

**DESAIN PENYEARAH TERKENDALI TIGA FASA MENGGUNAKAN  
*DISCONTINUOUS* PWM UNTUK MEREDUKSI *SWITCH LOSSES* PADA  
PERANGKAT IGBT**

(Skripsi)

Oleh  
**Rio Pratama**



**FAKULTAS TEKNIK  
UNIVERSITAS LAMPUNG  
BANDAR LAMPUNG  
2024**

## ABSTRAK

### **DESAIN PENYEARAH TERKENDALI TIGA FASA MENGGUNAKAN DISCONTINUOUS PWM UNTUK MEREDUKSI SWITCH LOSSES PADA PERANGKAT IGBT**

Oleh

**Rio Pratama**

Ketergantungan sektor transportasi pada bahan bakar fosil menyebabkan kekhawatiran masalah emisi CO<sub>2</sub>. Penggunaan kendaraan listrik menjadi salah satu solusi elektrifikasi pada sektor transportasi untuk memecahkan masalah ini. Baterai yang merupakan sumber energi utama pada kendaraan listrik membutuhkan sumber listrik arus searah (DC) sebagai sumber pengisian daya. Penyearah tiga fasa banyak digunakan dalam aplikasi industri seperti sistem pengisian baterai. Modulasi SPWM yang digunakan pada penyearah tiga fasa tradisional menyebabkan *switch losses* pada perangkat IGBT yang cukup besar terutama pada aplikasi daya tinggi. Teknik modulasi DPWM diterapkan untuk mereduksi *switch losses* ini. Pengujian simulasi dilakukan dengan variasi tegangan DC dan beban, yaitu 700V, 800V dan 900V serta beban 3kW, 5kW, 7kW, 9kW dan 11kW. Kelemahan dari teknik modulasi DPWM adalah peningkatan THD. Hasil simulasi dengan tegangan 700V dan beban 3kW dapat mereduksi *switch losses* pada IGBT sebesar 28.96% dengan peningkatan arus harmonisa dari 1,3% disetiap fasa menjadi 3,14%, 2,6% dan 2,6%. Pengujian perangkat keras dilakukan dengan menggunakan mode Inverter tiga fasa dengan beban konstan. Pengujian dilakukan dengan tegangan referensi line to line (V<sub>ab</sub>) sebesar 100V, 150V dan 200V. Hasil pengukuran tegangan harmonisa dengan modulasi SPWM dari masing-masing tegangan referensi adalah 5,68%, 4,98% dan 8,85%. Peningkatan THD ketika menggunakan modulasi DPWM adalah 12,8%, 16,09% dan 10,13%.

Kata kunci: Penyearah, SPWM, DPWM, Harmonisa, *Switch Losses*

## **ABSTRACT**

### **THREE-PHASE CONTROLLED RECTIFIER DESIGN USING DISCONTINUOUS PWM TO REDUCE SWITCH LOSSES IN IGBT DEVICES**

**By**

**Rio Pratama**

The transportation sector's dependence on fossil fuels causes concerns about CO<sub>2</sub> emissions. The use of electric vehicles is one solution to electrification in the transportation sector to solve this problem. The battery, which is the main energy source in electric vehicles, requires a direct-current (DC) electricity source as a charging source. Three-phase rectifiers are widely used in industrial applications, such as battery charging systems. SPWM modulation used in traditional three-phase rectifiers causes quite large switch losses in IGBT devices, especially in high-power applications. The DPWM modulation technique is applied to reduce these switch losses. Simulation testing was carried out with variations in DC voltage and load, namely 700V, 800V, and 900V, and loads of 3kW, 5kW, 7kW, 9kW, and 11kW. The downside of the DPWM modulation technique is the increase in THD. Simulation results with a voltage of 700V and a load of 3kW can reduce switch losses on the IGBT by 28.96% with an increase in harmonic current from 1.2% in each phase to 3.14%, 2.6%, and 2.6%. Hardware testing was carried out in three-phase inverter mode with a constant load. Testing was carried out with a line-to-line ( $V_{ab}$ ) reference voltage of 100V, 150V, and 200V. The results of harmonic voltage measurements with SPWM modulation of each reference voltage are 5.68%, 4.98%, and 8.85%. The increase in THD when using DPWM modulation is 12.8%, 16.09%, and 10.13%.

**Keywords:** Rectifier, SPWM, DPWM, Harmonics, Switch Losses

**DESAIN PENYEARAH TERKENDALI TIGA FASA MENGGUNAKAN  
*DISCONTINUOUS* PWM UNTUK MEREDUKSI *SWITCH LOSSES* PADA  
PERANGKAT IGBT**

Oleh

**RIO PRATAMA**

Skripsi

Sebagai salah satu syarat untuk mendapatkan gelar  
**SARJANA TEKNIK**

Pada

**Jurusan Teknik Elektro  
Fakultas Teknik  
Universitas Lampung**



**FAKULTAS TEKNIK  
UNIVERSITAS LAMPUNG  
BANDAR LAMPUNG  
2024**

Judul Skripsi : **DESAIN PENYEARAH TERKENDALI TIGA FASA MENGGUNAKAN *DISCONTINUOUS* PWM UNTUK MEREDUKSI *SWITCH LOSSES* PADA PERANGKAT IGBT**

Nama Mahasiswa : **Rio Pratama**

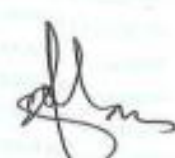
Nomor Pokok Mahasiswa : 1915031005

Jurusan : Teknik Elektro

Fakultas : Teknik




  
**Dr. Eng. Endah Komalasari, S.T., M.T.**  
NIP. 19730215 199903 2 003

  
**Syaiful Alam, S.T., M.T.**  
NIP. 19690416 199803 1 004

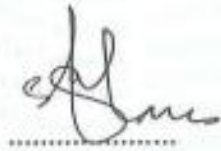
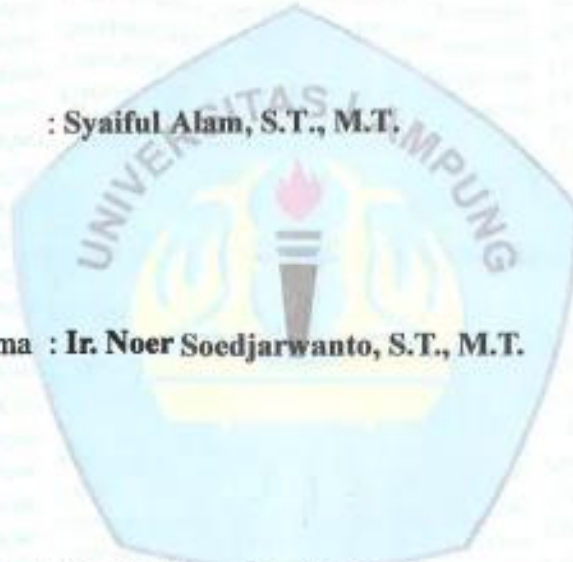
## 2. Mengetahui

Ketua Jurusan Teknik Elektro

  
**Herlinawati, S.T., M.T.**  
NIP. 19710314 199903 2 001

Ketua Program Studi Teknik Elektro

  
**Sumadi, S.T., M.T.**  
NIP. 19731104 200003 1 001

**MENGESAHKAN****1. Tim Penguji****Ketua : Dr.Eng. Endah Komalasari, S.T., M.T.****Sekretaris : Syaiful Alam, S.T., M.T.****Penguji Utama : Ir. Noer Soedjarwanto, S.T., M.T.****2. Dekan Fakultas Teknik Universitas Lampung****Dr. Eng. Ir. Helmy Fitriawan, S.T., M.Sc. }  
NIP. 19750928 200112 1 002****Tanggal Lulus Ujian Skripsi : 19 Januari 2024**

## SURAT PERNYATAAN

Dengan ini saya menyatakan bahwa dalam skripsi ini yang berjudul "Desain Penyearah Terkendali Tiga Fasa Menggunakan *Discontinuous* PWM Untuk Mereduksi *Switch Losses* Pada Perangkat IGBT" tidak terdapat karya yang pernah dilakukan orang lain dan sepanjang pengetahuan saya tidak terdapat atas diterbitkannya oleh orang lain, kecuali secara tertulis diajau dalam naskah ini sebagaimana yang disebutkan dalam daftar pustaka. Selain itu, saya menyatakan pula bahwa skripsi ini dibuat oleh saya sendiri.

Apabila pernyataan saya tidak benar, maka saya bersedia dikenai sanksi akademik sesuai dengan hukum yang berlaku.

Bandar Lampung, 9 Desember 2024



Rio Pratama  
NPM 1915031005

Dengan segala kerendahan hati,  
kupersembahkan karya sederhanaku ini sebagai tanda cinta, kasih, serta rasa  
terima kasihku

**Kepada Kedua Orang Tua**

**Bapak Khoirun dan Ibu Maripah**

yang telah membesarkan dan mendidikku dengan penuh perjuangan dan kasih  
serta selalu mendukung dan mendo'akan yang terbaik untuk keberhasilan dan  
kebahagianku

**Adikku Tersayang**

**Amanda Dwi Saika**

terima kasih telah lahir ke dunia ini dan menjadi adikku

Hai orang-orang yang beriman, jadikanlah sabar dan shalat sebagai penolongmu,  
sesungguhnya Allah beserta orang-orang yang sabar **(QS. Al-Baqarah: 153)**

Sesungguhnya sesudah kesulitan pasti ada kemudahan **(Q.S. Al-Insyirah: 6)**



## RIWAYAT HIDUP



Penulis dilahirkan di Marga Catur, Kec. Kalianda, Lampung Selatan pada tanggal 4 Oktober 2001, sebagai anak pertama dari pasangan Bapak Khoirun dan Ibu Smaripah. Riwayat pendidikan penulis dimulai dari SD N 5 Tajimalela, kemudian melanjutkan pendidikan di SMP N 2 Palas dan melanjutkannya lagi di SMA N 1 Kalianda.

Penulis menjadi mahasiswa Jurusan Teknik Elektro, Universitas Lampung, pada tahun 2019 melalui jalur SNMPTN. Selain itu, penulis juga tergabung dalam organisasi intrakampus Himpunan Mahasiswa Teknik Elektro (Himatro) pada tahun 2020 yang diamanahkan sebagai anggota Departemen Pendidikan dan Pengembangan Diri. Pada tahun yang sama penulis juga tergabung dalam sebuah kelompok riset yaitu Unila Robotika & Otomasi (URO) dan 1 kali menjuarai Kontes Robot Terbang Indonesia pada tahun 2020 bersama Tim Fixed Wing. Selama menjadi mahasiswa penulis juga berkesempatan menjadi asisten Laboratorium Konversi Energi Elektrik dari tahun 2021 dan menjadi asisten Praktikum Elektronika Daya dan Praktikum Mesin-Mesin Listrik tahun 2022. Penulis melaksanakan kerja praktik dan ikut serta program MBKM selama 2 semester di PT. Teknik Otomasi Raja Asia, Batam yang dimulai pada tahun 2022.

## SANWACANA

Segala puji bagi Allah SWT, atas limpahan nikmat-Nya yang diberikan kepada penulis sehingga dapat menyelesaikan Tugas Akhir ini. Shalawat dan salam senantiasa dicurahkan kepada Nabi Muhammad SAW, suri teladan yang mampu membuka sesuatu yang terkunci, penutup dari semua yang terdahulu, penolong kebenaran dengan jalan yang benar, dan petunjuk kepada jalan-Mu yang lurus. Skripsi dengan judul “Desain Penyearah Terkendali Tiga Fasa Menggunakan *Discontinuous* PWM Untuk Mereduksi *Switch Losses* Pada Perangkat IGBT” ini merupakan salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik pada Program Studi Teknik Elektro, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Lampung.

Pada kesempatan ini, penulis mengucapkan terima kasih kepada:

1. Bapak Dr. Eng. Ir. Helmy Fitriawan, S.T., M.Sc. selaku Dekan Fakultas Teknik Universitas Lampung.
2. Ibu Herlinawati, S.T., M.T. selaku Kepala Jurusan Teknik Elektro Universitas Lampung.
3. Ibu Dr.Eng. Endah Komalasari, S.T., M.T. selaku dosen pembimbing utama yang telah memberikan bimbingan, arahan, masukan dan nilai-nilai kehidupan kepada penulis dengan baik dan ramah. Serta membantu penulis mempersiapkan diri menjadi seorang sarjana teknik.
4. Bapak Syaiful Alam, S.T., M.T. selaku dosen pembimbing pendamping yang telah memberikan nasihat, arahan, dan bimbingan rutin, motivasi, dan pandangan kehidupan kepada penulis di setiap kesempatan dengan baik dan ramah dalam mempersiapkan diri menjadi seorang Sarjana Teknik.
5. Bapak Ir. Noer Soedjarwanto, S.T., M.T. selaku dosen penguji yang telah memberikan kritik dan saran yang membangun kepada penulis dalam mengerjakan skripsi ini.

6. Segenap Dosen dan staf di Jurusan Teknik Elektro yang telah memberikan ilmu yang bermanfaat, wawasan, dan pengalaman bagi penulis.
7. Kepada kedua orang tua tercinta, adik, serta seluruh keluarga besar, terima kasih atas kasih sayang yang tak ternilai, doa yang tiada henti, dan dukungan yang senantiasa mengiringi langkah saya. Tanpa cinta dan kehadiran kalian, perjalanan ini tak akan mungkin terselesaikan. Kalian adalah sumber kekuatan dan inspirasi terbesar dalam setiap langkah saya.
8. Rekan-rekan Eternity 2019 dan HIMATRO Unila, terima kasih telah memberikan banyak bantuan dan motivasi serta sudah menjadi keluarga selama awal kuliah sampai saat ini.
9. Rekan-rekan Asisten Laboratorium Konversi Energi Listrik, terima kasih atas semangat dan kebersamaannya selama menempuh pendidikan di Jurusan Teknik Elektro.
10. Rekan-rekan PT. Teknik Otomasi Raja Asia, terima kasih telah memberikan banyak bantuan dan motivasi serta pengajaran yang sangat dibutuhkan di dunia kerja.
11. Semua pihak yang terlibat dalam proses perkuliahan dan penulisan skripsi ini penulis ucapkan terimakasih atas bantuan dan kerjasamanya.

Penulis menyadari bahwa masih banyak kekurangan dalam penulisan skripsi ini. Penulis terbuka terhadap kritik dan saran yang membangun dari semua pihak demi kemajuan bersama. Penulis berharap skripsi ini dapat bermanfaat bagi penulis dan pembaca.

Bandar Lampung, 9 Desember 2024



Rio Pratama

## DAFTAR ISI

	Halaman
<b>ABSTRAK</b> .....	i
<b>ABSTRACT</b> .....	ii
<b>HALAMAN JUDUL</b> .....	ii
<b>LEMBAR PERSETUJUAN</b> .....	ix
<b>LEMBAR PENGESAHAN</b> .....	xiii
<b>SURAT PERNYATAAN</b> .....	xiii
<b>PERSEMBAHAN</b> .....	xiii
<b>RIWAYAT HIDUP</b> .....	viii
<b>SANCAWANA</b> .....	ix
<b>DAFTAR ISI</b> .....	xi
<b>DAFTAR TABEL</b> .....	xiii
<b>DAFTAR GAMBAR</b> .....	xiv
<b>I. PENDAHULUAN</b> .....	1
1.1 Latar Belakang .....	1
1.2 Tujuan .....	2
1.3 Manfaat Penelitian .....	2
1.4 Rumusan Masalah .....	2
1.5 Batasan Penelitian .....	3
1.6 Hipotesis .....	3
1.7 Sistematika Penulisan .....	3
<b>II. TINJAUAN PUSTAKA</b> .....	5
2.1 Penelitian Terdahulu .....	5
2.2 Penyearah Terkendali Tiga Fasa .....	6
2.3 <i>Pulse Width Modulation</i> .....	12
2.4 <i>Switch Losses</i> .....	16

2.5	IGBT .....	17
2.6	Rangkaian Pembangkit <i>Pulse Width Modulation</i> .....	18
III.	METODOLOGI PENELITIAN .....	20
3.1	Perancangan Sistem .....	20
3.2	Spesifikasi Perangkat Keras .....	21
3.3	Perancangan Simulasi Menggunakan Perangkat Lunak PSIM .....	22
3.4	Perancangan Simulasi Menggunakan Perangkat Lunak LTSpice .....	23
3.5	Desain PCB menggunakan Perangkat Lunak Kicad 7.0 .....	28
3.6	Metode Pengujian Perangkat Keras .....	39
IV.	PENGUKURAN DAN PEMBAHASAN .....	41
4.1	Simulasi dengan IGBT Ideal .....	42
4.2	Pemilihan dan Pemodelan IGBT .....	46
4.3	Simulasi dengan IGBT non-Ideal .....	53
4.4	Pengujian Perangkat Keras .....	68
V.	PENUTUP .....	86
5.1	Kesimpulan .....	86
5.2	Saran .....	87
	DAFTAR PUSTAKA .....	88

## **DAFTAR TABEL**

Tabel 2. 1 Penelitian Terdahulu .....	5
Tabel 3. 1 Spesifikasi Desain Konverter Penyearah Terkendali Tiga Fasa .....	22
Tabel 4. 1 Parameter Keberhasilan Penelitian .....	41
Tabel 4. 2 Data Hasil Simulasi Penyearah Terkendali 3 Fasa menggunakn IGBT Ideal .....	45
Tabel 4. 3 Data Hasil Simulasi dengan Metode SPWM .....	57
Tabel 4. 4 Data Hasil Simulasi dengan Metode DPWM .....	63
Tabel 4. 5 Spesifikasi Pengujian Perangkat Keras .....	73

## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1 Rangkaian Penyearah Terkendali Tiga Fasa .....	6
Gambar 2. 2 Skema Kontrol (VOC) Beserta Diagram Fasornya (Kerangka Acuan Putar/Kerangka Acuan dq) .....	7
Gambar 2. 3 Sumbu Koordinat Transformasi Clarke .....	8
Gambar 2. 4 Sumbu Koordinat Transformasi Park.....	9
Gambar 2. 5 Filter LCL.....	10
Gambar 2. 6 Bentuk Gelombang PWM .....	12
Gambar 2. 7 Pembentukan Sinyal PWM pada Modulasi SPWM.....	14
Gambar 2. 8 Modulasi DPWM 60 Derajat.....	14
Gambar 2. 9 Pembangkitan Sinyal PWM pada Modulasi DPWM 60 Derajat .....	16
Gambar 2. 10 Karakteristik Switching dan Conduction Losses .....	16
Gambar 2. 11 Representasi IGBT Hasil Penggabungan MOSFET dan Transistor .....	18
Gambar 2. 12 LAUNCHXL-F28379D .....	19
Gambar 2. 13 Konfigurasi Pinout LAUNCHXL-F28379D.....	19
Gambar 3. 1 Diagram Alir Perancangan Tugas Akhir.....	20
Gambar 3. 2 Rangkaian Gate Driver UCC5350MC .....	23
Gambar 3. 3 Tegangan PWM Masukkan dan Keluaran Gate Driver UCC5350MC .....	24
Gambar 3. 4 Rangkaian Simulasi Sensor Arus .....	25
Gambar 3. 5 Hasil Simulasi Sensor Arus dengan Arus Masukkan 0 Arms, 1 Arms, dan 2 Arms .....	26
Gambar 3. 6 Rangkaian Simulasi Sensor Tegangan ACPL-C870.....	26
Gambar 3. 7 Kurva Karakteristik Tegangan masukkan dan Keluaran ACPL-C870 .....	27
Gambar 3. 8 Hasil Simulasi Sensor Tegangan.....	27

Gambar 3. 9 Skematik Rangkaian Utama Penyearah Terkendali 3 Fasa [23].....	28
Gambar 3. 10 Skematik Gate Driver UCC5350MC [23].....	29
Gambar 3. 11 DC-DC Power Supply Gate Driver [23] .....	29
Gambar 3. 12 Skematik Sensor [23] .....	31
Gambar 3. 13 Jalur Tegangan ADC ke Board Controller .....	32
Gambar 3. 14 Tampilan 3D PCB Layer Atas pada Power Board/Board Utama ..	33
Gambar 3. 15 Tampilan 3D PCB Layer Bawah pada Power Board/Board Utama	34
Gambar 3. 16 Tampilan 3D PCB Layer Atas pada Controller Board.....	35
Gambar 3. 17 Tampilan 3D PCB Layer Bawah pada Controller Board.....	35
Gambar 3. 18 Tampilan Tampak Atas Perangkat Keras Board Utama .....	36
Gambar 3. 19 Tampilan Tampak Bawah Perangkat Keras Board Utama.....	37
Gambar 3. 20 Tampilan Tampak Atas Perangkat Keras Controller Board.....	38
Gambar 3. 21 Tampilan Tampak Atas Perangkat Bawah Controller Board.....	38
Gambar 3. 22 Desain Penyearah Dioda Jembatan Penuh 1 Fasa.....	39
Gambar 3. 23 Skema Pengujian Keluaran Sinyal PWM.....	40
Gambar 3. 24 Skema Pengujian Keluaran Gate Driver .....	40
Gambar 4. 1 Rangkaian Simulasi Penyearah Terkendali 3 Fasa .....	43
Gambar 4. 2 Rangkaian Simulasi Voltage Oriented Control.....	44
Gambar 4. 3 Tampilan Perangkat FGH40T120SQDNL4.....	46
Gambar 4. 4 Spesifikasi Maksimum Perangkat FGH40T120SQDNL4 .....	46
Gambar 4. 5 Pemodelan $V_{CE}$ vs $I_C$ .....	47
Gambar 4. 6 Pemodelan $E_{on}$ vs $I_C$ .....	48
Gambar 4. 7 Pemodelan $E_{off}$ vs $I_C$ .....	49
Gambar 4. 8 Pemodelan $V_F$ vs $I_F$ .....	49
Gambar 4. 9 Pemodelan $t_{rr}$ vs $I_F$ .....	50
Gambar 4. 10 Pemodelan $i_{rr}$ vs $I_F$ .....	51
Gambar 4. 11 Pemodelan $Q_{rr}$ vs $I_F$ .....	52
Gambar 4. 12 Pemodelan IGBT FGH40T120SQDNL4 .....	53
Gambar 4. 13 Rangkaian Simulasi Penyearah Terkendali 3 Fasa menggunakan Teknik Modulasi SPWM.....	55
Gambar 4. 14 Hasil Simulasi dengan Metode SPWM $V_{dc}$ 700 dan Beban 3000- Watt .....	57



Gambar 4. 15 Hubungan Pembebanan dengan Losses Device pada Modulasi SPWM .....	58
Gambar 4. 16 Rangkaian Simulasi Penyearah Terkendali 3 Fasa menggunakan Teknik Modulasi DPWM .....	61
Gambar 4. 17 Hasil Simulasi dengan Metode DPWM Vdc 700 dan Beban 3000-Watt .....	63
Gambar 4. 18 Hubungan Pembebanan dengan Losses Device pada Modulasi DPWM.....	64
Gambar 4. 19 Perbandingan Switch Losses terhadap Pembebanan pada Modulasi SPWM dan DPWM .....	65
Gambar 4. 20 Perbandingan Efisiensi terhadap Pembebanan pada Modulasi SPWM dan DPWM.....	66
Gambar 4. 21 Perbandingan Harmonisa arus terhadap Pembebanan antara Modulasi SPWM dan DPWM saat Vdc = 700.....	67
Gambar 4. 22 Penyebab Timbulnya Harmonisa Arus pada Modulasi DPWM ....	68
Gambar 4. 23 Penyearah Dioda Jembatan Penuh 1 Fasa (a) Rangkaian Pengujian, (b) Hasil Pengukuran .....	70
Gambar 4. 24 Keluaran PWM (a) Rangkaian Pengujian, (b) Hasil Pengukuran..	71
Gambar 4. 25 Hasil Pengujian Salah 1 Gate Driver.....	72
Gambar 4. 26 Rangkaian Pengujian Inverter 3 Fasa (a) Perangkat Keras/Alat, (b) Simulasi PSIM.....	76
Gambar 4. 27 Hasil Pengujian dengan Tegangan Referensi Line to Line 100V (a) SPWM, (b) THDV SPWM, (c) DPWM, (d) THDV DPWM.....	78
Gambar 4. 28 Hasil Simulasi Inverter 3 Fasa Tegangan Referensi Line to Line 100V (a) SPWM , (b) DPWM.....	79
Gambar 4. 29 Hasil Pengujian dengan Tegangan Referensi Line to Line 150V (a) SPWM, (b) THDV SPWM, (c) DPWM, (d) THDV DPWM.....	81
Gambar 4. 30 Hasil Simulasi Inverter 3 Fasa Tegangan Referensi <i>Line to Line</i> 150V (a) SPWM , (b) DPWM.....	82
Gambar 4. 31 Hasil Pengujian dengan Tegangan Referensi <i>Line to Line</i> 200V (a) SPWM, (b) THDV SPWM, (c) DPWM, (d) THDV DPWM.....	84

Gambar 4. 32 Hasil Simulasi Inverter 3 Fasa Tegangan Referensi <i>Line to Line</i> 200V (a) SPWM , (b) DPWM.....	85
---	----

## I. PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Pada abad ke-21, konsumsi energi global meningkat drastis akibat pesatnya pertumbuhan penduduk dan kemajuan teknologi. Faktanya, sektor transportasi menjadi penyumbang terbesar peningkatan konsumsi energi global. Akibat tingginya ketergantungan terhadap bahan bakar fosil saat ini di sektor transportasi, situasi ini menimbulkan kekhawatiran mengenai masalah emisi CO<sub>2</sub> dan kemandirian energi. Elektrifikasi pada sektor transportasi merupakan pendekatan yang menjanjikan untuk memecahkan permasalahan lingkungan dan krisis energi secara keseluruhan. Oleh karena itu, pemerintah di seluruh dunia mengambil berbagai inisiatif untuk mempromosikan penggunaan kendaraan listrik [1]. Elektronika daya memiliki peranan penting dalam kasus ini dikarenakan sumber energi pada kendaraan listrik berasal dari baterai. Pengisian daya pada baterai memerlukan konverter daya dari sumber listrik arus bolak-balik (AC) ke arus searah (DC). Penyearah tiga fasa banyak digunakan pada aplikasi industri seperti pada sistem pengisian daya baterai [2]. Penyearah tiga fasa tradisional dapat digunakan sebagai *supply* untuk memberi daya pada perangkat ini, namun efisiensi dayanya kurang baik dalam aplikasi dengan daya tinggi.

Secara umum, untuk mengendalikan tegangan keluaran dari penyearah adalah dengan mengatur lebar pulsa atau *Pulse Width Modulation* (PWM) berdasarkan indeks modulasi dari sinyal referensi sinusoidal yang diberikan. PWM digunakan untuk mengatur waktu (*duty cycle*) selama saklar ditutup dan dibuka. Saat menggunakan sinyal referensi sinusoidal dalam pembangkitan PWM pada penyearah terkendali, sinyal segitiga sering digunakan sebagai sinyal karir (*carrier wave*). Jenis teknik modulasi ini disebut sebagai Sinusoidal PWM (SPWM) dan dalam aplikasinya modulasi ini dikendalikan dengan sinyal sinusoidal dan frekuensi pensaklaran yang diinginkan. *Switch* kemudian dinyalakan dan dimatikan secara

bergantian di setiap perpotongan kedua sinyal ini. Hal ini menimbulkan suatu permasalahan yaitu adanya rugi-rugi daya dikarenakan selalu ada pensaklaran atau on/off *Switch* pada setiap periodenya [3][4]. Sehingga perlu pengembangan metode modulasi PWM untuk mengurangi kerugian ini dan salah satunya dengan menggunakan modulasi *Discontinuous* PWM (DPWM) .

DPWM adalah teknik modulasi di mana sinyal modulasi ditekan ke DC-rail untuk sepertiga dari setiap periode sehingga selama periode tersebut tidak ada pensaklaran yang terjadi. Dengan DPWM, kerugian pensaklaran dari konverter daya dapat dikurangi secara signifikan, terutama dengan frekuensi pensaklaran yang tinggi. Dengan efisiensi daya yang lebih baik, lebih sedikit peralatan pendingin yang diperlukan untuk konverter. Sehingga pada penelitian ini akan melakukan pengembangan dengan mendesain dan mensimulasikan penyearah terkendali tiga fasa sebagai catu daya DC menggunakan modulasi DPWM untuk mereduksi *switch losses* pada perangkat IGBT.

## 1.2 Tujuan

Adapun tujuan dari tugas akhir ini adalah sebagai berikut

1. Mendesain rangkaian penyearah terkendali tiga fasa menggunakan modulasi DPWM untuk mengurangi *switch losses* perangkat IGBT.
2. Menganalisa pengaruh teknik modulasi DPWM dan SPWM pada rangkaian penyearah terkendali dan *inverter* tiga fasa terhadap *switch losses* dan harmonisa.

## 1.3 Manfaat Penelitian

Manfaat dari penelitian ini adalah menganalisa keunggulan dan kelemahan metode modulasi DPWM dibandingkan dengan modulasi SPWM dalam mereduksi *switch losses* saat terjadi proses pensaklaran pada perangkat IGBT serta efek lainnya untuk diterapkan dalam pembuatan catu daya DC.

## 1.4 Rumusan Masalah

Rumusan masalah pada penelitian ini adalah sebagai berikut:

1. Bagaimana mendesain penyearah terkendali tiga fasa menggunakan modulasi DPWM.
2. Bagaimana cara menganalisa pengaruh modulasi SPWM dan DPWM terhadap *switch losses* IGBT dengan memodelkan IGBT dari *datasheet* menggunakan perangkat lunak PSIM.
3. Bagaimana cara menguji teknik modulasi SPWM dan DPWM menggunakan mode Inverter terkendali tiga fasa.

### **1.5 Batasan Penelitian**

Adapun batasan masalah dari penelitian ini adalah sebagai berikut:

1. Metode modulasi CPWM yang digunakan adalah SPWM, sedangkan metode DPWM menggunakan DPWM 60 derajat.
2. Pengujian dan pengambilan data pada penyearah terkendali tiga fasa hanya dilakukan melalui simulasi menggunakan perangkat lunak PSIM.
3. Tegangan keluaran penyearah terkendali tiga fasa yang diatur sebesar 700 – 900 Volt.
4. Pengujian perangkat keras hanya menggunakan mode *close loop* Inverter tiga fasa dengan beban resistor 100 ohm.

### **1.6 Hipotesis**

Hipotesis pada penelitian ini adalah penggunaan modulasi DPWM pada penyearah terkendali tiga fasa dapat mereduksi *switch losses* pada perangkat IGBT ketika proses pensaklaran berlangsung.

### **1.7 Sistematika Penulisan**

Adapun sistematika penulisan pada proposal ini adalah sebagai berikut

#### **BAB 1. PENDAHULUAN**

Pada bab ini menjelaskan tentang latar belakang, tujuan, rumusan masalah, batasan masalah, manfaat, hipotesis, dan sistematika penulisan penelitian.

#### **BAB 2. TINJAUAN PUSTAKA**

Pada bab ini memaparkan tentang landasan teori dari penelitian ini yang didapat dari sumber buku, jurnal, serta penelitian terdahulu.

### BAB 3. METODOLOGI PENELITIAN

Pada bab ini memaparkan langkah-langkah dalam mendesain sebuah konverter ac-dc yaitu penyearah terkendali tiga fasa mulai dari perancangan sistem, penentuan spesifikasi alat, serta metode-metode pengujian dan pengambilan data.

### BAB 4. PENGUKURAN DAN PEMBAHASAN

Pada bab ini memaparkan hasil pengukuran dan menganalisis data hasil pengukuran berdasarkan parameter keberhasilan dari penelitian ini.

### BAB 5. PENUTUP

Pada bab ini menjelaskan kesimpulan dan saran yang didasarkan pada hasil dan pembahasan.

## II. TINJAUAN PUSTAKA

### 2.1 Penelitian Terdahulu

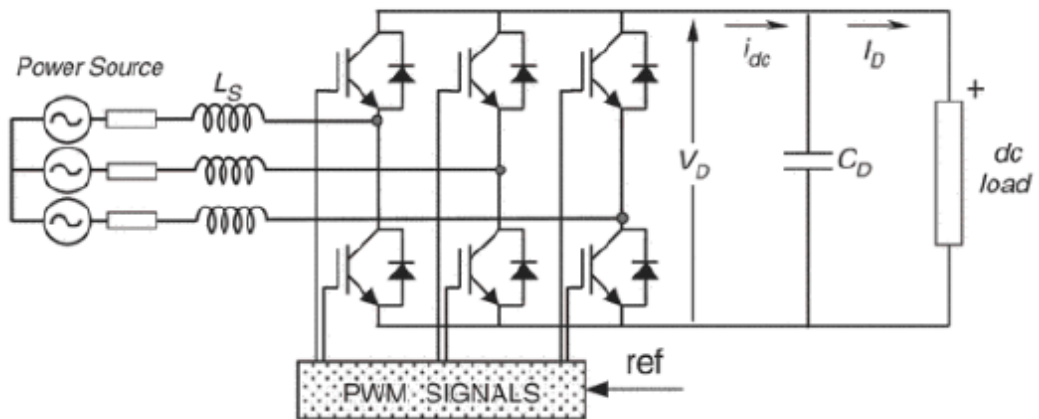
Adapun berikut ini merupakan beberapa refensi penelitian terdahulu :

Tabel 2. 1 Penelitian Terdahulu

No.	Judul dan Tahun Terbit	Nama Penulis	Hasil Penelitian
1	<i>4-kW 3-phase rectifier with high efficiency and wide operational range via 3-mode SVPWM</i> [5] Tahun: 2020	Jiaqing Lin, Zhizhong Li, Bo Zhang, Guidong Zhang, Wei Qiu	Membandingkan teknik modulasi tradisional dengan teknik modulasi 3-mode SVPWM, dihasilkan strategi modulasi 3-mode SVPWM menghasilkan efisiensi yang lebih baik dibandingkan dengan modulasi tradisional.
2	<i>Reducing Switching Losses in Indirect Matrix Converter Drives: Discontinuous PWM Method</i> [4] Tahun: 2018	Yeongsu Bak dan Kyo-Beum Lee	Menyajikan metode discontinuous pulse width modulation (DPWM) untuk mengurangi rugi-rugi pensaklaran pada <i>Indirect Matrix Converter</i> (IMC) drive. IMC terdiri dari tahap penyearah dan tahap inverter untuk konversi daya AC/AC, yang masing-masing terdiri dari 12 dan 6 perangkat <i>switching</i> . Oleh karena itu, perangkat <i>switching</i> IMC mengalami kerugian <i>switching</i> yang tinggi pada drive IMC. efisiensi penggerak IMC ditingkatkan dengan menggunakan metode DPWM yang diusulkan. Efektivitas metode DPWM yang diusulkan diverifikasi oleh simulasi dan hasil eksperimen.
3	<i>An Adaptive Discontinuous Pulse Width Modulation (DPWM) Method for Three Phase Inverter</i> [6] Tahun: 2017	Fangcheng Liu, Kai Xin dan Yunfeng Liu	Menyajikan metode <i>adaptive Discontinuous Pulse Width Modulation</i> (DPWM) pada inverter tiga fasa untuk mengurangi <i>switch losses</i> dan membandingkan dengan metode SPWM dan DPWM konvensional. Hasil pengujian menunjukkan <i>adaptive</i> DPWM dapat mengurangi <i>switch losses</i> hampir sama seperti DPWM konvensional.

## 2.2 Penyearah Terkendali Tiga Fasa

Penyearah tiga fasa adalah rangkaian elektronika daya yang berfungsi untuk mengubah tegangan masukan arus bolak-balik tiga fasa sinusoidal menjadi tagangan arus searah. Penyearah terkendali menggunakan transistor misalnya IGBT sebagai saklar semikonduktor menggantikan dioda seperti yang terlihat pada Gambar 2.1

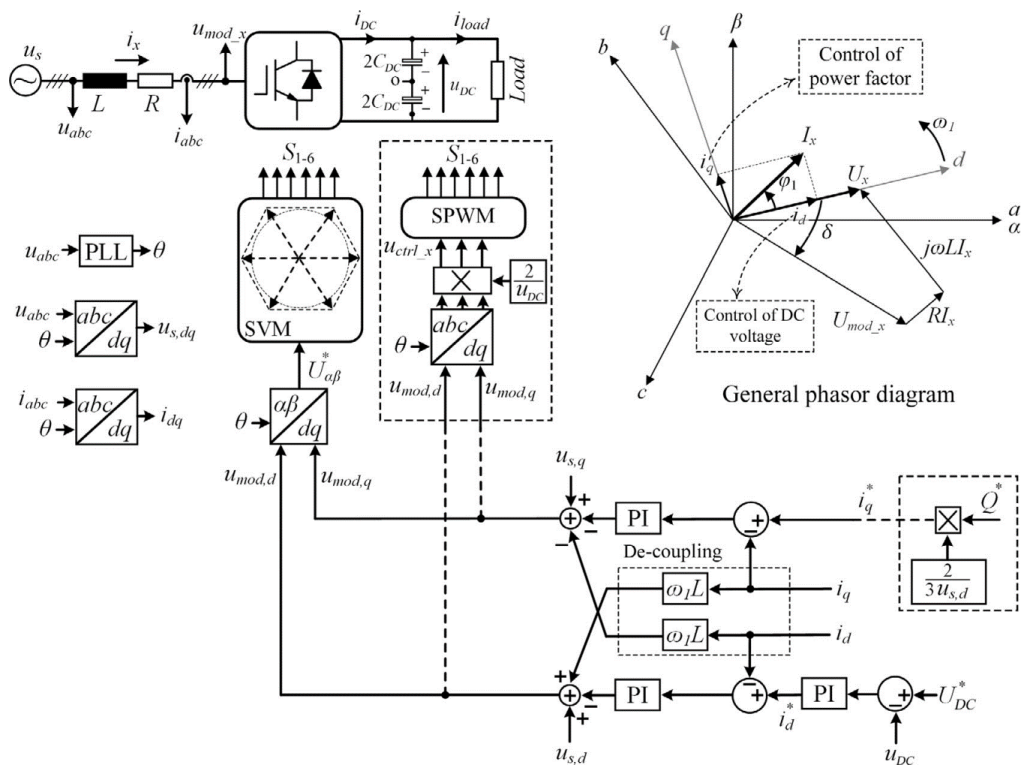


Gambar 2. 1 Rangkaian Penyearah Terkendali Tiga Fasa

Saat mengoperasikan penyearah terkendali, tegangan DC-link-nya, yaitu tegangan di atas kapasitor, disimpan pada nilai referensi yang diinginkan dengan menggunakan loop kontrol umpan balik. Tegangan kapasitor diukur dan dibandingkan dengan nilai referensi. Perbedaan nilai kemudian dapat digunakan untuk mengatur modulasi di blok kendali penyearah [7].

*Voltage Oriented Control* (VOC) adalah salah satu metode kendali penyearah terkendali tiga fasa yang didasarkan pada transformasi dari sistem referensi stasioner 3 fase abc ke sistem referensi berputar sinkron dq melalui sistem referensi stasioner dua fase  $\alpha\beta$  dengan, transformasi ini tegangan kontrol tetap konstan dan menjadi nilai DC, membuat semua proses kontrol lebih sederhana [8]. Karena dalam skema kontrol ini sumbu d disejajarkan pada vektor tegangan suplai, oleh karena itu disebut berorientasi tegangan [9]. Skema kontrol VOC pada penyearah tiga fasa diperlihatkan pada Gambar 2.2.





Gambar 2. 2 Skema Kontrol (VOC) Beserta Diagram Fasornya (Kerangka Acuan Putar/Kerangka Acuan dq)

Dari diagram fasor yang diilustrasikan, dapat dilihat bahwa untuk memiliki faktor daya satu, arus suplai  $I_x$  harus sefase dengan tegangan suplai  $U_x$  ( $\varphi_1 = 0$ ). Dengan demikian, tugas pengontrol arus dq adalah mengontrol arus referensi komponen d ( $i_d$ ) untuk mengatur tegangan DC ( $u_{DC}$ ), sedangkan arus referensi komponen q ( $i_q$ ) dikontrol untuk memastikan faktor daya satu. Dengan demikian, faktor daya satu dapat diperoleh dengan menyetel  $i_q^* = 0$  [9].

### 2.2.1 Model Matematis Penyearah Tiga Fasa

Penyearah tiga fasa dapat dimodelkan dalam bentuk matematis dari sisi AC dan DC, seperti yang dijelaskan berikut ini.

#### 1. Model Matematis Sisi AC

Tegangan dan arus masukan penyearah tiga fasa seperti yang terlihat pada Gambar 2.1 disimbolkan dengan  $V_{ra}$ ,  $V_{rb}$  dan  $V_{rc}$  sebagai besar tegangan per-fasa dan  $I_a$ ,  $I_b$  dan  $I_c$  sebagai besar arus masukan per-fasa dari penyearah. Secara matematis tegangan dan arus masukan penyearah dituliskan dengan persamaan (1) dan (2).

$$\left. \begin{aligned} v_{ra} &= V_m \cos \omega t \\ v_{rb} &= V_m \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rc} &= V_m \cos \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$V_m$  adalah tegangan puncak fasa-ke-netral, dan diasumsikan bahwa tegangan fasa a,  $V_{ga}$ , adalah referensi untuk fasa-fasa tersebut. Sedangkan,  $\omega$  adalah frekuensi sudut grid yang juga dapat dinyatakan oleh

$$\omega = 2\pi f$$

dimana  $f$  adalah frekuensi grid (50 hz untuk di Indonesia).

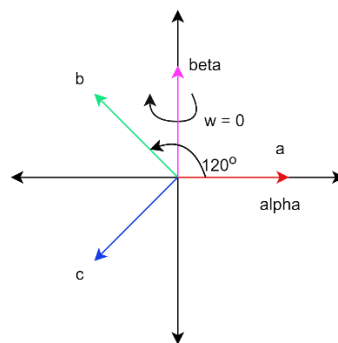
$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_m \cos(\omega t + \varphi) \\ i_b &= I_m \cos \left( \omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_c &= I_m \cos \left( \omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$I_m$  adalah arus puncak, dan  $\varphi$  adalah pergeseran fasa antara arus dan tegangan dalam fasa a [10].

## 2. Transformasi Clarke dan Invers Transformasi Clarke

Transformasi Clarke digunakan untuk mengubah sistem tiga fasa koordinat (a, b, c) menjadi system ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). Ruang vektor dapat dipresentasikan dalam dua sumbu tegak lurus ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), dengan asumsi bahwa sumbu a dan sumbu  $\alpha$  mempunyai arah vektor yang sama seperti pada Gambar 2.2 dari proyeksi tiga fasa menjadi dua fasa dimensi tegak lurus ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) dapat dirumuskan dengan persamaan 3. Gambar 2.2 menunjukkan sumbu koordinat transformasi tiga fasa abc ke 2 fasa alpha dan beta [11].

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3)$$



Gambar 2. 3 Sumbu Koordinat Transformasi Clarke

Sedangkan untuk kebalikan dari transformasi Clarke atau yang biasa disebut Invers transformasi Clarke dinyatakan dalam persamaan berikut

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

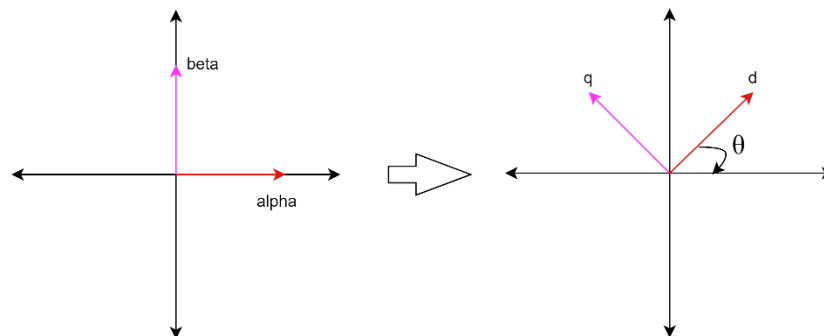
### 3. Transformasi Park dan Invers Transformasi Park

Transformasi Park digunakan untuk mentransformasikan tegangan dan arus sistem 2 fasa ortogonal ( $\alpha$  dan  $\beta$ ) ke sistem 2 dua fasa (d dan q) pada bidang putar (*rotating reference frame*) [11]. Gambar 2.3 menunjukkan sumbu koordinat dari transformasi Park, secara matematis dapat dirumuskan sebagai berikut

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

dimana,

$$\theta = \frac{\pi}{2} - 2\pi ft = \tan^{-1} \frac{\alpha}{\beta}$$



Gambar 2. 4 Sumbu Koordinat Transformasi Park

Sedangkan untuk kebalikan dari transformasi Park atau yang biasa disebut Invers transformasi Park dinyatakan dalam persamaan berikut:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (6)$$

### 4. Model Matematis Sisi DC

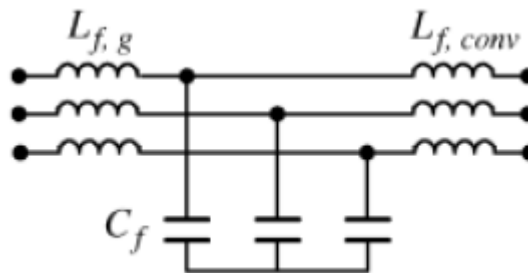
Secara teoritis untuk penyearah, tegangan output dc adalah nilai puncak dari tegangan RMS line-to-line

$$V_{dc_{min}} > \sqrt{2}V_{LL(rms)} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{LN(rms)} \quad (7)$$

namun akan lebih baik memilih tegangan DC-link sekitar 15-20% lebih besar dari  $\sqrt{2}V_{LL(rms)}$ . Tegangan  $V_{LL(rms)}$  sebelumnya sesuai dengan tegangan ( $V_r$ ), tidak ada impedansi saluran yang diperhitungkan di sini. Pernyataan ini adalah definisi yang benar tetapi tidak berlaku di semua situasi. Tegangan DC-link tergantung pada metode PWM [10].

### 2.2.2 Desain Filter LCL Sisi AC

Penyearah terkendali tiga fasa berdaya tinggi harus menambahkan filter LCL. Filter ini ditempatkan di antara sumber tegangan masukan tiga fasa dan transistor penyearah terkendali seperti pada Gambar 2.4. Filter ini selalu digunakan dalam penyearah terkendali karena kemampuannya meredam harmonisa arus dalam frekuensi tinggi [12].



Gambar 2. 5 Filter LCL

Filter LCL sangat penting untuk mendapatkan respons efisiensi tinggi dari harmonic. Dua induktor dan satu kapasitor digunakan sebagai filter, yaitu  $L_r$  adalah induktor sisi penyearah,  $L_g$  adalah induktor sisi grid,  $R_d$  adalah resistansi redaman yang dipasang seri dengan  $C_f$ , dan  $C_f$  adalah kapasitor filter antara dua induktor [12]. Nilai  $L_r$  yang dibutuhkan dapat dihitung seperti yang dijelaskan pada persamaan (8).

$$L_r = \frac{V_{dc}}{n f_s I_{grid\_rated} \%ripple} \quad (8)$$

$$I_{grid\_rated} = \frac{P_{in}}{\sqrt{2}V_{ac}} \quad (9)$$

Pada persamaan (8) di atas, untuk konverter 2 level nilai  $n$  adalah 4, dan untuk converter 3 level, nilai  $n$  adalah 8,  $I_{grid\_rated}$  adalah arus pengenalan pada sisi grid,  $P_{in}$  adalah daya masukan,  $f_s$  adalah frekuensi pensaklaran operasi dan  $V_{ac}$  adalah tegangan antar fasa. Daya reaktif fundamental yang diserap oleh kapasitor

filter harus kurang dari 5% daya aktif pengenalan sumber tegangan penyearah untuk menghindari system dari penurunan factor daya berlebih. Kapasitor filter  $C_f$  untuk tiga fasa dapat dihitung seperti pada persamaan

$$C_f < 5\%C_b \quad (10)$$

dimana,

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_{in}} \quad (11)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (12)$$

dengan  $E_n$  tegangan *line to line* rms AC dan  $\omega_g$  adalah frekuensi angular grid [6]. Desain filter yang tersisa ditentukan nilainya dengan menentukan faktor atenuasi antara riak yang diijinkan pada induktor jaringan dan induktor sisi konverter. Faktor ini perlu diminimalkan dengan tetap mempertahankan total filter yang stabil dan hemat biaya.

$$I_{att} = \frac{1}{|1+r \times (1-L_r C_f (2\pi f_s)^2)|} \times 100\% \quad (13)$$

Mengasumsikan faktor atenuasi, nilai  $r$  yang menentukan rasio antara dua induktor ditentukan dengan persamaan (13). Untuk memperoleh faktor atenuasi sebesar 10%, dan dengan menggunakan nilai turunan sebelumnya, maka nilai  $r$  dapat dievaluasi menjadi:

$$r = \left| \frac{\frac{1}{10\%} - 1}{1 - L_r C_f (2\pi f_s)^2} \right| \quad (14)$$

Induktor sisi grid adalah

$$L_g = r \times L_r \quad (15)$$

Desain filter dapat divalidasi dengan menentukan frekuensi resonansinya ( $f_{res}$ ). Kriteria yang baik untuk menentukan  $f_{res}$  yang stabil adalah urutan besarnya di atas frekuensi saluran dan kurang dari setengah frekuensi pensaklaran. Frekuensi resonansi filter ditentukan menggunakan persamaan berikut:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_g \times L_r}{L_g + L_r} \times C_f}} \quad (16)$$

Selain itu pada frekuensi resonansi impedansi filter adalah nol, sehingga perlu memasukkan resistor redaman seri dengan kapasitor  $C_f$  untuk mencegah osilasi tersebut. Resistansi redaman  $R_d$  dihitung dengan persamaan,

$$R_d = \frac{1}{6\pi f_{res} C_f} \quad (17)$$

### 2.2.3 Desain Kapasitor Sisi DC

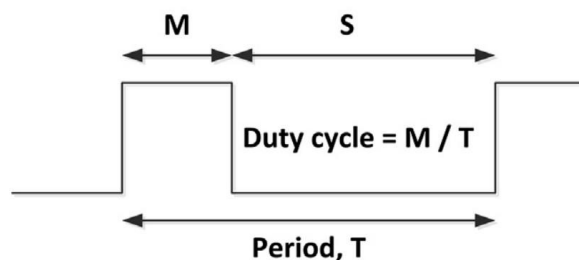
Tegangan keluaran dari penyearah daya belum benar-benar rata seperti halnya tagangan DC pada umumnya, maka dari itu dibutuhkan kapasitor pada sisi keluaran penyearah. Kapasitor pada sisi keluaran penyearah berfungsi untuk menghilangkan gelombang AC dan menghasilkan keluaran DC yang lebih halus. Perhitungan untuk menentukan besarnya nilai kapasitor  $C_{out}$  pada penyearah tiga fasa dapat dinyatakan dengan persamaan (16)

$$C_{out} = \frac{P_{avg}}{\omega_g \Delta V V_{dc(min)}} \quad (18)$$

dengan  $\Delta V$  adalah *ripple* dari tegangan DC penyearah biasanya 2%,  $V_{dc(min)}$  adalah tegangan minimum dc-link,  $\omega_g$  adalah frekuensi angular grid, dan  $P_{avg}$  adalah daya konverter [14].

### 2.3 Pulse Width Modulation

*Pulse Width Modulation* (PWM) adalah teknik untuk mengendalikan sirkuit analog dengan keluaran digital mikrokontroler. PWM digunakan dalam banyak aplikasi, mulai dari komunikasi hingga kontrol daya dan konversi. Contohnya, PWM biasa digunakan untuk mengatur kecepatan motor listrik, kecerahan lampu, pada aplikasi pembersihan ultrasonik, dan masih banyak lagi. PWM pada dasarnya adalah sinyal gelombang persegi unipolar digital di mana durasi waktu ON dapat disesuaikan (atau dimodulasi) sesuai keinginan. Dengan cara ini daya yang dikirim ke beban dapat dikontrol dari mikrokontroler [15].



Gambar 2. 6 Bentuk Gelombang PWM

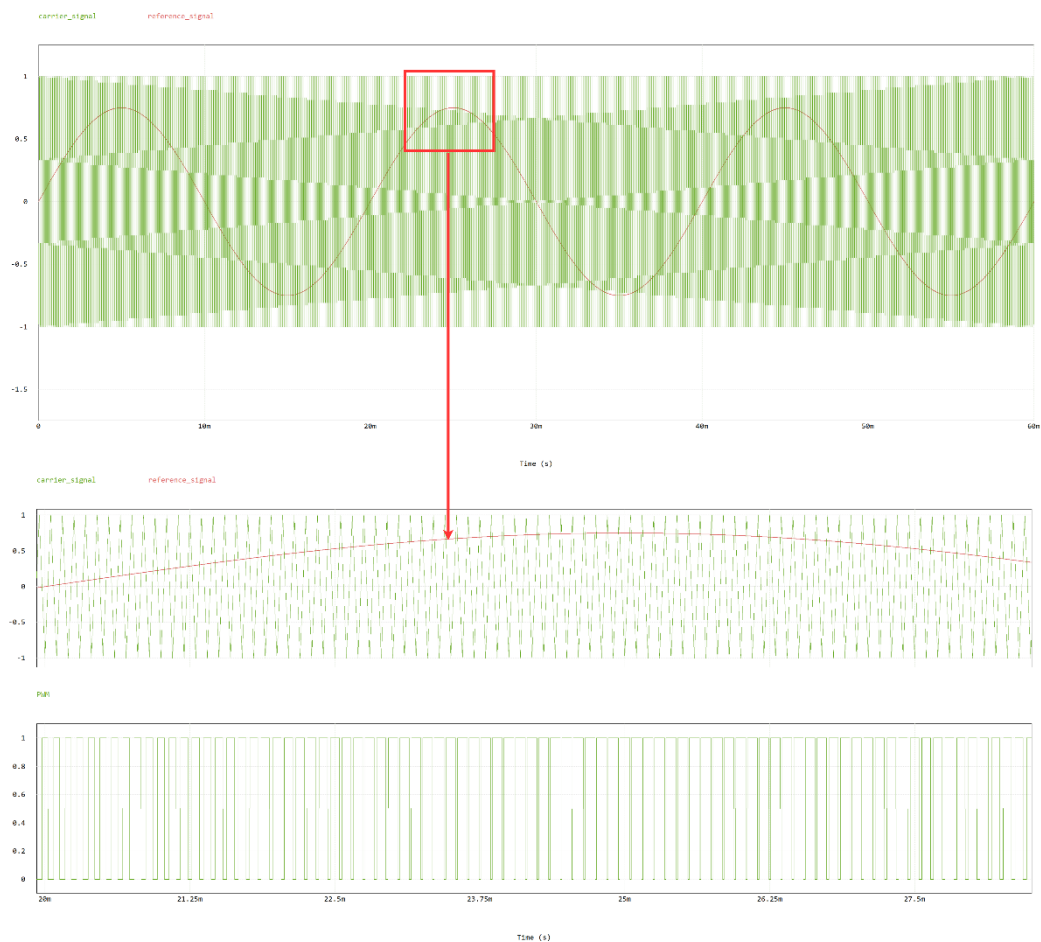
Sinyal PWM tetap "ON" untuk waktu tertentu (M) dan tetap "OFF" untuk waktu tertentu (S) seperti yang terlihat pada Gambar 2.6. Persentase waktu sinyal tetap "ON" dikenal sebagai *duty cycle* (D). Jika sinyal selalu "ON", maka sinyal harus memiliki *duty cycle* 100%. Rumus untuk menghitung *duty cycle* diberikan sebagai berikut

$$D = \frac{M}{T} \quad (19)$$

dengan M adalah periode waktu ON sinyal PWM dan T adalah periode 1 siklus sinyal atau M+S (waktu ON + waktu OFF sinyal PWM).

#### 2.4.1 Bipolar Sinusoidal PWM

Prinsip kerja dari metode bipolar SPWM adalah dengan membandingkan sinyal gelombang sinus referensi dengan sinyal *carrier* gelombang segitiga. Frekuensi sinyal *carrier* harus dibuat jauh lebih besar dari frekuensi sinyal sinus seperti terlihat pada Gambar 2.7.

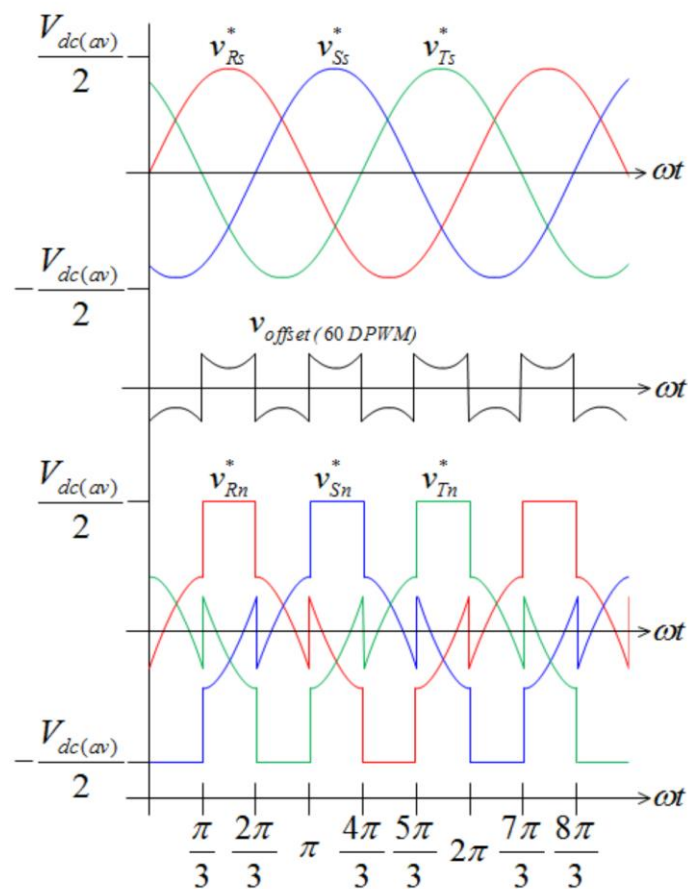


Gambar 2. 7 Pembentukan Sinyal PWM pada Modulasi SPWM

Pembentukan sinyal PWM menggunakan modulasi SPWM dapat dilihat pada Gambar 2.7, ketika sinyal referensi lebih besar dari sinyal karir maka sinyal PWM akan bernilai *High* atau 1 sedangkan saat sinyal referensi di bawah sinyal karir maka PWM bernilai *Low* atau 0 [16].

#### 2.4.2 Discontinuous PWM (60 Derajat)

Discontinuous PWM (DPWM) adalah teknik modulasi di mana sinyal modulasi ditekan ke DC-rail untuk sepertiga dari setiap periode sehingga selama periode tersebut tidak ada pensaklaran yang terjadi. Dengan DPWM, kerugian pensaklaran dari konverter daya dapat dikurangi secara signifikan, terutama dengan frekuensi pensaklaran yang tinggi. Dengan efisiensi daya yang lebih baik, lebih sedikit peralatan pendingin yang diperlukan untuk konverter [17].



Gambar 2. 8 Modulasi DPWM 60 Derajat

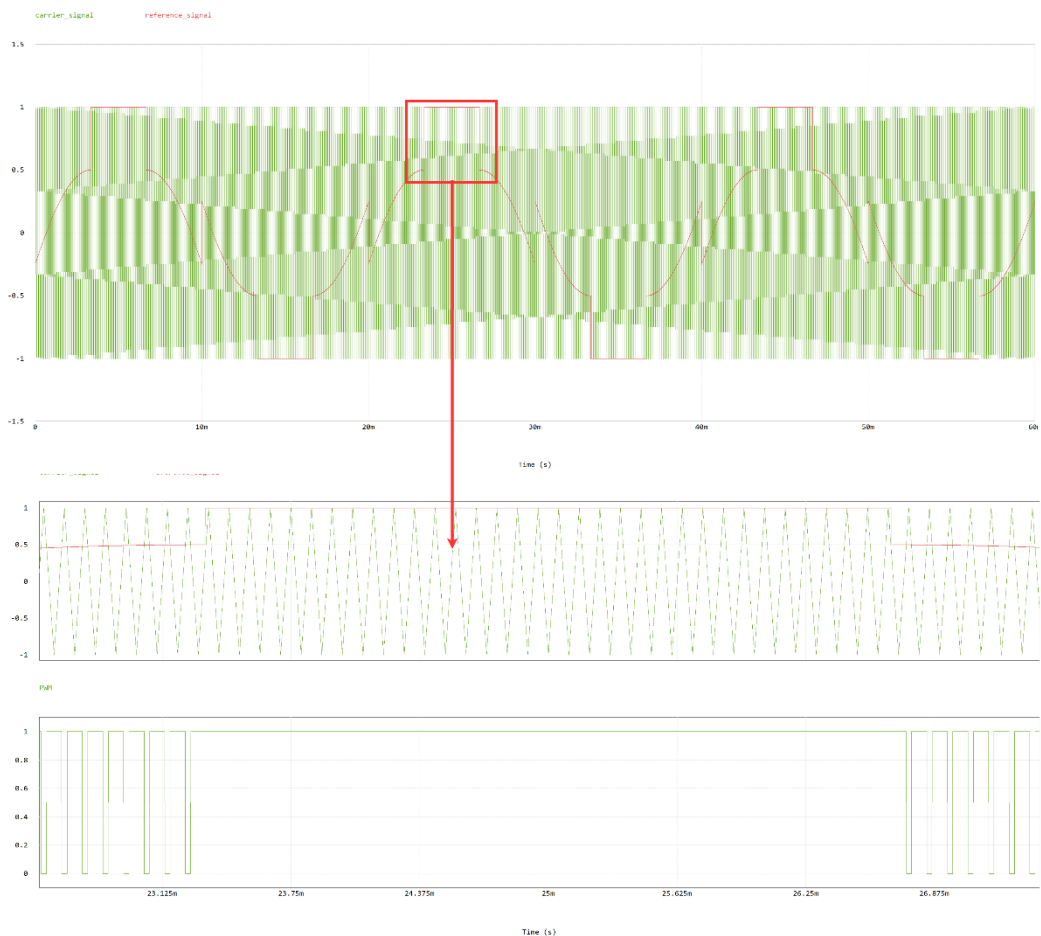


Secara matematis Modulasi DWPM 60 derajat pada Gambar 2.8 dinyatakan dengan persamaan berikut [18]:

$$\left. \begin{aligned} v_{offset} &= \frac{V_{dc(avg)}}{2} - v_{Rs}^*; & \pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \\ v_{offset} &= \frac{-V_{dc(avg)}}{2} - v_{Ts}^*; & 2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi \\ v_{offset} &= \frac{V_{dc(avg)}}{2} - v_{Ss}^*; & \pi \leq \omega t \leq 4\pi/3 \\ v_{offset} &= \frac{-V_{dc(avg)}}{2} - v_{Rs}^*; & 4\pi/3 \leq \omega t \leq 5\pi/3 \\ v_{offset} &= \frac{V_{dc(avg)}}{2} - v_{Ts}^*; & 5\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{Rn}^* &= v_{Rs}^* + v_{offset} \\ v_{Sn}^* &= v_{Ss}^* + v_{offset} \\ v_{Tn}^* &= v_{Ts}^* + v_{offset} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

dengan  $v_{Rn}^*$ ,  $v_{Sn}^*$  dan  $v_{Tn}^*$  adalah sinyal referensi modulasi DPWM 60 derajat tiga fasa. Pembentukan sinyal DPWM sama seperti SPWM yaitu membandingkan sinyal referensi dengan sinyal karir segitiga. Hasil dari perbandingan sinyal ini adalah sinyal DPWM seperti pada Gambar 2.9.

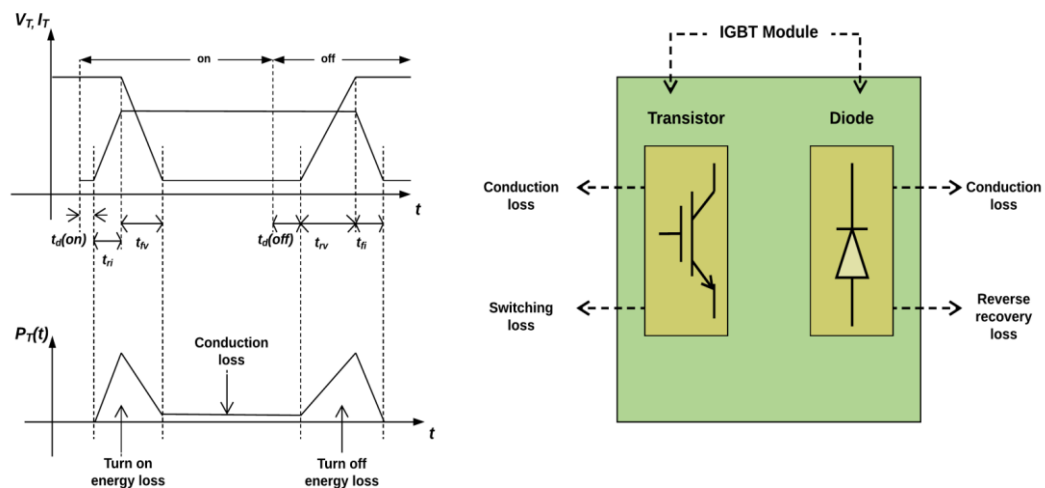


Gambar 2. 9 Pembangkitan Sinyal PWM pada Modulasi DPWM 60 Derajat

Sinyal DPWM yang terbentuk pada Gambar 2.9 menunjukkan bahwa dalam 1 periode sinyal referensi DPWM tidak terjadi pensaklaran (*switching*) dalam selang waktu sepertiga periode atau dalam 120 derajat (60 derajat saat sinyal *high* + 60 derajat saat sinyal *low*) dari total 360 derajat dalam 1 periode, hal inilah yang menjadikan modulasi DPWM dapat mengurangi rugi-rugi daya pensaklaran (*switching losses*) sebesar 30% dari modulasi *continuous*.

## 2.4 Switch Losses

*Switch losses* adalah rugi-rugi daya yang disebabkan oleh peralihan kondisi on/off dari suatu perangkat *active switch*/saklar aktif. Rugi-rugi daya ini dibagi menjadi 2 jenis, yaitu *switching losses* dan *conduction losses*. Penjumlahan antara keduanya merupakan total rugi-rugi daya pada perangkat saklar aktif.

Gambar 2. 10 Karakteristik *Switching* dan *Conduction Losses*

*Switching losses*/rugi-rugi pensaklaran adalah rugi-rugi daya yang terjadi saat saklar (dalam kasus ini IGBT) beralih keadaan dari on/terhubung ke keadaan off/terputus. Besarnya rugi-rugi ini bergantung pada frekuensi switching, arus beban, tegangan DC-link dan suhu sambungan (T junction). Dioda juga mengambil peran dalam penyebab kerugian ini yang disebabkan oleh efek *reverse recovery* dari dioda. Secara keseluruhan terdapat tiga komponen utama rugi-rugi pensaklaran yaitu rugi-rugi turn-on IGBT, rugi-rugi turn-off IGBT, dan rugi-rugi *reverse recovery* dioda [19][20].

Persamaan dasar dalam menentukan rugi-rugi daya pensaklaran untuk IGBT adalah sebagai berikut:

$$E_{on} = I_{c(on)} V_{cc} \frac{t_{ri} + t_{fv}}{2} \quad (22)$$

$$P_{on} = E_{on} \times f_{sw} \quad (23)$$

$$E_{off} = I_{c(on)} V_{cc} \frac{t_{rv} + t_{fi}}{2} \quad (24)$$

$$P_{off} = E_{off} \times f_{sw} \quad (25)$$

$$P_{sw\_tot} = P_{on} + P_{off} + P_{recovery\_diode} \quad (26)$$

dimana  $t_{ri}$  adalah waktu kenaikan arus,  $t_{rv}$  waktu kenaikan tegangan,  $t_{fi}$  waktu penurunan arus dan  $t_{fv}$  waktu penurunan tegangan.

Rugi-rugi daya pensaklaran perlu dinormalisasi dengan kondisi yang disediakan untuk setiap aplikasi dengan nilai nominal dari datasheet dengan persamaan berikut:

$$P_{sw\_IGBT} = \frac{(E_{on} + E_{off}) f_{sw}}{\pi} \times \frac{I_{peak}}{I_{nom}} \times \frac{V_{dc-link}}{V_{nom}} \quad (27)$$

$$P_{sw\_Diode} = \frac{E_{rec} \times f_{sw}}{\pi} \times \frac{I_{peak}}{I_{peak}} \times \frac{V_{dc-link}}{V_{nom}} \quad (28)$$

dengan  $I_{peak}$  adalah nilai puncak arus kolektor,  $I_{nom}$  adalah arus pengenal nominal IGBT,  $V_{dc-link}$  adalah tegangan dc-link, dan  $V_{nom}$  adalah Vline dinamis dari datasheet.

*Conduction losses*/rugi-rugi konduksi terjadi ketika IGBT dan dioda dalam keadaan terhubung (on) atau menghantarkan arus. Rugi-rugi ini dapat dihitung dengan persamaan berikut:

$$P_{c\_IGBT} = V_{on} \times I_{(avg)} + R_c \times I_{(rms)}^2 \quad (28)$$

$$I_{(avg)} = I_{peak} \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m_a \cos \theta}{8} \right) \quad (29)$$

$$I_{(rms)} = I_{peak} \left( \frac{1}{8} + \frac{m_a \cos \theta}{3\pi} \right) \quad (30)$$

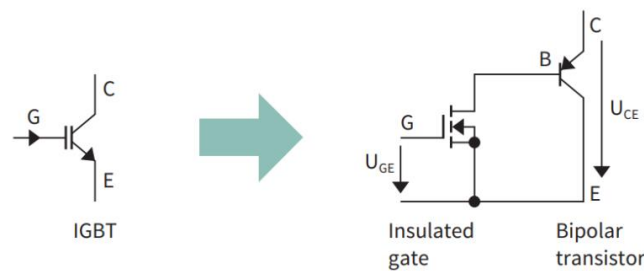
$$P_{c\_Diode} = V_d \times I_{d(avg)} + R_d \times I_{d(rms)}^2 \quad (31)$$

dimana  $V_{on}$  adalah *on-state voltage*,  $R_c$  adalah *on-state*,  $V_d$  adalah tegangan maju dioda,  $I_d$  adalah arus maju dioda, dan  $R_d$  adalah *on-state resistance* dari dioda.

## 2.5 IGBT

Fungsi paling dasar dari IGBT adalah perpindahan arus listrik yang paling cepat, sehingga mencapai kerugian peralihan yang serendah mungkin. Sesuai dengan

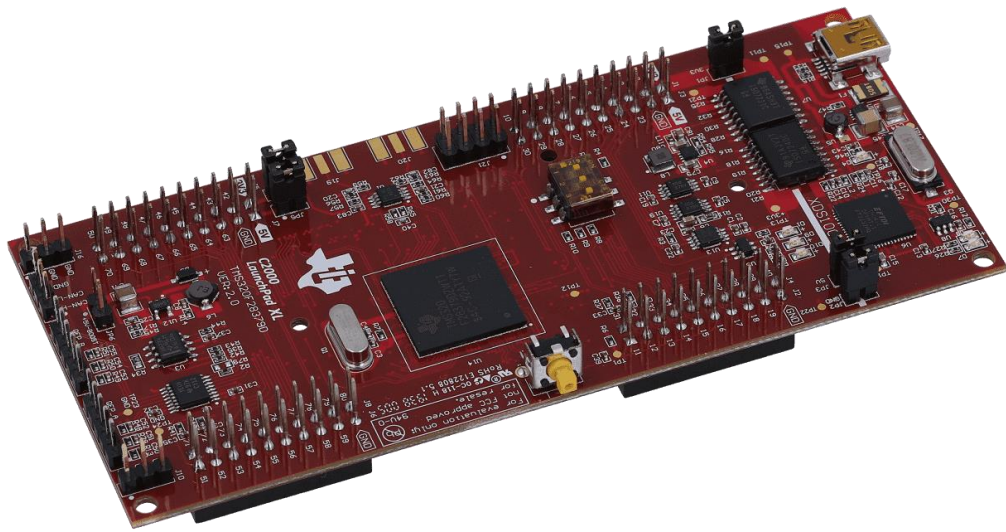
namanya "Insulated Gate Bipolar Transistor", IGBT adalah transistor bipolar dengan struktur gerbang yang terisolasi, gerbang itu sendiri pada dasarnya adalah MOSFET. Oleh karena itu, IGBT menggabungkan keuntungan dari kemampuan pembawa arus yang tinggi dan tegangan pemblokiran yang tinggi dari transistor bipolar dengan kontrol MOSFET berbasis kapasitif dan hampir tanpa daya. Gambar 2.14 menggambarkan bagaimana gabungan MOSFET dan Transistor Bipolar mengarah ke IGBT [19].



Gambar 2. 11 Representasi IGBT Hasil Penggabungan MOSFET dan Transistor Skema pada Gambar 2.11 hanya menggambarkan struktur umum. Pada kenyataannya, desain teknis tidak didasarkan pada dua perangkat independen. MOSFET yang bertindak sebagai struktur gerbang, Basis transistor bipolar tidak lagi tersedia. Perangkat ini sekarang terhubung melalui Collector, Gate dan Emitter. Fungsi dasar IGBT agak sederhana, tegangan positif  $U_{GE}$  dari gerbang ke emitor menyalakan MOSFET. Kemudian, tegangan yang terhubung ke kolektor dapat menggerakkan arus basis melalui transistor bipolar dan MOSFET. transistor bipolar menyala dan arus beban dapat mengalir. Begitu pula sebaliknya, tegangan  $U_{GE} \leq 0$  V akan memutus arus basis, dan transistor bipolar mati juga. Karena MOSFET bersifat kapasitif, arus gerbang hanya perlu mengisi kapasitas gerbang. Nilai RMS dari arus gerbang berjumlah hampir nol. Sebagai perangkat elektronik daya, IGBT dioptimalkan untuk kecepatan switching yang tinggi [21].

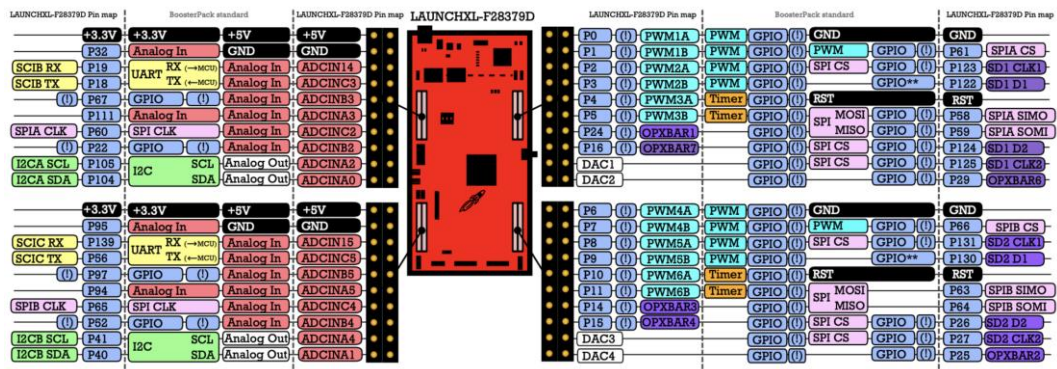
## 2.6 Rangkaian Pembangkit *Pulse Width Modulation*

LAUNCHXL-F28379D adalah mikrokontroler yang diproduksi oleh perusahaan Texas Instruments. Mikrokontroler umumnya terdiri dari CPU (*Central Processing Unit*), memori, I/O dan pendukung lainnya seperti *Analog-to-Digital Converter* (ADC).



Gambar 2. 12 LAUNCHXL-F28379D

LAUNCHXL-F28379D digunakan sebagai perangkat mikrokontroler yang dapat membangkitkan sinyal PWM. Sinyal yang berasal dari perangkat ini dibangkitkan berdasarkan program yang ditanamkan ke dalamnya melalui *Code Composer Studio* dan *Simulink Matlab*.



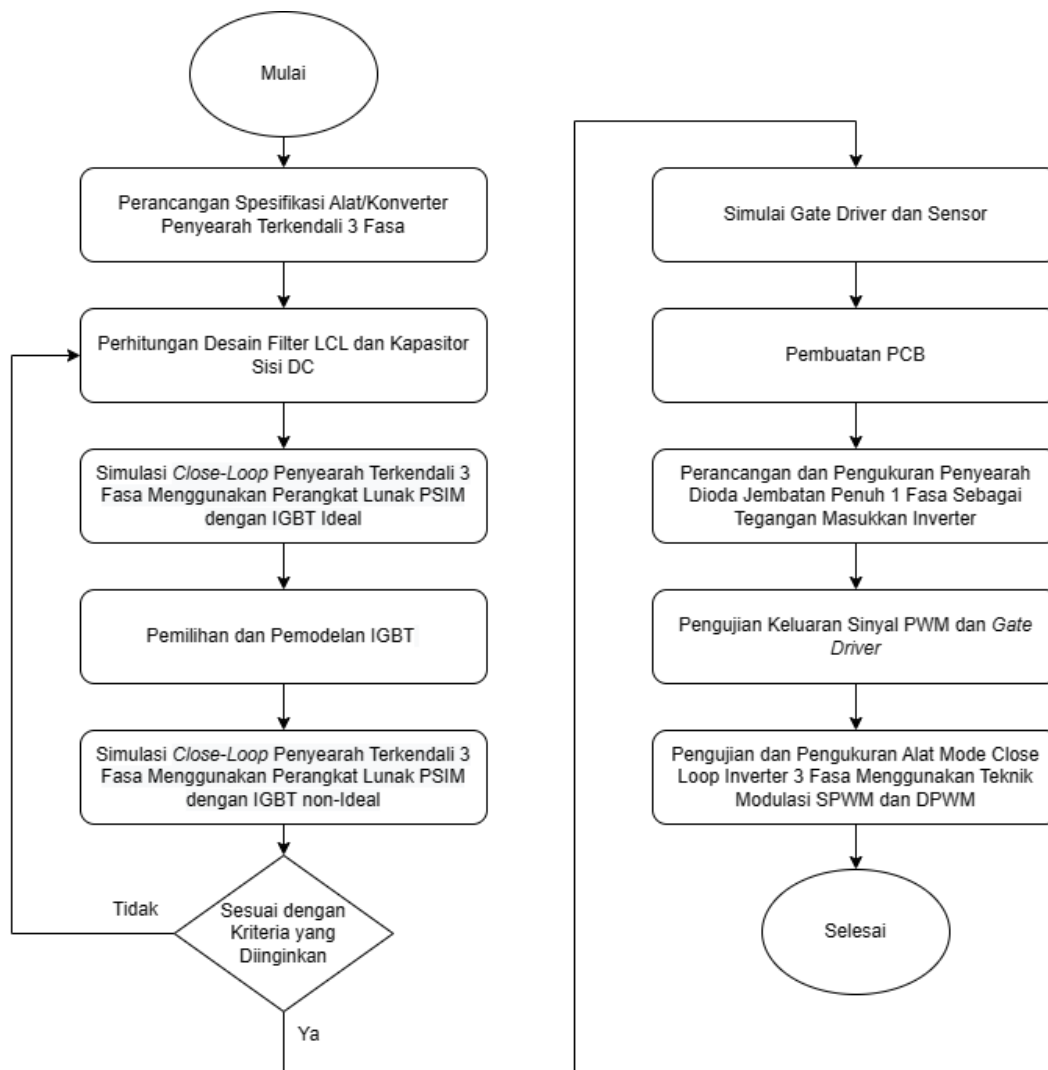
Gambar 2. 13 Konfigurasi Pinout LAUNCHXL-F28379D

Sinyal PWM tersebut keluar melalui pin out berdasarkan konfigurasi berikut sesuai dengan yang sudah ditentukan melalui program yang ditanamkan [22].

### III. METODOLOGI PENELITIAN

#### 3.1 Perancangan Sistem

Langkah-langkah perancangan Tugas Akhir ini disusun secara sistematis, mulai dari penentuan spesifikasi alat yang akan dibuat, perhitungan parameter, pengujian melalui simulasi, desain PCB dan yang terakhir pengujian dan pengukuran perangkat keras menggunakan mode *Inverter* 3 fasa. Diagram perancangan Tugas Akhir ditunjukkan pada Gambar 3.1 di bawah ini



Gambar 3. 1 Diagram Alir Perancangan Tugas Akhir

### 3.2 Spesifikasi Perangkat Keras

Desain perangkat keras ini mendapat tegangan masukan dari sumber tegangan tiga fasa 380 Vac (tegangan antar fasa) dan enam buah IGBT. Pada penyearah memerlukan filter baik pada sisi masukannya ataupun keluarannya. Pada sisi masukannya membutuhkan filter LCL untuk meredam harmonisa, sedangkan pada sisi keluarannya membutuhkan filter kapasitor. Jika daya dan tegangan keluaran dari penyearah didesain bisa mencapai 11 kW dan 900 Vdc dengan frekuensi switching pada IGBT sebesar 40 kHz, maka nilai induktansi pada induktor sisi grid ditentukan menggunakan persamaan (8) sehingga,

$$L_r = \frac{900}{4 \times 40000 \times \frac{11000}{\sqrt{2} \times 380} \times 20\%}$$

$$L_r = 1,37 \text{ mH}$$

Mengasumsikan riak arus 20% [7][8] maka nilai induktansi  $L_r$  adalah 1.37 mH.

Kapasitor filter sisi AC ditentukan menggunakan persamaan (10) dengan nilai kapasitansi sebagai berikut,

$$C_f < 5\% \times \frac{11500}{2\pi \times 50 \times 380^2}$$

$$C_f = 12 \mu\text{F}$$

sehingga didapatkan nilai kapsitansi pada kapasitor filter sisi AC adalah 12  $\mu\text{F}$ .

Nilai induktansi pada induktor sisi grid ditentukan menggunakan persamaan (15) sehingga,

$$L_g = \left| \frac{\frac{1}{10\%} - 1}{1 - 0,137\text{mH} \times 12\mu\text{F} \times (2\pi \times 40000)^2} \right| \times 1,37\text{mH} = 12 \mu\text{H}$$

Nilai resistenasi redaman ditentukan menggunakan persamaan (17) sehingga,

$$R_d = \frac{1}{6\pi \times \frac{1}{2\pi \times \sqrt{\frac{12 \mu\text{H} \times 1,37 \text{ mH}}{12 \mu\text{H} + 1,37 \text{ mH}}}} \times 12 \mu\text{F}} \approx 0,33 \Omega$$

Kapasitor sisi DC ditentukan menggunakan persamaan (18) dengan nilai kapasitansi sebagai berikut,

$$C_{out} = \frac{11000}{2\pi \times 50 \times (2\% \times 800) \times 800}$$

$$C_{out} \approx 2200 \mu\text{F}$$

Berdasarkan perhitungan parameter yang ditentukan dalam pembuatan desain konverter penyearah terkendali tiga fasa ditunjukkan pada Tabel 3.1.

Tabel 3. 1 Spesifikasi Desain Konverter Penyearah Terkendali Tiga Fasa

PARAMETER		MIN	NOM	MAX	UNITS
Karakteristik Sumber (AC Terminal)					
$V_{in}$	Tegangan RMS AC		380		V
$f_g$	Frekuensi Grid		50		Hz
Karakteristik Filter (AC Terminal)					
$L_g$	Induktor Grid		12		$\mu$ H
$L_r$	Induktor Rectifier		1.37		mH
$C_f$	Kapasitor Filter		12		$\mu$ F
$R_d$	Resistor Redaman		0,33		$\Omega$
Karakteristik Keluaran (DC Terminal)					
$V_{out}$	Tegangan Keluaran	700	800	900	V
$P_{out}$	Daya Keluaran			11000	W
Karakteristik Filter (DC Terminal)					
$C_{DC}$	Kapasitor Sisi DC		2200		$\mu$ F
Karakteristik Sistem Kontrol					
$f_s$	Frekuensi Pensaklaran		40000		Hz

### 3.3 Perancangan Simulasi Menggunakan Perangkat Lunak PSIM

Perangkat lunak PSIM membantu dalam mempelajari karakteristik kerja sistem penyearah terkendali tiga fasa sebelum direalisasikan. Simulasi juga bertujuan untuk menentukan nilai – nilai komponen yang akan digunakan pada realisasi alat sehingga komponen yang akan digunakan sesuai dengan yang sudah diperhitungkan. Simulasi *close loop* penyearah terkendali tiga fasa menggunakan metode VOC seperti yang sudah dijelaskan pada 2.3. Pengujian ini dilakukan setelah memodelkan *device* terutama IGBT yang digunakan. Terdapat beberapa pengujian simulasi diantaranya adalah pengujian dengan tegangan keluaran yang berbeda seperti pada tabel 3.1 dan pengujian variasi beban yang masing-masing akan dilakukan dengan metode modulasi SPWM dan DPWM untuk menganalisis perbedaan kerugian daya antara 2 metode modulasi tersebut.

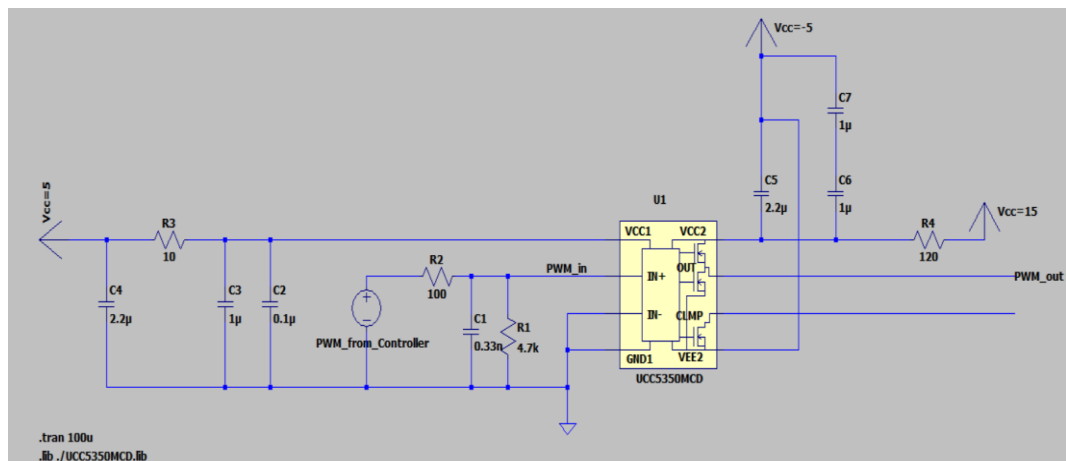


### 3.4 Perancangan Simulasi Menggunakan Perangkat Lunak LTSpice

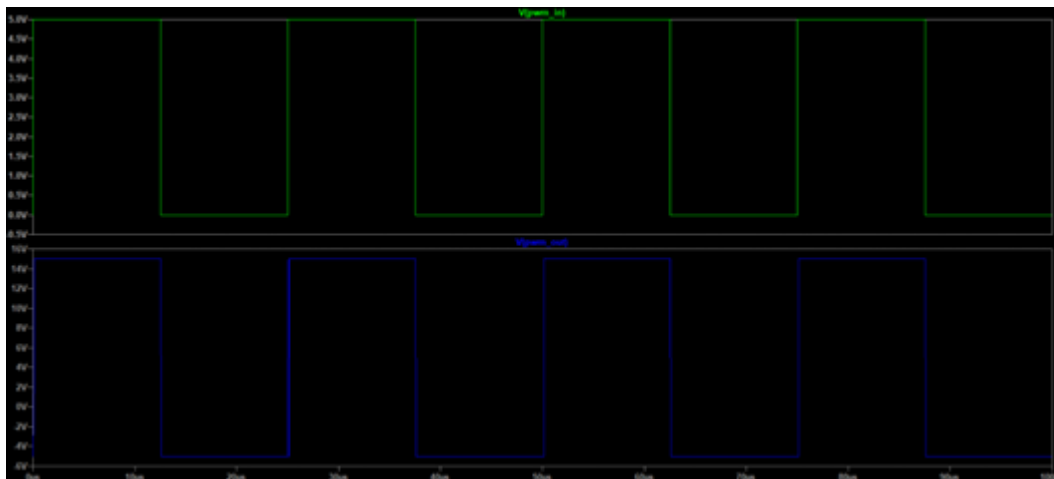
Perangkat Lunak LTSpice membantu dalam menganalisa sinyal keluaran dari *device* yang digunakan dengan cara memodelkannya sesuai dengan datasheet atau dengan *library* Pspice yang biasanya sudah disediakan di *website* pabrikannya. Simulasi yang akan dilakukan adalah pada rangkaian *gate driver*, sensor tegangan dan arus.

#### 3.4.1 Gate Driver

*Gate driver* yang digunakan pada perancangan Tugas Akhir ini adalah UCC5350MC. Pemilihan UCC5350MC sebagai rangkaian *gate driver* pada perancangan Tugas Akhir ini dikarenakan UCC5350MC memiliki fungsi isolasi yang memisahkan *ground* rangkaian kontrol dengan rangkaian daya. Selain itu juga dapat menguatkan sinyal PWM dengan nilai tegangan 5V yang dibangkitkan oleh rangkaian kontrol menjadi sinyal PWM dengan nilai tegangan yang lebih tinggi tergantung dengan tegangan VCC-nya. Rangkaian Simulasi dan tegangan keluaran *gate driver* UCC5350MC ditunjukkan pada Gambar 3.2 dan 3.3,



Gambar 3. 2 Rangkaian *Gate Driver* UCC5350MC

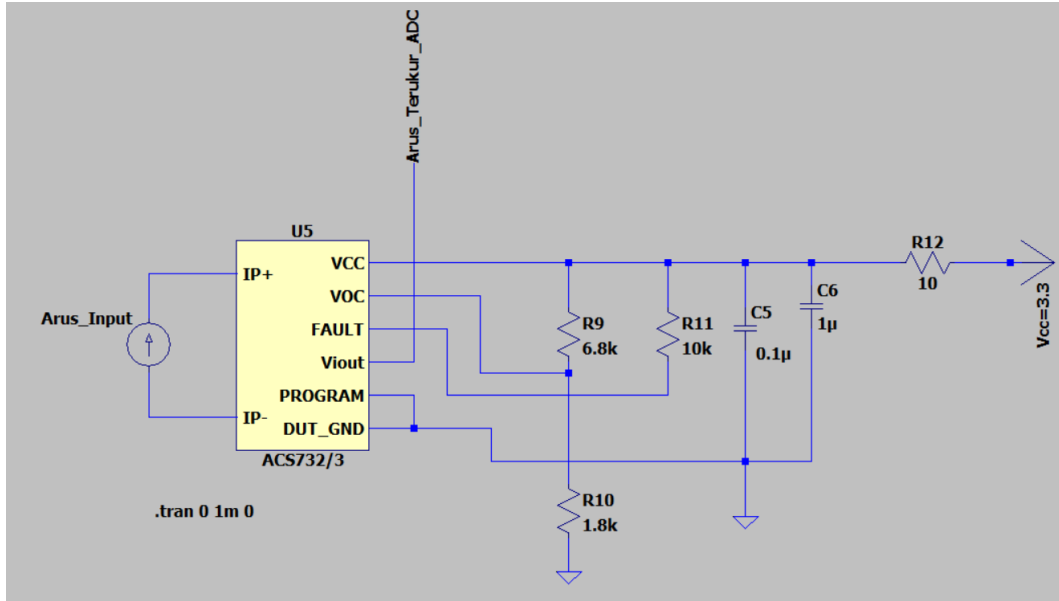


Gambar 3. 3 Tegangan PWM Masukan dan Keluaran Gate Driver UCC5350MC

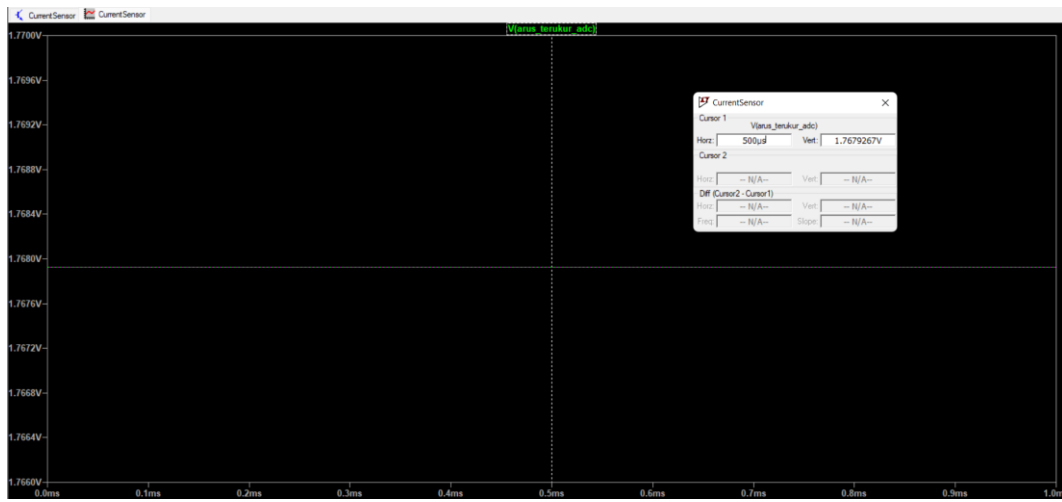
### 3.4.2 Sensor Tegangan dan Arus

Metode *Voltage Oriented Control* memerlukan umpan balik arus tiga fasa, tegangan tiga fasa dan tegangan DC keluaran dari penyearah. Oleh sebab itu, perlu dilakukannya analisis menggunakan perangkat lunak LTSpice untuk memodelkan *device* sensor yang dipilih. Pemilihan sensor dilihat berdasarkan nilai yang akan diukur oleh sensor tersebut, sehingga sebelum dilakukannya pemilihan *device* sensor perlu melakukan simulasi sistem kerja dari penyearah terkendali tiga fasa seperti pada 3.3 untuk melihat karakteristik arus yang akan diukur.

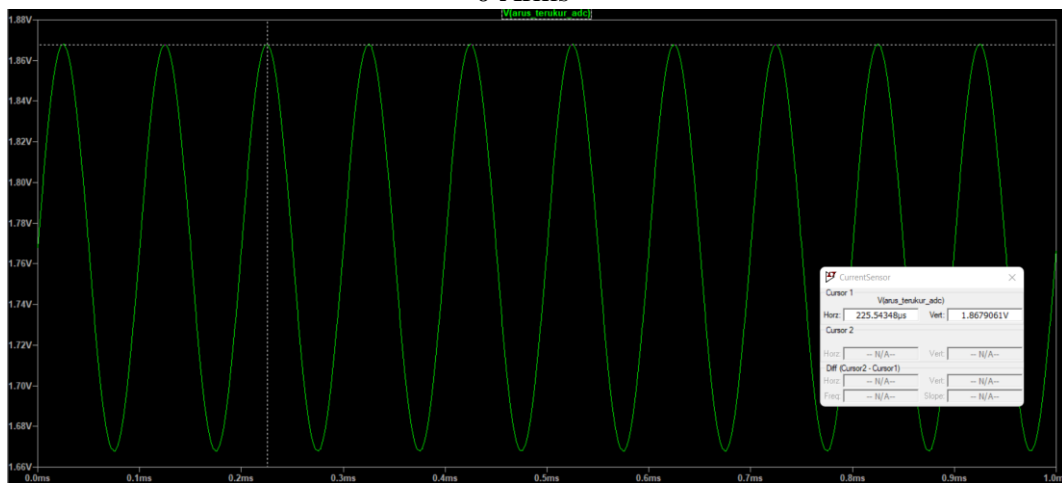
Sensor arus yang dipilih adalah ACS733KLATR-65AB, sensor ini dapat mengukur arus AC dan DC hingga 65A. Keluaran dari sensor ini dalam bentuk tegangan yang akan menuju ke pin ADC dari kontroler. Sensitivitas dari sensor ini adalah 20 mV/A yang artinya setiap kenaikan arus 1A maka tegangan yang keluar bertambah 20mV. Namun pada *library* LTSpice ini yang hanya tersedia di website pabrikannya adalah ACS732KLTAR-20AB dengan kemampuan ukur hingga 20A dan sensitivitas sebesar 100 mV/A. Sensor ini berasal dari 1 pabrikan yang sama yaitu ALLEGRO sehingga karakteristik sensornya hampir sama, perbedaannya hanya terletak pada sensitivitas dan kemampuan pengukurannya. Maka dari itu simulasi sensor arus ini tetap bisa dilakukan dengan *library* ACS732KLTAR-20AB.



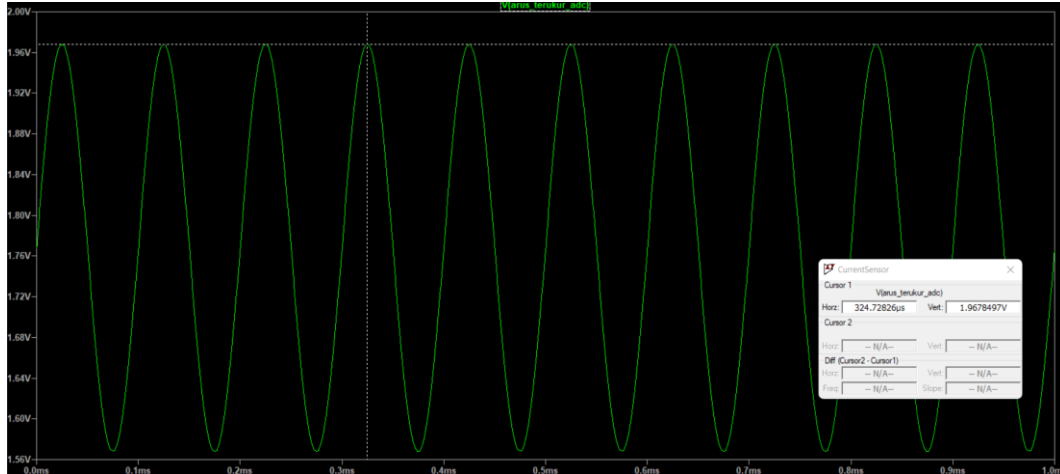
Gambar 3. 4 Rangkaian Simulasi Sensor Arus



0 Arms



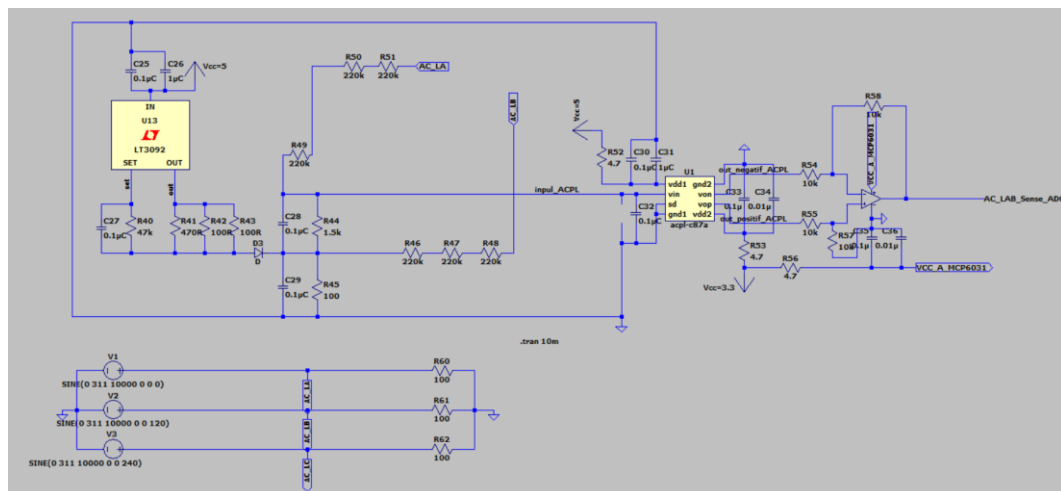
1 Arms



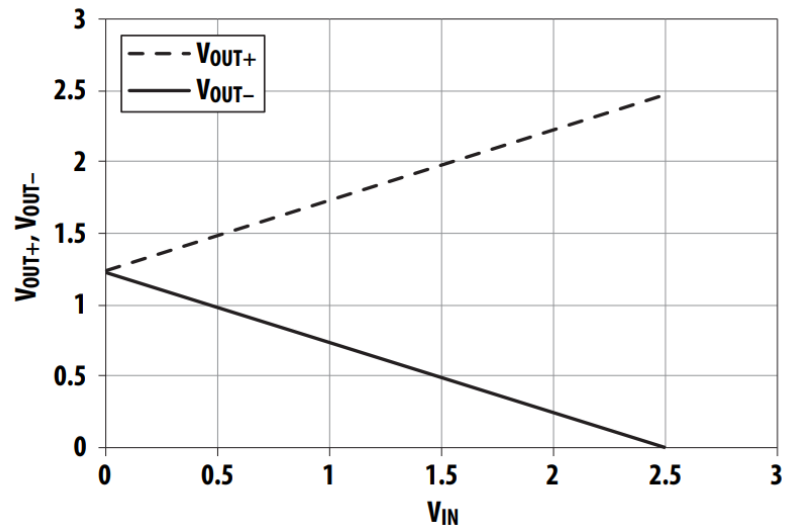
2 Arms

Gambar 3. 5 Hasil Simulasi Sensor Arus dengan Arus Masukkan 0 Arms, 1 Arms, dan 2 Arms

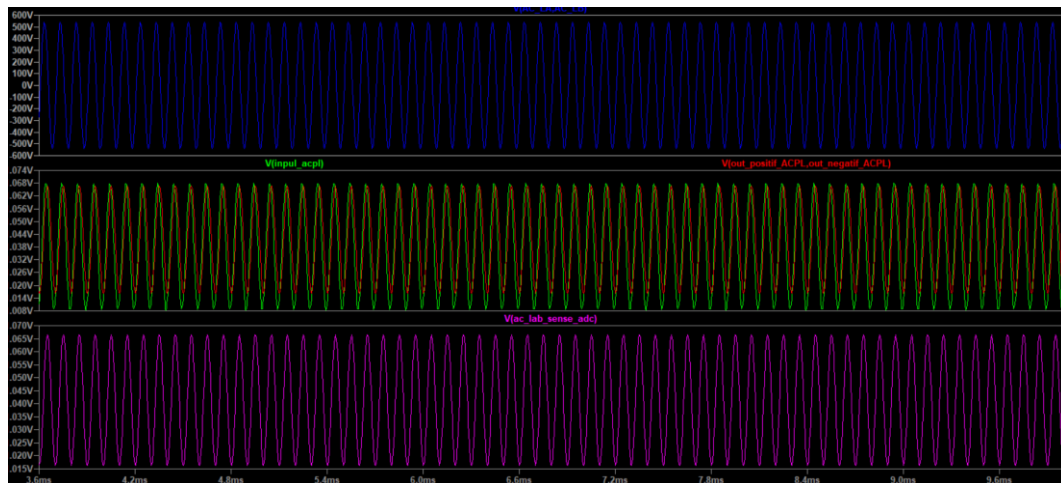
Hasil Simulasi pada Gambar 3.5 menunjukkan ketika arus yang melewati sensor sebesar 0 Arms maka tegangan yang keluar sebesar 1,7679V. Kemudian saat arus melewati sensor sebesar 1 Arms maka tegangan yang keluar sebesar 1,8679V. Pengujian terakhir saat arus melewati sensor sebesar 2 Arms maka tegangan yang keluar sebesar 1,9679V. Hasil keluaran sensor menunjukkan nilai sesuai dengan sensitivitas sensor yaitu 100 mV/A.



Gambar 3. 6 Rangkaian Simulasi Sensor Tegangan ACPL-C870



Gambar 3. 7 Kurva Karakteristik Tegangan masukan dan Keluaran ACPL-C870

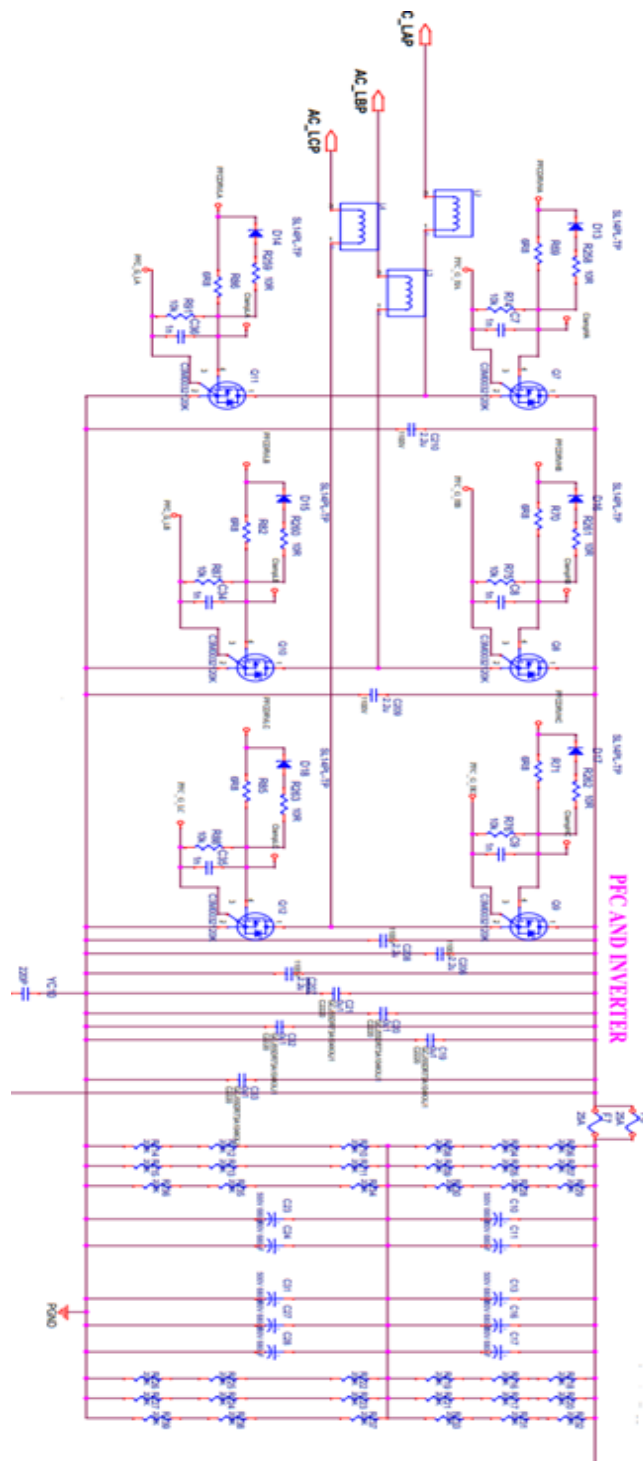


Gambar 3. 8 Hasil Simulasi Sensor Tegangan

Launxhl-F28379D hanya data menerima tegangan ADC sebesar 3,3V, maka dari itu tegangan 3 fasa yang terukur akan melalui proses rangkaian pembagi tegangan sebelum masuk ke ACPL. Berdasarkan Gambar 3.8 ketika tegangan antar fasa AB sebesar 537 Vpeak, tegangan yang masuk ACPL sebesar 1,0679 Vpeak. Tegangan ini bisa disesuaikan namun tidak boleh melebihi 3,3 Vpeak. Kurva tegangan masukan dan keluaran dari ACPL pada Gambar 3.7 menjelaskan bahwa tegangan masukan dan keluaran ACPL memiliki rasio 1:1 ketika sisi keluarannya diukur dengan probe multimeter positif pada pin Vop ACPL dan probe multimeter negatif pada pin Von ACPL.

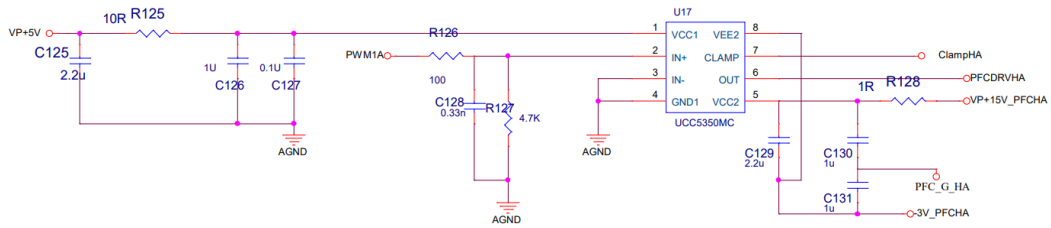
### 3.5 Desain PCB menggunakan Perangkat Lunak Kicad 7.0

Perangkat lunak Kicad 7.0 membantu dalam mendesain skematik dan layout PCB dari perangkat keras penyearah terkendali tiga fasa sebelum direalisasikan. Desain PCB dibagi menjadi 2 yaitu PCB *power board* atau *board* utama dan juga PCB *board controller*.



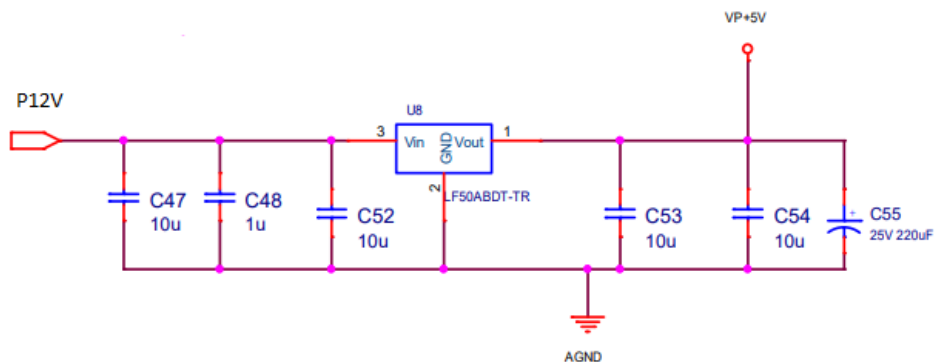
Gambar 3. 9 Skematik Rangkaian Utama Penyearah Terkendali 3 Fasa [23]

Berdasarkan simulasi rangkaian gate driver pada 3.3 maka desain skematik PCB dari rangkaian *gate driver* ini seperti ditunjukkan pada Gambar 3.10.

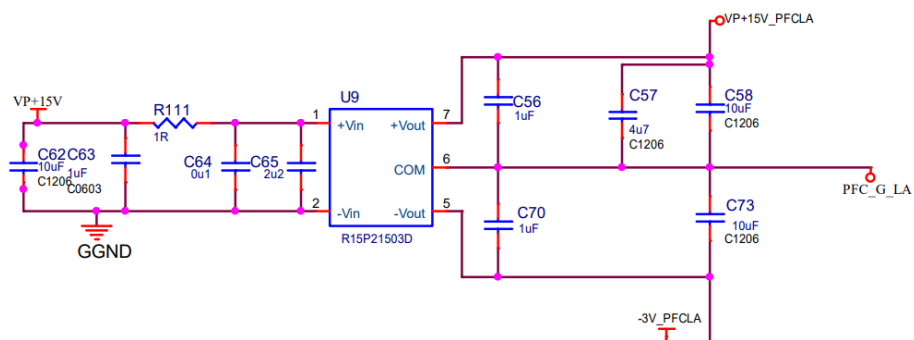


Gambar 3. 10 Skematik *Gate Driver* UCC5350MC [23]

Dari desain tersebut rangkaian gate driver membutuhkan *supply* tegangan sebesar +5V untuk sisi masukannya, serta tegangan +15V dan -3,3V untuk sisi keluarannya. Dikarena sisi masukan dan keluaran memiliki *ground* yang berbeda maka diperlukan dc-dc *power supply* yang terisolasi. Skematik dari dc-dc *power supply* untuk rangkaian *gate driver* ditunjukkan pada Gambar 3.11.



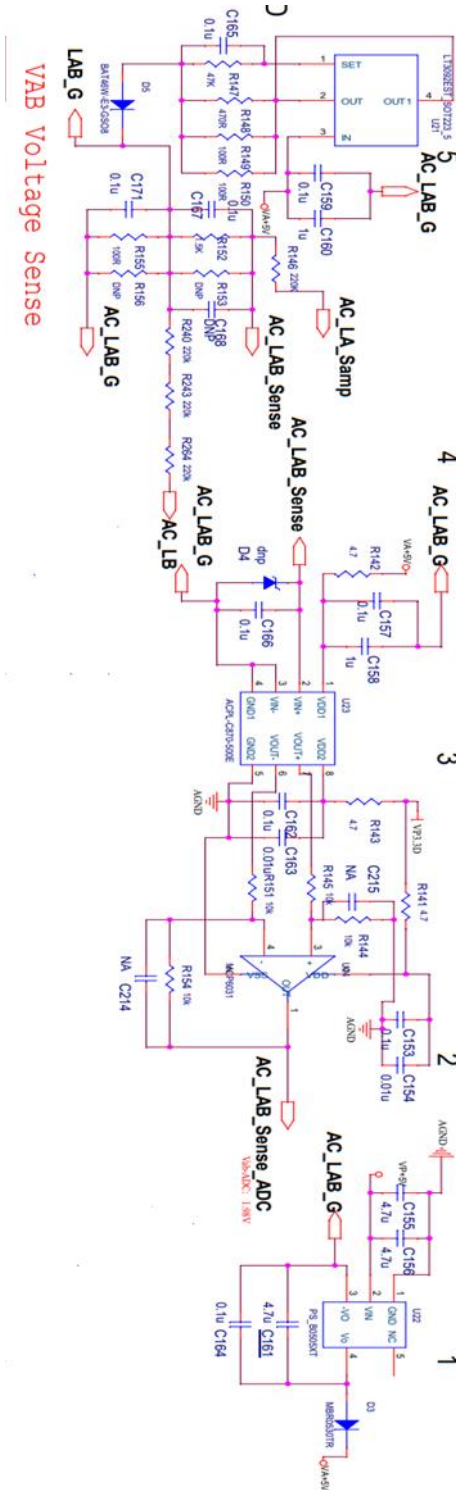
Vcc sisi masukan *gate driver*



Vcc sisi keluaran *gate driver*

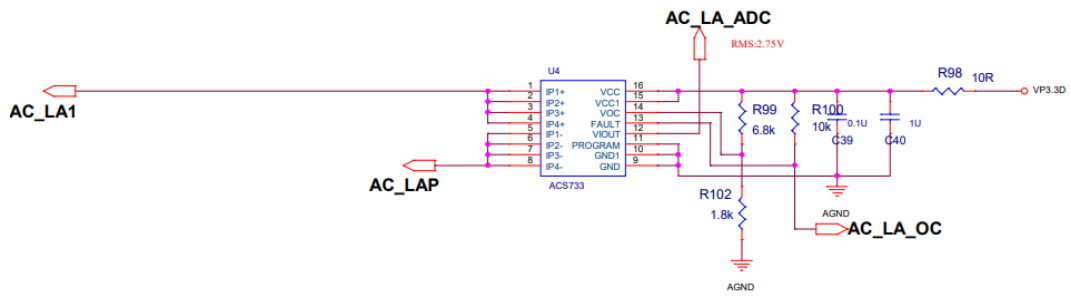
Gambar 3. 11 DC-DC *Power Supply Gate Driver* [23]

Penyearah terkendali 3 fasa secara *close loop* memerlukan umpan balik arus 3 fasa, tegangan 3 fasa dan tegangan keluaran sisi DC. Maka dari itu diperlukan sensor untuk mendapatkan umpan balik tersebut. Desain skematik dari sensor ditunjukkan pada Gambar 3.12.

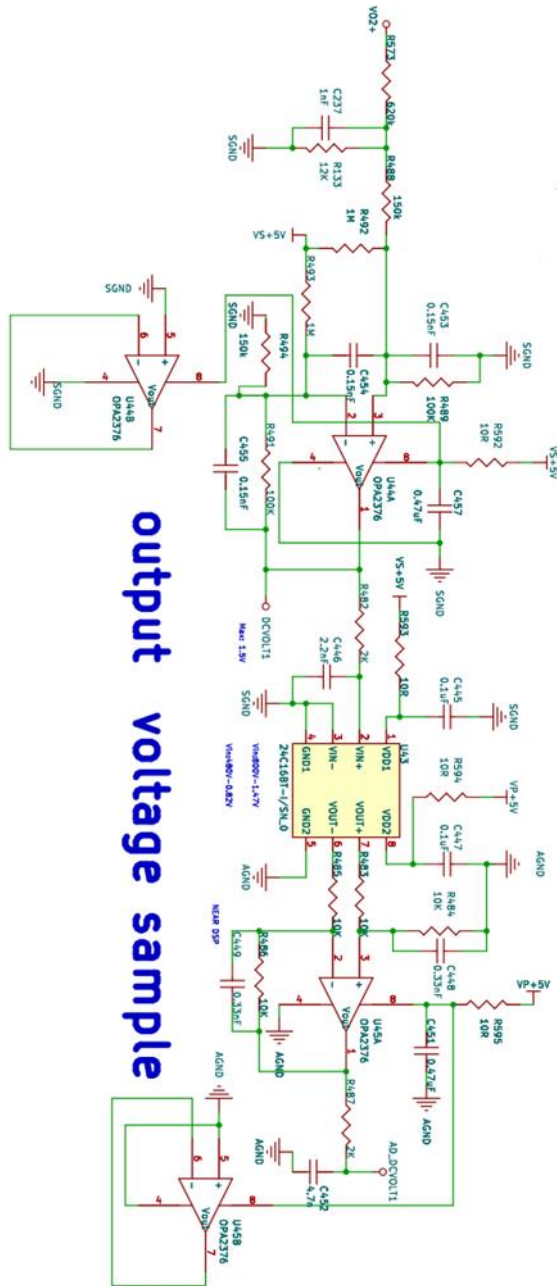


Sensor Tegangan AC





Sensor Arus AC

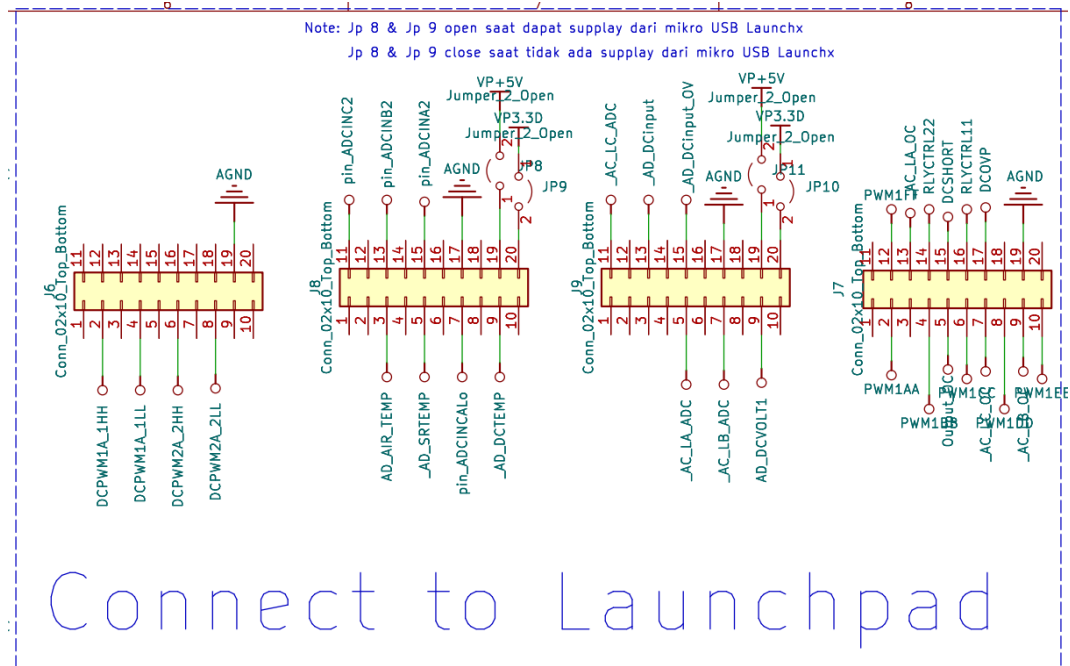


output voltage sample

Sensor Tegangan DC

Gambar 3. 12 Skematik Sensor [23]

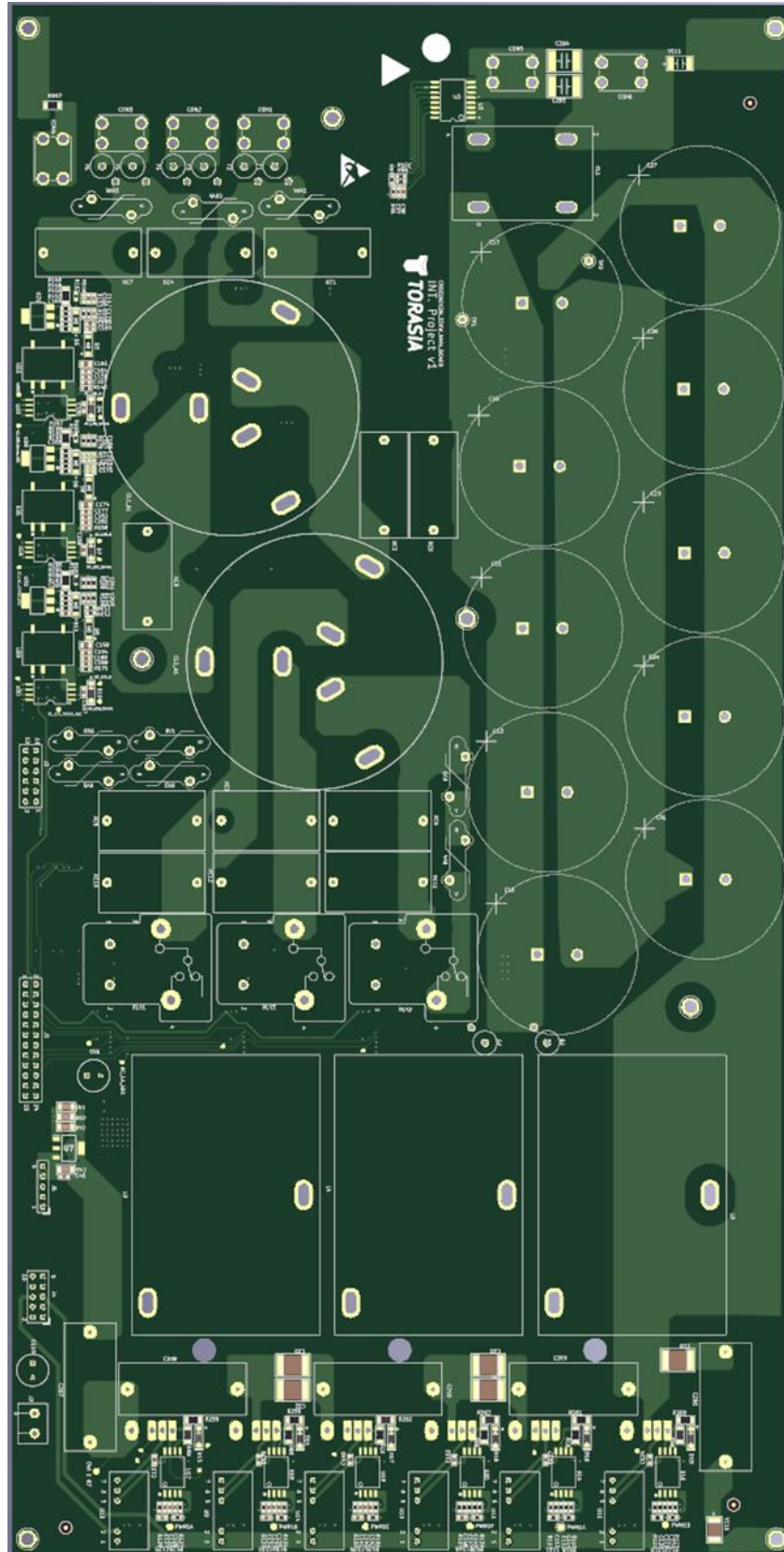
Keluaran dari tegangan dan arus umpan balik tersebut telah menjadi tegangan ADC yang akan masuk ke *board controller* LAUNCHXL-F28379D yang nantinya akan digunakan sebagai nilai referensi kontrol VOC pada penyearah terkendali 3 fasa. Skematik dari jalur tegangan ADC ke *board controller* LAUNCHXL-F28379D ditunjukkan pada Gambar 3.13.



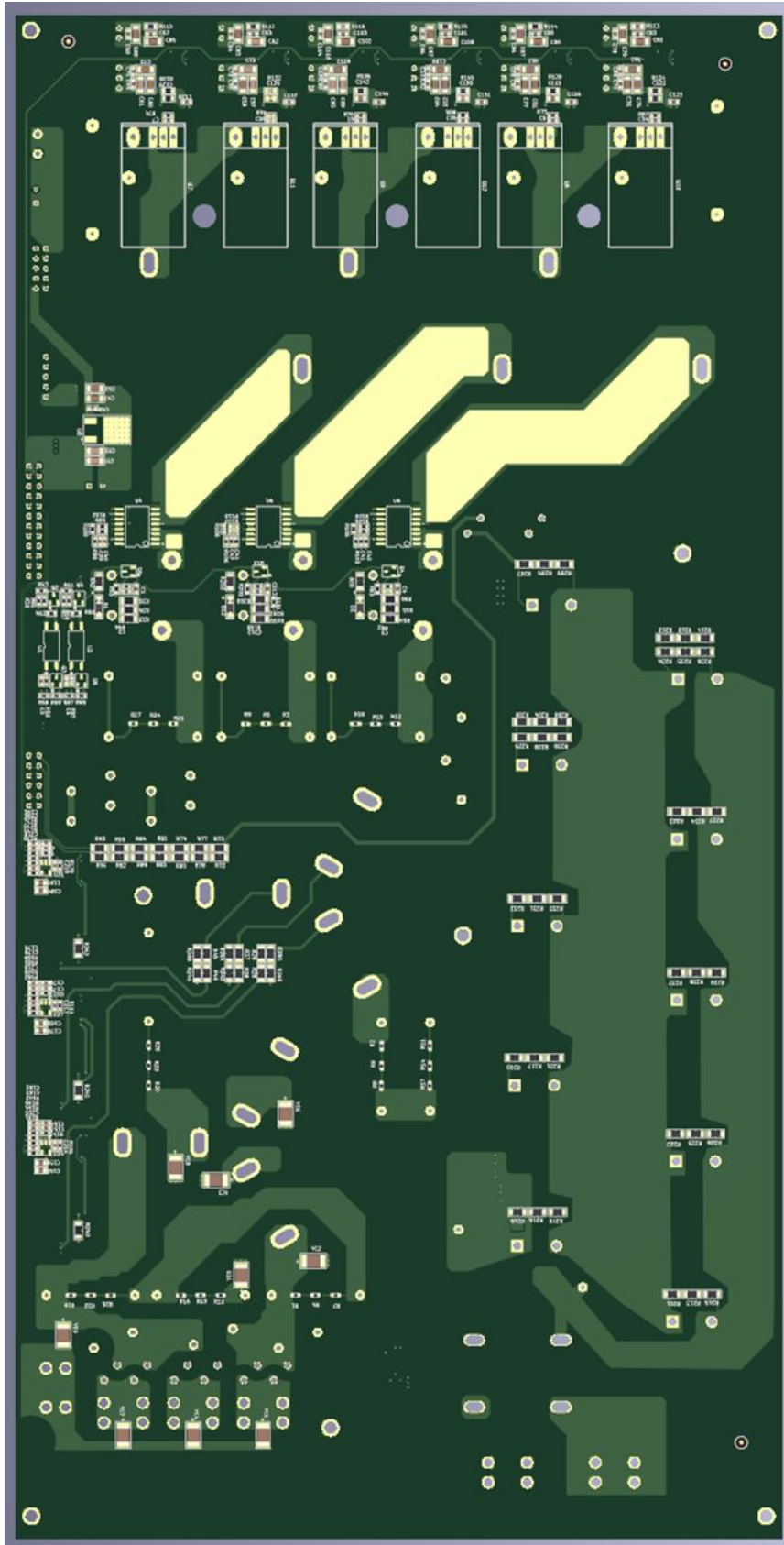
Gambar 3. 13 Jalur Tegangan ADC ke Board Controller

Secara umum pin pada konektor tersebut yang terpakai hanya pin ADC yang merupakan sinyal umpan balik dari sensor, pin *power supply* +5V dan +3,3V, serta pin PWM. Pada desain Gambar 3.13 pin konektor yang lainnya merupakan rangkaian tambahan untuk proteksi ketika perangkat keras penyearah ini dioperasikan secara desain akhirnya (*final design*). Penelitian ini hanya menggunakan desain secara umum yaitu desain utama penyearah yang terdiri dari 6 IGBT, desain *gate driver*, desain dc-dc *power supply* untuk *gate driver* dan desain sensor, meskipun pada Gambar 3.9 adalah desain akhir *layout PCB* dari perangkat keras penyearah ini. Maka dari itu untuk komponen tambahan ini tidak perlu dipasang pada *board PCB*.

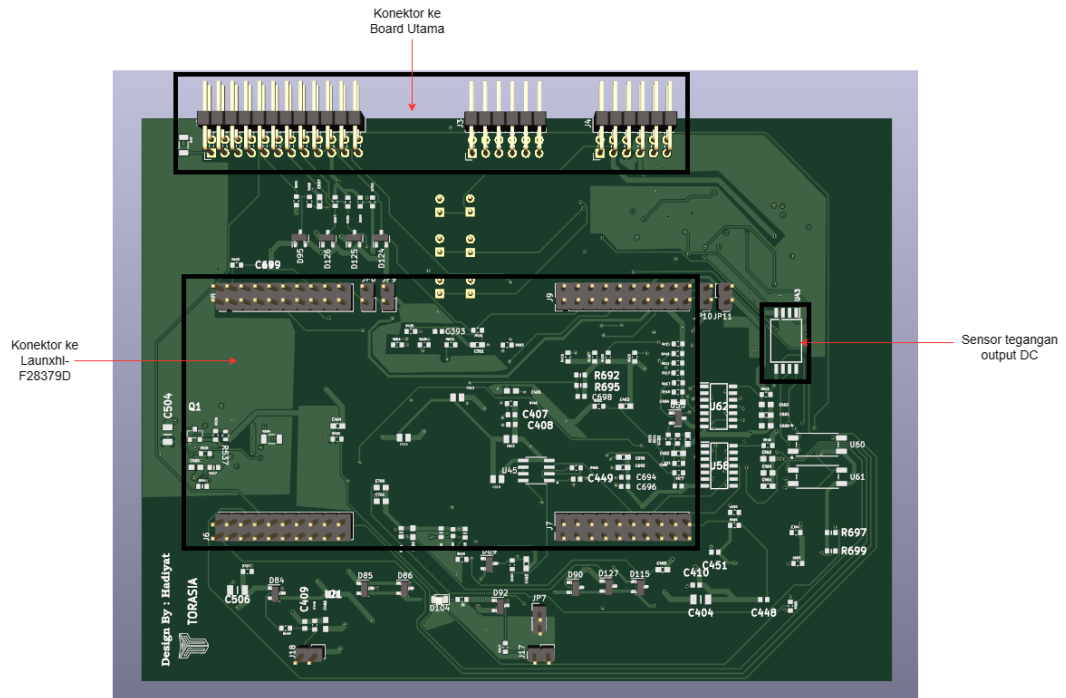
Tampilan desain 3D PCB ditunjukkan pada Gambar 3.14 – 3.17.



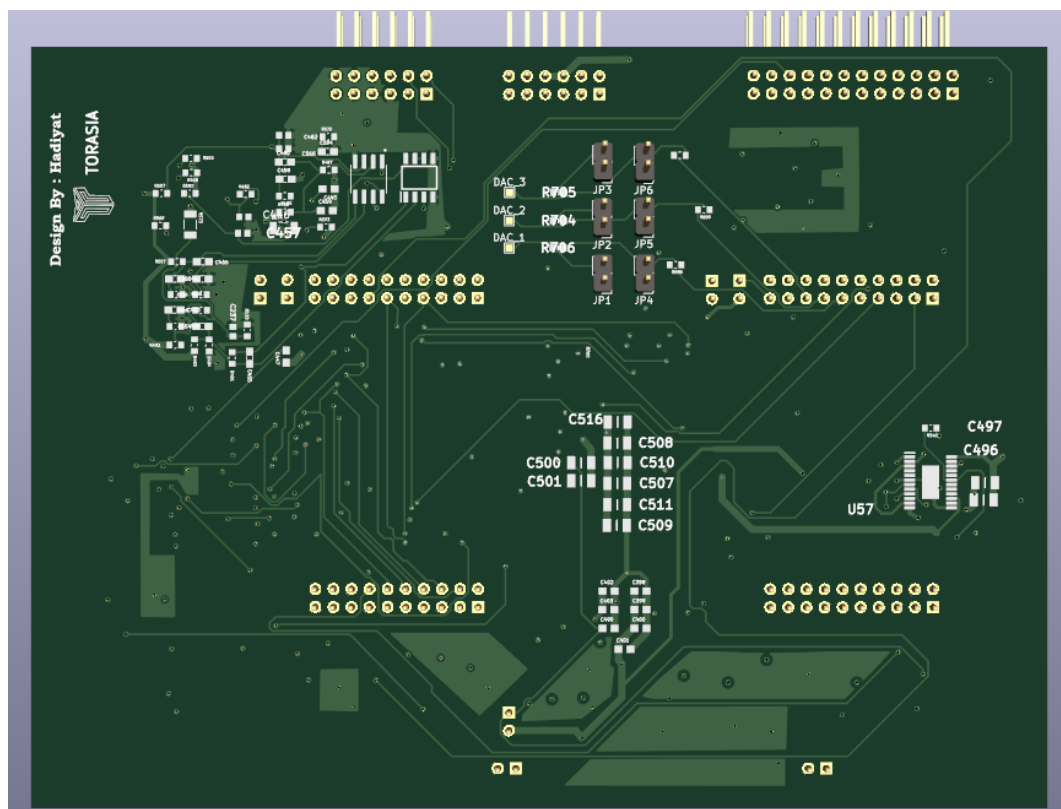
Gambar 3. 14 Tampilan 3D PCB Layer Atas pada Power Board/Board Utama



Gambar 3. 15 Tampilan 3D PCB *Layer* Bawah pada *Power Board/Board* Utama



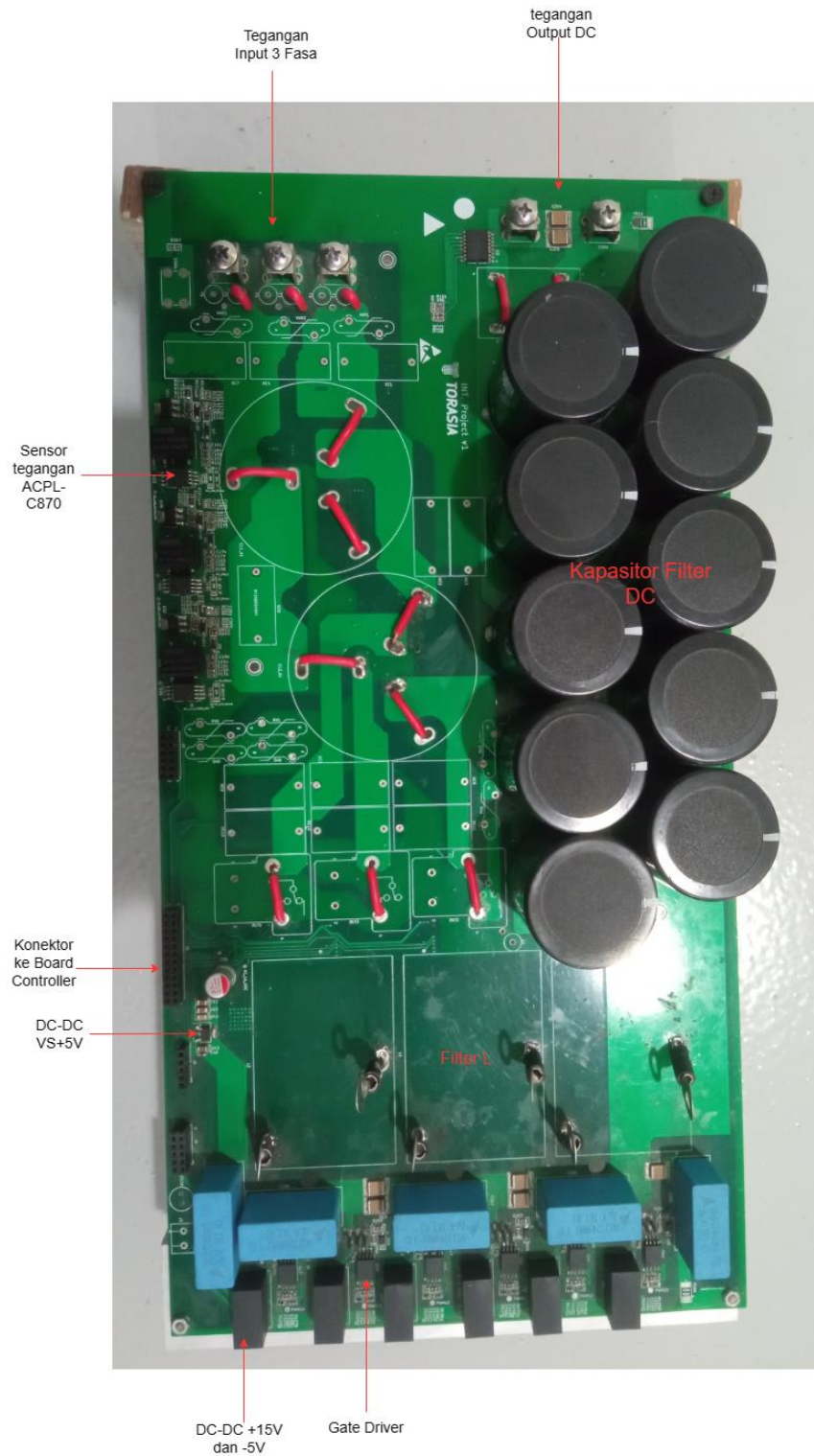
Gambar 3. 16 Tampilan 3D PCB Layer Atas pada *Controller Board*



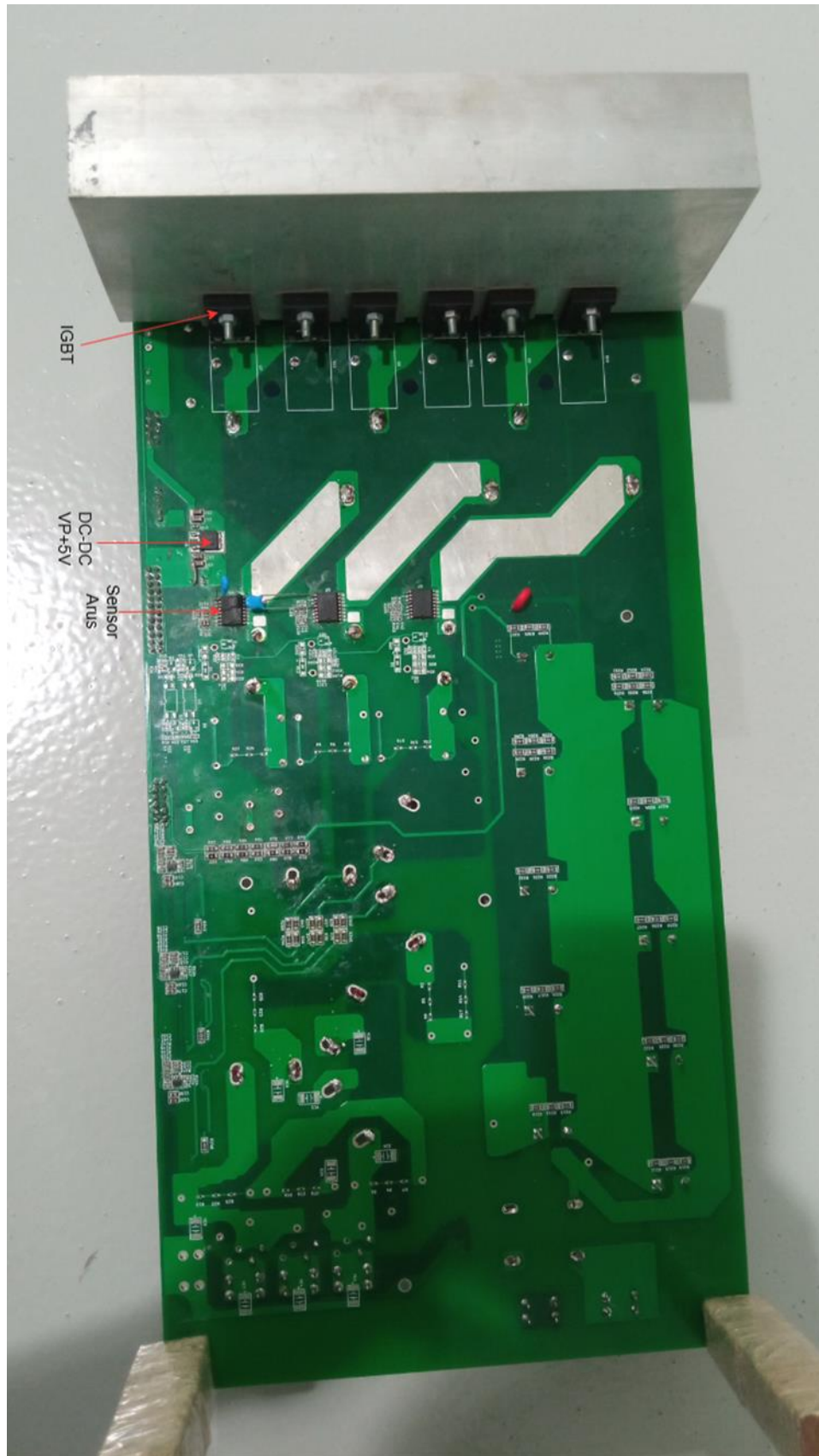
Gambar 3. 17 Tampilan 3D PCB Layer Bawah pada *Controller Board*



Gambar 3.14 dan 3.15 menunjukkan tampilan tampak atas dan bawah dari perangkat keras penyearah terkendali 3 fasa. Setelah komponen yang dibutuhkan telah terpasang semua pada PCB *board* utama, sedangkan Gambar 3.18 dan 3.19 menunjukkan tampilan PCB controller board tampak atas dan bawah.

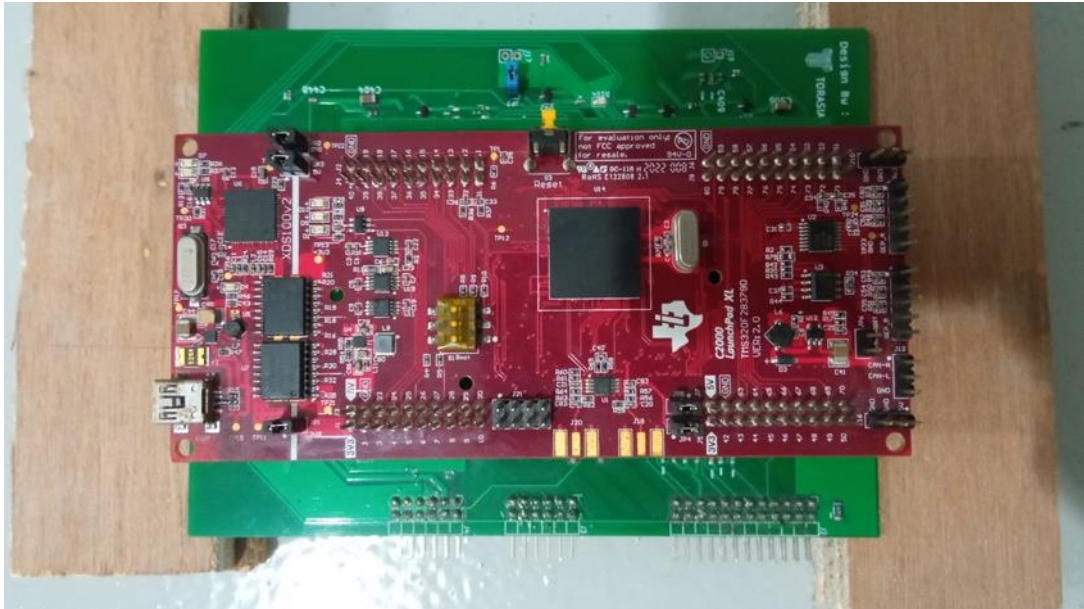


Gambar 3. 18 Tampilan Tampak Atas Perangkat Keras *Board* Utama

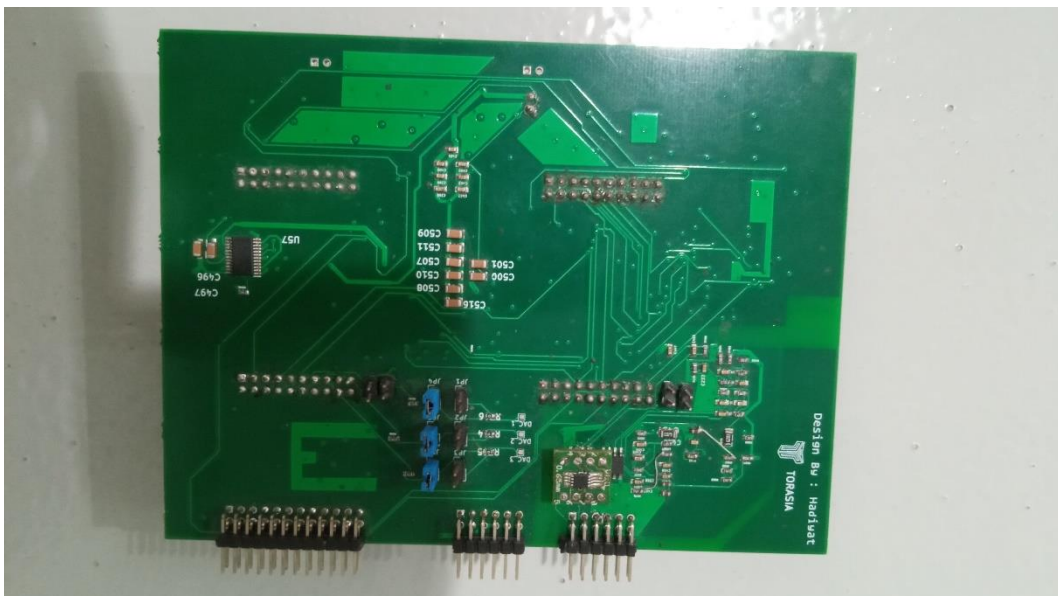


Gambar 3. 19 Tampilan Tampak Bawah Perangkat Keras Board Utama

*Board* penyearah terkendali tiga fasa ini didesain dapat dioperasikan secara dua arah atau bidirectional, yang artinya jika tegangan AC diberikan pada sisi tiga fasa maka *board* ini akan berfungsi sebagai penyearah tiga fasa. Sedangkan jika tegangan DC diberikan melalui sisi keluarannya maka *board* ini berfungsi sebagai inverter 3 fasa.



Gambar 3. 20 Tampilan Tampak Atas Perangkat Keras *Controller Board*



Gambar 3. 21 Tampilan Tampak Atas Perangkat Bawah *Controller Board*

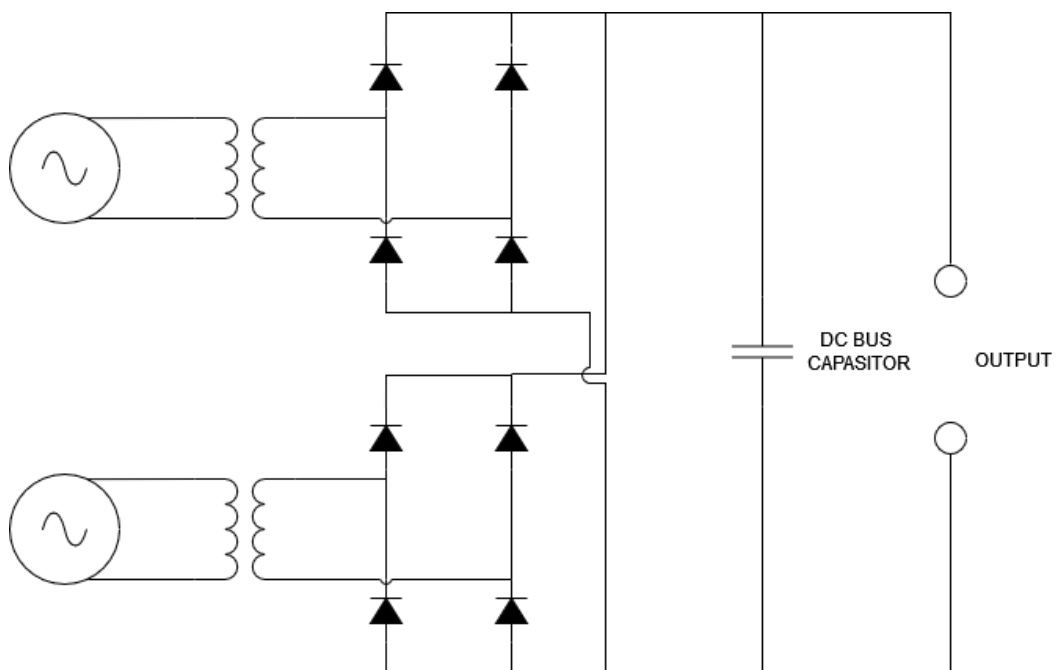


### 3.6 Metode Pengujian Perangkat Keras

Pengujian perangkat keras dilakukan dengan mode *open loop* Inverter 3 fasa dimana sumber tegangan DC didapatkan dari proses penyearahan tegangan listrik AC 1 fasa grid.

#### 3.6.1 Perancangan dan Pengujian Penyearah Dioda Jembatan Penuh 1 Fasa

Penyearahan tegangan AC 1 fasa grid dilakukan untuk mendapatkan tegangan DC sebagai masukan untuk pengujian Inverter 3 fasa. Desain penyearah ini menggunakan 2 buah transformator dengan spesifikasi masing-masing 1KW seperti ditunjukkan pada Gambar 3.22.



Gambar 3. 22 Desain Penyearah Dioda Jembatan Penuh 1 Fasa

Keluaran dari masing-masing penyearah diparalelkan kemudian dihubungkan pada kapasitor bus. Tegangan keluaran dari masing-masing penyearah adalah kurang dari sama dengan tegangan puncak listrik AC 1 fasa. Hubung paralel pada sisi keluaran kedua penyearah adalah untuk membuat tegangan keluarannya tetap seperti keluaran 1 penyearah dengan daya 2 kali lipat.

#### 3.6.2 Rancangan Pengujian Keluaran Sinyal PWM

Pengujian ini bertujuan untuk melihat keluaran sinyal PWM dari LAUNCHXL-F28379D sebelum diteruskan ke *gate driver*. Penting untuk memastikan keluaran

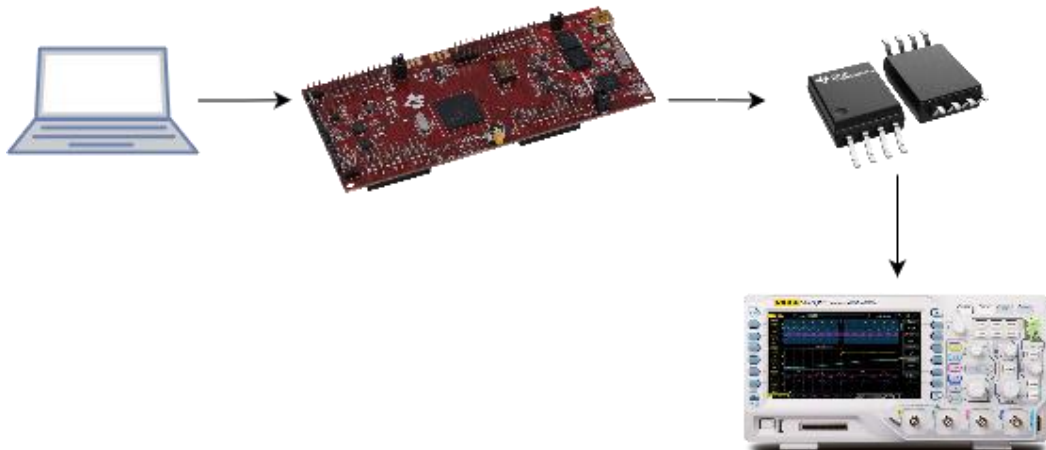
sinyal berbeda 120 derajat pada tiap fasanya serta antara sinyal atas dan bawah harus berbeda 180 derajat.



Gambar 3. 23 Skema Pengujian Keluaran Sinyal PWM

### 3.6.3 Rancangan Pengujian Keluaran *Gate Driver*

Tegangan keluaran sinyal PWM dari LAUNCHXL-F28379D yang diteruskan ke perangkat *gate driver* UCC5350MC harus memiliki bentuk gelombang yang sama namun dengan level tegangan yang berbeda. Tegangan keluaran dari *gate driver* ini digunakan untuk memicu *switch on* dan *off* pada IGBT. Pengujian simulasi pada 3.3 diperlukan untuk memilih jenis IGBT yang akan digunakan sehingga kebutuhan level tegangan untuk memicu IGBT tersebut dapat disesuaikan dengan kebutuhan.



Gambar 3. 24 Skema Pengujian Keluaran Gate Driver

## V. PENUTUP

### 5.1 Kesimpulan

Berdasarkan pengujian, pengukuran dan analisa yang telah dilakukan maka dapat dibuat kesimpulan sebagai berikut:

1. Modulasi DPWM dapat mereduksi sepertiga dari *switch losses* modulasi SPWM berdasarkan sampel pengujian saat tegangan referensi 700V dan beban 3 kW, *switch losses* dari modulasi SPWM sebesar 38.64W dapat direduksi menjadi 27.45W atau 28.96% dari modulasi SPWM.
2. Berdasarkan simulasi penyearah terkendali tiga fasa dengan tegangan referensi 700Vdc dan variasi beban menghasilkan Harmonisa arus yang lebih besar saat menggunakan modulasi DPWM. Hal ini dibuktikan dari data pengujian pada Gambar 4.21 pada tegangan 700 Vdc dan beban 3000 Watt harmonisa arus pada fasa A modulasi DPWM sebesar 3.14% sedangkan pada modulasi SPWM hanya 1.33%, begitu juga pada fasa yang lain pada variasi beban.
3. Harmonisa tegangan yang timbul pada pengujian perangkat keras mode *Inverter close loop* tiga fasa dengan tegangan referensi *line to line* 100V, 150V dan 200V baik pada pengujian perangkat keras ataupun simulasi selalu lebih besar ketika menggunakan modulasi DPWM dibandingkan dengan SPWM dikarenakan sinyal referensi PWM dari modulasi *discontinuous* yang berubah secara tiba-tiba selama proses *switching*.

## 5.2 Saran

Berdasarkan hasil analisa terdapat beberapa saran untuk pengembangan dari penelitian ini yaitu sebagai berikut:

1. Menerapkan teknik modulasi yang lain untuk mengurangi *switch losses* yang lebih baik lagi dan meminimalisasi harmonisa
2. Mendesain filter yang dapat meredam harmonisa ketika mengaplikasikan modulasi *discontinuous* pada Inverter tiga fasa

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *ITEC 2016 : 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific : (ITEC Asia-pacific) : June 1-4, 2016, BEXCO, Busan, Korea.*
- [2] D. Mora, C. Núñez, N. Visairo, J. Segundo, and E. Camargo, "Control for three-phase LCL-filter PWM rectifier with Bess-oriented application," *Energies (Basel)*, vol. 12, no. 21, Oct. 2019, doi: 10.3390/en12214093.
- [3] J. Kujala, "DISCONTINUOUS PWM TECHNIQUES IN THREE-PHASE POWER CONVERTERS," 2020.
- [4] Y. Bak and K. B. Lee, "Reducing switching losses in indirect matrix converter drives: Discontinuous PWM method," *Journal of Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1325–1335, Sep. 2018, doi: 10.6113/JPE.2018.18.5.1325.
- [5] J. Lin, Z. Li, B. Zhang, G. Zhang, and W. Qiu, "4-kW 3-phase rectifier with high efficiency and wide operational range via 3-mode SVPWM," *Journal of Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1433–1444, Nov. 2020, doi: 10.1007/s43236-020-00140-5.
- [6] IEEE Staff, *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2017.
- [7] "POWER ELECTRONICS HANDBOOK."
- [8] J. Lamterkati, M. Khafallah, L. Ouboubker, "Implementation of Voltage Oriented Control of 3-Phase PWM Rectifier, via. Fuzzy and PI Controller for Output Voltage Regulation," *Jurnal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 13, no. 14, pp. 5756-5763, 2018, doi: 10.2316/J.2022.203-0413.
- [9] P. Davari, F. Zare, and A. Abdelhakim, "Active rectifiers and their control," in *Control of Power Electronic Converters and Systems: Volume 2*, Elsevier, 2018, pp. 3–52. doi: 10.1016/B978-0-12-816136-4.00013-0.
- [10] S. Lechat Sanjuan, "Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters Design, simulation and implementation of a 3-phase boost battery charger Master of Science Thesis in Electric Power Engineering."
- [11] M. Corporation, "Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation User Guide Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementations User Guide Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementations User Guide 3."
- [12] H. Rasool, A. Zhaksylyk, S. Chakraborty, M. El Baghdadi, and O. Hegazy, "Optimal Design Strategy and Electro-Thermal Modelling of a High-Power Off-Board Charger for Electric Vehicle Applications," in *2020 15th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies*,

- EVER 2020, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Sep. 2020. doi: 10.1109/EVER48776.2020.9242993.
- [13] Y. Tong, F. Tang, Y. Chen, F. Zhou, and X. Jin, "Design algorithm of grid-side LCL-filter for three-phase voltage source PWM rectifier," in *IEEE Power and Energy Society 2008 General Meeting: Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, PES*, 2008. doi: 10.1109/PES.2008.4596088.
- [14] L. Pan and C. Zhang, "A High power density integrated charger for electric vehicles with active ripple compensation," *Math Probl Eng*, vol. 2015, 2015, doi: 10.1155/2015/918296.
- [15] D. Ibrahim, "Advanced PIC32 Projects," in *Designing Embedded Systems with 32-Bit PIC Microcontrollers and MikroC*, Elsevier, 2014, pp. 359–442. doi: 10.1016/b978-0-08-097786-7.00008-7.
- [16] E. H. E. Aboadla, S. Khan, M. H. Habaebi, T. Gunawan, B. A. Hamidah, and M. Bin Yaacob, "Effect of modulation index of pulse width modulation inverter on Total Harmonic Distortion for Sinusoidal," in *2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering, ICISE 2016*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., May 2016, pp. 192–196. doi: 10.1109/INTELSE.2016.7475119.
- [17] IEEE Staff, *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2016.
- [18] Y. Bak and K. B. Lee, "Reducing switching losses in indirect matrix converter drives: Discontinuous PWM method," *Journal of Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1325–1335, Sep. 2018, doi: 10.6113/JPE.2018.18.5.1325.
- [19] A. Al Hadi, R. Chaloo, and X. Fu, "IGBT module loss calculation and thermal resistance estimation for a grid-connected multilevel converter," *SPIE-Intl Soc Optical Eng*, Sep. 2018, p. 14. doi: 10.1117/12.2320166.
- [20] "AN6156 Calculating Power Losses in an IGBT Module Application Note." [Online]. Available: [www.dynexsemi.com](http://www.dynexsemi.com)
- [21] M. Schulz, "IGBT-basic know-how IGBT: how does an Insulated Gate Bipolar Transistor work?" [Online]. Available: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [22] J. Suárez, P. Supervisor, A. García, and C. Madrid, "Bachelor Degree in Industrial Technologies Current Control in a CC-CA Converter via Microcontroller," 2020.
- [23] C. P. Applications, "CRD-22AD12N 22kW Three Phase Bi-directional AFE ACDC CONVERTER User Guide."