM_CDTYx. Perhitungan gelombang *duty cycle* adalah:

$$duty cycle = \frac{(Periode-1/f_{channel}) \times Clock \times CDTY}{Periode} \quad (2.28)$$

1. Polaritas gelombang. Pada awal periode, sinyal dapat berada pada level tinggi atau rendah. Properti ini didefinisikan dalam bidang CPOL dari register PWM_CMRx. Secara default, sinyal dimulai dengan level rendah.
2. Bentuk gelombang. Bentuk gelombang output dapat dibiarkan kiri atau tengah. Bentuk gelombang sejajar dapat digunakan untuk menghasilkan bentuk gelombang yang tidak tumpang tindih. Properti ini didefinisikan dalam bidang CALG dari register PWM_CMRx.
3. Update, merupakan register yang digunakan untuk mengubah nilai register periode dan *duty cycle* saat PWM sedang berjalan.
4. Generator waktu mati menyediakan dua *output* komplementer (DTHx/DTLx) yang memungkinkan untuk menggerakkan saklar kontrol daya eksternal dengan aman.
5. Output override block yang dapat memaksa dua output komplementer ke nilai yang diprogram (OOHx / OOLx).
6. Mekanisme perlindungan gangguan asynchronous yang memiliki prioritas tertinggi untuk mengganti kedua output komplementer dalam hal deteksi kesalahan (PWMHx / PWMLx) (ATMEL, 2012).

2.10 IGBT Driver TLP250



Gambar 2.13 TLP250 Pin Konfigurasi.

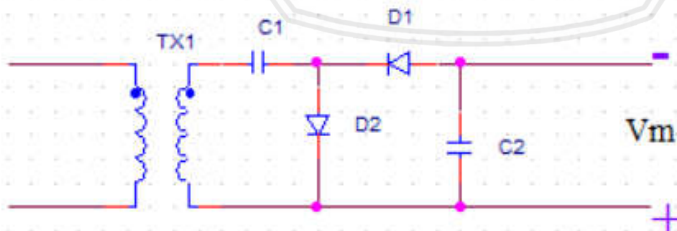
Gambar 2.13 merupakan diagram dari TLP, TLP250 adalah IC *driver* IGBT 8 pin, IC adalah optocoupler dengan rangkaian sirkuit totem pole transistor BJT (Toshiba, 2017).

Optocoupler (atau dapat disebut optoisolator) adalah kombinasi dari LED dan *photodiode* dalam satu kemasan. LED berada dalam bagian input dan photo diode berada dalam bagian output, hal ini merupakan keuntungan dari optocoupler di mana interaksi antara input dan output hanya sebuah cahaya yang dapat disebut isolator optik, sehingga dapat baik untuk digunakan dalam aplikasi tegangan tinggi (Malvino & Bates, 2016).

Bipolar Totem-Pole Driver adalah salah satu sirkuit penggerak dari IGBT maupun mosfet. Rangkaian ini terdiri dari dua buah transistor bipolar (npn dan pnp). Rangkaian ini membutuhkan kapasitor bypass tersendiri yang ditempatkan di kolektor npn atas dan transistor pnp. Hal ini dilakukan untuk mengurai noise pada totem pole. Kelebihan dari *driver* totem pole dua persimpangan basis-emitor melindungi satu sama lain terhadap kerusakan terbalik (Balogh, 2017).

2.11 Voltage Doubler

Penganda tegangan (*Voltage Doubler*) adalah salah satu cara penyearah untuk menghasilkan V_{dc} , di mana perlu memiliki tegangan DC yang sangat tinggi yang dihasilkan dari pasokan AC yang relatif rendah. Tegangan output DC (V_{dc}) dari penyearah ini menghasilkan tegangan DC dengan besaran yang sama dengan *Peak-to-peak* dari tegangan AC masukan dari penyearah ini. Salah satu keuntungan voltage doubler, besar rasio dari transformator dapat dikurangi (Malvino & Bates, 2016).



Gambar 2.14 Rangkaian Voltage Doubler.

Gambar 2.14 adalah doubler tegangan setengah gelombang. Selama tegangan positif setengah siklus di transformator, dioda D1 sekunder menahan tegangan (dan dioda D2 terputus), dan C1 memulai pengisian hingga tegangan puncak diperbaiki (V_m). Dioda D1 idealnya terhubung pendek selama setengah siklus positif, dan tegangan input mengisi kapasitor C1 ke V_m . Selama setengah siklus negatif dari tegangan sekunder, dioda D1 terputus dan dioda D2 melakukan pengisian kapasitor C2. Karena dioda D2 bertindak sebagai pendek selama setengah siklus negatif (dan dioda D1 terbuka), kita dapat menjumlahkan tegangan disekitar loop luar:

$$-V_m - V_{c1} + V_{c2} = 0 \quad (2.29)$$

$$-V_m - V_m + V_{c2} = 0 \quad (2.30)$$

Sehingga nilai keluaran dari rangkaian penganda tegangan adalah:

$$V_{c2} = 2V_m \quad (2.31)$$

Nilai kapasitor dapat ditentukan dengan filter kapasitor untuk mengurangi ripple dari tegangan dc keluaran

$$V_R = \frac{I}{f2C} \quad (2.32)$$

(Malvino & Bates, 2016)

(Halaman ini sengaja dikosongkan)



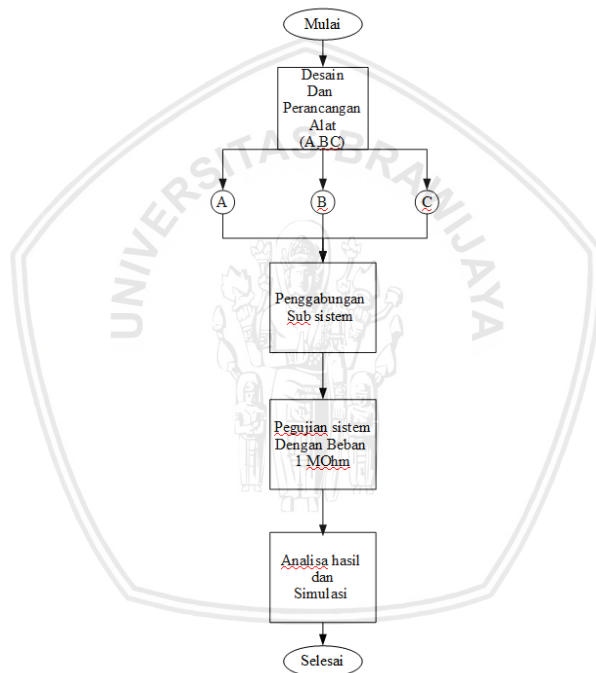
BAB III METODE PENELITIAN

3.1 Waktu dan Tempat Penelitian

Penelitian ini dimulai pada bulan Maret 2018 sampai dengan November 2018 yang bertempat di Lab Teknologi Sensor, Plasma dan Material Maju Jurusan dan Lab *Signal Processing* Fisika Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam Universitas Brawijaya.

3.2 Tahapan Penelitian

Tahapan penelitian yang dilakukan sebagai berikut:



Gambar 3.1 Tahapan Penelitian.

Setelah studi literatur dan analisa sistem catu daya inverter oven microwave penelitian mulai dilakukan dengan tahapan perancangan alat, perancangan alat dibagi menjadi beberapa sub bab bagian yaitu A: desain dan perancangan transformator, B: desain dan perancangan penyearah dan C: desain dan perancangan gate *driver* dan setengah

repository.ub.ac.id

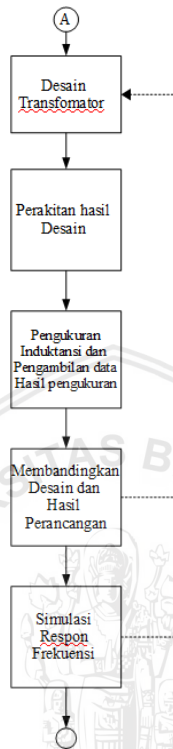
jembatan IGBT. Setelah tahapan perancangan dan desain di tiap sub bab telah diuji, sistem tersebut akan dilakukan penggabungan sub sistem, yang dilanjut dengan pengujian sistem hasil gabungan tersebut dengan beban 1Mohm. Hasil penelitian dilakukan analisa dan simulasi untuk membuat kesimpulan dan saran dari hasil penelitian, dan penelitian selesai.

3.2.1 Sub Tahapan Desain dan Perancangan Transformator

Gambar 3.2 adalah *flowchart* tahapan sub desain dan perancangan transformator, desain transformator dimulai dengan menentukan rasio perbandingan antara primer dan sekunder ($N_p:N_s$) yaitu 10-14 dan induktansi yang ingin didapatkan. Hasil desain tersebut dilakukan perakitan, transformator akan dililit dengan kawat 0,2mm yang terlilit 60 kali menjadi satu kawat utuh dan pada bagian sekunder kawat 0.4mm ukuran 0,4 yang terlilit 3 kali menjadi satu kawat utuh. Pelilitan transformator dilakukan secara manual, yang nantinya hasil dari pelilitan tersebut diukur menggunakan LCR METER GW-Instek 816. Dikarenakan keterbatasan informasi pada transformator sehingga hasil dari perancangan akan dibandingkan desain hasil perakitan dengan desain sistem awal. Hasil tersebut dilakukan simulasi respon frekuensi, bila nilai terlampaui jauh dari desain sistem dilakukan pengulangan dari sub tahapan desain dan perancangan. Jika sesuai sub sistem akan dilanjut dengan menggabungkan sub-sub sistem lainnya.

Pada perancangan awal dilakukan dengan menggunakan satu inti transformator berbentuk U dengan tujuan rancangan menggunakan magnetik terintegrasi pada bagian tangki resonansi dengan ukuran kawat yang dipilih adalah 60/0,2mm pada bagian primer dan 3/0,4mm pada bagian sekunder, dimana induktansi seri menggunakan perbandingan antara induktansi bocor dan induktansi magnetik, setelah dilakukan pengukuran induktansi hasil pengukuran yang didapatkan kurang memenuhi target yang diinginkan setelah disimulasikan dikarenakan luas area lilitan pada transformator yang kurang besar untuk memenuhi perbandingan antara primer dan sekunder yaitu 10-14, sehingga perancangan yang digunakan dengan ditambahkan dengan induktor yang terpasang seri sehingga induktansi seri dan paralel pada tangki resonansi adalah perbandingan antara induktansi seri dan bagian primer pada transformator dengan

perbandingan antara induktansi seri dan lilitan primer pada transformator (L_p/L_s) yaitu sekitar 2.

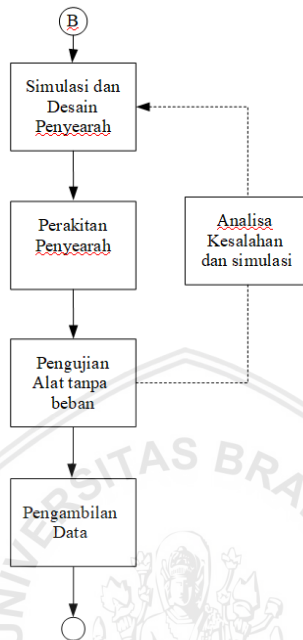


Gambar 3.2 Sub Tahapan Perancangan Transformator

3.2.2 Sub Tahapan Desain dan Perancangan Penyearah

Gambar 3.3 adalah tahapan sub desain dan perancangan penyearah, sub tahapan ini dimulai dengan mensimulasikan dan mendesain penyearah, dengan menentukan dioda penyearah jembatan penuh yang digunakan dan dilanjutkan dengan menentukan nilai dari filter induktor dan kapasitor yang digunakan pada sistem. Setelah sistem selesai didesain akan dilakukan perakitan, hasil dari perakitan tersebut akan dilakukan pengujian “*running*” dalam keadaan tanpa beban, bila pengujian terjadi kesalahan, akan dilakukan analisa kesalahan dan simulasi dan perakitan sub sistem lagi, setelah pengujian berhasil.

Dilakukan pengambilan data dan hasil dari sistem ini akan dilakukan pengabungan sub-sub sistem lainnya.



Gambar 3.3 Sub Tahapan Perancangan Penyearah

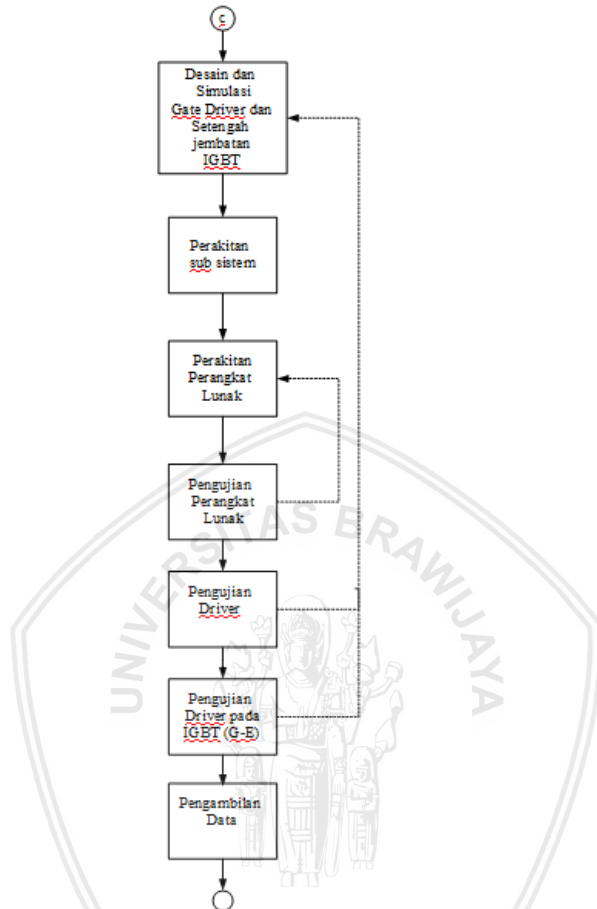
Pada rancangan awal menggunakan dioda penyearah jembatan gelombang penuh KBPC3510, dengan nilai induktansi adalah 60mH dan kapasitor 220uH namun saat disimulasikan tegangan hasil penyearah puncak yang tinggi melewati tegangan puncak AC sehingga untuk meantisipasi hal ini nilai induktansi diturunkan menjadi 0.235mH, sistem berlanjut pada tahapan simulasi, dimana nilai tegangan DC hasil penyearah mendapatkan nilai puncak yang sama dengan nilai dari tegangan puncak tegangan AC sehingga sistem mulai beralih pada tahapan perancangan sistem. Pada Tahapan ini terjadi ledakan pada rangkaian PCB, ledakan ini terjadi dikarenakan lebar dari track PCB sebesar 50 mil, sedangkan pada sistem terjadi lonjakan arus awal yang cukup besar sehingga track PCB naikan dengan ukuran 200 mil dan mengurangi nilai kapasitor dengan nilai 68uH. setelah dilakukan perancangan ulang dan pengujian tanpa beban penyearah

berjalan dengan baik dimana hasil pengukuran akan dibahas pada bab hasil dan pembahasan.

3.2.3 Sub Tahapan Desain dan Perancangan *Driver* dan Setengah jembatan IGBT

Gambar 3.4 merupakan sub tahapan desain dan perancangan *driver* dan setengah jembatan IGBT, sub tahapan dimulai dengan desain sistem dan simulasi yang dilakukan dengan menentukan *driver* IGBT dan IGBT, hasil dari perancangan ini akan dilanjutkan pada tahapan perakitan alat. Sistem ini dilanjutkan dengan menyiapkan perangkat lunak sebagai sinyal pengendali *driver* IGBT, sistem Setelah perakitan perangkat lunak selesai, dilakukan pengujian hasil dari perancangan perangkat lunak dimana bila hasil belum sesuai dilakukan perancangan perangkat lunak total, hasil perancangan perangkat lunak tersebut dilanjut dengan pengujian pada perakitan *driver* dan pengukurannya pada kaki Gate-Emitter di IGBT. Bila sistem belum sesuai dilakukan desain sistem, perakitan dan pengujian ulang. Setelah sistem sesuai dilakukan pengambilan data dan sub tahapan diakhiri dengan mengabungkan sub sistem dengan sistem-sistem lainnya.

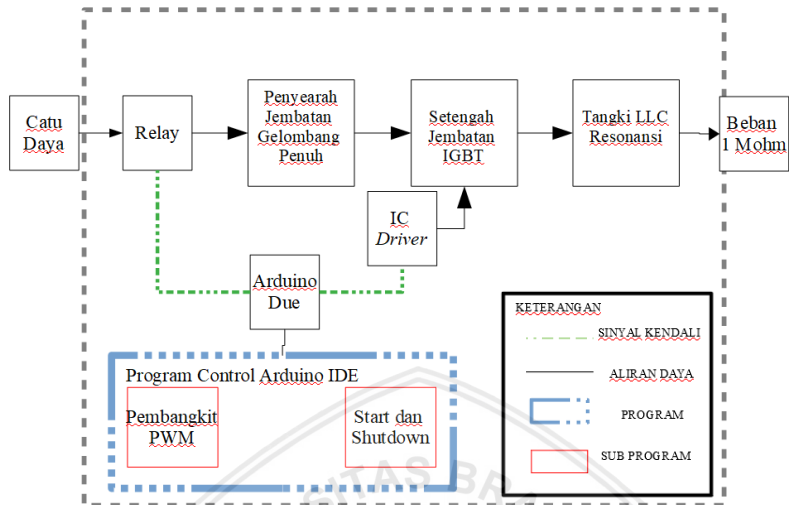
Desain awal dari sistem ini menggunakan IC L6599A, namun setelah diteliti lebih lanjut, terjadi perbedaan tegangan pensaklaran pada IC *driver* ini dimana, pensaklaran yang dikeluarkan oleh IC *driver* ini ditujukan hanya untuk mosfet dimana tegangan pensaklaran berkisar pada nilai 12V, Untuk pensaklarkan pada IGBT memiliki tegangan umum yang digunakan berkisar pada 15V. Sehingga, IC *driver* dipilih adalah TLP250 dimana nilai pensaklaran dapat diatur dengan mengatur nilai catu daya pada IC *driver*, pensaklaran pada IC ini diatur dengan memberikan masukan pengendali yang berasal dari arduino due pada bagian anoda-katoda pada pin 3 dan 4, sehingga pensaklaran dari IGBT sendiri diatur oleh sinyal masukan dari arduino due.



Gambar 3.4 Sub Tahapan Perancangan *Driver* Dan Setengah Jembatan IGBT

3.3 Desain Sistem

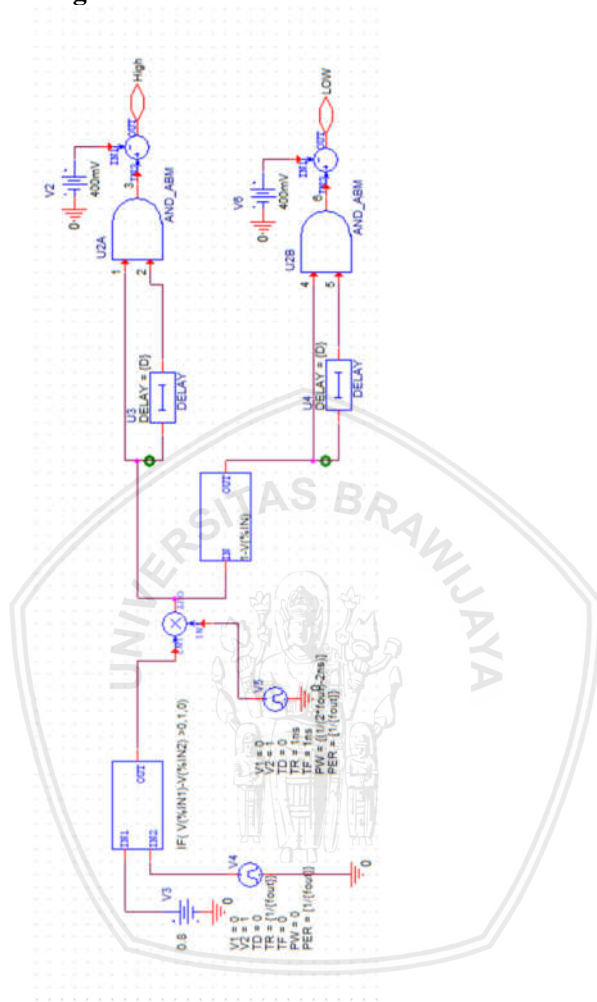
Gambar 3.5 menjelaskan gambar diagram perancangan sistem meliputi perancangan simulasi, perangkat keras, dan perangkat lunak. Perangkat keras terdiri dari *rectifier*, pensaklar relai, *half bridge*, dan tangki resonant, *power supply*, dan *driver* IGBT. Sedangkan untuk perangkat lunak, meliputi program PWM dan digital output dari arduino due yang akan dijelaskan pada subbab berikutnya.



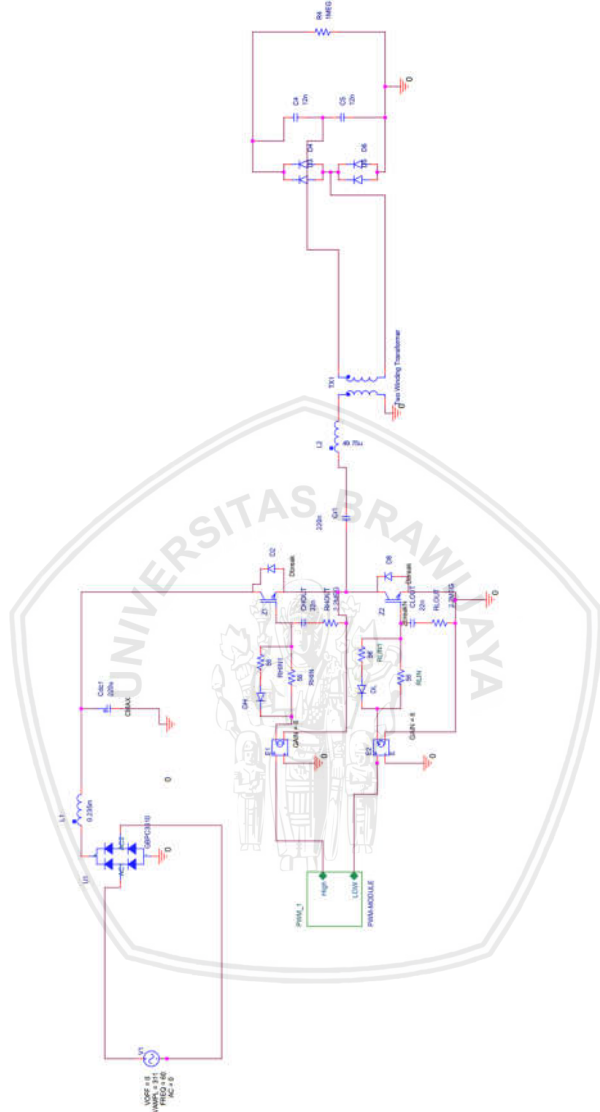
Gambar 3.5 Diagram Sistem Total.

Sistem ini berkerja dengan mengubah sumber tegangan yang berasal dari PLN (220Vac/50Hz) menjadi sumber tegangan DC, yang kemudian sumber tegangan DC ini akan dicacah menjadi tegangan AC oleh setengah jembatan konversi resonansi LLC yang mendapatkan sinyal kendali berasal dari arduino due. Arduino due menggunakan sinyal PWM dengan *duty cycle* yang tetap pada frekuensi yang berbeda. Sistem ini berkerja dengan frekuensi awal 44,69kHz dengan penurunan frekuensi akhir adalah 40kHz.

3.3.1 Simulasi Rangkaian



(a)

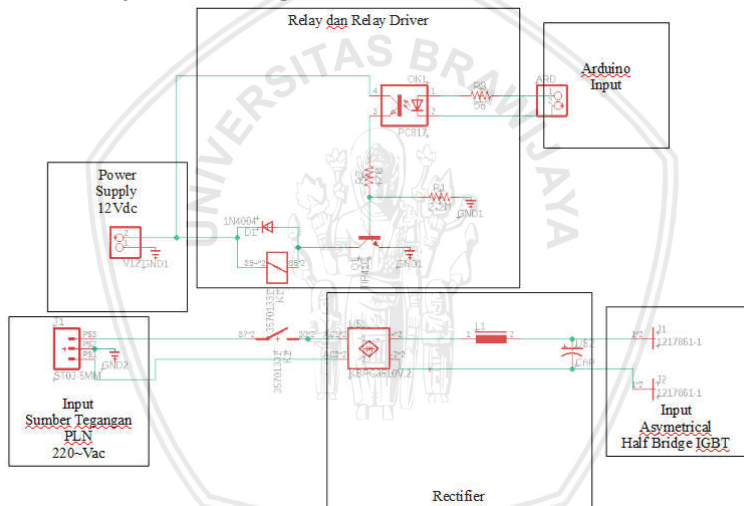


(b)

Gambar 3.6 Rangkaian simulasi terdiri dari (a) PWM generator dan (b) sirkuit total.

Gambar 3.6 (a) adalah gambar total dari yang rangkaian yang disimulasikan dengan software *Orcad*. Rangkaian tersebut menggunakan parameter yang disesuaikan dengan rangkaian nyata dijelaskan pada subbab berikutnya. Gambar 3.6 (b) adalah rangkaian generator PWM dengan dengan *duty cycle* 50%. Simulasi awal dilakukan untuk melihat frekuensi respon dari rangkaian Resonansi untuk menentukan frekuensi kerja yang akan dituju oleh PWM generator untuk mencapai tegangan *threshold* dari anoda katoda *magnetron* sekitar 3600Vdc-4500Vdc. Setelah frekuensi tersebut didapatkan. Frekuensi dari rangkaian tersebut yang akan digunakan sebagai frekuensi kerja yang digunakan oleh rangkaian generator PWM.

3.3.2 Desain *Rectifier* dan Rangkaian Pensaklaran Relai

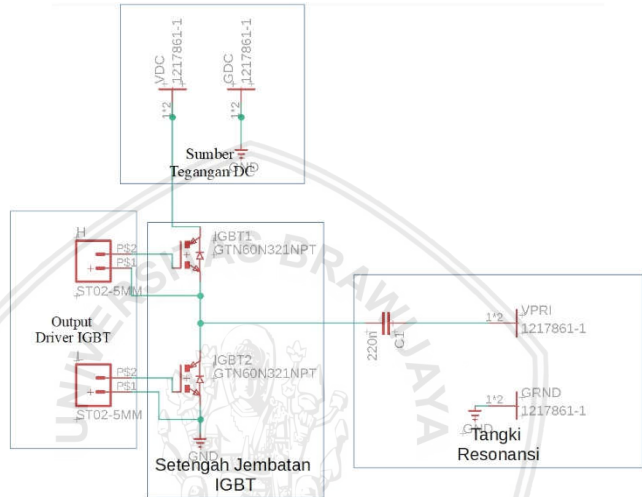


Gambar 3.7 *Rectifier* dan Rangkaian Pensaklaran Relai.

Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7, rangkaian tersebut adalah rangkaian penyearah sebagai sumber tegangan DC dari setengah jembatan IGBT. Sebelumnya sumber tegangan PLN ($\pm 220\text{Vac}$). Rangkaian penyearah ini menggunakan *bridge diode* KBPC3510. Rangkaian ini dilengkapi juga dengan relai Hella 60a yang terpasang dalam keadaan ‘terbuka’, dan tertutup saat adanya sinyal kendali. Relai digunakan sebagai sebagai *start/shutdown*

sistem, relai ini dikendalikan melalui sinyal arduino due yang terhubung dengan optocoupler PC817 dan transistor TIP41A sebagai pensaklar catu daya dari relai. Penambahan filter LC (induktor-seri, kapasitor-paralel) pada keluaran dari *bridge diode* ditujukan untuk meminimalisir tegangan riak hasil keluaran dari *bridge diode*.

3.3.3 Desain Half Bridge dan Tangki Resonansi

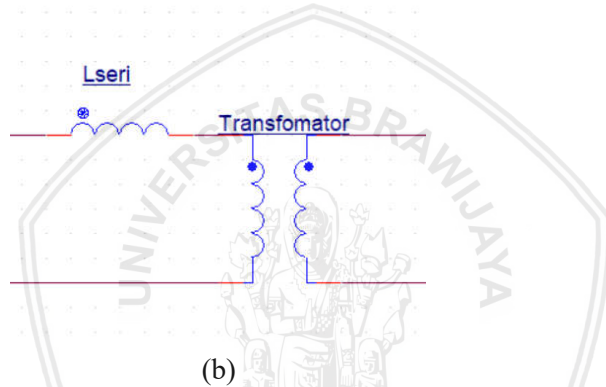
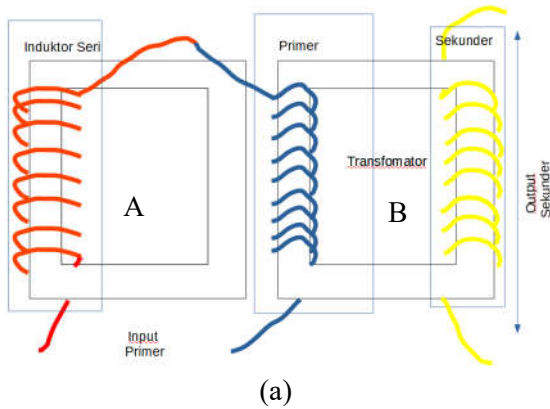


Gambar 3.8 Desain Half Bridge dan Tangki Resonansi.

Half bridge IGBT, Gambar 3.8, adalah rangkaian IGBT yang tersusun secara seri. Pada bagian tengah adalah output keluaran dari pensaklaran IGBT yang terhubung dengan induktansi seri dan transformator.

3.3.4 Desain Transformator

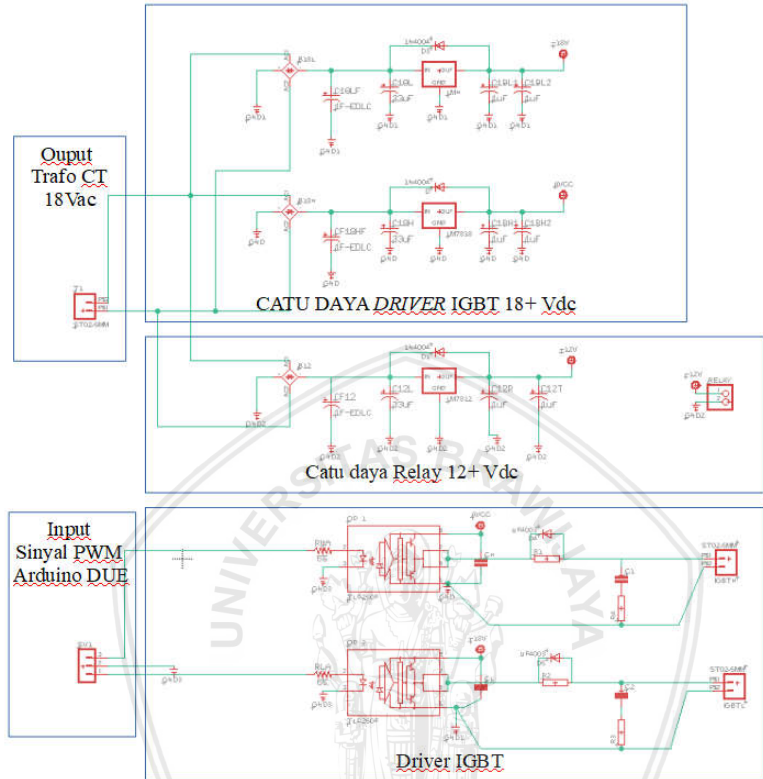
Desain tangki resonansi LLC menggunakan metode *discrete magnetic* dengan mengabungkan induktor seri (I_s) secara terpisah. Rasio perbandingan yang dipilih adalah $2I_s:I_p$, dimana I_p adalah bagian primer dari transformfer, perbandingan antara sekunder dan primer pada transformator adalah 1:10. Induktor seri dan induktor paralel menggunakan inti trafo *flyback CRT TV*.



Gambar 3.9 (a) Induktor-Transformator, (b) Equivalen Model.

Gambar 3.9 adalah gambar dua buah inti transformator berbentuk U. Sebelumnya terhubung seri dengan kapasitor seperti ditunjukkan pada Gambar 3.8, di mana pada inti A, inti tersebut dililit untuk dijadikan induktor seri, dan inti B adalah transformator. Seperti Gambar 3.9, induktor dihubungkan dengan transformator bagian primer dengan salah satu kawat transformator. Sehingga bagian masukan pada tangki resonansi induktor yang terhubung seri dengan bagian primer dari transformator, dengan keluaran adalah bagian sekunder transformator.

3.3.5 Desain *Power Supply* dan Pesaklaran IGBT



Gambar 3.10 Catu Daya Sistem dan *Driver* IGBT.

Gambar 3.10 adalah rangkain catu daya sistem yang tersusun dari catu daya 12Vdc sebagai catu daya dari relay dan catu daya 18Vdc sebagai catu daya *driver* IGBT (TLP250). Sumber daya sistem ini berasal dari sumber tegangan AC dari PLN yang *distep-down*kan dengan trafo CT 2A menjadi 18Vac yang terhubung secara paralel dengan dengan *bridge diode* untuk mendapatkan tegangan DC yang akan lanjutkan dengan regulator tegangan 12/18 Vdc (LM7812/7818).

Driver IGBT menggunakan IC Opto-*driver* TLP250 yang dikendalikan melalui sinyal PWM dari arduino due. Pensaklaran IGBT menggunakan *unipolar voltage positif* (satu polaritas tegangan

positif) 18+ Vdc yang ditujukan untuk mengoptimalkan kecepatan *switching* dari IGBT.

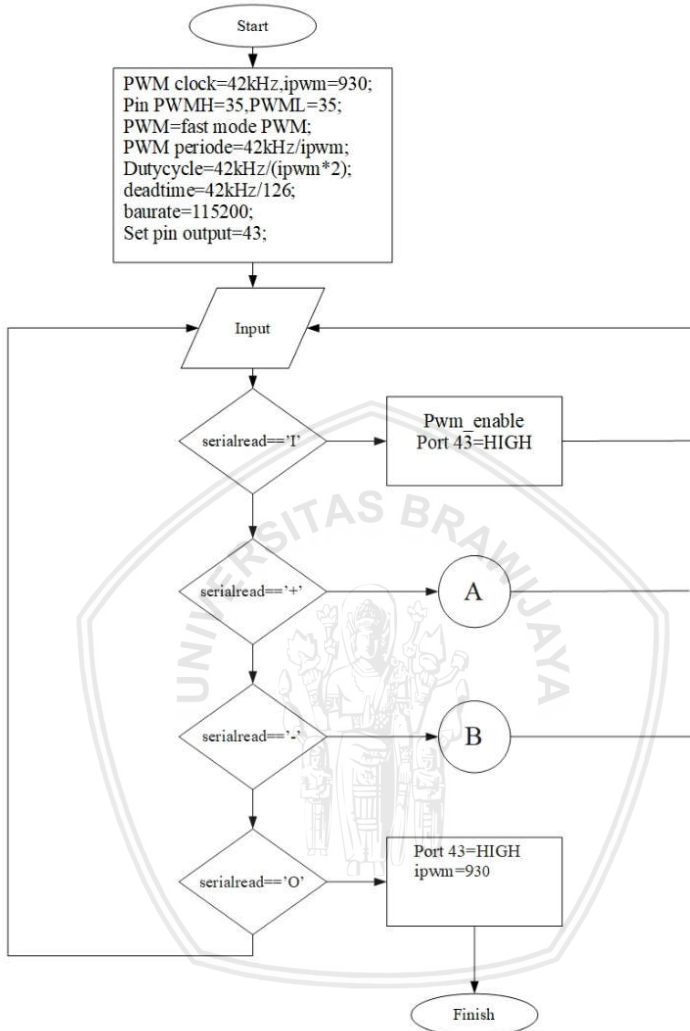
3.3.6 Desain Software

Gambar 3.11 adalah program arduino due, di mana program ini memanfaatkan sinyal PWM sebagai sinyal kendali IGBT, clock PWM yang digunakan adalah 42MHz yang berasal, mode PWM digunakan adalah *fast PWM* di mana inisialisasi PWM dengan mengatur gelombang PWM menjadi *left wave* pada program. Periode awal dari kerja sistem diatur pada frekuensi 44.690Hz dengan *duty cycle* 50%. Terdapat dua keluaran PWM, yaitu *PWM HIGH* (PWMH) pada pin 35, di mana pin ini akan menghasilkan nilai PWM awalan dengan tegangan 3,3V (tinggi) dan *PWM LOW* (PWML) pada pin 34, dimana pin ini menghasilkan nilai PWM awalan 0V (rendah). Terdapat *dead time* (waktu mati) sebesar 3 μ s (*deadtime* pada arduino due), waktu mati ini didapatkan dengan mengatur waktu mati untuk setengan jembatan konversi resonansi.

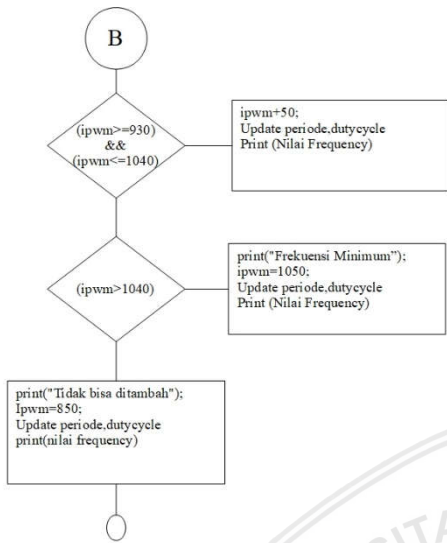
Pengaturan *start* sistem dilakukan dengan memberi masukan 'I' pada serial monitor arduino, sehingga saat nilai 'I' diterima oleh mikrokontroler sistem akan mengaktifkan module PWM dan memberikan sinyal agar relai menutup sehingga penyearah mulai beroperasi dengan frekuensi awal 44.690Hz.

Pada Gambar 3.11 (a) dan (b) adalah sub program pengurang Gambar 3.11 (c) dan pertambahan gambar 3.9 (b) dari frekuensi modulasi dari arduino due. Saat frekuensi berada pada ambang kerja yang ditentukan oleh program, frekuensi akan bertambah maupun berkurang dengan menginput karakter '+' untuk menambah dan '-' untuk mengurangi frekuensi. Sub program ini berjalan saat PWM maupun sebelum berjalan maupun saat bekerja. Hal ini dikarena arduino due memiliki register UPDATE periode, *duty cycle* dan *deadtime* sehingga saat PWM belum berkerja atau sudah.

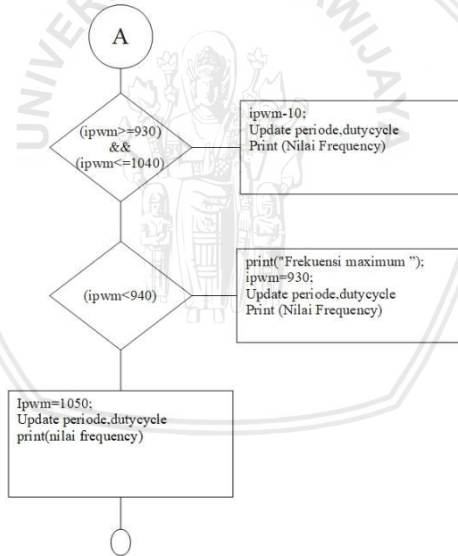
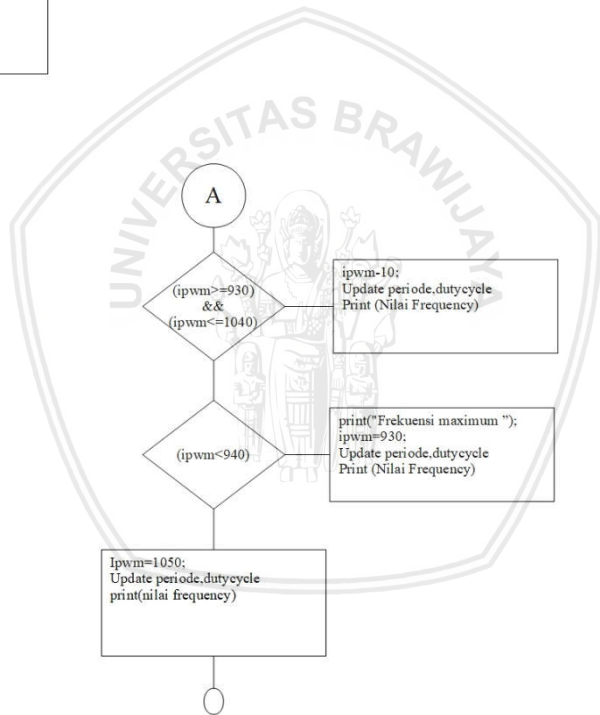
Untuk memberhentikan module PWM, dilakukan dengan memberikan masukan 'O', sehingga modul PWM akan berhenti berkerja dan menghambat sinyal pengendali relai sehingga relai akan berada dalam keadaan terbuka dan menghambat aliran arus dalam sistem, sehingga sistem berada dalam keadan mati dan mengatur nilai frekuensi dalam keadaan awal, yaitu 44.690Hz.



(a)



(b)



(c)

Gambar 3.11 Flowchart Program Mikrokontroler (A) Program Total dan Sub Program (B) Pertambahan Frekuensi (C) Pengurangan Frekuensi.

3.4 Metode Pengujian Tegangan keluaran

Pengujian tegangan keluaran, seperti yang ditunjukkan Gambar 3.12, pengujian dilakukan untuk mengetahui variasi perubahan tegangan pada beban yang sama, yaitu 1M Ω dengan variasi frekuensi yang berbeda dengan *duty cycle* yang sama. Adapun variasi frekuensi yang digunakan adalah 44.680, 44210, 43750, 43290, 42860, 42420, 42000, 42590, 41170, 40780, 40380, dan 40000.

Beban 1M Ω didapatkan dengan menseri sepuluh buah resistor 100k/10w, dengan input sumber tegangan 311 \pm Vdc pada V. Pengujian ini dilakukan untuk dilakukan pada tahapan berikutnya dengan mengukur hasil keluaran sistem menggunakan *high voltage probe*.



Gambar 3.12 Rangkaian Dengan Beban 1M Ω

(Halaman ini sengaja dikosongkan)



BAB IV HASIL DAN PEMBAHASAN

4.1 Simulasi dan Pengujian Sistem

Sebelumnya dilakukan simulasi dan pengujian sistem pengukuran Induktansi dilakukan untuk menganalisa respon frekuensi dari tangki resonansi LLC. Hasil dari respon frekuensi tersebut merupakan acuan dari frekuensi PWM arduino yang nilainya akan disesuaikan dengan rentan gain pada rentan frekuensi tersebut. Desain sistem disimulasikan menggunakan Orcad Cascade, simulasi ini ditujukan untuk mendapatkan hasil simulasi dari sistem dan sebagai analisis dari hasil desain sistem. Setelah simulasi selesai dilakukan, Pengujian sistem dilakukan untuk memastikan alat berkerja dengan baik dan menganalisa kesalahan dari sistem. Adapun urutan dari simulasi dan pengujian sistem sebagai berikut:

1. Pengukuran Induktansi dengan LCR Meter
2. Simulasi Desain Sistem
3. Pengujian Penyearah
4. Pengujian *Driver* IGBT
5. Pengujian Sistem Total

4.2 Pengukuran Induktansi dengan LCR Meter



Gambar 4.1 Pengukuran Induktansi Transformator Sekunder

Gambar 4.1 merupakan salah satu contoh dari hasil pengukuran induktansi pada bagian primer transformator. Pengukuran induktansi dilakukan untuk mengetahui nilai dari induktansi sebagai parameter frekuensi resonansi pensaklaran IGBT. Pelilitan kawat inti transformator dilakukan secara manual dengan mengukur induktansi perputaran dari lilitan. Pengukuran dari induktansi dilakukan sebanyak sepuluh kali, dilanjutkan dengan merata-rata nilai hasil pengukuran untuk mendapatkan nilai yang lebih akurat dan presisi. Pengukuran induktansi ini dilakukan pada bagian, primer, sekunder dan induktansi seri, menggunakan LCR Meter Gwinstek LCR-816

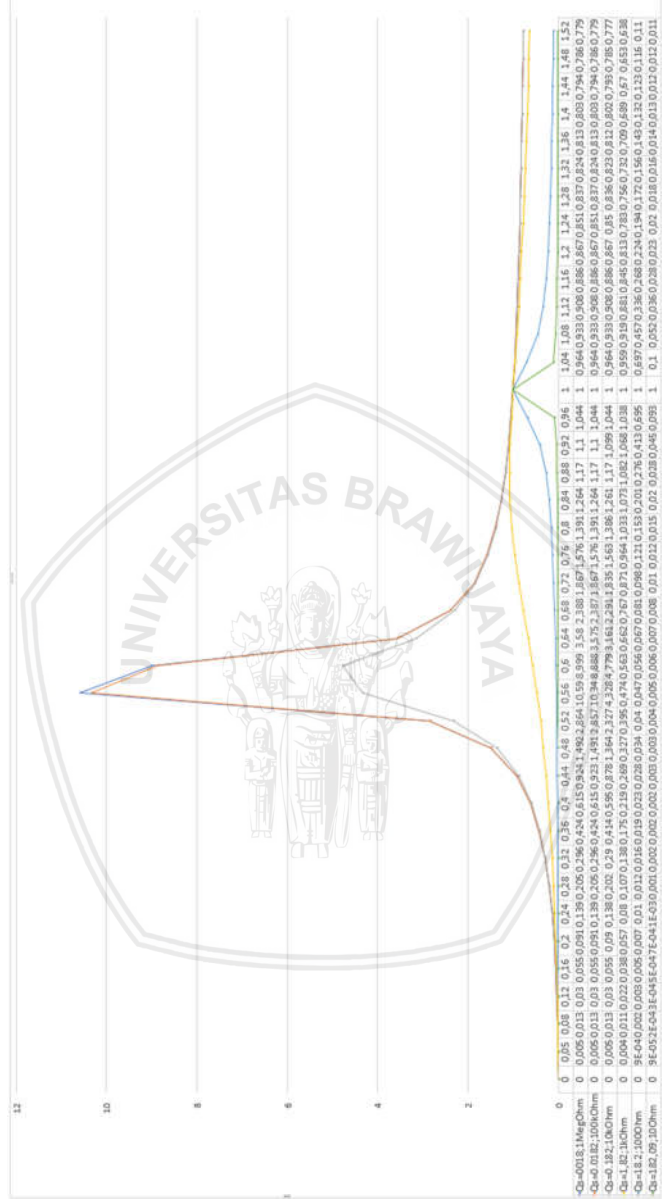
Tabel 4.1 Hasil pengukuran induktansi transformator

No	Primer	Sekunder	Lseri
1	94.46uH	12.296mH	47.92uH
2	94.49uH	12.265mH	47.94uH
3	94.47uH	12.267mH	47.93uH
4	94.35uH	12.266mH	47.93uH
5	94.5uH	12.261mH	47.93uH
6	94.5uH	12.255mH	47.91uH
7	94.5uH	12.255mH	47.93uH
8	94.48uH	12.254mH	47.91uH
9	94.48uH	12.256mH	47.92uH
10	94.6uH	12.252mH	47.93uH
Rata-rata	94,483uH	12,252 mH	47,925uH

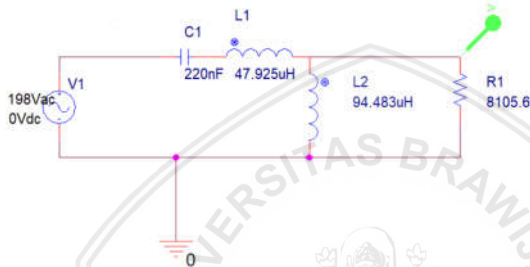
Tabel 4.1 merupakan hasil pengukuran induktansi dimana nilai primer =94,483uH, sekunder =12,252 mH dan induktansi seri =47,925uH. induktansi pada bagian primer dan induktansi seri akan digunakan sebagai tangki resonansi yang nantinya akan seri dengan kapasitor 220nF.

4.3 Desain Simulasi LLC

Berdasarkan pengukuran induktansi dari nilai primer dan lilitan seri didapatkan perbandingan lilitan seri dengan primer adalah dua, frekuensi sistem didapatkan dengan memasukan nilai kapasitor 220uf (2.4,2.5) sehingga Frekuensi paralel yang didapatkan adalah 28434,23 Hz, sedangkan frekuensi seri adalah 49014,85 Hz.



Gambar 4.2 adalah grafik sistem LLC resonansi perbandingan antara gain (perbandingan antara tegangan output dan input) penguatan dengan frekuensi normalisasi (frekuensi perbandingan antara frekuensi seri resonant dengan frekuensi pensaklaran), gambar grafik diatas dengan frekuensi normalisasi 0,5 dengan kenaikan 0,3 untuk setiap rentan frekuensi normalisasinya. Analisa sistem berdasarkan perbedaan resistor dalam rentan 1M Ω , 100k Ω , 10k Ω , 1k Ω , 100 Ω dan 10 Ω . Berdasarkan operasi frekuensi kerja dari LLC resonant sehingga memungkinkan untuk berkerja dalam rentan beban 10M Ω -100k Ω .



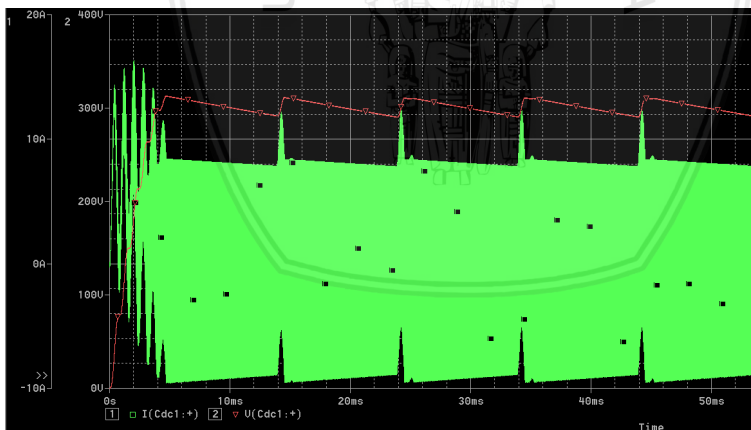
Gambar 4.2 Gambar ekuivalen rangkaian LLC.

Gambar 4.2 adalah rangkaian equivalenten dari LLC resonansi, dimana nilai R1 adalah resistansi ekuivalen untuk LLC resonant dengan rasio transformator primer dan sekunder adalah sepuluh (persamaan) dimana nilai $R1=8105.6$, sedangkan nilai equivalenten pensaklaran IGBT $V1=198Vac$. Simulasi tersebut dilakukan dengan menggunakan ACsweep untuk mendapatkan frekuensi respon dari sistem sehingga hasil yang didapatkan seperti gambar:

Gambar 4.3 adalah hasil dari simulasi ACsweep, dimana didapatkan perbedaan gain penguatan dari hasil pengukuran dan simulasi. Hal ini dikarenakan perbedaan resolusi frekuensi normalisasi dengan simulasi. Simulasi menggunakan resolusi yang lebih tinggi dengan frekuensi bermulai dari 10kHz dengan penurunan perdekade sampai 90kHz. Hasil dari simulasi tersebut didapatkan pada frekuensi 28,184kHz puncak dari penguatan ini adalah 7,33kV pada bagian primer, sedangkan nilai dari penguatan pada primer yang diinginkan bernilai sekitar 250-180V untuk mendapatkan keluaran pada bagian sekunder berada pada range 4,5kHz-3,6kHz. Berdasarkan Analisa pensaklaran berkerja pada rentang frekuensi 40-45kHz, sehingga pensaklaran IGBT dilakukan pada frekuensi :44.690Hz, 44.210Hz, 43.750Hz, 43.300Hz, 42.850Hz, 42.423Hz ,42.000Hz, 41.582Hz, 41.170Hz, 40.777Hz, 40.383 Hz, dan 40.000Hz.

4.3.1 Pembahasan Simulasi Sistem

Gambar 4.4 adalah hasil simulasi dari penyearah dengan filter LC pada frekuensi 44,69kHz warna hijau mewakili arus, sedangkan warna merah mewakili tegangan. Terjadi lonjakan arus dan terjadi kenaikan arus pada setiap naiknya tegangan ripple.



Gambar 4.4 Penyearah dengan filter lc

lonjakan arus pada gambar 4.4 terjadi karena arus input tinggi sesaat yang ditarik oleh catu daya atau peralatan listrik pada saat

dihidupkan. Ini timbul karena arus awal yang tinggi yang diperlukan untuk mengisi kapasitor dan induktor.(Sunpower, 2018)

Tabel 4.2 Hasil simulasi keluaran Arus pada penyearah

No	Frekuensi (kHz)	Arus lonjakan awal (A)	Arus Lonjakan Setiap siklus (A)
1	44,69	16,27	12,12
2	44,21	16,4	12,14
3	43,75	16,54	12,742
4	43,30	16,67	12,978
5	42,85	16,84	13,207
6	42,42	17,00	13,505
7	42,00	17,17	13,81
8	41,58	17,34	14,103
9	41,17	17,50	14,404
10	40,66	17,69	14,741
11	40,38	17,90	15,069
12	40,00	18,10	15,413

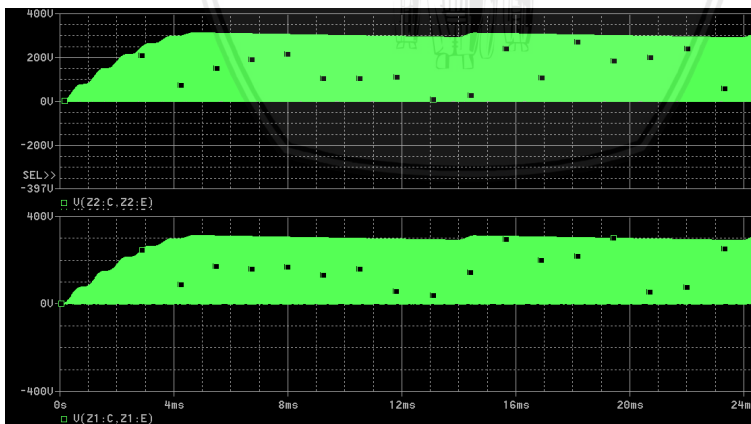
Tabel 4.2 adalah hasil simulasi dari keluaran arus pada penyearah dengan tambah LC filter. Semakin rendahnya frekuensi yang digunakan semakin tingginya lonjakan arus awal. Tabel 4.3 adalah hasil simulasi dari keluaran tegangan pada penyearah dengan penambahan LC filter. Dari hasil tersebut didapatkan penurunan tegangan mengikuti penurunan dari frekuensi, penurunan tegangan ini diikuti oleh kenaikan arus RMS(Root Mean square) dengan tegangan ripple pada setiap penurunan dari frekuensi.

Tabel 4.3 Hasil simulasi keluaran tegangan penyearah

No	Frekuensi (kHz)	Tegangan RMS (V)	Tegangan puncak Rata-rata (V)	Tegangan Ripple (V)	IRMS (A)
1	44,69	297,83	301,93	22,28	4,20
2	44,21	297,76	301,89	22,42	4,30
3	43,75	297,69	301,74	22,74	4,39
4	43,30	297,54	301,66	22,95	4,50
5	42,85	297,48	301,58	23,15	4,61
6	42,42	297,35	301,48	23,40	4,72
7	42,00	297,33	301,28	23,87	4,83
8	41,58	297,08	301,20	24,08	4,96
9	41,17	297,09	301,04	24,48	5,08
10	40,66	297,02	300,85	24,91	5,21
11	40,38	296,70	300,75	25,17	5,35
12	40,00	296,75	300,54	25,64	5,49

- Pensaklaran IGBT

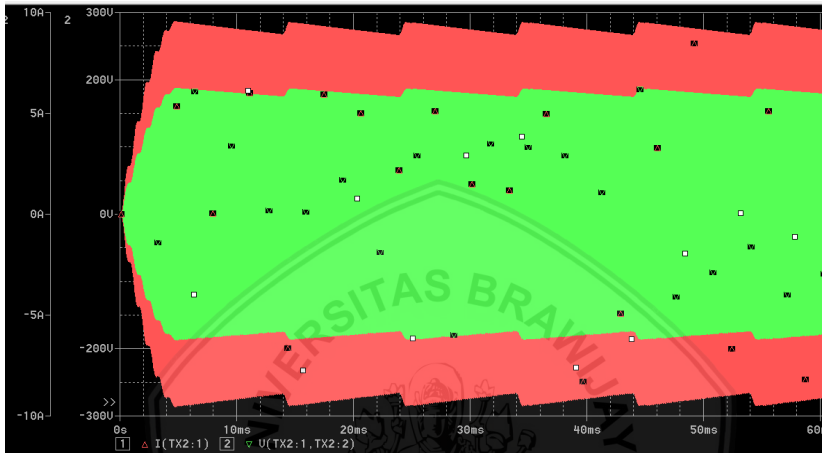
Berdasarkan simulasi pada 40kHz-44,69kHz, IGBT mencacah gelombang Vdc untuk menghasilkan gelombang kotak dalam nilai puncak yang sama dengan nilai input Vdc masukan untuk setiap frekuensinya, seperti gambar 4.5



Gambar 4.5 Hasil Simulasi Pada V(C-E) pada Frekuensi 44,69kHz.

- Masukan Pada Bagian Primer Transformator

Tabel 4.4 merupakan hasil dari simulasi pada arus dan masukan pada bagian primer transformator, terjadi kenaikan tegangan dan arus dengan adanya penurunan frekuensi. Penurunan frekuensi juga diikuti dengan kenaikan tegangan ripple pada arus masukan sistem.



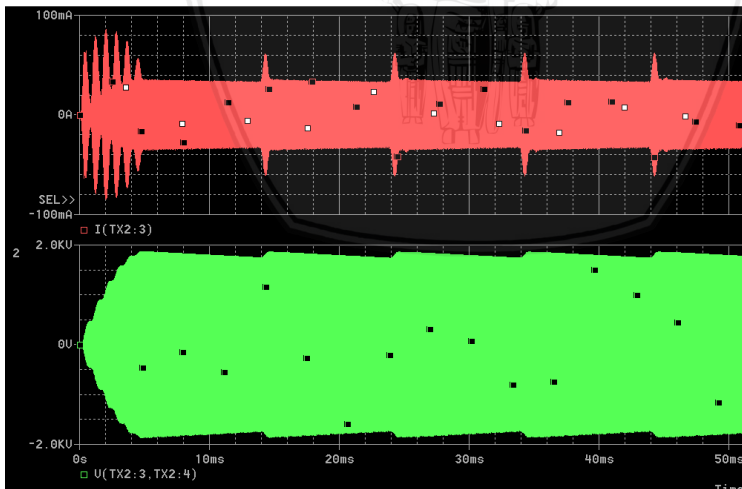
Gambar 4.6 Hasil Simulasi Tegangan Dan Arus Masukan Pada Bagian Primer Transformator

Gambar 4.6 merupakan hasil dari simulasi tegangan dan arus masukan pada bagian primer transformator pada frekuensi 44,90kHz. Warna hijau adalah tegangan input transformator dan warna merah merupakan arus masukan transformator.

Tabel 4.4 Hasil Simulasi Tegangan Dan Arus Masukan Pada Bagian Primer Transformator

NO	Frekuensi (kHz)	Tegangan puncak Rata-rata Primer(V)	Tegangan puncak RMS(V)	Ripple Tegangan (v)	I _{RMS} (A)
1	44,69	180,8	155,853	12,55923	5,6851
2	44,21	183,58	157,991	13,56158	5,8301
3	43,75	186,59	160,156	13,9925	5,9772
4	43,3	190,20	162,416	13,64851	6,1295
5	42,85	193,31	164,831	14,78035	6,2911
6	42,42	196,75	167,357	15,19233	6,4491
7	42	200,46	169,917	15,57047	6,6195
8	41,58	204,20	172,538	16,13968	6,803
9	41,17	208,30	175,37	16,64763	6,9899
10	40,77	212,35	178,281	17,27665	7,1804
11	40,38	216,70	181,201	17,85315	7,3755
12	40	221,28	184,576	18,51161	7,5909

• Simulasi Pada Bagian Sekunder Transformator



Gambar 4.7 Hasil Simulasi Tegangan dan Arus Pada Bagian Sekunder Transformator.

Tabel 4.5 Hasil Simulasi Tegangan Dan Arus Pada Bagian Sekunder Transformator.

Frekuensi (kHz)	Tegangan puncak Rata-rata Primer(kV)	Tegangan puncak RMS(kV)	Ripple Tegangan (kV)	I_{RMS}(mA)
44,69	1,80	1,56	0,13	14,9
44,21	1,83	1,58	0,14	15,2
43,75	1,87	1,60	0,13	15,5
43,3	1,90	1,62	0,14	15,8
42,85	1,93	1,64	0,148	16,2
42,42	1,97	1,67	0,15	16,4
42	2,00	1,70	0,157	16,8
41,58	2,04	1,72	0,16	17,2
41,17	2,08	1,75	0,16	17,7
40,77	2,12	1,78	0,17	18,1
40,38	2,17	1,81	0,18	18,5
40	2,21	1,85	0,18	18,9

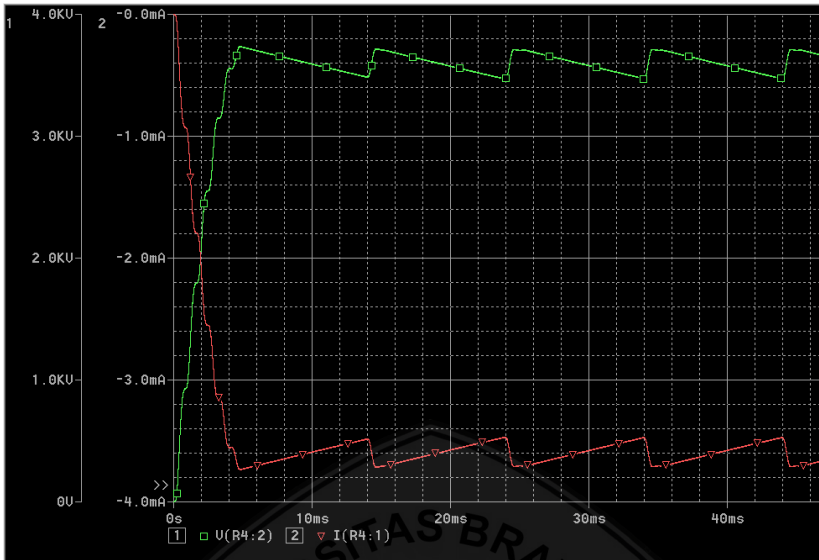
Tabel 4.5 merupakan hasil simulasi tegangan dan arus pada bagian sekunder transformator. Pada tabel tersebut terdapat kenaikan tegangan dan arus disertai penurunan dari nilai frekuensi pensaklaran IGBT. Kenaikan tegangan ini disertai pula dengan kenaikan tegangan ripple keluaran dari transformator.

Gambar 4.8 adalah hasil dari simulasi tegangan dan arus pada bagian sekunder transformator warna merah adalah gambar dari gelombang arus dan warna hijau adalah gambar dari gelombang tegangan. terlihat pada terjadinya lonjakan arus dikarenakan kapasitor.

Tabel 4.6 Hasil Simulasi Keluaran Dari Penganda Tegangan

Frekuensi (kHz)	Tegangan puncak Rata-rata Primer (kV)	Tegangan puncak RMS (kV)	Ripple Tegangan (kV)	I _{RMS} (mA)
44,69	3,60	3,558	0,26	3,56
44,21	3,66	3,617	0,268	3,62
43,75	3,73	3,676	0,27	3,68
43,3	3,79	3,742	0,283	3,74
42,85	3,86	3,81	0,293	3,81
42,42	3,93	3,878	0,302	3,88
42	4,00	4,010	0,312	3,95
41,58	4,07	4,026	0,321	4,02
41,17	4,32	4,106	0,331	4,10
40,77	4,23	4,187	0,344	4,18
40,38	4,33	4,274	0,357	4,27
40	4,42	4,364	0,372	4,36

Tabel 4.6 adalah hasil simulasi keluaran dari penganda tegangan, tegangan keluaran dari penganda tegangan mengandakan tegangan dari keluaran bagian sekunder transformator, hasil dari pengandaan tegangan didapatkan bahwa arus dari hasi penganda tegangan terjadi penurunan dibandingkan arus keluaran pada transformator.



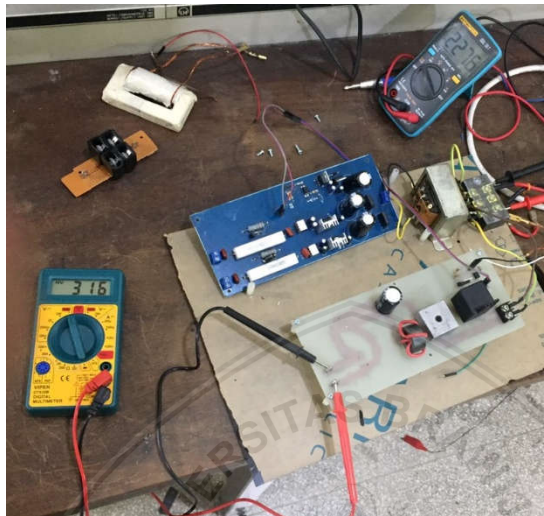
Gambar 4.8 Hasil Simulasi Penganda Tegangan

Gambar 4.8 adalah hasil simulasi penganda tegangan, warna hijau adalah gambar gelombang tegangan dan warna merah pada gambar gelombang arus. Gambar tersebut menunjukkan bawah terdapat beda polaritas (kutub) antara tegangan dan arus hal ini dikarenakan tegangan yang melewati R4 (1Mohm) adalah sumber tegangan positif yang mengeluarkan arus negatif untuk komponen beban pasif

4.4 Pengujian Rangkaian Penyearah

Pengujian rangkaian pengujian ini dilakukan untuk menentukan besarnya keluaran penyearah dan rangkaian filter LC yang dihasilkan yang nantinya akan dicacah menjadi tegangan AC oleh rangkaian Half Bridge LLC resonant converter. Pengujian rangkaian penyearah dan filter LC berasal dari tegangan PLN. Pengujian ini pula ditujukan

untuk menguji kemampuan rangkaian penyearah terhadap lonjakan arus dalam keadaan tanpa beban.



Gambar 4.9 Pengukuran Penyearah

Tabel 4.7 Hasil Pengukuran.

No	Input (Vac)	Output (Vdc)
1	222,8	319
2	227,6	316
3	225,8	318
4	227,9	317
5	227,8	317
6	227,6	318
7	224,8	319
8	227,7	319
9	228	319
10	227,6	316
	226,76	317,8

repository.ub.ac.id

Gambar 4.9 adalah gambar pengukuran penyearah, Tabel 4.7 Merupakan hasil pengujian rangkaian penyearah dengan beban LC dalam keadaan tanpa beban tidak bermasalah terhadap rangkaian, dengan hasil keluaran tegangan RMS rata-rata adalah 317.8 Vdc dengan tegangan masukan 226.76

4.5 Pengujian *Driver* IGBT

Pengujian *Driver* IGBT dilakukan untuk mengetahui bentuk sinyal, frekuensi, dead time dan menganalisa perbandingan sinyal modulasi antara definisi program arduino, sinyal keluaran PWM dan sinyal hasil *driver* IGBT. Serta untuk mengetahui bentuk sinyal keluaran serta nilai tegangan output dari rangkaian *driver* yang digunakan untuk menggerakan gate pada IGBT.



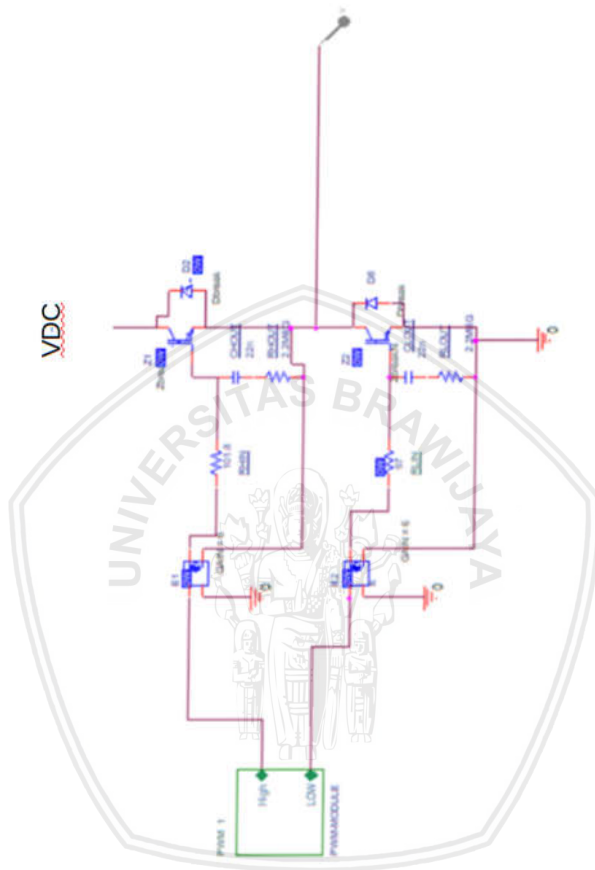
Gambar 4.10 Pengukuran tegangan Gate-Emitor

Tabel 4.8 Hasil Pengujian *Driver* IGBT

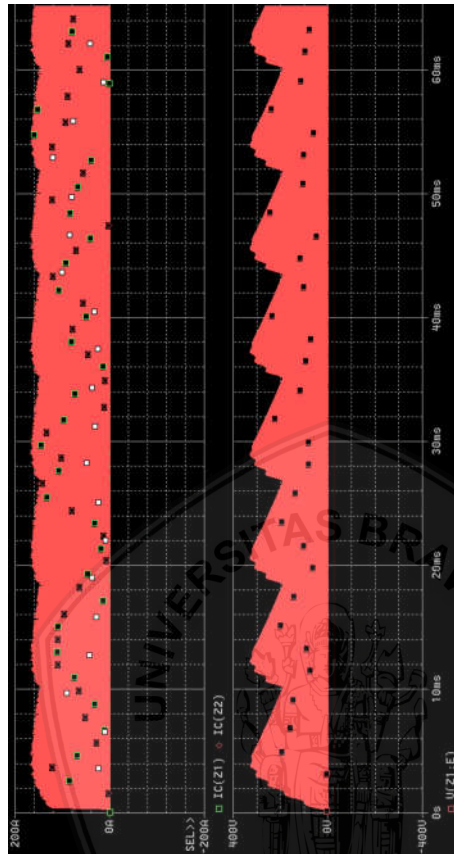
No.	PWM Arduino (Hz)	PWM	Gate- Emitor	Tegangan Gate Emitor
		Keluaran dari <i>Driver</i> IGBT (Hz)	IGBT (Hz)	
1	44680	44679	44680	17,8 V
2	44210	44209	44210	17,9 V
3	43750	43748	43750	17,9 V
4	43298	43297	43290	17,9 V
5	42857	42855	42860	17,9 V
6	42424	42423	42420	17,9 V
7	42000	41998	42000	17,9 V
8	41584	41582	41590	17,9 V
9	41176	41175	41170	18,0 V
10	40776	40775	40780	17,9 V
11	40384	40383	40380	17,8 V
12	40000	39999	40000	17,9 V

Gambar 4.10 adalah hasil pengukuran tegangan G-E pada IGBT, Tabel 4.8 adalah tabel hasil pengujian, Gambar dari hasil pengukuran terlampir pada lampiran 1, hasil pengujian. Tegangan pensaklaran *driver* IGBT berkerja sekitar 17.8Vdc-18Vdc dan perubahan frekuensi sekitar 1-2Hz dari frekuensi keluaran dari arduino due (3,3Vdc). Diantara tegangan G-E IGBT satu dan kedua didapatkan dead time sebesar 3 μ s .

4.5.1 Hasil Pengukuran *Switching* IGBT Tanpa Tangki Resonansi



(a)



(b)

Gambar 4.11 (a) Titik Pengujian IGBT dan (b) Hasil Simulasi Rangkaian.

Gambar 4.11 (a) adalah titik pengujian dari half bridge igt, pengukuran telah dilakukan dan IGBT menjadi panas dan tidak keluarnya tegangan maupun arus pada rangkaian IGBT, sehingga identifikasi sistem dilakukan dengan mensimulasi rangkaian pengujian. Gambar 4.11 (b), adalah hasil keluaran dari setengah jembatan IGBT, hasil pensaklaran ini tidak menghasilkan gelombang AC dikarenakan untuk menghasilkan gelombang AC diperlukan komponen resonansi. Hal ini terjadi karena pemilihan dari topologi Setengah jembatan yang dipilih memerlukan komponen kapasitor dan

induktor untuk menghasilkan Tegangan AC, sehingga pengujian dilanjutkan dengan menguji pensaklaran menggunakan tangki resonansi LLC

4.6 Pengujian Total Dengan Beban 1Mohm

Pengujian ini dilakukan dengan menggabungkan sistem rectifier, *driver* IGBT, Setengah jembatan IGBT dan transformator. Hal ini dilakukan untuk mengetahui bagaimana hasil perancangan dari rangkaian setengah jembatan konversi LLC resonansi. Saat rangkaian mulai dijalankan rangkaian terjadi short pada IGBT dan sistem mengalami kegagalan *start-up*.

Setelah melakukan simulasi dan studi literatur, kesalahan ini terjadi karena,tingginya arus dan tegangan yang memasuki IGBT jauh melewati *Safe Operation Area* (SOA) dari IGBT. Jika arus dan tegangan tinggi terjadi muncul secara bersamaan dalam waktu yang cepat hal ini menyebabkan SOA tidak dibatasi oleh desipasi daya sehingga memungkinkan IGBT tersebut rusak, sehingga dilakukan analisa dengan membandingkan gelombang pensaklaran IGBT dalam keadaan awal dan keadaan operasi.

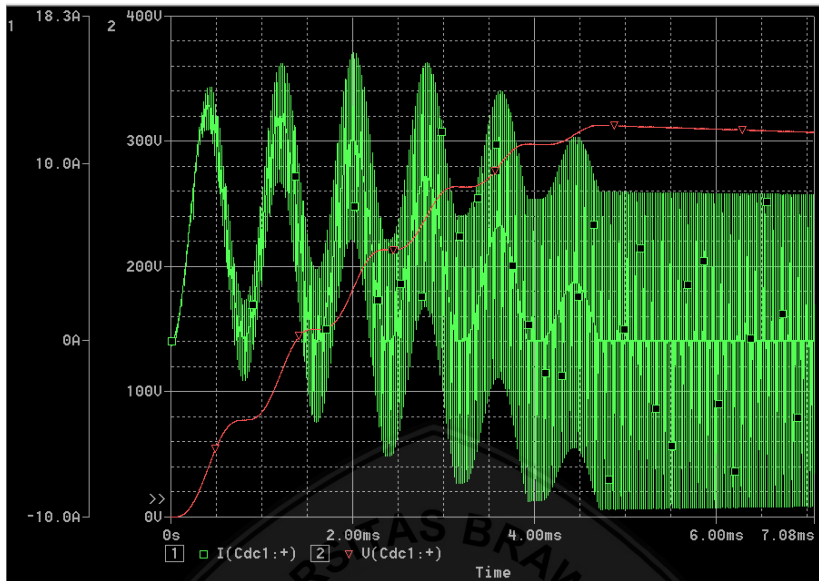
Gambar 4.11, merupakan simulasi dari Sumber tegangan Vdc pada frekuensi awal yaitu 44,69kHz sebagai masukan awal saat IGBT tersebut mulai berkerja, Sumber tegangan ini digunakan sebagai sumber DC pada rangkaian setengah jembatan IGBT. Dapat dilihat bahwa keadaan awal tegangan secara perlahan naik mencapai nilai puncak rata-rata 301,93Vdc diikuti arus transient masukan tinggi. Gambar 4.12 adalah Safety Operation Area (SOA) dari IGBT FGL60N100.

Gambar 4.13 (a) dan (b) adalah hasil simulasi dari pensaklaran IGBT, warna hijau adalah arus kolektor IGBT (I_c) dan warna merah adalah tegangan kolektor-emiter (V_{CE}). Pada gambar 4.13(a) adalah hasil simulasi keadaan awal pensaklaran IGBT menurut Choi dan Young (Choi & Young, 2009) dalam keadaan awal pensaklaran terjadinya *shoot-through* arus yang menyebabkan kerusakan dari komponen pensaklaran. gambar 4.13(a) terjadinya *shoot-through* arus tanpa disertai kenaikan tegangan pensaklaran. hal ini menyebabkan kerusakan diode yang berada didalam IGBT yang dapat menyebabkan *short* dari IGBT. Mengacu pada kerja IC *driver* LLC L6599a, diperlukan softstart dengan cara memberikan frekuensi pensaklaran

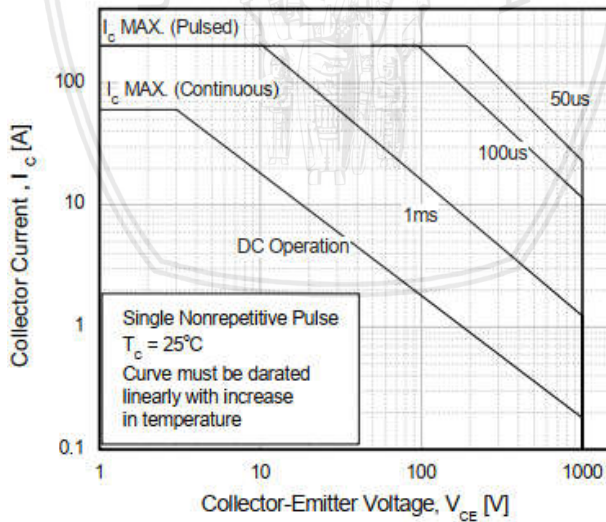
rekuensi lebih besar sekitar empat kalinya dari frekuensi kerja pensaklaran yang naik secara perlahan menuju frekuensi kerja dari pensaklaran. Dengan memberikan frekuensi awal yang lebih besar hal ini dapat mengurangi arus awal yang lebih kecil dari pada arus kerja mengacu pada hasil simulasi dimana dengan menaikkan frekuensi dapat menurunkan arus pada sistem tersebut.

Gambar 4.13 (b) adalah gambar keadaan operasi dari pensaklaran IGBT. Setelah melewati kondisi awal IGBT melalui kondisi operasi dapat dilihat bahwa dalam keadaan awal didapatkan kondisi zero voltage switching (ZVS) dimana ditandai dengan keadaan I_c nol dengan V_{CE} nol, hal ini menyebabkan saat I_C menurun dan V_{CE} menaik I_C dan V_{CE} besinggungan diantar I_C :8-9 A dan V_{CE} :200-250 V pada periode sekitar 1 μ s. Berdasarkan SOA pada gambar 4.12 memungkinkan untuk IGBT melakukan pensaklaran pada keadaan operasi ini. Sehingga kesalahan yang terjadi dikarenakan kesalahan start-up dari sistem .

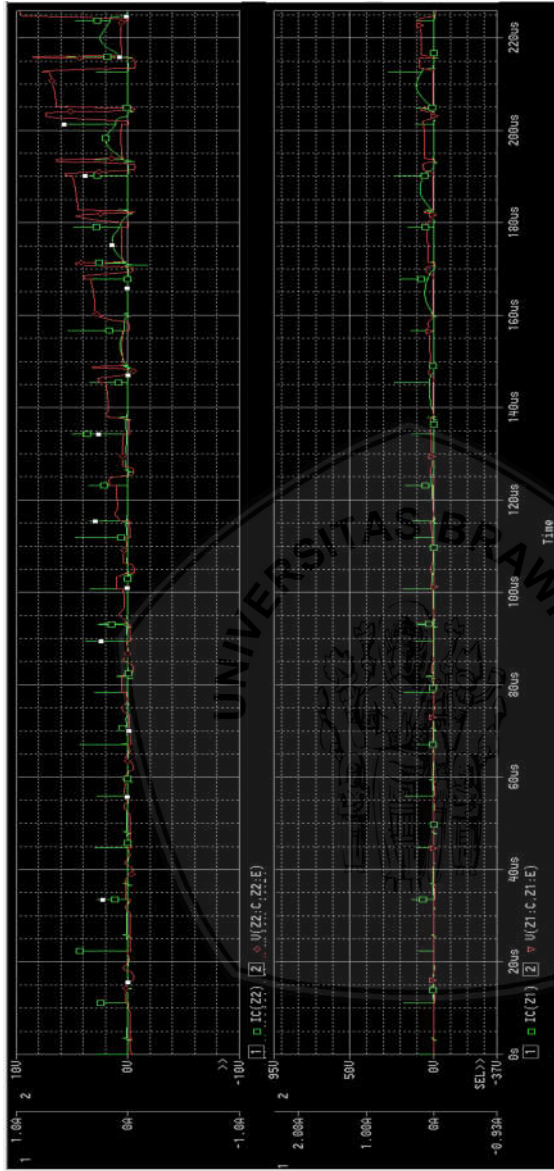




Gambar 4.11 Hasil simulasi arus transient penyearah sebagai sumber pada IGBT

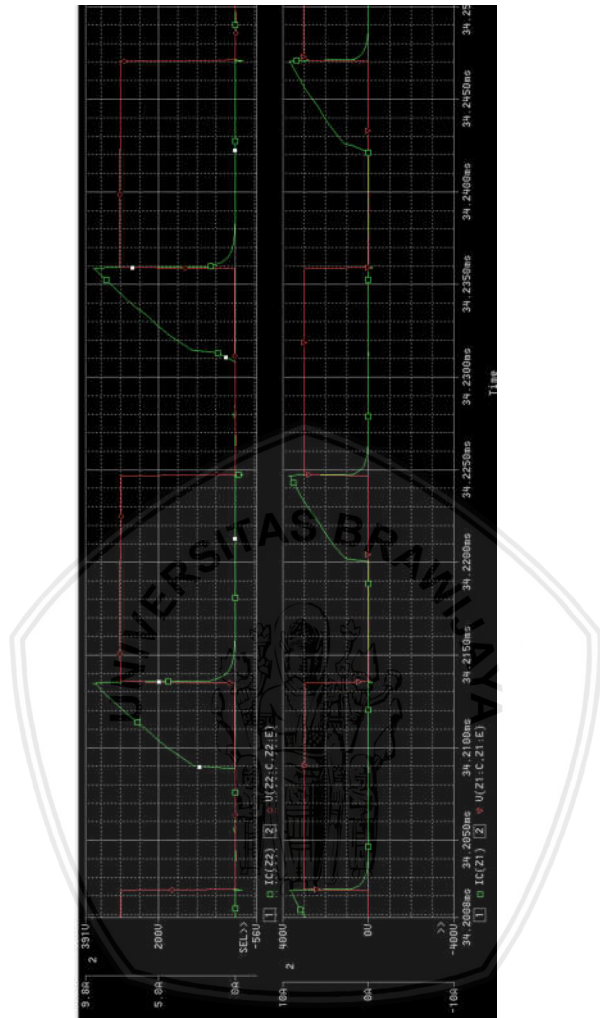


Gambar 4.12 Safe Operation Area FGA60N100BNTU



(a)

64



(b)

Gambar 4.13 Simulasi Pensaklaran IGBT (A) Keadaan Awal, (B) Keadaan Operasi

(Halaman ini sengaja dikosongkan)



BAB V PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil dari penelitian ini didapatkan kesimpulan sebagai berikut:

1. Perancangan catu daya Inverter untuk *microwave*. Diperlukan rentang beban yang akan digunakan pada catu daya. Rentang beban menjadi acuan dari nilai faktor kualitas perlu diperkirakan besar nilainya dikarenakan perbedaan beban ini menyebabkan penurunan gain penguatan dari sistem. Penggunaan kapasitor yang besar sebagai ripple filter menyebabkan kenaikan arus transient dan tegangan ripple yang dihasilkan lebih rendah, sehingga diperlukan nilai ambang batas tegangan ripple yang diperbolehkan untuk beban yang digunakan untuk membatasi lonjakan arus yang tinggi pada keadaan awal sistem. Adapun tahapan-tahapan yang diperlukan untuk merancang catu daya ini yaitu menentukan tegangan dan arus yang ingin dicapai, besar gain penguatan berdasarkan rasio induktansi seri dan primer serta besarnya rasio lilitan primer dan sekunder pada transformator, frekuensi operasi kerja dari sistemnya yang diinginkan dan pemilihan komponen.
2. Hasil dari simulasi memberikan kesimpulan bahwa dengan mengubah frekuensi dapat mengubah nilai tegangan puncak rata-rata maupun RMS dan arus puncak rata-rata maupun RMS pada sistem secara umum, sehingga dimungkinkan dengan mengatur frekuensi pensaklaran dari IGBT dapat mengatur arus dan tegangan keluaran yang dihasilkan sistem, dimana saat nilai frekuensi pensaklaran dinaikan hingga nilai frekuensi seri, terjadi penurunan tegangan dan arus, sedangkan bila frekuensi pensaklaran diturunkan mendekati nilai frekuensi seri terjadi kenaikan tegangan dan arus pada hasil simulasi dengan beban 1Mohm. Namun pada pengujian sistem belum sesuai dengan hasil simulasi. Dimana sistem gagal melakukan pensaklaran dikarenakan arus dan tegangan masukan awal yang tinggi yang tinggi, sehingga diperlukan pengembangan *softstart* untuk

menghindari lonjakan arus awal diikuti tegangan masuk yang tinggi.

5.2 Saran

1. Disarankan untuk menentukan nilai penguatan sistem terlebih dahulu, dikarenakan perbandingan antara induktansi paralel dan induktansi seri memiliki nilai penguatan yang berbeda, untuk melanjutkan sistem ini disarankan dengan perbandingan beban seri dan paralel :empat.
2. Diperlukan mengetahui nilai *range* beban untuk menentukan besaran dari induktansi paralel dan induktansi seri, disarankan faktor kualitas dipilih berada atas 0,1 untuk menghindari kenaikan tegangan yang tinggi dan berada di bawah satu sehingga, penguatan dan perlemahan dapat beroperasi dengan baik dalam rentang frekuensi seri dan paralel.
3. Sistem ini memerlukan inti transformator dengan luas area pelilitan yang terukur dengan luasnya jumlah lilitan dan bobbin kawat lilitan, serta nilai induktansi yang luas pada rentan frekuensi tertentu, sehingga memerlukan transformator yang memiliki data material inti transformator, disarankan menggunakan inti transformator U atau E.
4. Disarankan memanfaatkan transformator dengan magnetic terintegrasi, dan bila perbandingan induktansi seri dan paralel tidak memenuhi perbandingan disarankan ditambahkan komponen induktor secara seri pada masukan positif primer transformator.
5. Diperlukan untuk mengetahui toleransi ripple pada sistem.
6. Disarankan dilakukan penambahan PFC (*Power Factor Controler*) aktif pada keluaran penyearah untuk mengoptimalkan konversi daya AC menjadi DC.
7. Disarankan menggunakan MOSFET atau Ultrafast IGBT dengan frekuensi pensaklaran yang luas, dengan SOA besar sesuai dengan operasi kerja dan keadaan transient yang akan terjadi pada sistem dengan VCE minimal:600V dan IC minimal:60A dan frekuensi yang dicapai komponen pensaklaran hingga 4-6 kali dari frekuensi terjadi pensaklaran.

- repository.ub.ac.id
8. Bila menggunakan MOSFET disarankan menggunakan IC *driver Half bridge LLC resonant converter* seperti :L6599A,FAN7899 dan lain-lainnya, dan IC untuk PFC seperti:L6562.
 9. Disarankan menambahkan pengukuran sebagai parameter kendali tegangan . Dimana pengukuran meliputi sumber tegangan masukan penyearah untuk mengoptimalkan pengontrolan dan pencegah kenaikan maupun penurunan sumber tegangan yang menyebabkan kerusakan pada sistem dan pengukuran masukan tegangan/arus pada bagian primer tranfomator dan keluaran pada bagian sekunder tranfomator untuk mengukur aktifitas transfer daya pada sistem. Parameter tersebut disarankan sebagai parameter yang digunakan untuk pengatur sinyal kendali dari *driver* komponen pensaklaran.



(Halaman ini sengaja dikosongkan)



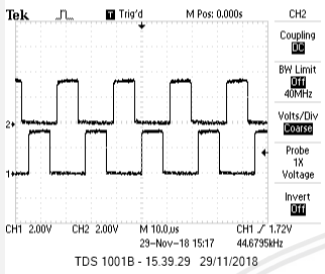
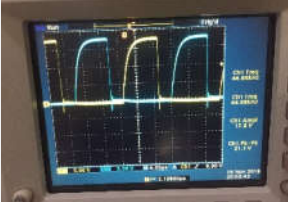
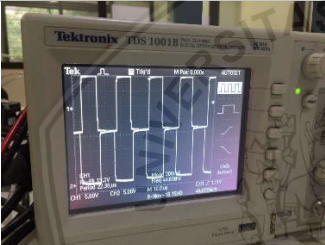
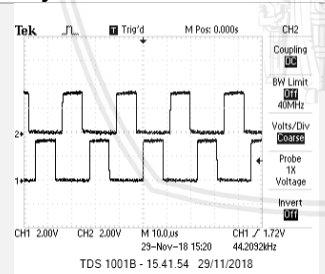
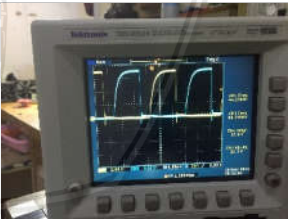
DAFTAR PUSTAKA

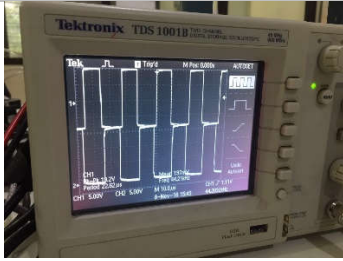
- Arduino. (n.d.). Arduino Due. Retrieved November 12, 2018, from <https://store.arduino.cc/usa/arduino-due>
- ATMEL. (2012). Atmel Reference: SAM3X SAM3A Series.
- Baliga, B. J. (2015). *The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor. The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor*. <https://doi.org/10.1016/C2012-0-02174-6>
- Balogh, L. (2017). *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits. Application Report*. Texas. <https://doi.org/10.1074/jbc.M111.258186>
- Choi, W., & Young, S. (2009). Analysis of MOSFET Failure Modes in LLC Resonant Converter Abstract, 09(1).
- Dharmawan, H. A. (2017). *Mikrokontroler Konsep Dasar dan Praktis*. (UB Press, Ed.) (UB Press). Malang: UB Press.
- Fairchild. (2008). Datasheet FGL60N100BNTD NPT-Trench IGBT.
- Heggannavar, M., & Kulkarni, H. (2016). Power supply design for Magnetron power source from single phase supply. *International Conference on Energy Systems and Applications, ICESA 2015*, (ICESA), <https://doi.org/10.1109/ICESA.2015.7503409>
- Hirzel, T. (2018). PWM.
- Hok, G. (1950). The Microwave Magnetron. *Advances in Electronics and Electron Physics*, 2(C). [https://doi.org/10.1016/S0065-2539\(08\)60674-5](https://doi.org/10.1016/S0065-2539(08)60674-5)
- Ishitobi, M., Moisseev, S., Gamage, L., Nakaoka, M., Bessyo, D., & Omori, H. (2002). Pulse width and pulse frequency modulation pattern controlled ZVS inverter type AC-DC power converter with lowered utility AC grid side harmonic current components for magnetron drive. *Pesc'02: 2002 Ieee 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, Vols 1-4, Conference Proceedings*. <https://doi.org/10.1109/PSEC.2002.1023118>
- Jung, J. H., & Kwon, J. G. (2007). Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*. <https://doi.org/10.1109/EPE.2007.4417639>
- Kako, H., Nakagawa, T., & Narita, R. (1991). Development Of Compact Inverter Power Supply For Microwave, 1(61), 7–8.
- Malvino, A., & Bates, D. (2016). *Electronic Principles* (Eighth edi).

- New York: McGraw-Hill Education.
- Pyakuryal, S., & Matin, M. (2013). Filter Design for AC to DC Converter. *International Refereed Journal of Engineering and Science (IRJES)*, 2(6), 42–49.
- Rashid, M. H. (2007). *Power Electronics Handbook*. *Power Electronics Handbook*. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-088479-7.X5018-4>
- Shizuoka, K. M., & Nagoya, M. A. (1985). CONTROL CIRCUIT FOR A MICROWAVE OVEN. JAPAN.
- ST Microelectronics. (2015). Primary-side regulation Controllers, (October).
- STMicroelectronics. (2008). *Application note An introduction to LLC resonant*. STMicroelectronics.
- Sunpower UK. (n.d.). What is Inrush Current? Retrieved December 8, 2018, from <https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-is-inrush-current/>
- Toshiba. (2017). Tlp250, 5, 1–7.
- Van Der Merwe, J. P., & De Swardt, J. B. (2017). Power control of a domestic microwave oven. *2017 IEEE AFRICON: Science, Technology and Innovation for Africa, AFRICON 2017*, 574–578. <https://doi.org/10.1109/AFRCON.2017.8095545>
- Yang, B., Chen, R., & Lee, F. C. (2002). Integrated magnetic for LLC resonant converter. *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1(c)*, 346–351 vol.1. <https://doi.org/10.1109/APEC.2002.989269>
- Yang, Y. R. (2014). A magnetron driver with half-bridge LLC resonant converter for microwave oven. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 347–352. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2014.6864637>

LAMPIRAN

Lampiran 1. Hasil Pengukuran sinyal PWM Arduino due, driver dan Tegangan gate emitor IGBT

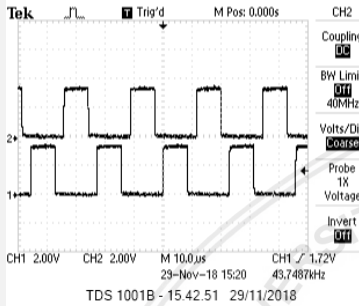
No		
1	 <p>Tek CH2 Coupling 40MHz BW Limit 40MHz Volts/Div 2.000V Probe 1X Voltage Invert Off</p> <p>CH1 2.00V CH2 2.00V M 100.0us CH1 / 1.72V 29-Nov-18 15:17 44.6795MHz TDS 1001B - 15.39.29 29/11/2018</p> <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
	 <p>Tek CH2 Coupling 40MHz BW Limit 40MHz Volts/Div 2.000V Probe 1X Voltage Invert Off</p> <p>CH1 2.00V CH2 2.00V M 100.0us CH1 / 1.72V 29-Nov-18 15:20 44.2092MHz TDS 1001B - 15.41.54 29/11/2018</p> <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =44.690 Hz</p>
2	 <p>Tek CH2 Coupling 40MHz BW Limit 40MHz Volts/Div 2.000V Probe 1X Voltage Invert Off</p> <p>CH1 2.00V CH2 2.00V M 100.0us CH1 / 1.72V 29-Nov-18 15:20 44.2092MHz TDS 1001B - 15.41.54 29/11/2018</p> <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>



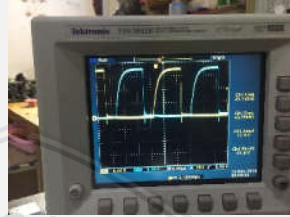
Sinyal Pensaklaran TLP250

Frekuensi Kerja
=44.210 Hz

3

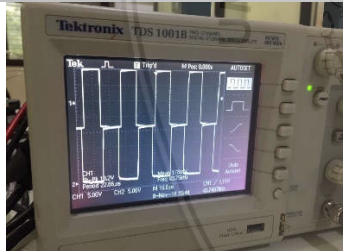


Sinyal Modulasi Arduino Due



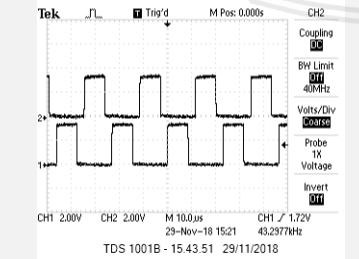
Tegangan Gate Emitor
IGBT

Frekuensi Kerja
=43.750Hz

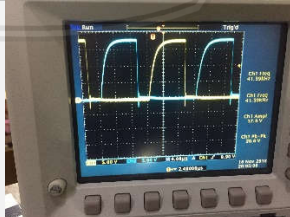


Sinyal Pensaklaran TLP250

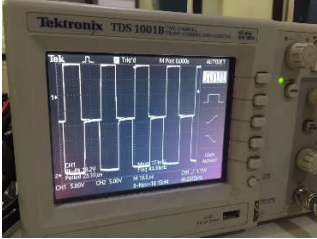
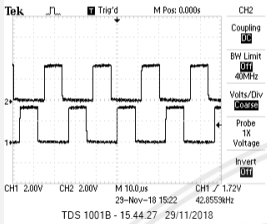
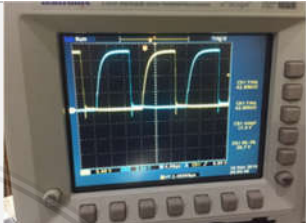
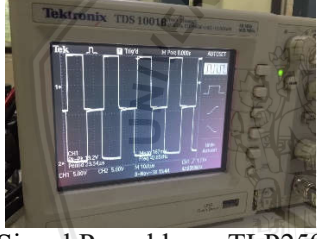
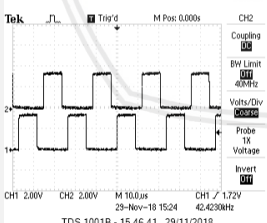
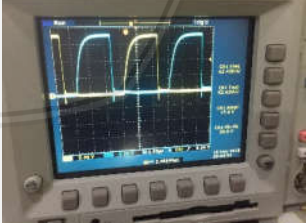
4

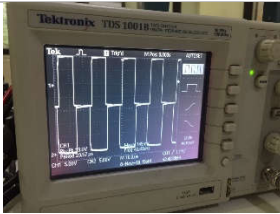
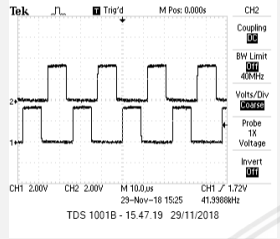
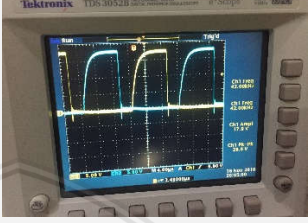
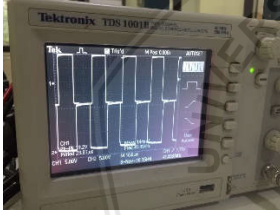
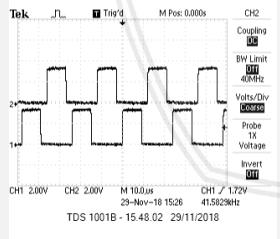
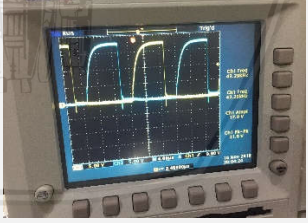
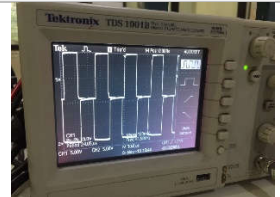


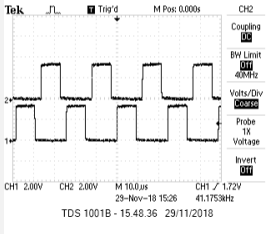
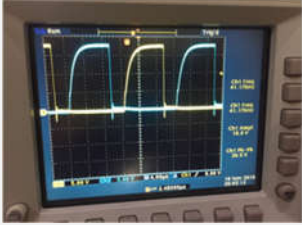
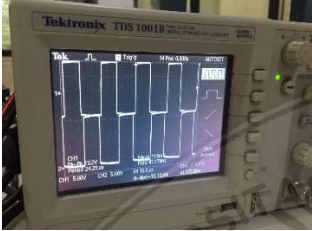
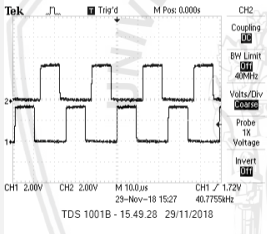
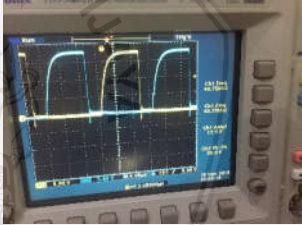
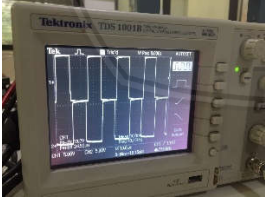
Sinyal Modulasi Arduino Due

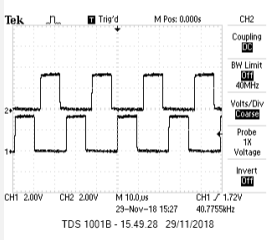
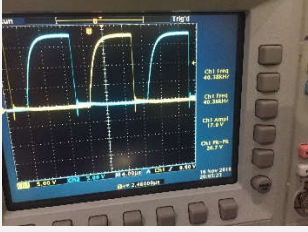
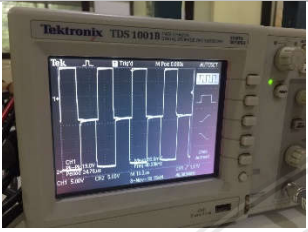
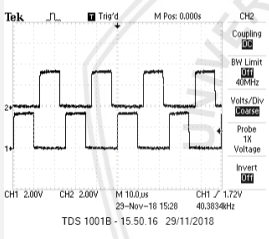

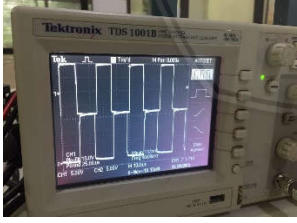


Tegangan Gate Emitor
IGBT

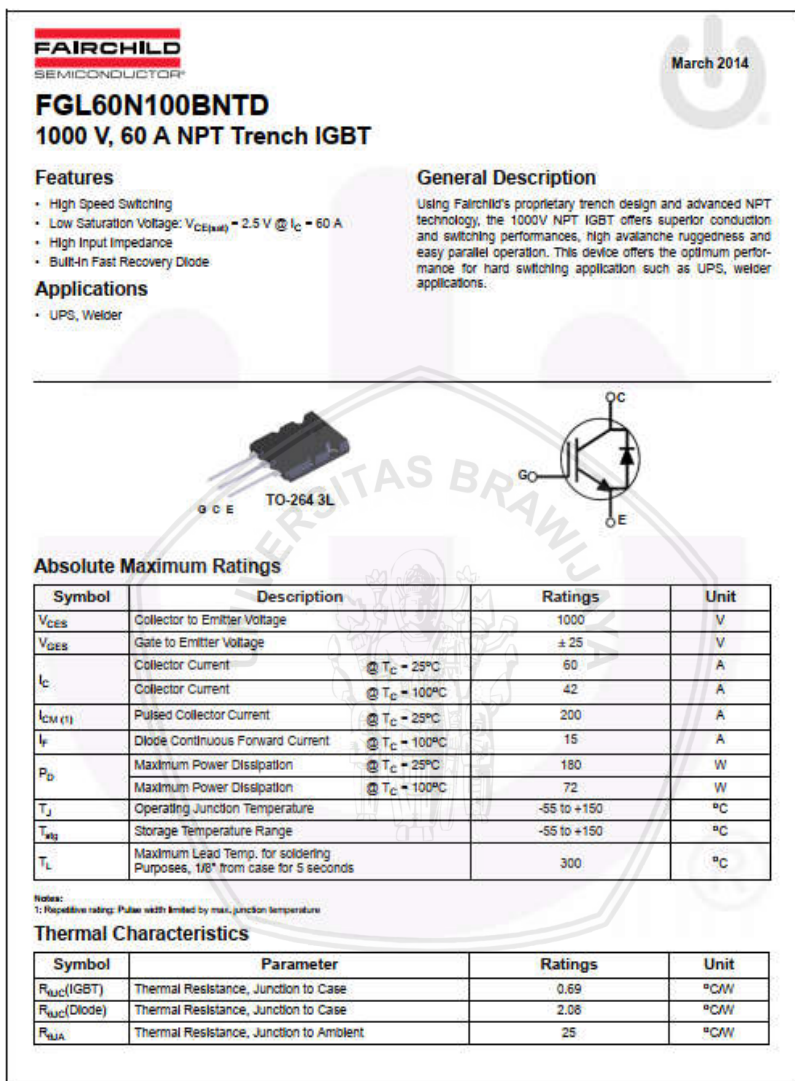
	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =43.300Hz</p>
<p>5</p>	 <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =42.850Hz</p>
<p>6</p>	 <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>

	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =42.423Hz</p>
<p>7</p>	 <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =42.000Hz</p>
<p>8</p>	 <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
		<p>Frekuensi Kerja =41.582Hz</p>

<p>9</p>	<p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>  <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =41.170Hz</p>
<p>10</p>	<p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>  <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =40.777Hz</p>

<p>11</p>	 <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =40.383Hz</p>
<p>12</p>	 <p>Sinyal Modulasi Arduino Due</p>	 <p>Tegangan Gate Emitor IGBT</p>
	 <p>Sinyal Pensaklaran TLP250</p>	<p>Frekuensi Kerja =40.000Hz</p>

Lampiran 2. Datasheet FGL60N100BNTD



Lampiran 3. Pustaka pspice IGBT FGL60N100

** Product: FGL60N100BNTD

** NPN Trench IGBT

** Package: TO-264

**-----

*\$

.SUBCKT myFGL60N100BNTD 1 2 3

Z1 1 2 3 IGBT

D1 3 1 FRD

.MODEL IGBT NIGBT

+ TAU=568.36E-9

+ KP=28.38

+ AREA=36.000E-6

+ AGD=6.5006E-6

+ WB=116.0E-6

+ VT=5.80

+ KF=3.2301

+ CGS=18.526E-9

+ COXD=106.347E-9

+ VTD=-4.75

+ JSNE=1.68E-11

.MODEL FRD D

+ IS=141.41E-9

+ N=2

+ RS=7.0824E-3

+ IKF=1.0173

+ EG=1.18

+ CJO=172.19E-12

+ M=0.40508

+ VJ=0.42607

+ ISR=10.010E-21

+ NR=1.5

+ BV=1.00E3

+ IBV=100.00E-6

+ TT=1.20E-6

.ENDS



Lampiran 4. Datasheet KBPC3510



KBPC3504 - KBPC3510

TECHNICAL SPECIFICATIONS OF SINGLE-PHASE SILICON BRIDGE RECTIFIER

VOLTAGE RANGE - 50 to 1000 Volts

CURRENT - 35 Amperes

FEATURES

- Metal case for Maximum Heat Dissipation
- Surge overload ratings-400 Amperes
- Low forward voltage drop

MECHANICAL DATA

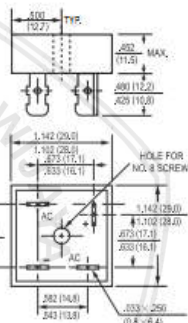
- Case: Metal, electrically isolated
- Epoxy: UL 94V-0 rate flame retardant
- Terminals: Plated .25"(6.35mm) Faston lugs, solderable per MIL-STD-202E, Method 208 guaranteed
- Polarity: As marked
- Mounting position: Any
- Weight: 30 grams

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.



MB-25



Dimensions in Inches and (millimeters)

	SYMBOL	KBPC 3505	KBPC 3506	KBPC 3507	KBPC 3508	KBPC 3509	KBPC 3510	UNITS	
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS Bridge Input Voltage	V _{IRM}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	V _{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum Average Forward Rectified Output Current at T _c = 55°C	I _O				35				Amps
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}				400				Amps
Maximum Forward Voltage Drop per element at 17.5A DC	V _F				1.1				Volts
Maximum DC Reverse Current at Rated	I _R	① T _A = 25°C		10		500			μAmps
DC Blocking Voltage per element		② T _A = 100°C							
IR Rating for Pulsing (t<4.3ms)	I _P				664				A ² Sec
Typical Junction Capacitance (Note 1)	C _J				300				pF
Typical Thermal Resistance (Note 2)	R _{θJC}				3.2				°C/W
Operating and Storage Temperature Range	T _A /T _{STG}				-55 to +150				°C

NOTES : 1. Measured at 1 MHz and applied reverse voltage of 4.0 volts
2. Thermal Resistance from Junction to Case per leg.

Lampiran 5. Datasheet TLP250

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

TLP250

Industrial Inverter
Inverter For Air Conditioner
IGBT Gate Drive
Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

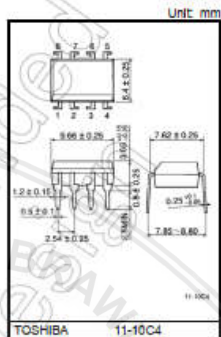
- Input threshold current: 5mA(max)
- Supply current : 11mA(max)
- Supply voltage : 10-35V
- Output current : $\pm 1.5A$ (max)
- Switching time $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$: 0.5 μ s(max)
- Isolation voltage : 2500Vrms(min)
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- UL approved : CSA Component Acceptance Service
No. 5A, File No.E67349

• Option(D4)

VDE Approved : EN60747-5-5

Note: When a EN60747-5-5 approved type is needed,

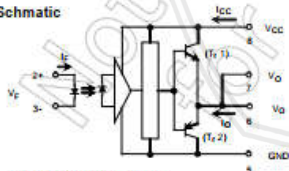
Please designate "Option(D4)"



Truth Table

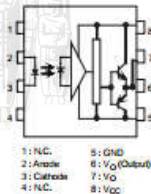
	TR1	TR2
Input LED On	On	Off
Input LED Off	Off	On

Schematic



A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pin 4 and 5

Pin Configuration (top view)



Start of commercial production
1990-11

Lampiran 6. Program Arduino IDE

```

#define MASTER_CLOCK 84000000
uint32_t clock_a = 42000000; // Sampling frequency in Hz
uint32_t Freq;
int val;
uint16_t ipwm;

    void SetPin(uint8_t pin)
    {
        PIO_Configure(g_APinDescription[pin].pPort,
            PIO_PERIPH_B,
            g_APinDescription[pin].ulPin,
            g_APinDescription[pin].ulPinConfiguration);
    }
void setup()
{
    Serial.begin(115200);
    SetPin(34); //PWML0
    SetPin(35); //PWMH0
    ipwm=930;
    pmc_enable_periph_clk(PWM_INTERFACE_ID);
    PWMC_ConfigureClocks(clock_a, 0, MASTER_CLOCK); //
clock_b = 0
    PWMC_ConfigureChannelExt(PWM,
        0, // Channel: 0
        PWM_CMR_CPRE_CLKA, // Prescaler: use
CLOCK_A
        0, // Aligment: period is left aligned
        0, // Polarity: output waveform starts at a low level
        0, // Counter event: occurs at the end of the period
        PWM_CMR_DTE, // Dead time generator is enabled
        0, // Dead time PWMH output is not inverted
        0); // Dead time PWML output is not inverted
        PWMC_SetPeriod(PWM, 0, ipwm); // Channel: 0, Period:
1/(1200/42 Mhz) = ~35 kHz
        PWMC_SetDutyCycle(PWM, 0, ipwm/2); // Channel: 0,
Duty cycle: 50 %

```

```

    PWMC_SetDeadTime(PWM, 0, 126, 126 ); // Channel: 0,
Rising and falling edge dead time: 42/126 Mhz = 3us
    Freq= 42000000/ ipwm;
    Serial.print("Nilai Frekuensi\n");
    Serial.print(Freq);
    Serial.print("Hz\n");
    pinMode(41,OUTPUT);//kipas
pinMode(43,OUTPUT);//relay
}

```

```

void loop()
{

```

```

if (Serial.available()){
char stat=Serial.read();

```

```

if( stat=='I')

```

```

{
PWMC_EnableChannel(PWM, 0);
delay(1000);
digitalWrite(43,HIGH);
Serial.print("HIDUP \n");
Serial.print(Freq);
Serial.print("Hz\n");
digitalWrite(41,HIGH);
}

```

```

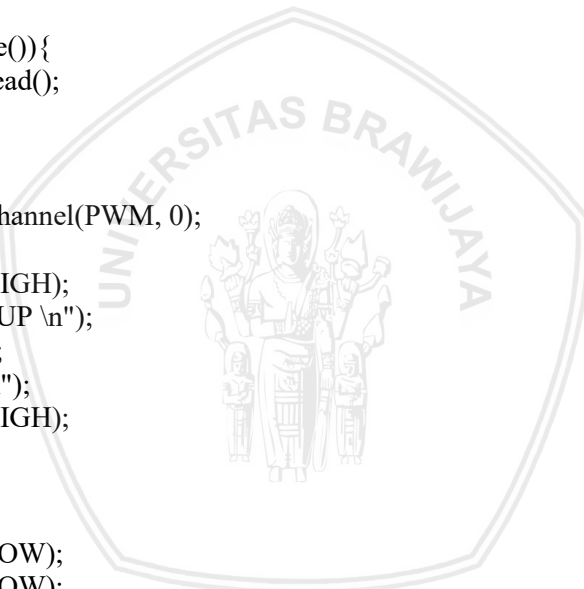
else if(stat=='O')

```

```

{
digitalWrite(43,LOW);
digitalWrite(41,LOW);
delay(1000);
PWMC_DisableChannel(PWM,0);
Serial.print("MATI \n");
ipwm=930;
Freq= 42000000/ ipwm;
    Serial.print("Nilai Frekuensi\n");
    Serial.print(Freq);
    Serial.print("Hz\n");
}

```



```
}  
else if(stat=='-')  
{  
if((ipwm>=930)&&(ipwm<=1040))  
{  
ipwm=ipwm+10;  
PWMC_SetPeriod(PWM, 0, ipwm);  
PWMC_SetDutyCycle(PWM, 0, ipwm/2);  
Freq= 42000000/ ipwm;  
Serial.print("UPDATE Nilai Frekuensi\n");  
Serial.print(Freq);  
Serial.print(" Hz\n");  
}  
  
else if(ipwm>1040)  
{Serial.print("Tidak bisa ditambah \n");  
ipwm=1050;  
PWMC_SetPeriod(PWM, 0, ipwm);  
PWMC_SetDutyCycle(PWM, 0, ipwm/2);  
Freq= 42000000/ ipwm;  
Serial.print("UPDATE Nilai Frekuensi\n");  
Serial.print(Freq);  
Serial.print(" Hz\n");  
}  
else if(ipwm<930)  
{Serial.print("Tidak bisa ditambah \n");  
ipwm=930;  
PWMC_SetPeriod(PWM, 0, ipwm);  
PWMC_SetDutyCycle(PWM, 0, ipwm/2);  
Freq= 42000000/ ipwm;  
Serial.print("UPDATE Nilai Frekuensi\n");  
Serial.print(Freq);  
Serial.print(" Hz\n");  
}  
}  
  
else if(stat=='+')  
{
```

```
if((ipwm>=940)&&(ipwm<=1050))
{
ipwm=ipwm-10;
PWMC_SetPeriod(PWM, 0, ipwm);
PWMC_SetDutyCycle(PWM, 0, ipwm/2);
Freq= 42000000/ ipwm;
Serial.print("UPDATE Nilai Frekuensi\n");
Serial.print(Freq);
Serial.print(" Hz\n");
}
else if(ipwm>1050)
{Serial.print("Tidak bisa ditambah \n");
ipwm=1050;
PWMC_SetPeriod(PWM, 0, ipwm);
PWMC_SetDutyCycle(PWM, 0, ipwm/2);
Freq= 42000000/ ipwm;
Serial.print("UPDATE Nilai Frekuensi\n");
Serial.print(Freq);
Serial.print(" Hz\n");
}
else if(ipwm<940)
{Serial.print("Tidak bisa ditambah \n");
ipwm=930;
PWMC_SetPeriod(PWM, 0, ipwm);
PWMC_SetDutyCycle(PWM, 0, ipwm/2);
Freq= 42000000/ ipwm;
Serial.print("UPDATE Nilai Frekuensi\n");
Serial.print(Freq);
Serial.print(" Hz\n");
}}
}}
```

