



TUGAS AKHIR (EE43430)

**SISTEM *FAST CHARGING* BATERAI KAPAL BERBASIS
PHOTOVOLTAIC DENGAN METODE CC-CV DAN KONTROL
PID**

Ariffatul Rizky Pratama
NRP. 0422040010

Dosen Pembimbing
Mohammad Basuki Rahmat, ST. MT.
Lilik Subyanto, ST., M.T.

PROGRAM STUDI D4 TEKNIK KELISTRIKAN KAPAL
JURUSAN TEKNIK KELISTRIKAN KAPAL
POLITEKNIK PERKAPALAN NEGERI SURABAYA
SURABAYA
2026

(Halaman ini sengaja dikosongkan)



PPNS POLITEKNIK
PERKAPALAN
NEGERI SURABAYA

TUGAS AKHIR (EE43430)

**SISTEM *FAST CHARGING* BATERAI KAPAL BERBASIS
PHOTOVOLTAIC DENGAN METODE CC-CV DAN KONTROL
PID**

Ariffatul Rizky Pratama
NRP. 0422040010

Dosen Pembimbing
Mohammad Basuki Rahmat, ST. MT.
Lilik Subyanto, ST., M.T.

**PROGRAM STUDI D4 TEKNIK KELISTRIKAN KAPAL
JURUSAN TEKNIK KELISTRIKAN KAPAL
POLITEKNIK PERKAPALAN NEGERI SURABAYA
SURABAYA
2026**

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

LEMBAR PENGESAHAN
TUGAS AKHIR

**SISTEM FAST CHARGING BATERAI KAPAL BERBASIS PHOTOVOLTAIC
DENGAN METODE CC-CV DAN KONTROL PID**

Disusun Oleh:
Ariffatul Rizky Pratama
0422040010

Diajukan Untuk Memenuhi Salah Satu Syarat Kelulusan
Program Studi D4 Teknik Kelistrikan Kapal
Jurusan Teknik Kelistrikan Kapal
POLITEKNIK PERKAPALAN NEGERI SURABAYA

Disetujui oleh Tim penguji Tugas Akhir Tanggal Ujian : 29 Juli 2026
Periode Wisuda : Oktober 2026

Menyetujui,

Dosen Penguji

1. Ii Munadif, S.ST., M.T.
2. Lilik Subiyanto, S.T., M.T.
3. Anggarjuna Puncak Pujiputra, S.T., M.T.
4. Dimas Pristovani Riananda, S.ST., M.T.

NIDN/NUPTK

- (0010079102)
(0030016903)
(6535772673130252)
(0031109304)

Tanda Tangan

(.....)
(.....)
(.....)
(.....)

Dosen Pembimbing

1. Mohammad Basuki Rahmat, S.T., M.T.
2. Lilik Subiyanto, S.T., M.T.

NIDN

- (0022057304)
(0030016903)

Tanda Tangan

(.....)
(.....)

Menyetujui
Ketua Jurusan,



Isa Rachman, S.T., M.T.
NIP. 198008162008121001

Mengetahui
Koordinator Program Studi,

Dr. Yuning Widiarti, S.T., M.T.
NIP. 198005162006042001

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

Yang bertandatangan dibawah ini :

Nama : Ariffatul Rizky Pratama

NRP. : 0422040010

Jurusan/Prodi : D4 Teknik Kelistrikan Kapal

Dengan ini menyatakan dengan sesungguhnya bahwa :

Tugas Akhir yang akan saya kerjakan dengan judul :

**SISTEM *FAST CHARGING* BATERAI KAPAL BERBASIS
PHOTOVOLTAIC DENGAN METODE CC-CV DAN KONTROL PID**

Adalah **benar karya saya sendiri** dan **bukan plagiat dari karya orang lain.**

Apabila dikemudian hari terbukti terdapat plagiat dalam karya ilmiah tersebut,
maka saya bersedia menerima **sanksi** sesuai ketentuan peraturan yang berlaku.

Demikian surat pernyataan ini saya buat dengan penuh tanggung jawab.

Surabaya, 20 Juli 2026

Yang membuat pernyataan,



10000
METERAI
TAMPEL
004E3AOX114451856

(Ariffatul Rizky Pratama)

NRP. 0422040010

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

KATA PENGANTAR

Puji syukur kehadiran Allah SWT atas segala limpahan rahmat, hidayah, serta karunia-Nya yang senantiasa menyertai setiap langkah, sehingga penulis dapat menyelesaikan Tugas Akhir yang berjudul “**Sistem *Fast Charging* Baterai Kapal Berbasis *Photovoltaic* dengan Metode CC-CV dan Kontrol PID**” dengan baik dan lancar. Tugas Akhir ini disusun sebagai salah satu syarat untuk menyelesaikan program pendidikan Diploma IV (D4) pada Program Studi Teknik Kelistrikan Kapal, Jurusan Teknik Kelistrikan Kapal, Politeknik Perkapalan Negeri Surabaya.

Dalam perjalanan menyelesaikan Tugas Akhir ini, penulis menyadari bahwa setiap halaman yang tersusun bukanlah hasil dari perjuangan seorang diri. Di balik setiap proses, terdapat doa yang tidak pernah terputus, nasihat yang menjadi penuntun, dukungan yang menguatkan, serta tangan-tangan yang dengan tulus membantu ketika langkah terasa berat. Oleh karena itu, dengan penuh rasa hormat, syukur, dan ketulusan hati, penulis menyampaikan terima kasih yang sebesar-besarnya kepada:

1. Allah SWT yang selalu memberikan rahmat serta hidayah sehingga penulis dapat menyelesaikan Tugas Akhir ini dengan lancar.
2. Yatimin dan Mukaromah beserta seluruh keluarga penulis yang senantiasa memberikan semangat dan doa-doa setiap saat sehingga penulis berhasil menyelesaikan Tugas Akhir ini dengan lancar.
3. Bapak Rachmad Tri Soelistijono, S.T., M.T. selaku Direktur Politeknik Perkapalan Negeri Surabaya.
4. Bapak Isa Rachman, S.T., M.T. selaku Ketua Jurusan Teknik Kelistrikan Kapal.
5. Ibu Dr. Yuning Widiarti, S.T., M.T. selaku Koordinator Program Studi Teknik Kelistrikan Kapal.
6. Bapak Zindhu Maulana Ahmad Putra, S.ST., M.Tr.T. selaku Koordinator Tugas Akhir.
7. Bapak Mohammad Basuki Rahmat, ST., MT. selaku dosen Pembimbing 1, yang dengan sabar membimbing, mengarahkan, dan memberi saran dan solusi

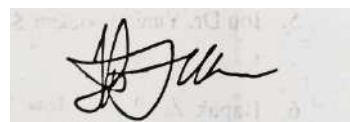
terbaik kepada penulis selama pengerjaan Tugas Akhir ini.

8. Bapak Lilik Subyanto, ST., M.T. selaku dosen Pembimbing 2, yang dengan sabar membimbing, mengarahkan, dan memberi saran dan solusi terbaik kepada penulis selama pengerjaan Tugas Akhir ini.
9. Teman-teman se-angkatan Jurusan Teknik Kelistrikan Kapal PE 36, yang telah menjadi bagian dari perjalanan panjang selama menempuh pendidikan. Terima kasih atas kebersamaan, cerita, bantuan, tawa, dan semangat yang telah mengiringi setiap proses hingga sampai pada tahap ini.
10. Seluruh pihak yang telah memberikan bantuan, dukungan, dan doa, baik secara langsung maupun tidak langsung, yang tidak dapat penulis sebutkan satu per satu. Setiap bantuan yang diberikan memiliki arti dan menjadi bagian yang tidak terpisahkan dari terselesaikannya Tugas Akhir ini

Pada Pada akhirnya, penulis menyadari bahwa Tugas Akhir ini masih jauh dari kesempurnaan. Setiap proses di dalamnya menjadi perjalanan yang penuh pembelajaran, perjuangan, dan pengalaman berharga. Oleh karena itu, kritik dan saran yang membangun sangat diharapkan sebagai bekal untuk menjadi lebih baik di masa mendatang.

Semoga Tugas Akhir ini tidak hanya menjadi akhir dari sebuah kewajiban akademik, tetapi juga dapat memberikan manfaat dan menambah pengetahuan, khususnya dalam bidang kelistrikan kapal. Akhir kata, penulis menyampaikan terima kasih kepada setiap doa yang menguatkan, setiap langkah yang menemani, dan setiap tangan yang membantu. Semoga segala kebaikan mendapatkan balasan terbaik dari Allah SWT dan perjalanan ini menjadi pijakan menuju langkah berikutnya.

Surabaya, 17 Agustus 2026



Ariffatul Rizky Pratama

SISTEM *FAST CHARGING* BATERAI KAPAL BERBASIS *PHOTOVOLTAIC* DENGAN METODE CC–CV DAN KONTROL PID

Ariffatul Rizky Pratama

ABSTRAK

Pengoperasian generator diesel pada kapal tipe *Crew Boat* saat *standby* memicu inefisiensi bahan bakar dan risiko *wet stacking*. Penelitian ini bertujuan merancang dan menguji sistem *fast charging* baterai *Lithium Iron Phosphate* (LiFePO_4) 24 V 15 Ah berbasis *photovoltaic* (300 Wp) sebagai solusi alternatif energi terbarukan. Sistem ini mengimplementasikan *buck-boost converter* bermetode *Constant Current–Constant Voltage* (CC–CV) dengan kendali PID berbasis mikrokontroler ESP32 melalui umpan balik sensor arus, tegangan, dan suhu. Hasil pengujian komparatif menunjukkan bahwa *charger* rancangan mampu mempertahankan arus mode CC sebesar 3,0–3,3 A dan bertransisi mulus ke mode CV pada tegangan 29,2 V, sehingga pengisian baterai dari 32% hingga 100% selesai dalam waktu 5,5 jam. Dibandingkan *charger* standar yang membutuhkan waktu 11 jam, sistem rancangan berhasil memotong waktu pengisian sebesar 50%. Kesimpulannya, penerapan *fast charging* CC–CV berbasis PID ini terbukti efektif mempercepat pengisian daya secara signifikan tanpa merusak karakteristik maupun mengabaikan aspek keamanan baterai LiFePO_4 .

Kata kunci: *Fast Charging*, Baterai LiFePO_4 , *Photovoltaic*, *Buck-Boost Converter*, Kontrol PID, Metode CC–CV.

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

PHOTOVOLTAIC-BASED FAST CHARGING SYSTEM FOR SHIP BATTERIES USING THE CC-CV METHOD AND PID CONTROL

Ariffatul Rizky Pratama

ABSTRACT

Operating diesel generators on Crew Boats during standby leads to fuel inefficiency and the risk of wet stacking. This study aims to design and test a photovoltaic-based (300 Wp) fast-charging system for 24 V 15 Ah Lithium Iron Phosphate (LiFePO₄) marine batteries as a renewable energy alternative solution. The system implements a buck-boost converter utilizing the Constant Current–Constant Voltage (CC–CV) method with ESP32 microcontroller-based PID control through current, voltage, and temperature sensor feedback. Comparative testing results show that the designed charger maintains a CC mode current of 3.0–3.3 A and smoothly transitions to CV mode at 29.2 V, completing battery charging from 32% to 100% within 5.5 hours. Compared to the standard charger which requires 11 hours, the designed system successfully reduces the charging time by 50%. In conclusion, the implementation of PID-based CC–CV fast charging is proven effective in significantly accelerating charging speed without compromising the characteristics or safety aspects of the LiFePO₄ battery.

Kata kunci: *Fast Charging, LiFePO₄ Battery, Photovoltaic, Buck-Boost Converter, PID Control, CC–CV Method.*

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

DAFTAR ISI

LEMBAR PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	vii
ABSTRAK	ix
ABSTRACT	xi
DAFTAR ISI	xiii
DAFTAR TABEL	xvii
DAFTAR GAMBAR	xix
DAFTAR NOTASI	xxiii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Masalah	3
1.3 Batasan Penelitian	3
1.4 Tujuan Penelitian	4
1.5 Manfaat Penelitian	4
BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA	7
2.1 Kajian Penelitian Terdahulu	7
2.2 Pembangkit Listrik Tenaga Surya (PLTS)	9
2.2.1 Solar Charge Controller	9
2.2.2 Solar Cell (<i>photovoltaic</i>)	10
2.2.3 Rugi-Rugi pada sel surya	12
2.3 Baterai	14
2.3.1 Kemampuan Pengisian Cepat (<i>Fast Charging Capability</i>)	15

2.3.2 Metode Pengisian CC-CV (<i>Constant Current – Constant Voltage</i>).....	17
2.4 Konverter DC-DC <i>Buck-Boost Converter</i>	18
2.4.1 Prinsip Kerja	18
2.4.2 <i>Duty Cycle</i>	20
2.5 Mikrokontroler ESP32.....	20
2.5.1 Kalibrasi ADC dan Sensor Analog.....	22
2.6 Sensor Arus ACS712.....	23
2.7 Sensor Tegangan	24
2.8 Sensor Suhu DS18B20	25
2.9 Relay SSR.....	26
2.10 Monitor LCD	27
2.11 Driver MOSFET FOD3182	28
2.12 MOSFET IRFB4110	29
2.13 PSIM.....	30
2.14 Arduino IDE	31
2.16 Sistem Kontrol PID (<i>Proportional–Integral–Derivative</i>)	32
2.16.1 Kontrol PID dengan Metode Ziegler Nichols	33
2.17 Standarisasi Sistem Energi Cadangan Maritim	36
2.17.1 Sumber Energi Cadangan (SOLAS Regulation IV/13).....	36
2.17.2 Tata Letak dan Isolasi Struktur Ruang Baterai (<i>Battery Room</i>).....	37
BAB 3 METODE PENELITIAN	38
3.1 Konsep Penelitian	39
3.1.1 Diagram Blok Sistem	39
3.1.2 Prinsip Kerja	40
3.2. Tahapan Penelitian	43
3.2.1 Identifikasi Masalah Penelitian	43

3.2.2 Studi Literatur	44
3.3 Perancangan dan Desain	44
3.3.1 Perancangan Desain Perangkat Keras	44
3.3.2 Perancangan Desain <i>Software</i>	62
BAB 4 HASIL DAN PEMBAHASAN.....	77
4.1 Simulasi.....	77
4.1.1 Simulasi <i>Buck Boost Converter</i>	77
4.1.2 Simulasi <i>Buck Boost Converter</i> dengan metode	79
4.2 Pengujian Parsial.....	81
4.2.1 Pengujian Panel Surya	82
4.2.2 Pengujian Sensor Tegangan	85
4.2.3 Pengujian Sensor Arus	90
4.2.4 Pengujian Sensor Suhu.....	94
4.2.5 Pengujian Driver MOSFET	96
4.2.6 Pengujian <i>Buck Boost Converter</i>	98
4.2.7 Pengujian Proteksi.....	101
4.3 Pengujian Integrasi.....	104
4.3.1 Pengujian Alat dengan Metode	104
4.3.2 Pengujian Alat tanpa Metode	110
4.3.3 Pengujian degan <i>Charger Standar</i>	112
4.3.4. Perbandingan <i>Charger Standar</i> dan <i>Fast Charging</i>	114
4.3.5 Perbandingan Alat yang Dibuat dengan Simulasi.....	118
BAB 5 KESIMPULAN DAN SARAN	121
5.1 Kesimpulan	121
5.2 Saran.....	122
DAFTAR PUSTAKA	123

LAMPIRAN	127
BIODATA PENULIS.....	141

DAFTAR TABEL

Tabel 2. 1 Spesifikasi teknis ESP32.....	21
Tabel 2. 2 Sensor ACS712	24
Tabel 2. 3 Spesifikasi Teknis Sensor DS18B20	26
Tabel 2. 4 Pin FOD3182	28
Tabel 2. 5 Datasheet IRFB4110.....	29
Tabel 2. 6 Rumus PID Menggunakan Tuning Ziegler Nichols 1 (Ogata, 2010) ...	34
Tabel 2. 7 Tabel Penalaan Ziegler-Nichols Metode Kedua	35
Tabel 3. 1 Wiring Diagram Sensor Tegangan DC	49
Tabel 3. 2 Wiring Diagram Arus DC (ACS758).....	52
Tabel 3. 3 Wiring Diagram Sensor Suhu DS18B20	53
Tabel 3. 4 Parameter sistem	65
Tabel 3. 5 Parameter sistem	72
Tabel 4. 1 Percobaan simulasi Buck Boost Converter	78
Tabel 4. 2 Pengujian Panel surya	82
Tabel 4. 3 Pengujian ADC sensor tegangan.....	87
Tabel 4. 4 Hasil Percobaan 2 sensor tegangan.....	89
Tabel 4. 5 Hasil ADC sensor Arus.....	92
Tabel 4. 6 Hasil Percobaan sensor arus ACS712	93
Tabel 4. 7 Hasil pengukuran sensor DS18B20	95
Tabel 4. 8 Pengujian Driver MOSFET	97
Tabel 4. 9 Pengujian Buck Boost Converter.....	98
Tabel 4. 10 Percobaan Proteksi <i>overvoltage</i>	102
Tabel 4. 11 Percobaan <i>overtemperature</i>	103
Tabel 4. 12 Pengujian CC-CV dan Kontrol PID.....	104
Tabel 4. 13 Keterbatasan arus charging	109
Tabel 4. 14 Pengujian <i>charging</i> tanpa metode.....	111
Tabel 4. 15 Spesifikasi <i>charger</i> standar	113
Tabel 4. 16 Pengujian <i>charger</i> standar	113

Tabel 4. 17 Tabel perbandingan <i>charger</i> standar dengan <i>charger</i> yang dibuat..	115
Tabel 4. 18 Perbandingan Alat yang Dibuat dengan Simulasi	118

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1 Modul Sel Surya (Sumber: enjiner.com).....	11
Gambar 2. 2 Kurva Charging Baterai <i>Lithium</i> Lifepo4	16
Gambar 2. 3 <i>Charging of constant current constant voltage</i> Sumber : (Rifa'i et al. 2023)	17
Gambar 2. 4 Rangkaian <i>Buck-Boost Converter</i> Sumber : D. W. Hart, Power Electronics, Tata McGraw-Hill, 2011.....	19
Gambar 2. 5 ESP32	22
Gambar 2. 6 Sensor ACS712	24
Gambar 2. 7 <i>Voltage Divider</i> Sumber : https://www.seeedstudio.com	25
Gambar 2. 8 Sensor DS18B20	26
Gambar 2. 9 Relay SSR	27
Gambar 2. 10 LCD Sumber : https://id.szks-kuongshun.com/	27
Gambar 2. 11 FOD3182	28
Gambar 2. 12 MOSFET IRFB4110	29
Gambar 2. 13 PSIM (Sumber : https://11nq.com/MhKxa).....	30
Gambar 2. 14 Arduino IDE Sumber : (penulis)	31
Gambar 2. 15 diagram blok PID Sumber : Kandias (2024).....	33
Gambar 2. 16 Respon langkah pada <i>plan</i> (Ogata, 2010)	34
Gambar 2. 17 Kurva respons berbentuk kurva S (Ogata, 2010)	34
Gambar 2. 18 Sistem Penguatan Proporsional (Ogata, 2010).....	35
Gambar 2. 19 Osilasi Berkelanjutan (Ogata, 2010)	35
Gambar 3. 1 Diagram Blok Sistem.....	39
Gambar 3. 2 Diagram alur kerja sistem	40
Gambar 3. 3 Diagram alur tahapan penelitian	43
Gambar 3. 4 Desain Mekanik.....	45
Gambar 3. 5 Wiring Diagram Sensor Tegangan DC	49
Gambar 3. 6 Wiring diagram sensor tegangan menggunakan AMC1100	49
Gambar 3. 7 Wiring Diagram Arus DC (ACS712).....	51

Gambar 3. 8 Wiring Diagram Sensor Suhu DS18B20	53
Gambar 3. 9 Skematik driver MOSFET	54
Gambar 3. 10 Skematik power supply	54
Gambar 3. 11 Skematik Diagram Rangkaian Kontrol.....	55
Gambar 3. 12 Rangkaian buck boost converter.....	60
Gambar 3. 13 Desain PCB kontrol	61
Gambar 3. 14 PCB <i>buck boost converter</i>	61
Gambar 3. 15 PCB Driver MOSFET	62
Gambar 3. 16 Sensor tegangan AMC1100.....	62
Gambar 3. 17 Sistem Kondisi Charging.....	63
Gambar 3. 18 Close loop Kp	68
Gambar 3. 19 Respons Osilasi untuk Menentukan <i>Kcr</i> dan <i>Pcr</i>	68
Gambar 3. 20 Grafik <i>Constan Voltage</i> dengan metode PID	70
Gambar 3. 21 Rangkaian simulasi <i>close loop</i>	71
Gambar 3. 22 Grafik <i>Constan Current</i> dengan metode PID	75
Gambar 4. 1 rangkaian percobaan.....	77
Gambar 4. 2 Simulasi dengan metode	80
Gambar 4. 3 Grafik tegangan dan arus charging	81
Gambar 4. 4 Grafik <i>I_{in}</i> , <i>V_{in}</i> , duty cycle, & SoC	81
Gambar 4. 5 Pengujian Panel Surya	82
Gambar 4. 6 Grafik tegangan terhadap waktu	84
Gambar 4. 7 Grafik tegangan terhadap waktu	85
Gambar 4. 8 Pengujian Sensor Tegangan.....	86
Gambar 4. 9 Gambar rangkaian pengujian.....	86
Gambar 4. 10 Grafik regresi ADC sensor tegangan 1	88
Gambar 4. 11 Grafik regresi ADC sensor tegangan 2	89
Gambar 4. 12 Percobaan Sensor Arus	90
Gambar 4. 13 Gambar rangkaian percobaan sensor arus	91
Gambar 4. 14 Grafik regresi sensor arus 1	92
Gambar 4. 15 Grafik regresi sensor arus 2	93
Gambar 4. 16 Pengujian sensor suhu.....	95
Gambar 4. 17 Grafik sensor suhu	96

Gambar 4. 18 PWM duty cycle 40%	97
Gambar 4. 19 Percobaan Proteksi overvoltage	101
Gambar 4. 20 Percobaan overtemperature	103
Gambar 4. 21 Grafik perubahan arus pengisian dan tegangan baterai selama proses fast charging menggunakan metode CC–CV dengan kontrol PID.	106
Gambar 4. 22 Grafik duty cycle	107
Gambar 4. 23 Skematik <i>charging</i> menggunakan <i>charger</i> biasa	113
Gambar 4. 24 Grafik Perbandingan waktu terhadap presentase baterai	117

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

DAFTAR NOTASI

P_{PV}	= daya minimum panel surya (Wp)
P_{beban}	= daya beban (W)
η_{sys}	= efisiensi system
η_{SCC}	= efisiensi SCC (%)
V_{PV}	= tegangan keluaran panel surya (V)
I_{PV}	= arus keluaran panel surya (A)
V_{bat}	= tegangan baterai (V)
I_{charge}	= arus pengisian baterai (A)
P_{loss}	= daya yang hilang pada kabel (W)
I	= arus yang mengalir (A)
R	= resistansi kabel (Ω)
P_{sumber}	= daya sumber (W)
η_{kabel}	= efisiensi kabel (%)
E_{bat}	= energi baterai (Wh),
V_{bat}	= tegangan nominal baterai (V),
C_{bat}	= kapasitas baterai (Ah).
I_{charge}	= arus pengisian baterai (A),
C_{bat}	= kapasitas nominal baterai (Ah).
$C\text{-rate}$	= laju pengisian/pengosongan baterai
t	= waktu pengisian baterai (jam).
V_L	= tegangan pada induktor (Volt)
V_{in}	= tegangan masukan dari panel photovoltaic (Volt)
V_{out}	= tegangan keluaran atau tegangan baterai (Volt)
D	= Duty cycle (tak berdimensi)
T_{on}	= Waktu sakelar dalam kondisi ON (detik)
T_{off}	= Waktu sakelar dalam kondisi OFF (detik)
T_{total}	= Periode switching total (detik)
f_{sw}	= Frekuensi switching (Hertz)

V_{in} = Tegangan masukan buck converter, berasal dari panel surya (Volt)
 V_{out} = Tegangan keluaran buck converter menuju baterai (Volt)
 $R1$ = Resistor sisi atas (sisi tegangan tinggi).
 $R2$ = Resistor sisi bawah (sisi Ground).
 $u(t)$ = sinyal keluaran pengendali PID yang digunakan sebagai sinyal kendali untuk mengatur duty cycle PWM pada Buck Converter
 $e(t)$ = sinyal kesalahan (error), yaitu selisih antara nilai referensi (setpoint) dan nilai aktual proses
 K_p = konstanta penguatan proporsional yang menentukan besarnya respon kendali terhadap error saat ini
 K_i = konstanta penguatan integral yang berfungsi mengakumulasi error masa lalu untuk menghilangkan steady-state error
 K_d = konstanta penguatan derivatif yang merespon laju perubahan error dan berfungsi meredam osilasi serta overshoot sistem
 t = waktu (detik)

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Kemajuan teknologi transportasi laut mengalami perkembangan yang dipercepat seiring dengan meningkatnya permintaan akan sistem operasional maritim yang efisien, andal, dan berkelanjutan secara ekologis. Meskipun demikian, kapal sebagai sarana utama transportasi laut masih sangat bergantung pada bahan bakar fosil. Ketergantungan ini tidak hanya berkontribusi pada eskalasi biaya operasional tetapi juga menghasilkan emisi gas rumah kaca (GRK) yang berbahaya bagi integritas ekologis. Seperti dilansir Kementerian Energi dan Sumber Daya Mineral (ESDM), sekitar 85% kebutuhan energi negara terus dipenuhi oleh sumber bahan bakar fosil, sedangkan proporsi energi baru dan terbarukan (EBT) baru mencapai sekitar 5% (Naskah Akademik RUU Energi Baru dan Terbarukan, 2021). Oleh karena itu, sangat penting untuk menerapkan langkah-langkah substantif yang bertujuan mengurangi konsumsi bahan bakar fosil di sektor maritim, sejalan dengan Peraturan Pemerintah No. 79 Tahun 2014 tentang Kebijakan Energi Nasional (KEN), yang berupaya mencapai bauran energi terbarukan sebesar 23% pada tahun 2025.

Salah satu inefisiensi terbesar dalam operasional kapal, khususnya tipe *Crew Boat*, terjadi pada manajemen daya listrik untuk beban bantu (*auxiliary load*). *Crew Boat* memiliki karakteristik operasional unik di mana kapal sering berada dalam kondisi *standby* atau berlabuh jangkar dalam waktu lama. Pada kondisi ini, kebutuhan daya listrik relatif rendah karena hanya digunakan untuk instrumen navigasi dan komunikasi kritis seperti Radio, GPS, dan AIS. Namun, untuk menyuplai beban kecil ini, kapal seringkali harus menyalakan generator diesel utama berkapasitas besar secara terus-menerus. Studi mengenai profil operasional kapal menunjukkan bahwa sistem tenaga konvensional seringkali tidak dapat beroperasi pada titik optimalnya akibat variasi kebutuhan daya yang dinamis selama siklus perjalanan (Jafarzadeh & Schjølberg, 2018). Pengoperasian mesin pada

kondisi beban rendah merupakan pemborosan energi yang signifikan, sehingga transisi menuju sistem propulsi hibrida atau elektrik menjadi solusi vital untuk meningkatkan efisiensi energi dan mengurangi dampak lingkungan (Jafarzadeh & Schjøberg, 2018).

Indonesia memiliki potensi energi surya yang melimpah dengan intensitas radiasi rata-rata sekitar 4,8 kWh/m² per hari di seluruh wilayah nusantara (Dewan Energi Nasional, 2022), menjadikan sistem energi surya fotovoltaik (PLTS) sebagai alternatif optimal untuk menggantikan generator siaga. Namun demikian, kendala utama yang terkait dengan PLTS di lingkungan laut adalah durasi terbatas radiasi matahari efektif (*Peak Sun Hours*), yang berlangsung singkat sekitar 3-4 jam per hari. Tantangan muncul karena sistem penyimpanan energi konvensional seperti baterai timbal-asam (*Lead-Acid*) memiliki keterbatasan dalam kepadatan daya dan efisiensi, membuatnya kurang responsif terhadap arus pengisian yang besar dalam waktu singkat. Akibatnya, potensi energi matahari yang melimpah di siang hari seringkali terbuang sia-sia.

Untuk mengatasi tantangan ini, diperlukan teknologi penyimpanan energi yang memiliki densitas daya tinggi dan kemampuan pengisian cepat (*Fast Charging*). Penelitian ini mengusulkan arsitektur sistem catu daya otonom berbasis teknologi Fotovoltaik dan baterai *Lithium Iron Phosphate* (LiFePO₄). Berbeda dengan baterai konvensional, teknologi baterai Li-Ion saat ini menawarkan keunggulan signifikan berupa efisiensi energi yang tinggi, densitas energi dan daya yang besar, serta siklus hidup yang panjang tanpa efek memori (*no memory effect*) (Ding et al., 2019). Karakteristik high power density pada baterai berbasis Lithium ini memungkinkan sistem untuk mengakomodasi arus pengisian yang besar secara efisien (Ding et al., 2019), sehingga memastikan energi matahari dapat dipanen secara maksimal selama jam puncak penyinaran untuk menjamin ketersediaan daya navigasi sepanjang malam tanpa memerlukan aktivasi generator.

Penelitian ini bertujuan untuk mengembangkan sistem Fast Charging berbasis PLTS untuk beban navigasi *Crew Boat*. Penerapan sistem ini diharapkan dapat mengeliminasi penggunaan generator saat *standby*, mencegah inefisiensi operasional mesin, serta mewujudkan operasional kapal yang mandiri energi dan ramah lingkungan.

1.2 Rumusan Masalah

Berdasarkan uraian pada latar belakang, permasalahan utama yang diangkat dalam penelitian ini adalah bagaimana merancang sistem pengisian cepat (*fast charging*) baterai kapal dengan memanfaatkan sumber energi *Photovoltaic (PV)* dan menerapkan metode CC–CV berbasis kontrol *PID* yang efisien serta aman terhadap karakteristik baterai. Untuk menjawab permasalahan tersebut, penelitian ini difokuskan pada beberapa pertanyaan utama sebagai berikut:

1. Bagaimana prinsip kerja sistem *fast charging* baterai kapal yang memanfaatkan energi *Photovoltaic* sebagai sumber daya utama?
2. Bagaimana kinerja kontrol *PID* dalam menjaga kestabilan arus dan tegangan pada proses pengisian cepat baterai kapal?
3. Bagaimana respon sistem *fast charging* terhadap perubahan kondisi sumber *photovoltaic* selama proses pengisian baterai?
4. Bagaimana pengaruh penerapan metode CC–CV berbasis kontrol *PID* terhadap waktu pengisian dan keamanan baterai kapal?

1.3 Batasan Penelitian

Agar penelitian ini terfokus dan dapat diselesaikan sesuai dengan ruang lingkup yang realistis, maka ditetapkan beberapa batasan penelitian sebagai berikut:

1. Sistem yang dirancang merupakan sistem *fast charging* baterai kapal berbasis sumber daya *Photovoltaic (PV)* yang diujikan dalam skala laboratorium, bukan pada kapal sesungguhnya.
2. Jenis baterai yang digunakan pada sistem ini adalah baterai lithium (LiFePO_4) dengan kapasitas 24V 15Ah.
3. Sistem *fast charging* yang dirancang menggunakan sumber energi *photovoltaic* sebagai satu daya utama.
4. Metode pengisian yang diterapkan adalah *Constant Current – Constant Voltage (CC–CV)* dengan kontrol *PID* sebagai pengendali utama.
5. Analisis performa sistem difokuskan pada parameter efisiensi pengisian, waktu pengisian, kestabilan tegangan, serta keamanan terhadap batas suhu dan arus maksimum baterai.

6. Analisis degradasi baterai jangka panjang tidak dibahas secara mendalam dan hanya diamati secara tidak langsung melalui parameter temperatur dan kestabilan pengisian.

1.4 Tujuan Penelitian

Tujuan utama penelitian ini adalah untuk mengembangkan dan menguji sistem *fast charging* baterai kapal berbasis *Photovoltaic* dengan penerapan metode metode CC–CV dengan kontrol PID. Secara khusus, tujuan penelitian ini meliputi:

1. Merancang dan membangun *fast charging* cepat berbasis fotovoltaiik untuk baterai kapal menggunakan metode CC-CV dengan kontrol PID
2. Menggunakan kontrol PID untuk menjaga arus dan tegangan pengisian tetap stabil dan aman selama proses pengisian cepat *fast charging*.
3. Menganalisis performa sistem *fast charging* berdasarkan respon arus, tegangan, dan temperatur baterai.
4. Mengevaluasi kemampuan sistem untuk menangani perubahan daya dari sumber fotovoltaiik saat baterai sedang diisi.

1.5 Manfaat Penelitian

Hasil dari penelitian ini diharapkan dapat memberikan manfaat secara teoritis, praktis, maupun aplikatif sebagai berikut:

1. Manfaat Akademis
 - a. Memberikan kontribusi pengetahuan mengenai penerapan metode CC–CV berbasis kontrol PID pada sistem *fast charging* baterai kapal.
 - b. Menjadi referensi bagi mahasiswa dan peneliti dalam pengembangan sistem pengisian baterai berbasis energi terbarukan di bidang kelistrikan kapal.
2. Manfaat Praktis
 - a. Menyediakan rancangan sistem *fast charging* yang dapat digunakan sebagai dasar pengembangan sistem pengisian baterai kapal berbasis *photovoltaic*.
 - b. Mendukung penerapan energi terbarukan pada sistem kelistrikan kapal untuk meningkatkan efisiensi dan keberlanjutan energi.

3. Manfaat Teknis

- a. Memberikan gambaran performa kontrol PID dalam menjaga kestabilan arus dan tegangan pada sistem pengisian baterai.
- b. Menjadi acuan pengembangan lebih lanjut untuk sistem pengisian baterai kapal yang lebih efisien dan aman.

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

BAB 2

TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Kajian Penelitian Terdahulu

Di bagian sub bab ini, dijelaskan penelitian sebelumnya yang relevan sebagai acuan sehubungan dengan tema penelitian yang akan dilakukan. Penjelasan rujukan selanjutnya bertujuan untuk membantu pembaca memahami perbedaan penelitian sebelumnya, sehingga dapat menghindari kesamaan dengan penelitian yang akan dilakukan. Sehingga penulis harus menyajikan konten dan temuan dari penelitian sebelumnya sebagai berikut :

Hasil Penelitian (M. Rifqi Anugrah S., 2024) yang berjudul “Rancang Bangun *Fast Charging Station* Untuk Baterai Motor Listrik Dengan Tenaga Surya Menggunakan Metode *Fuzzy Logic*”. Penelitian ini membuat sistem stasiun pengisian daya kendaraan listrik berbasis tenaga surya menggunakan dua panel surya yang dapat menghasilkan sekitar 80 V dan arus 10 A. Sistem ini dapat mengisi daya baterai 48 V 26 Ah dalam waktu sekitar 4 jam, yang berarti 55% lebih cepat dibandingkan waktu pengisian normal selama 9 jam. Selain itu, sistem ini memiliki fitur pemutusan otomatis yang menggunakan metode Fuzzy Logic untuk menjaga batas pengisian antara 47 V hingga 54 V guna melindungi baterai dan memperpanjang masa pakainya selama proses pengisian.

Penelitian yang dilakukan oleh (Amar Anshori., 2020) yang berjudul “Teknik *Fast Charging* Baterai Lithium-Ion Menggunakan Logika Fuzzy”. Pada penelitian ini mengkaji penggunaan logika fuzzy dalam sistem *fast charging* baterai lithium-ion untuk mengatasi permasalahan seperti durasi pengisian yang lama dan potensi terjadinya *overcharging*. Sistem pengisian mengontrol tegangan dan suhu baterai selama proses pengisian dengan menggunakan metode *Pulse Width Modulation* (PWM), proses fuzzifikasi Mamdani, dan proses *defuzzifikasi Center of Gravity* (COG). Hasil penelitian menunjukkan bahwa penerapan logika fuzzy dapat mempercepat waktu pengisian sambil tetap berada dalam batas maksimum

suhu dan tegangan, sehingga mencegah terjadinya overcharging pada baterai.

Hasil Penelitian (Sutikno et al. 2025) yang berjudul “*PID Controller-Based Closed-Loop Fast Charging of Lithium-Ion Batteries Using the CCCV Method*”. Penelitian ini membahas sistem fast charging baterai lithium-ion berbasis metode CC–CV dengan penerapan kontrol PID dalam skema *closed-loop*. Sistem memanfaatkan umpan balik sensor tegangan dan arus secara real-time untuk mengatur parameter pengisian guna meningkatkan efisiensi dan menjaga keamanan baterai. Hasil eksperimen menunjukkan bahwa kontrol PID mampu mempertahankan arus pengisian yang lebih tinggi pada fase awal, mempercepat waktu pengisian, serta mencegah terjadinya *overshoot* tegangan. Dibandingkan metode CC–CV konvensional, sistem ini menghasilkan regulasi tegangan yang lebih stabil, penurunan arus yang lebih halus, serta pengelolaan termal yang lebih baik. Penelitian ini menyimpulkan bahwa penerapan kontrol PID memberikan peningkatan signifikan terhadap efisiensi energi dan keselamatan operasional, serta berpotensi diaplikasikan pada sistem manajemen baterai di berbagai aplikasi penyimpanan energi.

Hasil Penelitian (Kaleem et al. 2021) yang berjudul “*Feedback PID Controller-Based Closed-Loop Fast Charging of Lithium-Ion Batteries Using Constant-Temperature–Constant-Voltage Method*”. Penelitian ini mengkaji peningkatan metode pengisian baterai lithium-ion berbasis CT–CV (*Constant Temperature–Constant Voltage*) dengan menerapkan kontrol PID dalam sistem *closed-loop*. Studi ini mengusulkan strategi kontrol yang lebih sederhana menggunakan *Voltage Mode Control* (VMC) dan *Average Current Mode Control* (ACM) untuk menjaga tegangan, arus, dan suhu baterai tetap dalam batas aman. Hasil simulasi menunjukkan bahwa penerapan VMC mampu mempercepat waktu pengisian hingga 23%, sedangkan penggunaan ACM menghasilkan peningkatan kecepatan pengisian hingga 50%. Validasi eksperimental menunjukkan bahwa sistem yang diusulkan mampu mencapai pengisian hingga 25% lebih cepat dibandingkan metode referensi, sekaligus meningkatkan efisiensi dan keamanan pengisian baterai.

Sementara penelitian terdahulu oleh Anugrah (2024), Anshori (2020),

Sutikno et al. (2025), dan Kaleem et al. (2021) berfokus pada optimasi algoritma kontrol (seperti *Fuzzy Logic* dan PID) untuk efisiensi pengisian baterai kendaraan listrik dan penyimpanan energi umum, terdapat kesenjangan penelitian (*research gap*) yang signifikan terkait penerapan teknologi ini pada sektor keselamatan maritim. Penelitian ini mengisi celah tersebut dengan menawarkan kebaruan pada integrasi sistem energi, yakni pemanfaatan PLTS untuk pengisian cepat baterai *Lithium Iron Phosphate* (LiFePO₄) yang dikhususkan bagi beban kritis GMDSS. Diferensiasi utama terletak pada pergeseran fokus dari sekadar metode kendali arus menuju keandalan sistem daya darurat kapal, di mana penggunaan LiFePO₄ dipilih karena stabilitas termalnya yang lebih tinggi dibanding *Lithium-Ion* konvensional untuk menjamin kecepatan pemulihan energi (*rapid recovery*) tanpa mengorbankan aspek keselamatan operasional.

2.2 Pembangkit Listrik Tenaga Surya (PLTS)

Pembangkit Listrik Tenaga Surya (PLTS) adalah suatu sistem pembangkitan energi yang memanfaatkan iradiasi matahari untuk dikonversi menjadi energi listrik arus searah (*Direct Current*). Dalam dekade terakhir, penerapan PLTS pada sektor maritim, atau sering disebut sebagai *Marine Photovoltaic System*, semakin berkembang sebagai solusi untuk mengurangi ketergantungan pada generator berbahan bakar fosil dan meminimalisir emisi karbon di laut.

Menurut Chakraborty et al. (2018), implementasi PLTS pada kapal, seperti kapal nelayan atau kapal niaga, memiliki tantangan tersendiri dibandingkan instalasi di darat. Sistem ini harus dirancang untuk bertahan terhadap kondisi lingkungan yang keras, termasuk korosi air laut, kelembaban tinggi, serta fluktuasi daya yang ekstrem akibat pergerakan kapal dan perubahan cuaca yang cepat. Meskipun demikian, PLTS menawarkan keunggulan berupa kemandirian energi yang sangat vital untuk menyuplai beban-beban kritis dan navigasi saat kapal berlayar atau berlabuh.

2.2.1 Solar Charge Controller

Solar Charge Controller (SCC) merupakan komponen penting dalam sistem

fotovoltaik yang berfungsi mengatur tegangan dan arus dari panel surya sebelum dialirkan ke baterai. Pada penelitian ini, SCC dirancang dan direalisasikan secara mandiri menggunakan topologi *buck-boost converter* yang dikendalikan oleh mikrokontroler ESP32 untuk mendukung proses pengisian baterai secara optimal.

Sistem ini bekerja dengan cara mengatur lebar pulsa penyaklaran (*duty cycle*) untuk mengontrol tegangan keluaran dari panel surya. Panel surya memiliki tegangan keluaran yang fluktuatif tergantung pada intensitas irradiansi matahari dan suhu modul. Oleh karena itu, sistem kendali berbasis ESP32 diterapkan untuk menyesuaikan kondisi keluaran sesuai dengan metode pengisian *Constant Current–Constant Voltage* (CC–CV), sehingga proses pengisian berlangsung aman dan efisien (Rashid, 2017).

Secara teknis, *buck-boost converter* berperan sebagai antarmuka daya yang menyesuaikan dan menstabilkan tegangan serta arus. Prinsip kekekalan daya berlaku di sini, di mana daya masukan (P_{in}) dianggap hampir sama dengan daya keluaran (P_{out}) dikurangi rugi-rugi efisiensi.

$$P_{in} \approx P_{out}$$

$$V_{pv} \times I_{pv} \approx V_{bat} \times I_{bat} \quad (2.1)$$

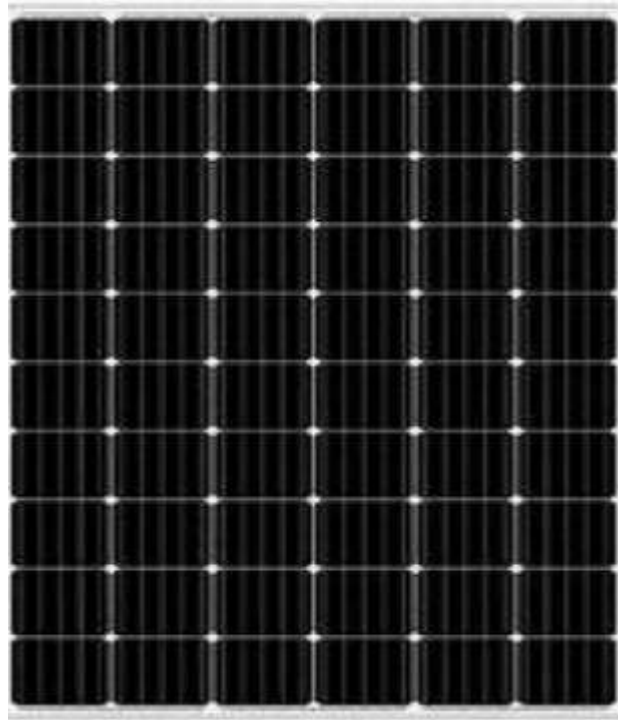
Karena tegangan panel surya dapat lebih tinggi maupun lebih rendah dibandingkan dengan tegangan baterai, maka penggunaan *buck-boost converter* memungkinkan sistem menyesuaikan tegangan secara fleksibel. Dengan demikian, daya dari panel surya dapat dimanfaatkan secara optimal untuk menghasilkan arus pengisian yang sesuai dengan kebutuhan baterai.

2.2.2 Solar Cell (*photovoltaic*)

Komponen utama dari PLTS adalah sel surya atau *photovoltaic* (PV). PV merupakan perangkat semikonduktor yang bekerja berdasarkan efek fotovoltaik, di mana foton dari sinar matahari diserap oleh material semikonduktor untuk menghasilkan aliran elektron. Kumpulan sel surya disusun secara seri dan paralel membentuk modul PV untuk menghasilkan tegangan dan arus yang diinginkan.

Karakteristik keluaran panel surya sangat dipengaruhi oleh dua parameter lingkungan utama: intensitas radiasi matahari (*irradiance*) dan temperatur modul. (Windarko et al. 2021) menjelaskan bahwa kurva karakteristik Arus-Tegangan (I-

V) dan Daya-Tegangan (P-V) dari panel surya bersifat non-linear. Ketika intensitas cahaya menurun (misalnya saat mendung), arus keluaran akan turun secara signifikan. Sebaliknya, kenaikan temperatur modul justru cenderung menurunkan tegangan keluaran. Sifat intermiten ini menuntut adanya sistem antarmuka elektronika daya yang mampu menstabilkan keluaran PV sebelum digunakan untuk mengisi baterai.



Gambar 2. 1 Modul Sel Surya

(Sumber: enjiner.com)

Pada Gambar 2.1 Sel surya merupakan solar panel berjenis *monocrystalline*.

Untuk menentukan kapasitas minimum panel surya digunakan persamaan:

$$P_{PV} = \frac{P_{beban}}{\eta_{sys}} \quad (2.2)$$

di mana:

- P_{PV} = daya minimum panel surya (Wp)
- P_{beban} = daya beban (W)
- η_{sys} = efisiensi system

2.2.3 Rugi-Rugi pada sel surya

Dalam sistem Pembangkit Listrik Tenaga Surya (PLTS), energi listrik yang dihasilkan panel surya tidak seluruhnya dapat dimanfaatkan secara optimal karena adanya rugi-rugi pada komponen utama sistem. Rugi-rugi tersebut terutama terjadi pada solar charge controller (SCC), inverter, serta saluran penghantar, yang secara langsung mempengaruhi efisiensi sistem secara keseluruhan (Suprianto & Siregar, 2020).

Rugi pada Solar Charge Controller (SCC) Solar charge controller berfungsi mengatur dan menyesuaikan tegangan serta arus keluaran panel surya agar sesuai dengan karakteristik pengisian baterai. Efisiensi SCC dihitung menggunakan persamaan:

$$\eta_{SCC} = \frac{P_{out,SCC}}{P_{in,SCC}} \times 100\% \quad (2.3)$$

dengan:

$$P_{in,SCC} = V_{PV} \times I_{PV} \quad (2.4)$$

$$P_{out,SCC} = V_{bat} \times I_{charge} \quad (2.5)$$

Keterangan:

η_{SCC} = efisiensi SCC (%)

V_{PV} = tegangan keluaran panel surya (V)

I_{PV} = arus keluaran panel surya (A)

V_{bat} = tegangan baterai (V)

I_{charge} = arus pengisian baterai (A)

Berdasarkan hasil pengukuran, diperoleh nilai efisiensi rata-rata SCC sebesar 80%, yang menunjukkan bahwa terdapat kehilangan daya sekitar 20% selama proses konversi energi dari panel surya menuju baterai akibat rugi *switching* dan pembatasan arus serta tegangan untuk perlindungan baterai (Suprianto & Siregar, 2020).

Rugi pada Inverter Inverter berfungsi mengubah energi listrik dari DC menjadi AC. Proses konversi ini juga tidak berlangsung sempurna dan

menimbulkan rugi daya. Efisiensi *inverter* dihitung menggunakan persamaan:

$$\eta_{inv} = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} \times 100\% \quad (2.6)$$

dengan:

$$P_{DC} = V_{DC} \times I_{DC} \quad (2.7)$$

$$P_{AC} = V_{AC} \times I_{AC} \quad (2.8)$$

Keterangan:

η_{inv} = efisiensi inverter (%)

V_{DC} = tegangan sisi DC (V)

I_{DC} = arus sisi DC (A)

V_{AC} = tegangan sisi AC (V)

I_{AC} = arus sisi AC (A)

Hasil pengujian menunjukkan efisiensi inverter rata-rata sebesar 84%, yang berarti terdapat kehilangan daya selama proses konversi dari DC ke AC akibat rugi switching dan karakteristik beban (Suprianto & Siregar, 2020).

Rugi pada Saluran Penghantar (Kabel) Rugi daya pada kabel terjadi akibat resistansi penghantar yang menyebabkan penurunan tegangan dan daya selama distribusi energi. Rugi daya pada kabel dihitung menggunakan persamaan:

$$P_{loss} = I^2 \times R \quad (2.9)$$

Sedangkan efisiensi kabel dinyatakan dengan:

$$\eta_{kabel} = \left(1 - \frac{P_{loss}}{P_{sumber}}\right) \times 100\% \quad (2.10)$$

Keterangan:

P_{loss} = daya yang hilang pada kabel (W)

I = arus yang mengalir (A)

R = resistansi kabel (Ω)

P_{sumber} = daya sumber (W)

η_{kabel} = efisiensi kabel (%)

Berdasarkan hasil pengukuran, efisiensi saluran penghantar diperoleh sebesar 96%, yang menunjukkan bahwa terdapat kehilangan daya sekitar 4% akibat resistansi kabel dan sambungan (Suprianto & Siregar, 2020).

Efisiensi Sistem PLTS Secara Keseluruhan Efisiensi total sistem PLTS dapat

dinyatakan sebagai hasil perkalian efisiensi masing-masing komponen, yaitu:

$$\eta_{sys} = \eta_{SCC} \times \eta_{inv} \times \eta_{kabel} \quad (2.11)$$

Persamaan ini menunjukkan bahwa semakin kecil efisiensi salah satu komponen, maka efisiensi sistem secara keseluruhan akan ikut menurun. Oleh karena itu, rugi-rugi pada setiap komponen perlu diperhitungkan dalam perancangan sistem PLTS agar kapasitas panel surya yang direncanakan mampu memenuhi kebutuhan energi secara optimal (Suprianto & Siregar, 2020).

2.3 Baterai

Baterai *Lithium Iron Phosphate* (LiFePO₄ atau LFP) merupakan teknologi penyimpanan energi berbasis ion lithium yang menjadi standar baru dalam aplikasi kelautan karena karakteristik keselamatannya yang superior. Berbeda dengan baterai lithium jenis lain (seperti *Lithium Cobalt Oxide* yang digunakan pada ponsel), LFP memiliki stabilitas kimia yang jauh lebih tinggi. Menurut Vader (2011), stabilitas ini menjadikan LFP sebagai pilihan paling aman untuk sistem penyimpanan energi mainstream, terutama di lingkungan yang menuntut keandalan tinggi. Untuk menentukan kapasitas energi yang dapat disimpan oleh baterai, digunakan konsep energi listrik dasar. Secara teoritis, energi baterai merupakan hasil perkalian antara tegangan nominal dan kapasitas arusnya. Hubungan tersebut dinyatakan dalam Persamaan (2.12) sebagai berikut (Linden & Reddy, 2011):

$$E_{bat} = V_{bat} \times C_{bat} \quad (2.12)$$

di mana:

- E_{bat} = energi baterai (Wh),
- V_{bat} = tegangan nominal baterai (V),
- C_{bat} = kapasitas baterai (Ah).

Persamaan tersebut menunjukkan bahwa semakin besar tegangan dan kapasitas baterai, maka semakin besar pula energi listrik yang dapat disimpan. Konsep ini menjadi dasar dalam perancangan sistem penyimpanan energi pada aplikasi kelistrikan kapal (Linden & Reddy, 2011).

Ditinjau dari konfigurasi sistem, sebuah sel tunggal (*single cell*) LFP memiliki tegangan nominal sebesar 3,2 Volt. Karakteristik ini menjadi dasar dalam perancangan bank baterai (*battery bank*). Mengacu pada panduan teknis *Victron*

Energy, untuk memenuhi kebutuhan sistem kelistrikan kapal standar 24 Volt, baterai ini harus dirangkai dalam konfigurasi 8 seri (8S). Nilai tegangan nominal total (V_{nom}) pada konfigurasi seri ditentukan melalui Persamaan (2.13):

$$V_{nom} = n \times V_{cell} \quad (2.13)$$

Dimana n adalah jumlah sel dan V_{cell} adalah tegangan nominal per sel. Berdasarkan persamaan tersebut, susunan 8 seri menghasilkan tegangan nominal total sebesar 25,6 Volt, yang kompatibel untuk menyuplai beban navigasi dan peralatan DC lainnya (Vader, 2011).

Selain tegangan nominal, parameter tegangan pengisian (*charging*) juga krusial untuk memastikan baterai terisi penuh. Secara teoritis, tegangan sumber harus lebih tinggi dari tegangan baterai untuk memicu perpindahan ion (*overpotential*). Batas tegangan absorpsi (V_{abs}) ditentukan berdasarkan batas aman maksimum tegangan per sel (V_{max_cell}) menggunakan Persamaan (2.14):

$$V_{abs} = n \times V_{max_cell} \quad (2.14)$$

Keunggulan paling kritikal dari baterai LFP adalah ketahanannya terhadap risiko kebakaran. Isu utama pada teknologi lithium umumnya adalah pelepasan oksigen saat terjadi panas berlebih (*thermal runaway*). Namun, Vader (2011) menjelaskan bahwa struktur kimia $LiFePO_4$ tidak melepaskan oksigen meskipun sel baterai mengalami kerusakan fisik atau kesalahan penanganan. Absennya oksigen ini mencegah terjadinya pembakaran spontan, sehingga risiko kebakaran atau ledakan dapat diminimalisir secara signifikan dibandingkan baterai berbasis oksida logam lainnya.

2.3.1 Kemampuan Pengisian Cepat (*Fast Charging Capability*)

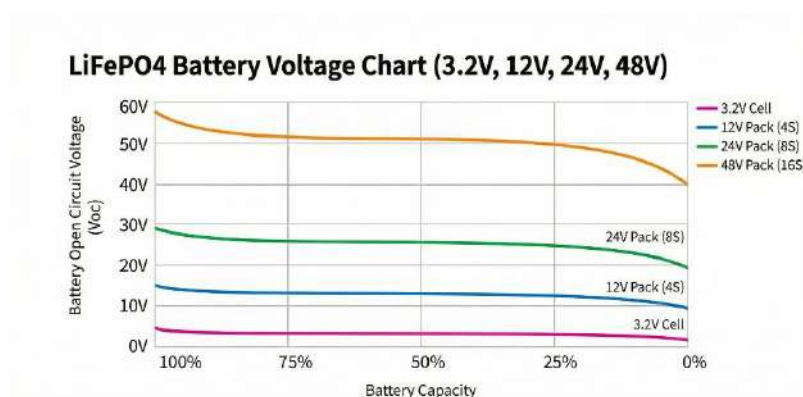
Parameter kritis dalam perancangan sistem ini adalah kemampuan baterai menerima arus pengisian yang besar (*Charge Acceptance Rate*). Berdasarkan karakteristik teknis yang dipaparkan oleh Vader (2011), baterai $LiFePO_4$ memiliki impedansi atau resistansi internal (*internal resistance*) yang sangat rendah. Karakteristik fisik ini memungkinkan perpindahan energi terjadi dengan rugi-rugi panas (*Joule heating*) yang minimal. Akibatnya, efisiensi siklus energi (*round-trip efficiency*) pada LFP sangat tinggi, di mana energi yang masuk hampir setara dengan energi yang dapat disimpan, berbeda signifikan dengan baterai

konvensional yang membuang banyak energi menjadi panas.

Sebagai validasi kinerja, Vader (2011) memberikan perbandingan teknis antara kedua teknologi tersebut:

1. Baterai Lead-Acid (Basah/AGM/Gel): Teknologi ini memiliki batasan arus pengisian yang ketat. Jika dipaksa menerima arus besar, efisiensi pengisian akan turun drastis menjadi sekitar 75% atau lebih rendah. Sisa energi akan terbuang menjadi panas dan gas (*gassing*), yang dapat merusak plat sel dan memperpendek umur baterai. Selain itu, berlakunya *Peukert's Law* menyebabkan kapasitas efektif baterai ini menyusut signifikan saat ditarik beban arus tinggi.
2. Baterai LiFePO₄: Berkat resistansi internal yang rendah, baterai ini dapat dioperasikan pada efisiensi rata-rata 92% atau lebih. LFP mampu menerima arus pengisian kontinu yang jauh lebih besar tanpa risiko *gassing* atau *thermal runaway*. Karakteristik ini membuat LFP sangat ideal untuk aplikasi yang membutuhkan pengisian cepat.

Perbedaan fundamental ini memvalidasi perancangan sistem dengan metode *Fast Charging* menggunakan PLTS. Dengan menggunakan LFP, seluruh arus yang dihasilkan panel surya saat puncak penyinaran matahari dapat diserap secara maksimal untuk memulihkan energi dalam waktu singkat, sebuah skenario yang tidak mungkin dicapai jika menggunakan baterai *Lead-Acid* (Vader, 2011)



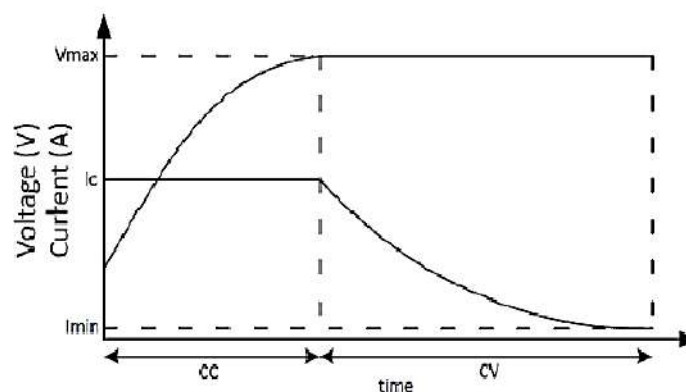
Gambar 2. 2 Kurva Charging Baterai *Lithium* Lifepo₄

Sumber: <https://www.lifepo4-battery.com/>

2.3.2 Metode Pengisian CC-CV (*Constant Current – Constant Voltage*)

Berdasarkan penelitian yang dilakukan oleh (Rifa'i et al. 2023), metode pengisian tradisional yang hanya menggunakan tegangan konstan (*Constant Voltage*) memiliki kekurangan utama: ketika baterai kosong, terjadi lonjakan arus yang sangat tinggi di awal pengisian. Metode kombinasi yang disebut *Constant current – Constant Voltage* (CC-CV) digunakan untuk mengatasi hal ini. Untuk menghemat waktu, mekanisme kerja metode CC-CV dipecah menjadi dua fase utama untuk aplikasi *fast charging*:

1. Fase Arus Konstan (*Constant Current/CC*): Pada tahap awal, sistem menyuntikkan arus pengisian yang tinggi namun tetap dibatasi pada nilai aman sesuai spesifikasi sel baterai. Fase ini bertujuan untuk memulihkan kapasitas baterai secara cepat (*bulk charging*) hingga tegangan terminal baterai mencapai ambang batas (*threshold*) yang ditentukan. Pembatasan arus yang presisi sangat diperlukan di fase ini untuk mencegah stres berlebih pada struktur kimia internal baterai.
2. Fase Tegangan Konstan (CV): Setelah tegangan baterai mencapai batas maksimum, sistem beralih menjaga tegangan keluaran agar tetap konstan. Pada fase ini, arus pengisian akan menurun secara alami seiring dengan meningkatnya kapasitas simpan baterai, hingga arus mencapai titik minimum (sekitar 3-5% dari kapasitas baterai) yang menandakan baterai telah terisi penuh.



Gambar 2. 3 *Charging of constant current constant voltage*

Sumber : (Rifa'i et al. 2023)

2.4 Konverter DC-DC *Buck-Boost Converter*

Buck-boost converter merupakan konverter DC-DC yang berfungsi untuk menghasilkan tegangan keluaran yang lebih tinggi (*step-up*) maupun lebih rendah (*step-down*) dari tegangan masukannya. Karakteristik ini menjadikannya sangat ideal diaplikasikan pada sistem pengisian baterai berbasis *photovoltaic*, di mana tegangan keluaran panel surya kerap berfluktuasi bisa berada di bawah atau di atas tegangan nominal baterai akibat perubahan suhu dan intensitas cahaya matahari. Dengan kemampuannya beradaptasi terhadap variasi tegangan masukan tersebut, *buck-boost converter* dapat diandalkan untuk memastikan sistem terus mempertahankan tegangan pengisian yang stabil menuju baterai.

Berdasarkan penelitian Almasi et al. (2017), penggunaan *buck-boost converter* pada sistem pengisian baterai memungkinkan pengaturan tegangan dan arus secara fleksibel sehingga mendukung penerapan metode *Constant Current–Constant Voltage* (CC–CV). Konverter ini berfungsi sebagai antarmuka daya antara panel surya dan baterai dengan cara mengatur *duty cycle* sinyal PWM pada saklar daya

2.4.1 Prinsip Kerja

Buck-boost converter terdiri atas induktor (L), saklar daya (MOSFET), dioda, dan kapasitor keluaran (C). Prinsip kerjanya terbagi menjadi dua kondisi, yaitu saat saklar aktif (ON) dan tidak aktif (OFF).

Kondisi ON pada saat saklar aktif, arus mengalir dari sumber menuju induktor. Induktor menyimpan energi dalam bentuk medan magnet, sedangkan beban disuplai oleh kapasitor.

Tegangan pada induktor saat ON:

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.18)$$

Perubahan arus induktor:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (2.19)$$

Perubahan arus saat saklar ditutup dihitung dengan memodifikasi persamaan sebelumnya, menjadi:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.20)$$

Menyelesaikan persamaan untuk Δi_L ketika sakelar tertutup memberikan

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.21)$$

Kondisi OFF pada saat saklar tidak aktif, energi yang tersimpan pada induktor dilepaskan menuju kapasitor dan beban melalui dioda.

Tegangan pada induktor saat OFF:

$$V_L = V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.22)$$

Perubahan arus induktor:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L} \quad (2.23)$$

Sekali lagi, laju perubahan arus induktor adalah konstan, dan perubahan arusnya adalah

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (2.24)$$

Menyelesaikan persamaan untuk Δi_L

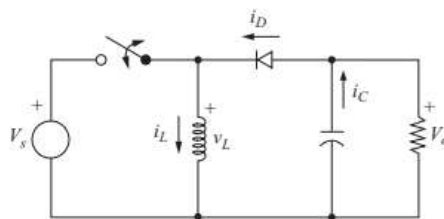
$$(\Delta i_L)_{open} = \frac{V_o(1-D)T}{L} \quad (2.25)$$

Untuk kondisi *Continuous Conduction Mode* (CCM), hubungan antara tegangan masukan dan keluaran dinyatakan sebagai:

$$V_{out} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (2.26)$$

Dimana:

- V_{out} : Tegangan keluaran (V)
- V_{in} : Tegangan masukan (V)
- D : Duty cycle ($0 < D < 1$)



Gambar 2. 4 Rangkaian *Buck-Boost Converter*

Sumber : D. W. Hart, Power Electronics, Tata McGraw-Hill, 2011.

2.4.2 Duty Cycle

Duty cycle (D) merupakan parameter utama yang mengatur besar kecilnya tegangan keluaran *buck boost converter*. *Duty cycle* didefinisikan sebagai perbandingan waktu sakelar dalam kondisi ON terhadap periode total *switching*, sebagaimana dirumuskan oleh Ramadhani et al. (2025) sebagai berikut :

$$T_{total} = T_{On} + T_{Off} \quad (2.27)$$

$$D = \frac{T_{On}}{T_{total}} \quad (2.28)$$

Hubungan antara *duty cycle* dan tegangan keluaran pada *buck boost converter* ideal dinyatakan dengan persamaan:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (2.29)$$

Keterangan:

- D : *Duty cycle* (tak berdimensi)
- T_{on} : Waktu sakelar dalam kondisi ON (detik)
- T_{off} : Waktu sakelar dalam kondisi OFF (detik)
- T_{total} : Periode *switching* total (detik)
- f_{sw} : Frekuensi *switching* (Hertz)
- V_{in} : Tegangan masukan *buck boost converter*, berasal dari panel surya (Volt)
- V_{out} : Tegangan keluaran *buck boost converter* menuju baterai (Volt)

Persamaan tersebut menunjukkan bahwa tegangan keluaran berbanding lurus dengan *duty cycle*, di mana semakin besar nilai *duty cycle* maka tegangan keluaran akan semakin mendekati tegangan masukan. Hal ini dibuktikan dalam hasil simulasi Ramadhani et al. (2025)

2.5 Mikrokontroler ESP32

Mikrokontroler ESP32 merupakan salah satu mikrokontroler modern yang dikembangkan oleh Espressif Systems, sebuah perusahaan teknologi asal Tiongkok yang dikenal dengan produk mikrokontroler berkemampuan komunikasi nirkabel. ESP32 merupakan generasi penerus dari ESP8266 dengan peningkatan pada kecepatan prosesor, kapasitas memori, jumlah pin input/output (I/O), serta

dukungan terhadap berbagai protokol komunikasi data.

ESP32 menggunakan prosesor dual-core Tensilica Xtensa LX6 dengan kecepatan hingga 240 MHz, serta telah dilengkapi dengan modul Wi-Fi (IEEE 802.11 b/g/n) dan Bluetooth v4.2 (BR/EDR dan BLE) yang terintegrasi langsung di dalam chip. Kombinasi antara kemampuan pemrosesan data yang cepat dan konektivitas nirkabel membuat ESP32 banyak digunakan pada sistem *Internet of Things* (IoT), otomasi industri, serta monitoring dan kontrol kelistrikan kapal (Espressif Systems, *ESP32 Series Datasheet*, 2022).

Untuk memberikan gambaran yang lebih jelas, berikut spesifikasi teknis utama dari mikrokontroler ESP32:

Tabel 2. 1 Spesifikasi teknis ESP32

Spesifikasi Teknis	Keterangan
Prosesor	Dual-core Tensilica Xtensa LX6, hingga 240 MHz
Arsitektur	32-bit
Memori Flash	4 MB
SRAM Internal	520 KB
Wi-Fi	IEEE 802.11 b/g/n, 2.4 GHz
Bluetooth	Bluetooth Classic dan Bluetooth Low Energy (BLE)
Resolusi ADC	12-bit
Rentang Nilai ADC	0–4095 (4.096 tingkat)
Resolusi PWM	8-bit pada program penelitian
Rentang Nilai PWM	0–255
Antarmuka Komunikasi	UART, SPI, I ² C, I ² S, CAN, PWM
Tegangan Operasi	3.0–3.6 V
Tegangan Logika	3.3 V
Suhu Operasi	–40 °C hingga +85 °C

Sumber: Espressif Systems, *ESP32 Series Datasheet*, 2022.

ESP32 memiliki sejumlah keunggulan dibandingkan mikrokontroler konvensional seperti Arduino Uno atau NodeMCU berbasis ESP8266. Keunggulan tersebut meliputi kemampuan konektivitas ganda (Wi-Fi dan Bluetooth), kinerja pemrosesan tinggi, efisiensi daya yang baik, serta dukungan berbagai antarmuka komunikasi. Selain itu, ESP32 juga mudah diprogram menggunakan berbagai

platform seperti Arduino IDE, MicroPython, maupun ESP-IDF (*Espressif IoT Development Framework*), sehingga memudahkan proses pengembangan sistem bagi mahasiswa, peneliti, maupun teknisi.



Gambar 2. 5 ESP32

Sumber : Espressif Systems, *ESP32 Series Datasheet*, 2022

2.5.1 Kalibrasi ADC dan Sensor Analog

ADC (*Analog-to-Digital Converter*) pada mikrokontroler berfungsi mengubah sinyal analog dari sensor menjadi nilai digital yang dapat diproses oleh program. Nilai digital hasil ADC belum secara langsung menunjukkan besaran fisik yang diukur, seperti tegangan, arus, suhu, atau intensitas cahaya. Oleh karena itu, diperlukan proses kalibrasi untuk mendapatkan hubungan antara nilai ADC dengan nilai pengukuran sebenarnya.

Secara umum, proses kalibrasi dilakukan dengan memberikan beberapa nilai masukan yang diketahui atau diukur menggunakan alat referensi, kemudian mencatat nilai ADC yang dihasilkan oleh mikrokontroler. Data tersebut digunakan untuk menentukan hubungan antara nilai ADC dan nilai sebenarnya. Jika hubungan keduanya bersifat linear, persamaan kalibrasi dapat dinyatakan dalam bentuk:

$$Y = aX + b \quad (2.26)$$

dengan merupakan nilai besaran yang ingin diketahui, merupakan nilai ADC, merupakan *slope* atau kemiringan hubungan kalibrasi, dan merupakan *offset* atau titik potong.

ADC merupakan nilai digital yang diperoleh dari hasil pembacaan sinyal analog oleh mikrokontroler. Pada ESP32 dengan resolusi ADC 12-bit, nilai ADC berada pada rentang 0–4095. *Offset* menunjukkan pergeseran atau titik awal hubungan antara nilai ADC dan nilai sebenarnya. Pada beberapa sensor, *offset* dapat berupa nilai ADC ketika besaran yang diukur berada pada kondisi nol. Sementara

itu, *slope* menunjukkan perubahan nilai ADC terhadap perubahan besaran yang diukur dan menggambarkan sensitivitas hasil kalibrasi.

Dengan demikian, persamaan kalibrasi digunakan untuk mengubah nilai ADC menjadi nilai fisik yang lebih mudah dipahami. Sebagai contoh umum, apabila hasil kalibrasi menghasilkan persamaan:

$$V = \frac{ADC_{avg} + Offset}{Slope} \quad (2.27)$$

Keterangan:

- ADC_{avg} : nilai rata-rata ADC yang diperoleh dari pembacaan sensor.
- $Offset$: nilai ADC yang terbaca ketika tegangan/arus yang mengalir adalah 0. Offset digunakan sebagai titik awal atau referensi pembacaan sensor
- $Slope$: perubahan nilai ADC untuk setiap perubahan tegangan/arus. Slope menunjukkan hubungan antara perubahan nilai ADC dengan perubahan tegangan/arus.
- V : tegangan hasil kalibrasi dalam satuan volt (V).

Maka nilai ADC yang diperoleh dari sensor dapat dikonversi menjadi nilai aktual . Bentuk persamaan dapat berbeda bergantung pada hasil kalibrasi dan karakteristik sensor. Proses ini dapat diterapkan pada berbagai sensor analog, sehingga ADC berperan sebagai data masukan digital, sedangkan persamaan kalibrasi berfungsi mengubah data tersebut menjadi besaran fisik yang sebenarnya.

Pada penelitian ini, prinsip kalibrasi tersebut digunakan pada beberapa sensor analog, termasuk sensor tegangan dan sensor arus ACS712. Untuk meningkatkan kestabilan hasil pengukuran, beberapa sampel ADC dapat diambil kemudian dirata-ratakan sebelum dimasukkan ke dalam persamaan kalibrasi. Hasil akhir berupa nilai tegangan, arus, atau besaran lainnya kemudian dapat digunakan oleh sistem kontrol maupun ditampilkan pada LCD.

2.6 Sensor Arus ACS712

Sensor ACS712 adalah sensor arus berbasis *Hall Effect* yang presisi untuk mengukur arus AC maupun DC (5A, 20A, atau 30A) tanpa memutus rangkaian

(*non-invasif*). Sensor ini mengubah medan magnet dari arus yang mengalir menjadi tegangan proporsional, ideal untuk monitoring arus, daya dan proteksi beban berlebih.



Gambar 2. 6 Sensor ACS712

Sumber: Allegro Microsystems (2020)

Tabel 2. 2 Sensor ACS712

Parameter	Nilai Tipikal
Rentang pengukuran	± 20 A
Tegangan suplai	5 V DC
Tegangan keluaran	Sinyal analog yang proporsional dengan arus yang diukur (biasanya saat arus nol).
Total <i>output error</i>	1.5% saat $T_A = 25^\circ\text{C}$
Waktu respons	$< 5 \mu\text{s}$

Sumber: Allegro Microsystems (2020). “ACS712 Datasheet.”

2.7 Sensor Tegangan

Prinsip kerja sensor tegangan didasarkan pada Teori Pembagi Tegangan (*Voltage Divider*). Sesuai dengan hukum sirkuit dasar yang dijelaskan oleh (Boylestad 2015), rangkaian pembagi tegangan terdiri dari dua resistor yang dihubungkan secara seri untuk membagi tegangan masukan (V_{in}) menjadi tegangan keluaran (V_{out}) yang lebih rendah dan proporsional.

Secara matematis, persamaan tegangan keluaran pada sensor dirumuskan sebagai berikut:

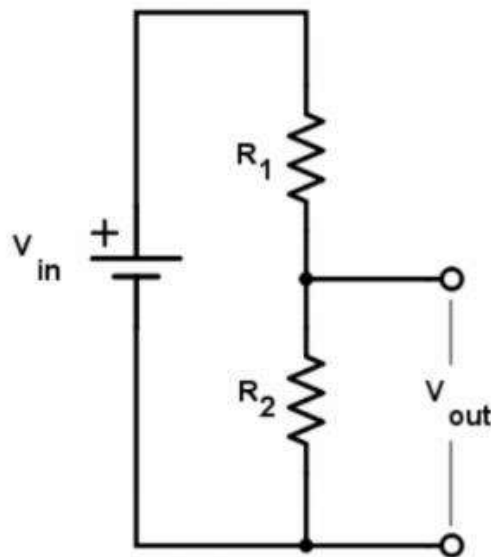
$$V_{out} = V_{in} \times \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (2.28)$$

Dimana:

- V_{out} = Tegangan keluaran yang masuk ke pin ADC Mikrokontroler (Volt).

- V_{in} = Tegangan sumber dari baterai/PLTS yang akan diukur (Volt).
- R_1 = Resistor sisi atas (sisi tegangan tinggi).
- R_2 = Resistor sisi bawah (sisi Ground).

Dalam perancangan sistem ini, nilai resistansi R_1 dan R_2 dipilih sedemikian rupa sehingga ketika baterai berada pada tegangan maksimumnya tegangan V_{out} tidak melebihi tegangan referensi mikrokontroler untuk mencegah kerusakan pada pin ADC. Selain fungsi penurunan tegangan, konfigurasi ini juga berfungsi sebagai penyesuaian impedansi agar pembacaan sensor menjadi linear dan akurat.



Gambar 2. 7 Voltage Divider

Sumber : <https://www.scedstudio.com>

2.8 Sensor Suhu DS18B20

Sensor DS18B20 merupakan sensor suhu digital yang digunakan untuk memantau temperatur sel atau modul baterai. Sensor ini terkalibrasi secara pabrik dan memiliki antarmuka *1-Wire*, memungkinkan banyak sensor dihubungkan dalam satu jalur data.

Pemantauan suhu sangat penting karena peningkatan suhu di atas batas aman dapat mempercepat degradasi elektrolit dan menyebabkan *thermal runaway*.



Gambar 2. 8 Sensor DS18B20

Sumber: Maxim Integrated (2019)

Tabel 2. 3 Spesifikasi Teknis Sensor DS18B20

Parameter	Nilai Tipikal
Rentang suhu	−55 °C hingga +125 °C
Akurasi	±0,5 °C
Resolusi	9–12 bit
Antarmuka	1-Wire digital
Tegangan suplai	3,0–5,5 V
Waktu konversi	750 ms (mode 12 bit)

Sumber: Maxim Integrated (2019). “DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer.” Datasheet, USA..

2.9 Relay SSR

Solid State Relay (SSR) adalah perangkat saklar elektronik yang bekerja tanpa menggunakan komponen mekanis yang bergerak, berbeda dengan *Electromechanical Relay* (EMR) konvensional. SSR memanfaatkan sifat semikonduktor dan isolasi optik (*optocoupler*) untuk mengendalikan aliran arus beban yang besar menggunakan sinyal kontrol berdaya rendah. Selain itu, SSR memiliki waktu respons yang relatif cepat dan tidak menghasilkan percikan listrik (*spark*) karena tidak menggunakan kontak mekanis. Dalam sistem ini, SSR digunakan sebagai komponen pengendali untuk memutus atau menghubungkan beban berdasarkan sinyal kontrol dari mikrokontroler.



Gambar 2. 9 Relay SSR

Sumber : FOTEK SSR-40 DD Datasheet

Kode "DD" pada FOTEK SSR-25 DD mengindikasikan bahwa relai ini beroperasi dengan input DC dan output beban DC. Cara kerjanya adalah sebagai berikut: ketika tegangan kontrol (input) diberikan pada terminal input, LED internal di dalam optocoupler akan menyala dan memicu phototransistor atau MOSFET di sisi output untuk menghantarkan arus, sehingga menutup sirkuit beban.

2.10 Monitor LCD

Modul *Liquid Crystal Display* (LCD) 20x4 I2C merupakan perangkat elektronik penampil data visual yang mampu menampilkan teks sebanyak 20 karakter per baris dalam 4 baris tampilan. Modul ini telah terintegrasi dengan pengatur kontras, lampu latar (*backlight*), dan modul komunikasi serial *Inter-Integrated Circuit* (I2C). Penggunaan antarmuka I2C pada LCD ini dirancang untuk mengatasi kompleksitas pengkabelan yang umumnya ditemukan pada konfigurasi LCD paralel konvensional.

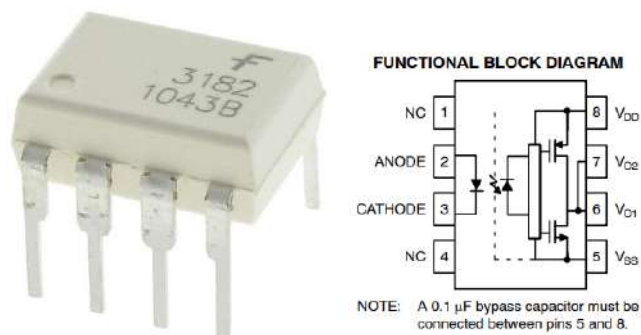


Gambar 2. 10 LCD

Sumber : <https://id.szks-kuongshun.com/>

2.11 Driver MOSFET FOD3182

FOD3182 adalah sebuah optoisolator atau optocoupler yang dilengkapi dengan driver gate sebagai output, dirancang khusus untuk mengendalikan transistor daya seperti MOSFET atau IGBT dalam aplikasi switching dengan frekuensi tinggi. Komponen ini memiliki tingkat isolasi listrik yang tinggi antara sisi input (kontrol) dan output (daya), sehingga sangat vital dalam aplikasi konverter daya seperti buck converter, inverter, atau sistem penggerak motor. Dengan menggunakan isolasi optik, FOD3182 dapat memberikan perlindungan terhadap mikrokontroler atau rangkaian kontrol dari lonjakan tegangan atau interferensi pada sisi beban. Optoisolator ini berfungsi dengan mengkonversi sinyal listrik pada input menjadi sinyal optik melalui LED internal, yang selanjutnya terdeteksi oleh fotodetektor di sisi output dan diubah kembali menjadi sinyal listrik yang dapat langsung menggerakkan gate MOSFET. Selain itu, FOD3182 juga dilengkapi dengan fitur tambahan seperti active Miller clamp dan perlindungan desaturasi.



Gambar 2. 11 FOD3182

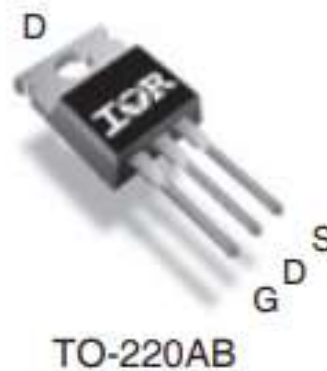
Sumber : <https://www.mouser.co.id/>

Tabel 2. 4 Pin FOD3182

Atribut	Detail
VDD	<i>Operating Range: 10 V to 30 V</i>
VSS	Diberi negatif dari suplai 10-20V dan ke source mosfet
Anode	Sinyal PWM input untuk mengendalikan MOSFET
Cathode	Ground referensi untuk PWM dari micro
Vo1 dan Vo2	Output ke gate mosfet

2.12 MOSFET IRFB4110

MOSFET IRFB4110PbF merupakan komponen semikonduktor berjenis *HEXFET® Power MOSFET* buatan International Rectifier dengan kemasan standar TO-220AB yang dirancang khusus untuk menangani aplikasi daya listrik berefisiensi dan berkeandalan tinggi, seperti pada penyearah sinkron SMPS, UPS, dan rangkaian sakelar berkecepatan tinggi. Komponen yang berstandar ramah lingkungan (bebas timbal dan halogen) ini menawarkan berbagai keunggulan, termasuk peningkatan ketangguhan (*ruggedness*) pada gerbang, *avalanche*, dan *dv/dt* yang bersifat dinamis, serta kemampuan *body diode* yang lebih baik. Untuk merancang sistem yang aman dan optimal, penggunaan komponen ini harus mengacu pada spesifikasi kelistrikan dan termal mutlaknya untuk mencegah kerusakan akibat *overheating* maupun kelebihan beban.



Gambar 2. 12 MOSFET IRFB4110

Tabel 2. 5 Datasheet IRFB4110

Parameter	Simbol	Nilai Batasan & Satuan
Tegangan Drain-to-Source Maksimum	V_{DSS}	100 V
Resistansi Internal (Tipikal – Maksimum)	$R_{DS(on)}$	3.7 – 4.5 m Ω
Arus Drain Kontinu Maksimum (Silicon Limited)	I_D	180 A
Arus Drain Kontinu Maksimum (Package Limited)	I_D	120 A
Tegangan Gate-to-Source	V_{GS}	± 20 V

Parameter	Simbol	Nilai Batasan & Satuan
Tegangan Ambang Gerbang (Gate Threshold)	$V_{GS(th)}$	2.0 – 4.0 V
Daya Disipasi Maksimum ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	P_D	370 W
Suhu Operasi Junction	T_J	-55 hingga +175 °C
Resistansi Termal Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	0.402 °C/W

2.13 PSIM

PSIM merupakan perangkat lunak simulasi yang dirancang secara khusus untuk menganalisis dan mengembangkan sistem elektronika daya serta kontrolnya, dengan fokus utama pada efisiensi simulasi rangkaian switching berfrekuensi tinggi. Software ini banyak digunakan dalam bidang akademik dan industri karena keandalannya dalam memodelkan perilaku dinamis converter daya seperti buck, boost, inverter, dan motor drive, termasuk integrasi sistem kontrol berbasis PWM atau kontrol digital lainnya. Keunggulan PSIM terletak pada kemampuannya menjalankan simulasi dengan waktu komputasi yang cepat namun tetap presisi, serta mendukung *co-simulation* dengan MATLAB/Simulink untuk pengembangan sistem kendali yang lebih kompleks. Dapat dilihat logo dari PSIM pada Gambar 2.13.



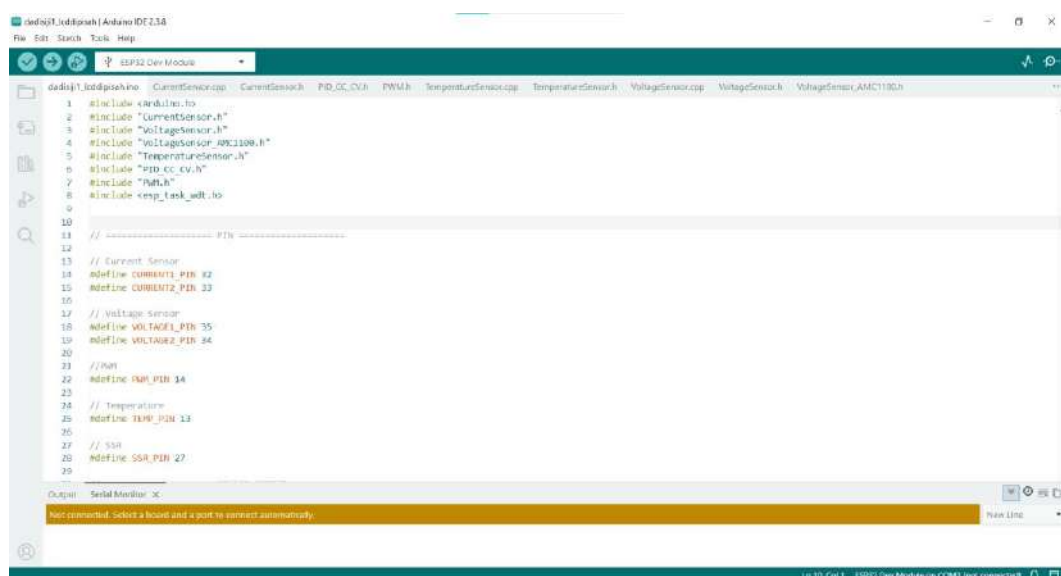
Gambar 2. 13 PSIM

(Sumber : <https://11nq.com/MhKxa>)

2.14 Arduino IDE

Arduino Integrated Development Environment (Arduino IDE) merupakan perangkat lunak yang digunakan untuk menulis, mengompilasi, dan mengunggah program ke papan mikrokontroler Arduino. Arduino IDE berbasis bahasa pemrograman C/C++ yang telah disederhanakan, sehingga banyak digunakan dalam pengembangan sistem kendali dan prototipe elektronika daya.

Dalam penelitian sistem *fast charging* baterai kapal berbasis *photovoltaic*, Arduino IDE berperan sebagai platform pengembangan perangkat lunak untuk mengimplementasikan algoritma kontrol PID dan logika pengisian CC–CV. Melalui Arduino IDE, algoritma PID dapat diprogram secara digital untuk memproses sinyal masukan berupa arus dan tegangan hasil pembacaan sensor, kemudian menghasilkan sinyal keluaran berupa nilai duty cycle PWM yang digunakan untuk mengendalikan *buck boost converter*.



Gambar 2. 14 Arduino IDE

Sumber : (penulis)

Selain itu, Arduino IDE memungkinkan pengujian awal algoritma kontrol melalui proses kompilasi dan debugging sederhana, serta pemantauan variabel sistem secara real-time menggunakan fitur *serial monitor*. Hal ini memudahkan peneliti dalam mengevaluasi respon sistem terhadap perubahan setpoint, gangguan sumber *photovoltaic*, dan transisi mode pengisian dari *Constant Current* (CC) ke *Constant Voltage* (CV).

Dengan kemudahan implementasi dan fleksibilitasnya, Arduino IDE menjadi perangkat lunak yang sesuai untuk merealisasikan kontrol PID berbasis mikrokontroler pada sistem *fast charging* skala laboratorium.

2.16 Sistem Kontrol PID (*Proportional–Integral–Derivative*)

Kontrol *Proportional–Integral–Derivative* (PID) merupakan salah satu metode pengendalian umpan balik *closed-loop control* yang paling banyak digunakan pada sistem elektronika daya karena struktur yang sederhana, mudah diimplementasikan pada mikrokontroler, serta mampu memberikan respons dinamis yang baik terhadap gangguan dan perubahan kondisi sistem. Pada aplikasi pengisian baterai berdaya tinggi, khususnya sistem *fast charging*, kontrol PID digunakan untuk menjaga kestabilan arus dan tegangan pengisian agar tetap berada dalam batas aman sesuai karakteristik baterai.

Dalam lingkungan kelistrikan kapal, sumber energi *photovoltaic* (PV) memiliki sifat fluktuatif akibat perubahan intensitas radiasi matahari, sudut pemasangan panel, serta kondisi cuaca laut yang dinamis. Kondisi ini berpotensi menimbulkan ketidakstabilan arus dan tegangan pengisian apabila sistem tidak dikendalikan secara tepat. Oleh karena itu, kontrol PID digunakan sebagai pengendali utama untuk memastikan proses pengisian baterai tetap stabil, aman, dan efisien meskipun terjadi perubahan daya dari sumber PV. Secara matematis, sinyal kendali PID dalam domain waktu dapat dinyatakan sebagai:

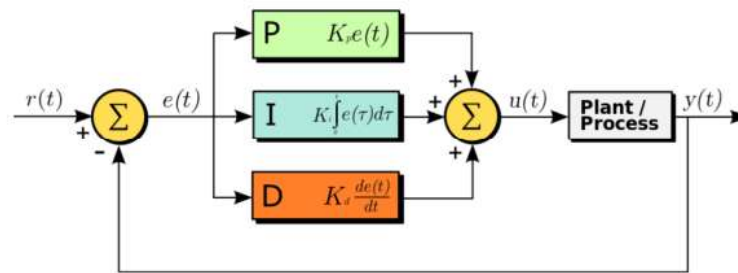
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.29)$$

Keterangan:

- $u(t)$: sinyal keluaran pengendali PID yang digunakan sebagai sinyal kendali untuk mengatur duty cycle PWM pada *Buck Boost Converter*
- $e(t)$: sinyal kesalahan (*error*), yaitu selisih antara nilai referensi (*setpoint*) dan nilai aktual proses
- K_p : konstanta penguatan proporsional yang menentukan besarnya respon kendali terhadap *error* saat ini
- K_i : konstanta penguatan *integral* yang berfungsi mengakumulasi *error* masa

lalu untuk menghilangkan *steady-state error*

- K_d : konstanta penguatan *derivatif* yang merespon laju perubahan *error* dan berfungsi meredam osilasi serta *overshoot* sistem
- t : waktu (detik)



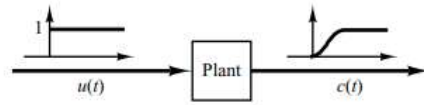
Gambar 2. 15 diagram blok PID

Sumber : Kandias (2024)

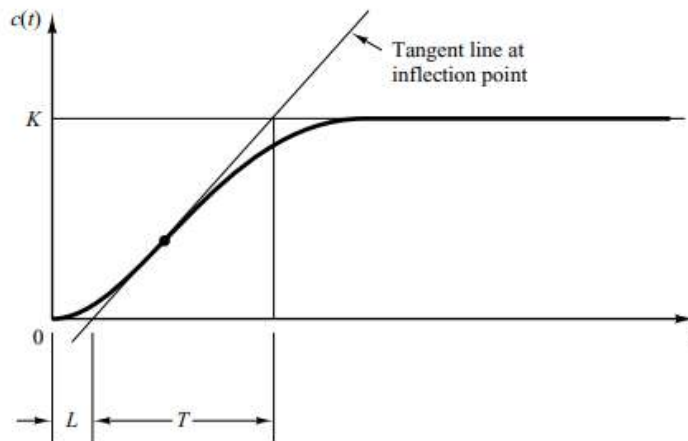
2.16.1 Kontrol PID dengan Metode Ziegler Nichols

Proses untuk memilih parameter kontrol yang tepat agar mencapai kinerja optimal dikenal dengan istilah tuning. Salah satu metode tuning yang populer untuk pengaturan PID adalah metode Ziegler Nichols. Tujuan dari metode ini adalah untuk menentukan nilai K_p (penguatan proporsional), T_i (waktu integral), dan T_d (waktu turunan) berdasarkan respons dari karakteristik plant yang dimiliki. Metode Ziegler Nichols terbagi menjadi dua jenis, yaitu Ziegler Nichols 1 (respons langkah) dan Ziegler Nichols 2 (penguatan proporsional).

Metode Kurva Reaksi S (*S-Shaped Response*) dilakukan dengan menguji respons sistem (*plant*) secara eksperimental menggunakan masukan undak-satuan (*unit-step input*), yang akan menghasilkan kurva berbentuk huruf S jika sistem tidak memiliki integrator atau kutub konjugat-kompleks dominan. Karakteristik kurva berbentuk S ini diwakili oleh dua parameter utama, yaitu waktu tunda (L) dan konstanta waktu (T), yang diperoleh dengan menarik garis singgung pada titik belok (*inflection point*) kurva hingga memotong sumbu waktu dan garis kondisi tunak $c(t) = K$. Data kurva respons undak ini dapat diperoleh baik melalui pengujian alat secara langsung maupun melalui simulasi dinamik sistem.



Gambar 2. 16 Respon langkah pada *plan* (Ogata, 2010)



Gambar 2. 17 Kurva respons berbentuk kurva S (Ogata, 2010)

Tuning Ziegler Nichols 1 dilakukan melalui eksperimen respons langkah dari sebuah plant seperti yang digambarkan pada Gambar 2.14. Kurva respons langkah yang diperoleh berbentuk huruf S seperti yang terlihat pada Gambar 2.15. Kurva ini memiliki dua konstanta penting, yaitu L (waktu tunda) dan T (waktu konstan). Untuk menentukan nilai dari kedua konstanta tersebut, perlu menarik garis miring yang melalui titik infleksi kurva S dan bersinggungan dengan sumbu waktu dan garis $c(t) = K$. Berikut adalah rumus yang digunakan untuk menghitung nilai parameter K_p , T_i , dan T_d menggunakan metode tuning Ziegler Nichols 1

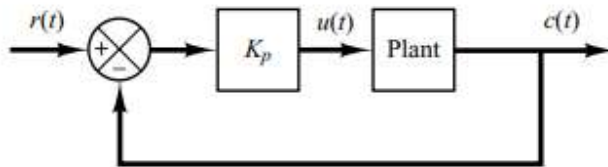
Tabel 2. 6 Rumus PID Menggunakan Tuning Ziegler Nichols 1 (Ogata, 2010)

Type of Controller	K_p	T_i	T_d
P	T / L	∞	0
PI	$0.9 (T / L)$	$L / 0.3$	0
PID	$1.2 (T / L)$	$2L$	$0.5L$

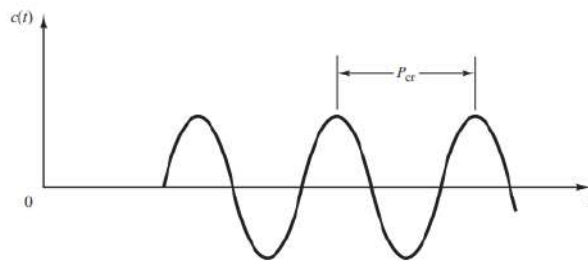
Sumber : (Ogata, 2010)

Tuning Ziegler Nichols 2 dilakukan dengan mengatur $T_i = \infty$, $T_d = 0$, dan hanya mengandalkan nilai K_p untuk mencapai batas kestabilan dengan kontrol proportional saja. Dengan meningkatkan nilai K_p dari 0 hingga mencapai K_{cr} (nilai

kritis) yang terjadi pada P_{cr} (periode kritis) tertentu, sistem akan menunjukkan osilasi yang stabil dan berkelanjutan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.27. Berikut rumus yang digunakan untuk menentukan nilai parameter K_p , T_i , dan T_d melalui metode tuning Ziegler Nichols 2.



Gambar 2. 18 Sistem Penguatan Proporsional (Ogata, 2010)



Gambar 2. 19 Osilasi Berkelanjutan (Ogata, 2010)

Tabel menunjukkan Aturan Penalaan Ziegler-Nichols Berdasarkan Penguatan Kritis (K_{cr}) dan Periode Kritis (P_{cr}). Metode kedua ini sering disebut metode frekuensi atau metode osilasi berkelanjutan digunakan dengan cara meningkatkan penguatan proporsional (K_p) secara perlahan hingga sistem mulai menunjukkan osilasi yang stabil dan terus-menerus (kondisi kritis). Nilai penguatan saat kondisi itu tercapai dicatat sebagai K_{cr} (*Critical Gain*), dan periode waktu dari satu gelombang osilasi penuh tersebut dicatat sebagai P_{cr} (*Critical Period*).

Tabel 2. 7 Tabel Penalaan Ziegler-Nichols Metode Kedua

Type of Controller	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$(1 / 1.2) P_{cr}$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

Sumber : (Ogata, 2010)

2.17 Standarisasi Sistem Energi Cadangan Maritim

Karena regulasi maritim internasional mengedepankan pendekatan *Performance-Based Regulation* (berbasis kinerja keselamatan), kelayakan penggunaan baterai *Lithium Iron Phosphate* (LiFePO₄) di atas kapal ditentukan secara ketat oleh tata cara penginstalasian, sistem tata letak (*spatial layout*), proteksi lingkungan, serta integrasi sistem pengawasan kelistrikan. Regulasi ini dirancang untuk memitigasi risiko *thermal runaway*, korosi air laut, serta akumulasi gas berbahaya di ruang terbatas.

Penginstalasian sistem baterai LiFePO₄ di atas kapal wajib mematuhi ketentuan dari *International Maritime Organization* (IMO) melalui konvensi SOLAS, standar *International Electrotechnical Commission* (IEC), serta aturan badan klasifikasi nasional (BKI) maupun internasional (DNV/ABS). Berikut adalah domain utama regulasi penginstalasian baterai maritim.

2.17.1 Sumber Energi Cadangan (SOLAS Regulation IV/13)

SOLAS Bab IV Aturan 13 menetapkan persyaratan fundamental mengenai sumber energi cadangan untuk instalasi radio kapal. Regulasi ini mewajibkan setiap kapal memiliki sumber energi independen, yang umumnya berupa baterai akumulator, untuk memasok daya pada instalasi radio dalam kondisi darurat.

Sumber energi cadangan tersebut harus mampu mendukung komunikasi marabahaya (*distress alert*) dan keselamatan umum ketika sumber daya utama dan sumber daya darurat kapal mengalami kegagalan (*blackout*). Poin utama yang berkaitan dengan penelitian sistem pengisian daya adalah ketentuan mengenai ketersediaan energi. SOLAS mensyaratkan bahwa sumber energi cadangan harus mampu memasok daya selama:

- minimal 1 jam, apabila kapal dilengkapi generator darurat, atau
- minimal 6 jam, apabila kapal tidak memiliki generator darurat.

Selain itu, regulasi ini menetapkan bahwa baterai harus dapat diisi ulang hingga kapasitas nominal minimum dalam waktu tidak lebih dari 10 jam. Persyaratan durasi pengisian tersebut menjadi dasar penting dalam penerapan metode pengisian arus tinggi (*fast charging*) menggunakan konverter DC–DC yang efisien.

2.17.2 Tata Letak dan Isolasi Struktur Ruang Baterai (*Battery Room*)

Berdasarkan ketentuan SOLAS Bab II-2 dan Rules BKI Volume IV, penempatan *Energy Storage System* (ESS) berbasis LiFePO₄ harus memenuhi syarat isolasi struktur untuk mencegah perambatan panas dan api ke area kritis kapal:

- Pemisahan Ruang (*Spatial Segregation*): Bank baterai berkapasitas besar wajib ditempatkan di dalam ruang khusus (*dedicated battery room*) yang terpisah dari ruang mesin utama (*machinery space*) dan area akomodasi awak/penumpang.
- Perlindungan Batas Api (*Structural Fire Protection*): Dinding, geladak, dan sekat pembatas ruang baterai wajib memiliki tingkat ketahanan api minimal Kelas A-60 (mampu menahan penetrasi api dan panas berlebih selama 60 menit).
- *Divided Battery Bank* (Redundansi): Untuk kapal dengan sistem propulsi listrik penuh, bank baterai harus dibagi menjadi minimal dua kompartemen terpisah yang terisolasi secara mandiri. Hal ini bertujuan agar kegagalan atau kebakaran pada satu ruang baterai tidak memadamkan total suplai daya kapal (*single point of failure mitigation*).

2.17.3 Sistem Ventilasi dan Deteksi Pelepasan Gas (*Off-Gas Detection*)

Mengacu pada IEC 62619 dan DNV Class Rules Part 6 Chapter 2, kegagalan sel baterai dapat menyebabkan pelepasan gas (*off-gassing*). Gas yang dihasilkan dapat bersifat berbahaya dan mudah terbakar, seperti H₂ dan CO. Pelepasan gas dapat terjadi sebelum munculnya api (*flame ignition*) pada baterai. Oleh karena itu, ruang baterai perlu dilengkapi sistem mitigasi untuk mencegah akumulasi gas. Salah satu sistem utama yang digunakan adalah ventilasi mekanis khusus. Sistem ventilasi menggunakan *forced/exhaust ventilation* yang bersifat independen. Sistem menjaga *air change rate* secara kontinu di dalam ruang baterai. Selain ventilasi, diperlukan sistem deteksi dini pelepasan gas. Sensor terintegrasi dengan *Alarm Monitoring System* (AMS) dan terhubung ke *bridge*. Saat gas terdeteksi, alarm aktif dan ventilasi darurat dapat bekerja secara otomatis.

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

BAB 3

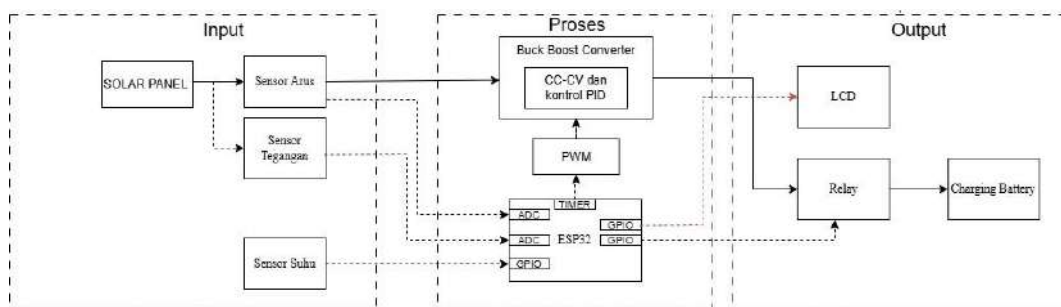
METODE PENELITIAN

3.1 Konsep Penelitian

Pada sub bab ini akan menjelaskan tentang konsep penelitian yang menjadi dasar penelitian. Konsep penelitian berikut akan menjadi landasan dalam perancangan alat dan pengembangan system.

3.1.1 Diagram Blok Sistem

Mekanisme kerja sistem fast charging ini dapat dijelaskan berdasarkan urutan proses dari sisi sumber daya hingga proteksi akhir, sebagaimana digambarkan dalam Diagram Blok Sistem Gambar 3.1.



Gambar 3. 1 Diagram Blok Sistem

Pada gambar 3.1 menjelaskan tentang *flowchart* bagaimana sistem kerja terjadi. Dimulai dari Solar Panel yang menangkap sinar matahari kemudian di konversi menjadi energi listrik, dari Solar panel kemudian di lanjutkan ke topologi fungsi topologi *buck-boost converter* ini untuk mengoptimalkan daya dari keluaran *PV*. Kemudian sensor arus & tegangan membaca *input* dan *output buck-boost converter*, hasil pembacaan ini dikirim ke ESP32 untuk kemudian di proses sebagai input untuk mengambil keputusan pada sistem *fast charging*, keputusan ini diantaranya yakni *cut off* ketika tegangan absorsi, temperatur $>50^{\circ}\text{C}$, mengatur PWM dan menampilkan data di LCD

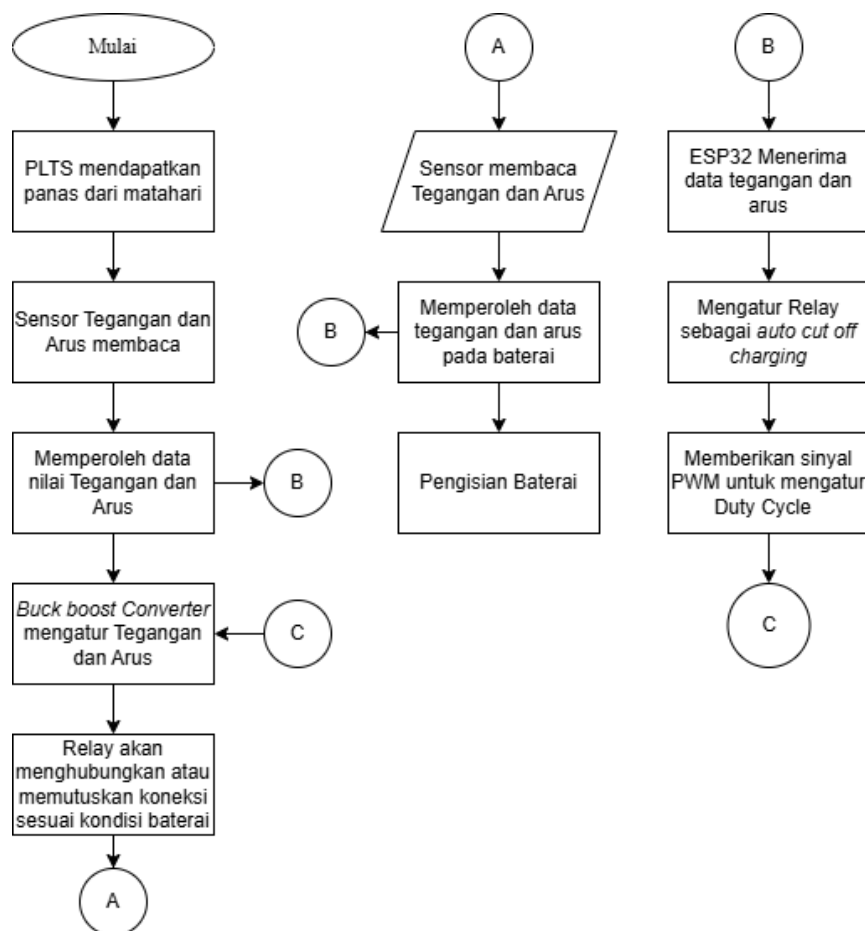
3.1.2 Prinsip Kerja

Mekanisme kerja sistem *Fast Charging* pada penelitian ini dirancang menggunakan pendekatan kendali umpan balik tertutup (*closed-loop control*) yang beroperasi secara *real-time*. Sistem mengintegrasikan pembacaan sensor tegangan dan arus sebagai masukan, mikrokontroler sebagai unit pemroses logika PID, dan *Buck-boost Converter* sebagai aktuator daya.

Secara garis besar, alur kerja sistem dibagi menjadi tiga tahapan utama:

- (1) Akuisisi Data Sensor,
- (2) Pengolahan Logika Kendali *Dual-Loop*, dan
- (3) Pembangkitan Sinyal *PWM*.

Untuk merealisasikan metode pengisian CC-CV (*Constant Current - Constant Voltage*), perangkat lunak pada mikrokontroler dirancang berdasarkan diagram alur yang ditunjukkan pada Gambar 3.2.



Gambar 3. 2 Diagram alur kerja sistem

Pada Gambar 3.2 menjelaskan bagaimana prinsip kerja alat *fast charging* baterai berbasis *photovoltaic* (PV) diawali ketika panel surya menghasilkan energi listrik DC sensor tegangan dan arus mendeteksi keluaran dari PV, selanjutnya masuk ke mikrokontroler ESP32 yang berperan sebagai pusat kendali sistem. ESP32 tidak hanya membaca sensor, tetapi juga mengendalikan sistem pengisian daya melalui *buck boost converter*. Konverter ini berfungsi untuk menurunkan dan mengatur tegangan serta arus agar sesuai dengan karakteristik pengisian baterai *fast charging*. Pengaturan *duty cycle* pada *buck boost converter* dilakukan berdasarkan perintah dari ESP32. Proses pengaturan tersebut dilakukan secara terus-menerus sehingga keluaran konverter dapat menyesuaikan perubahan kondisi sumber maupun beban. Dengan demikian, sistem dapat menjaga parameter pengisian agar tetap berada pada kondisi yang diinginkan selama proses *charging* berlangsung.

Setelah melewati *buck boost converter*, daya diteruskan ke *relay charging control*. Relay ini berfungsi sebagai saklar pengaman (*cut-off*) yang dikendalikan langsung oleh ESP32. Dari relay, daya kemudian dialirkan ke baterai sebagai media penyimpanan energi. Penggunaan relay memungkinkan sistem untuk memutuskan aliran pengisian apabila terdeteksi kondisi yang tidak sesuai dengan batas operasi. Kondisi tersebut menjadi bagian penting dalam menjaga keamanan baterai selama proses pengisian berlangsung.

Pada sisi baterai dipasang tiga jenis sensor, yaitu:

1. Sensor tegangan untuk memantau nilai tegangan baterai,
2. Sensor arus untuk memantau arus pengisian,
3. Sensor suhu untuk memantau temperatur baterai.

Ketiga sensor tersebut terhubung ke ESP32 dan mengirimkan data secara real-time sebagai umpan balik sistem. Data hasil pembacaan sensor kemudian digunakan oleh ESP32 sebagai dasar untuk menentukan kondisi pengisian baterai. Dengan adanya pembacaan secara berkala, perubahan tegangan, arus, dan suhu dapat diketahui selama proses *charging* berlangsung.

Pada proses kontrol sistem ESP32 secara periodik membaca nilai tegangan, arus, dan suhu baterai. Berdasarkan data tersebut, sistem melakukan beberapa pengambilan keputusan sebagai berikut:

1. Kontrol Suhu

- Jika suhu baterai $> 50^{\circ}\text{C}$, maka ESP32 akan memutus rangkaian *charging*.
- Jika suhu baterai $\leq 50^{\circ}\text{C}$, maka sistem tetap beroperasi dalam mode *fast charging*.

Kontrol suhu digunakan untuk mencegah proses pengisian berlangsung ketika temperatur baterai telah melebihi batas yang ditentukan. Dengan demikian, sensor suhu berfungsi sebagai salah satu bagian dari sistem proteksi yang memberikan informasi kepada ESP32 mengenai kondisi temperatur baterai.

2. Kontrol Tegangan

- Jika tegangan baterai $> 32\text{ V}$, maka ESP32 memerintahkan relay untuk OFF (*cut-off charging*) sehingga proses pengisian dihentikan.
- Jika tegangan baterai $< 32\text{ V}$, maka relay tetap ON dan proses pengisian dilanjutkan.

Kontrol tegangan dilakukan untuk membatasi tegangan maksimum baterai selama proses pengisian. Nilai tegangan yang dibaca sensor akan dibandingkan dengan batas yang telah ditentukan sehingga ESP32 dapat menentukan apakah proses *charging* masih aman untuk dilanjutkan.

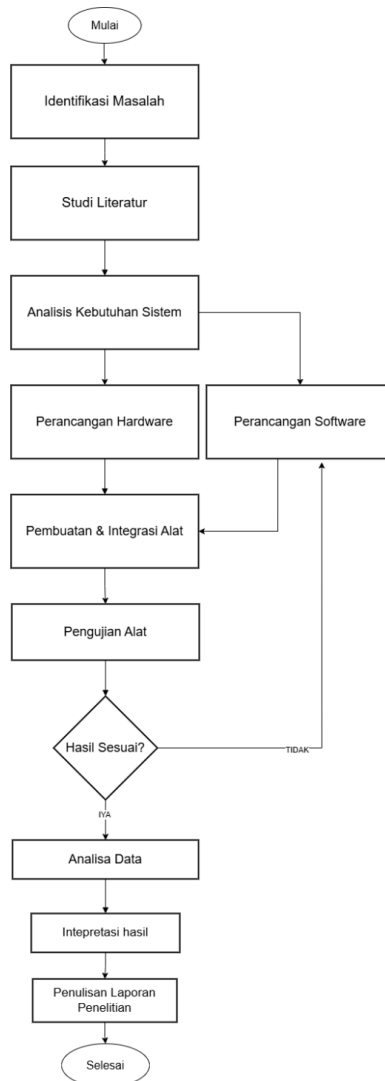
3. Kontrol Arus dan PID

- Jika arus pengisian = setpoint, maka sistem mempertahankan kondisi pengisian daya agar tetap stabil.
- Jika arus pengisian di bawah setpoint, maka ESP32 mengaktifkan kontrol PID untuk mengoptimalkan *duty cycle buck boost converter*.
- Kontrol PID bertujuan untuk meningkatkan dan menstabilkan arus pengisian hingga mencapai *setpoint* secara bertahap tanpa *overshoot*.

Kontrol PID bekerja berdasarkan selisih antara nilai arus aktual dengan nilai *setpoint* yang telah ditentukan. Hasil perhitungan PID kemudian digunakan untuk menentukan perubahan *duty cycle* PWM yang diberikan kepada *buck boost converter*. Perubahan *duty cycle* tersebut akan memengaruhi tegangan dan arus keluaran konverter sehingga arus pengisian dapat dikendalikan mendekati nilai yang diinginkan. Proses ini berlangsung secara *feedback*, sehingga nilai arus yang telah dibaca sensor akan kembali digunakan sebagai acuan untuk perhitungan kontrol berikutnya.

3.2. Tahapan Penelitian

Pada bagian berikut menjelaskan alir penelitian berupa *flowchart*. Tahapan penelitian berbeda dengan *flowchart* kerja sistem, *flowchart* ini menjelaskan alir penelitian yang akan dilakukan. Berikut tahapan pada Gambar 3.3 *Flowchart Tahapan Penelitian*



Gambar 3. 3 Diagram alur tahapan penelitian

3.2.1 Identifikasi Masalah Penelitian

Identifikasi masalah dilakukan berdasarkan kondisi sistem kelistrikan kapal yang masih bergantung pada generator diesel saat kondisi standby. Pemanfaatan

energi surya belum optimal akibat fluktuasi intensitas cahaya matahari serta keterbatasan sistem pengisian konvensional dalam menangani arus besar. Selain itu, proses *fast charging* berpotensi menimbulkan ketidakstabilan arus dan tegangan yang dapat mempercepat degradasi baterai. Oleh karena itu, diperlukan *sistem fast charging* baterai kapal berbasis *photovoltaic* yang mampu mengatur arus dan tegangan secara stabil dan aman menggunakan metode CC–CV dengan kontrol PID.

3.2.2 Studi Literatur

Studi literatur dilakukan dengan mengkaji jurnal, buku, *datasheet*, dan penelitian terdahulu yang relevan dengan topik penelitian. Referensi yang dikaji meliputi karakteristik panel surya, prinsip kerja SCC, metode pengisian CC–CV, konsep C-rate, karakteristik baterai LiFePO₄, topologi *buck boost converter*, serta penerapan kontrol PID pada sistem pengisian baterai. Studi ini bertujuan untuk memperoleh dasar teori yang kuat serta membandingkan metode yang digunakan pada penelitian sebelumnya.

3.3 Perancangan dan Desain

Pada tahap berikut merupakan perancangan sistem dilakukan untuk menggambarkan dan menjelaskan secara umum mengenai sistem yang akan dibuat pada penelitian. Desain yang akan digambarkan mulai dari desain sistem hingga desain sistem mikrokontroller. Perancangan ini dilakukan sebagai acuan dalam proses pembuatan dan integrasi setiap bagian sistem agar dapat bekerja sesuai dengan tujuan penelitian. Selain itu, tahap perancangan digunakan untuk menentukan hubungan antara perangkat keras dan perangkat lunak yang digunakan.

3.3.1 Perancangan Desain Perangkat Keras

Pada sub-bab ini akan membahas tentang Desain perencanaan perangkat keras yang akan digunakan dalam penelitian. Perancangan meliputi desain mekanik, desain hardware serta wiring diagram dari komponen-komponen yang digunakan. Perancangan perangkat keras dilakukan dengan mempertimbangkan kebutuhan sistem, spesifikasi setiap komponen, serta hubungan antar komponen agar proses

pengukuran dan pengendalian dapat berjalan dengan baik. Desain ini juga menjadi dasar dalam proses perakitan perangkat keras sebelum dilakukan pengujian sistem secara keseluruhan.

3.3.1.1 Desain Mekanik



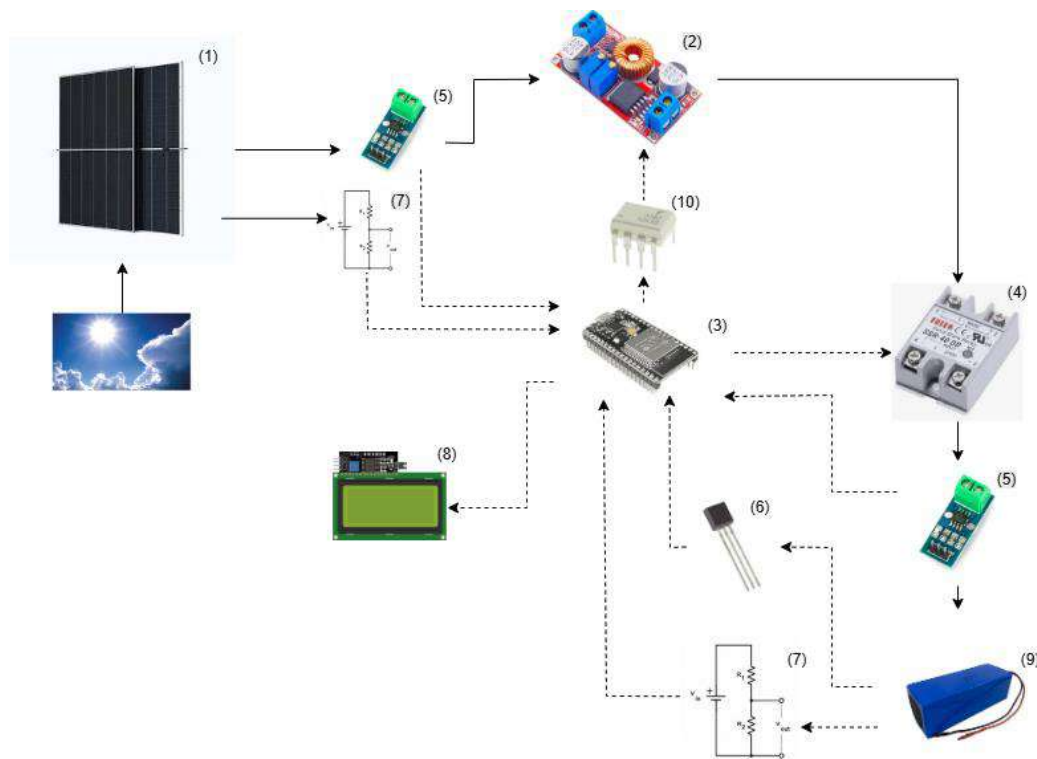
Gambar 3. 4 Desain Mekanik

Perancangan desain mekanik penelitian ini bertujuan menghasilkan struktur yang kokoh, aman, dan stabil untuk menopang sistem *fast charging* baterai kapal berbasis *photovoltaic*. Sistem dirancang sebagai standing panel dengan rangka tetap tanpa roda guna meminimalkan getaran dan pergeseran saat pengoperasian. Bagian atas berfungsi sebagai rumah panel kontrol yang melindungi komponen elektronik, dengan tampilan sederhana berupa satu lampu indikator, LCD, dan tombol kontrol, sementara seluruh parameter ditampilkan secara digital. Bagian bawah digunakan sebagai rak baterai LiFePO₄ 24V yang dilengkapi ventilasi alami untuk menjaga stabilitas suhu. Modul panel surya dipasang padaudukan terpisah dengan sudut

optimal dan dihubungkan menggunakan kabel DC berisolasi tinggi. Desain juga memperhatikan aspek keselamatan dan ergonomi melalui sudut rangka tumpul, box panel yang dapat dikunci, ventilasi memadai, serta tinggi panel yang sesuai operator, sehingga mendukung kinerja sistem secara optimal dan aman.

3.3.1.2 Perencanaan Desain *Hardware*

Pada bagian berikut merupakan rangkaian dari komponen pada alat yang akan dibuat. Memberikan gambaran dari sumber hingga beban, lalu rangkaian monitoring sistem. Berikut contoh perencanaan pada Gambar 3.5 Desain *Hardware*



Gambar 3. 5 Desain *Hardware*

Pada Gambar 3.5 Desain *Hardware* merupakan rencana desain sistem hardware yang akan dirancang. Desain *hardware* pada penelitian ini bertujuan untuk merealisasikan sistem *fast charging* baterai kapal berbasis *photovoltaic* dengan metode CC–CV dan kontrol PID. Rancangan perangkat keras disusun secara modular agar mudah diuji, dikembangkan, dan dianalisis performanya.

1. Panel Surya

Panel surya berfungsi sebagai sumber energi utama sistem. Energi radiasi matahari dikonversi menjadi energi listrik arus searah (DC). Tegangan dan arus

keluaran panel surya bersifat fluktuatif tergantung intensitas cahaya matahari dan suhu lingkungan. Oleh karena itu, diperlukan rangkaian pengkondisi daya sebelum energi digunakan untuk proses pengisian baterai.

2. Buck Boost Converter (DC–DC Step Down)

Buck-boost converter berperan sebagai antarmuka daya yang menyesuaikan dan menstabilkan tegangan serta arus dari PLTS agar sesuai dengan kebutuhan pengisian baterai 24 V menggunakan metode CC–CV.

3. Mikrokontroler ESP32

ESP32 berperan sebagai pusat kendali sistem. Mikrokontroler ini bertugas untuk:

- Membaca data dari sensor ACS712, BH1750, sensor tegangan, dan sensor suhu
- Menjalankan algoritma kontrol PID
- Mengatur *duty cycle* PWM untuk *buck boost converter*
- Mengendalikan relay SSR
- Mengirim data ke LCD

ESP32 dipilih karena memiliki performa tinggi, ADC internal, serta komunikasi I2C dan PWM yang stabil.

4. Relay SSR (Solid State Relay)

Relay SSR digunakan sebagai saklar elektronik pengaman (cut-off). Relay ini dikendalikan langsung oleh ESP32 untuk:

- Menghubungkan dan memutus proses pengisian baterai
- Proteksi saat tegangan penuh tercapai
- Proteksi saat terjadi suhu berlebih atau arus berlebih

Penggunaan SSR lebih aman dibanding relay mekanik karena tidak menimbulkan percikan (spark) dan memiliki respon lebih cepat.

5. Sensor Arus ACS712

Sensor ACS712 digunakan untuk mengukur arus pengisian baterai secara *real-time*. Sensor ini bekerja berdasarkan efek Hall. Data arus ini digunakan sebagai umpan balik utama pada kontrol PID untuk menjaga arus pengisian tetap pada *setpoint fast charging*.

6. Sensor Suhu Baterai DS18B20

Sensor suhu DS18B20 dipasang pada permukaan baterai untuk memantau temperatur selama proses pengisian. Sensor ini memberikan data digital ke ESP32. Apabila suhu melebihi batas aman, sistem secara otomatis menurunkan arus pengisian atau menghentikan proses *charging*.

7. Sensor Tegangan (*Voltage Divider*)

Sensor berfungsi menurunkan tegangan baterai agar sesuai dengan rentang ADC ESP32. Data tegangan ini digunakan untuk:

- Menentukan fase CC atau CV
- Menghentikan charging saat tegangan penuh tercapai
- Monitoring kondisi baterai

8. LCD

LCD digunakan sebagai antarmuka pengguna (*Human Machine Interface*).

Layar ini menampilkan:

- Tegangan baterai
- Arus pengisian
- Suhu baterai
- Status sistem (*charging / cut-off*)
- Daya panel surya
- Intensitas cahaya

Tampilan dibuat secara real-time sehingga memudahkan monitoring sistem.

9. Baterai LiFePO₄

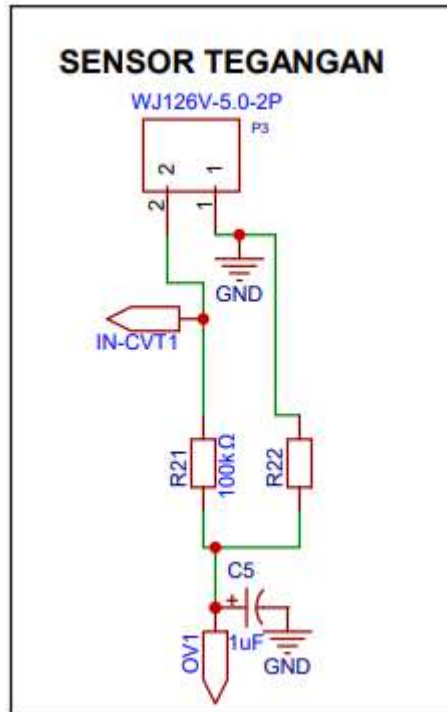
Baterai LiFePO₄ 24V berfungsi sebagai media penyimpanan energi. Baterai ini dipilih karena:

- Mampu menerima arus besar (*fast charging*)
- Umur siklus panjang
- Stabil secara termal
- Lebih aman dibanding baterai lithium konvensional

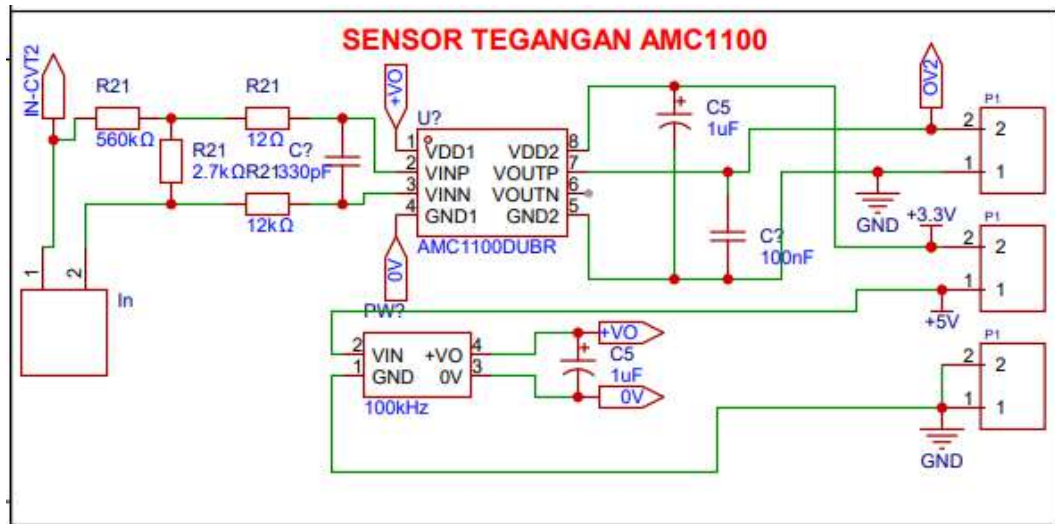
10. FOD3182

FOD3182 adalah sebuah optoisolator atau optocoupler yang dilengkapi dengan driver gate sebagai output, dirancang khusus untuk mengendalikan transistor daya seperti MOSFET atau IGBT dalam aplikasi switching dengan frekuensi tinggi.

3.3.1.3 Perancangan sensor Tegangan DC



Gambar 3. 5 Wiring Diagram Sensor Tegangan DC



Gambar 3. 6 Wiring diagram sensor tegangan menggunakan AMC1100

Tabel 3. 1 Wiring Diagram Sensor Tegangan DC

Sensor Teganagn	Keterangan
Input R1	+
Output R2	GND
Output R1/Input R2	GPIO 34 & 35

Sensor tegangan input digunakan untuk mengukur tegangan dari panel surya yang ditunjukkan Gambar 3.5 dan untuk mengukur tegangan output converter digunakan sensor tegangan yang terisolasi seperti yang ditunjukkan Gambar 3.6. Sensor ini dirancang untuk mengukur tegangan *open-circuit* panel surya yaitu 41,02 volt sedangkan ADC mikrokontroler sebagai fitur sensor pada mikrokontroler memiliki tegangan input maksimal 3,3 volt. Maka dirancang sebuah sensor tegangan input yang bisa mengukur 50 volt yang diwakili tegangan 3,3 volt pada ADC mikrokontroler. Dipilih nilai 50 volt sebagai antisipasi terjadinya tegangan yang melebihi 41,02 volt. Untuk nilai pembagi tegangan sebagai berikut :

Perhitungan:

$$V_{in} = 50 \text{ Volt}$$

$$V_{out} = 3,3 \text{ Volt}$$

$$R1 = 150000 \Omega$$

$$V_o = \frac{R2}{R1 + R2} \times V_{in}$$

$$3,3 = \frac{R2}{150000 + R2} \times 50$$

$$3,3(150000 + R2) = 50R2$$

$$495000 + 3,3R2 = 50R2$$

$$495000 = 46,7R2$$

$$R2 = \frac{495000}{46,7} \approx 10600,43\Omega$$

Karena nilai R2 tidak ada di pasaran maka nilai R2 di bulatkan menjadi 10000 Ω dan R1 150000 Ω .

Output dari *Buck-Boost Converter* tersebut didesain dengan kemampuan maksimum pembacaan tegangan dengan mempertimbangkan keamanan. Namun pada *output Buck-Boost Converter* polaritasnya terbalik sehingga *voltage divider* tidak berjalan ketika disambungkan pada output converter, sehingga perlu ditambahkan sensor tegangan AMC1100 pada output dengan nilai R1 560 k Ω , berikut perhitungan penentuan R2 :

Diketahui:

$$V_{in} = 50 \text{ V}$$

$$V_{out} = 250 \text{ mV} = 0.25 \text{ V}$$

$$R_1 = 560 \text{ k}\Omega$$

$$0.25 = 50 \times \frac{R_2}{560000 + R_2}$$

$$0.005 = \frac{R_2}{560000 + R_2}$$

$$0.005(560000 + R_2) = R_2$$

$$2800 + 0.005R_2 = R_2$$

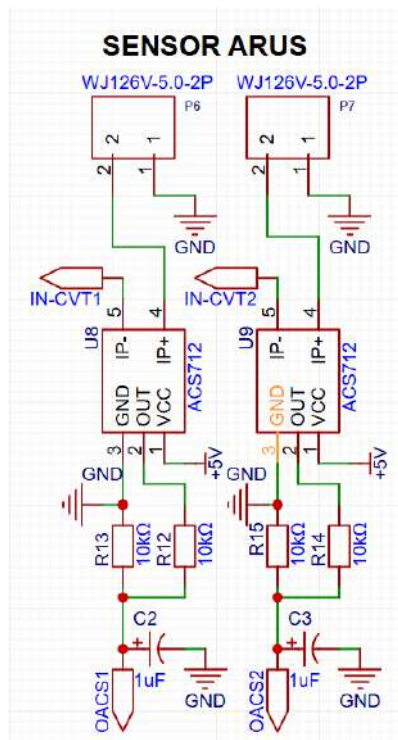
$$2800 = R_2 - 0.005R_2$$

$$R_2 = \frac{2800}{0.995}$$

$$R_2 = 2814.07 \text{ } \Omega = 2.7 \text{ k}\Omega$$

Karena nilai resistor 2,8 k Ω tidak termasuk ada dipasaran, maka dipilih nilai resistor standar terdekat, yaitu 2,7 k Ω

3.3.1.4 Perancangan Sensor Arus DC (ACS712)



Gambar 3. 7 Wiring Diagram Arus DC (ACS712)

Tabel 3. 2 Wiring Diagram Arus DC (ACS758)

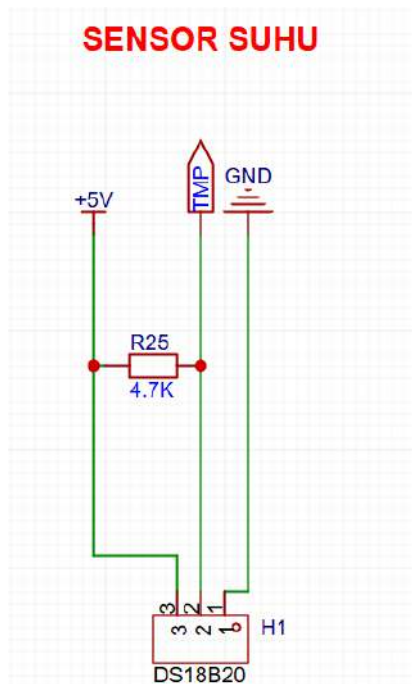
Pin Modul ACS758	Koneksi Tujuan
VDD	VIN 5V
GND	GND
OUT / DQ	GPIO 32 & 33
Terminal IP+	Positif (+) PV & Positif (+) out converter
Terminal IP-	Positif (+) PV & Positif (+) out converter

Sensor arus yang digunakan dalam proyek ini adalah ACS712 dengan varian amper maksimal 20A. Sensor arus ini adalah jenis sensor ADC, sensor ini bekerja dengan tegangan sebesar 5V. Output saat arus 0 amper adalah 2,5V dengan kenaikan tegangan per amper adalah 100mA dan maka tegangan ADC jika arus maksimal adalah 4,5V, sedangkan ADC ESP32 yang digunakan hanya bisa sampai 3,3V maka diperlukanlah pembagi tegangan untuk menjadikan tegangan maksimal di 3,3V. Pada proyek ini nilai resistor untuk pembagi tegangan yang digunakan adalah R1 10K Ω dan R2 10K Ω . Dapat dilihat pada Gambar 3.7 untuk *schematic* rangkaian ACS712 dan tambahan pembagi tegangan.

Pembagi tegangan berfungsi untuk menyesuaikan level tegangan keluaran sensor agar sesuai dengan batas tegangan masukan ADC ESP32. Dengan menggunakan R1 dan R2 yang memiliki nilai resistansi sama, tegangan keluaran pembagi tegangan menjadi setengah dari tegangan keluaran sensor. Tegangan yang telah diturunkan kemudian diberikan ke pin ADC ESP32 untuk dilakukan proses pembacaan secara digital. Nilai ADC tersebut selanjutnya diolah oleh program untuk mendapatkan nilai tegangan keluaran sensor dan dikonversikan menjadi nilai arus.

Pembacaan sensor dilakukan secara berkala sehingga perubahan arus pada sistem dapat dipantau secara *real-time*. Nilai arus yang diperoleh dapat digunakan sebagai parameter pemantauan maupun sebagai umpan balik pada sistem kontrol. Dengan demikian, sensor ACS712 berperan penting dalam mengetahui besarnya arus yang mengalir pada sisi PV maupun keluaran konverter.

3.3.1.5 Perancangan Sensor Suhu DS18B20



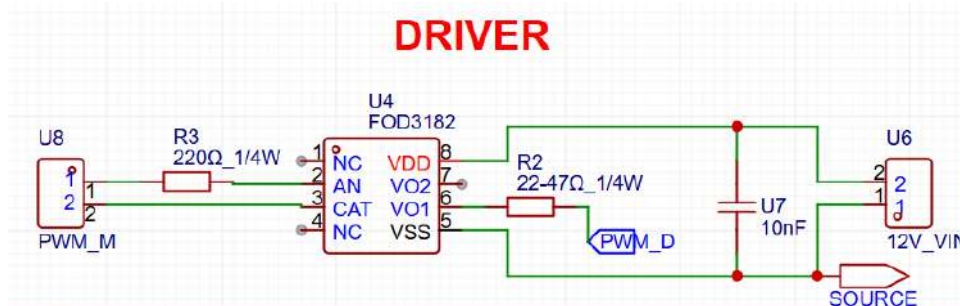
Gambar 3. 8 Wiring Diagram Sensor Suhu DS18B20

Tabel 3. 3 Wiring Diagram Sensor Suhu DS18B20

Pin Modul DS18B20	Koneksi Tujuan
VCC	VIN (5V)
GND	GND
DQ	GPIO 13

Rangkaian ini merupakan sistem pemantauan suhu untuk baterai LiFePO₄ yang memanfaatkan sensor digital DS18B20 yang terhubung ke mikrokontroler ESP32. Berdasarkan konfigurasi pinnya, modul sensor mendapatkan suplai daya dengan menghubungkan pin VCC ke pin VIN (5V) pada ESP32, serta menyatukan jalur negatif melalui koneksi antar pin GND. Data suhu yang terukur kemudian dikirimkan secara digital melalui pin DQ yang terhubung ke GPIO 13 pada ESP32, memungkinkan sistem untuk memantau kondisi termal baterai secara *real-time* demi keamanan operasional.

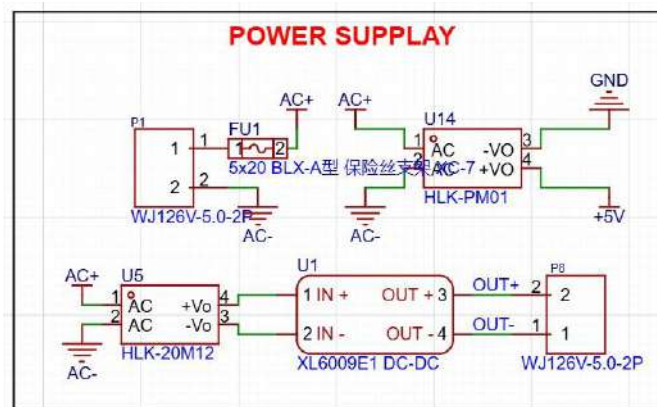
3.3.1.6 Driver MOSFET



Gambar 3. 9 Skematik driver MOSFET

MOSFET bisa diatur kecepatan pensaklarannya menggunakan sinyal PWM dari mikrokontroler. Namun tegangan yang dihasilkan mikrokontroler tidak cukup untuk mencapai *threshold voltage* pada MOSFET sehingga diperlukan pengubah level tegangan sekaligus isolasi antara mikrokontroler dan MOSFET. Untuk itu diperlukan driver PWM untuk mencapai *threshold voltage* MOSFET. Sinyal PWM dari mikrokontroler akan diterima phototransistor kemudian digunakan untuk mendrive tegangan *gate-source* pada MOSFET. Gambar 3.9 menunjukkan rangkaian skematik dari driver.

3.3.1.7 Power Supply

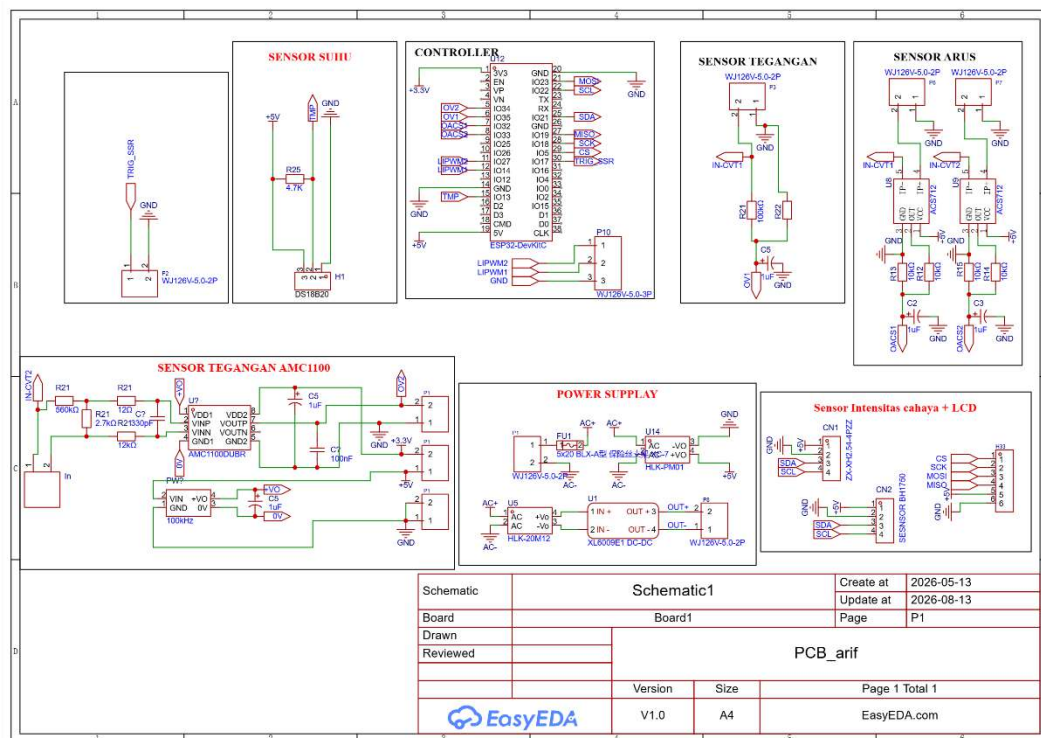


Gambar 3. 10 Skematik power supply

Pada Gambar 3.10 adalah schematic PSU digunakan dua buah modul power supply tipe H-Link sebagai sumber tegangan utama untuk mendukung operasional seluruh perangkat. Modul pertama yang digunakan adalah HLK-10M05, yang berfungsi untuk menyediakan tegangan keluaran sebesar 5 volt DC. Tegangan 5V ini digunakan untuk suplai tegangan mikrokontroler dan sensor, sehingga kedua komponen tersebut dapat bekerja dengan stabil sesuai spesifikasi dayanya.

Keluaran dari modul ini juga dilengkapi dengan jalur ground bersama agar referensi tegangan antar komponen tetap seragam dan tidak menimbulkan gangguan. Modul kedua yang digunakan adalah HLK-20M12, yang berfungsi untuk menghasilkan tegangan keluaran sebesar 12 volt DC bertujuan untuk supply driver agar mampu mengaktifkan atau menonaktifkan MOSFET dengan cepat dan efisien. Kedua modul power supply ini dihubungkan langsung ke sumber tegangan AC melalui konektor, dan dilengkapi dengan konfigurasi jalur input dan output yang dirancang agar pemasangan lebih aman dan stabil terhadap perubahan beban.

3.3.1.7 Skematik Diagram Rangkaian Kontrol



Gambar 3. 11 Skematik Diagram Rangkaian Kontrol

Dalam sistem ini digunakan kontroler ESP32 38Pin Devkit V1 sebagai inti. pengendalian utama. Pengendali ini beroperasi untuk mendapatkan data input dari sensor serta memproduksi sinyal pengendali untuk elemen lain dalam rangkaian. Dua pin OV1 dan OV1 disetel sebagai input dari sensor voltase, kedua sinyal itu masuk ke pin ADC di ESP32 sehingga nilai tegangan bisa di dibaca dan diproses secara digital. Selanjutnya, pada OACS1 dan OACS2 digunakan untuk mendapatkan sinyal arus dari sensor ACS712, di mana output sensor berbentuk sinyal analog juga terhubung ke pin ADC untuk mengetahui besar arus.

Selain pin input, sistem ini juga dilengkapi dengan pin output berupa LIPWM1 & LIPWM2 yang dimanfaatkan untuk menghasilkan sinyal PWM dari ESP32. Sinyal ini terhubung ke jaringan pengendali MOSFET yang bertugas untuk penyesuaian daya sesuai kebutuhan sistem. Untuk tujuan tampilan, interaksi antara ESP32 dengan modul LCD yang menggunakan I2C dengan SCL di pin 22 dan SDA di pin. Seluruh sistem diatur oleh pasokan tegangan +5V yang masuk melalui pin VIN, menggunakan jalur GND sebagai acuan.

Dengan pengaturan ini, ESP32 berfungsi sebagai pengendali utama yang menganalisis data tegangan dan arus yang diperoleh dari sensor, memproses data tersebut, kemudian menghasilkan sinyal PWM untuk penggerak dan menyajikan informasi output pemrosesan di LCD melalui komunikasi I2C. Dengan cara ini, sistem ini dapat beroperasi secara otomatis untuk melaksanakan pengawasan dan pengendalian mengacu pada parameter yang telah ditetapkan. Seluruh sistem dirancang supaya terintegrasi sehingga dapat memberikan reaksi cepat terhadap perubahan situasi beban serta sumber daya. Gambar skematik secara keseluruhan dapat dilihat pada Gambar 3.11

3.3.1.9 Perancangan *Buck Boost Converter*

Rangkaian konverter yang digunakan pada penelitian ini mengacu pada topologi *inverting buck-boost converter*. Topologi ini dipilih karena mampu menghasilkan tegangan keluaran yang lebih tinggi maupun lebih rendah dari tegangan masukan dengan polaritas terbalik. Buck-boost converter tersusun atas MOSFET, induktor, dioda, dan kapasitor keluaran. Konverter ini bekerja dalam dua mode utama, yaitu mode buck ketika tegangan panel surya lebih tinggi dari tegangan baterai, serta mode boost ketika tegangan panel surya lebih rendah dari tegangan baterai. Untuk pengaturan set point nilai tegangan pada converter digunakan nilai tegangan sebesar 24V dengan metode Constant Current & Constant Voltage. Untuk memastikan penurunan nilai tegangan oleh Buck-Boost Converter bekerja dengan baik dan sesuai maka didesain menggunakan parameter sebagai berikut :

- $V_s (\text{max}) = 32\text{v}$
- $V_s (\text{min}) = 24\text{v}$
- $V_o = -29,2\text{v}$

- $I_o = 8A$
- Switching frequency (f_s) = 40kHz

➤ **Nilai duty cycle**

$$V_o = -V_s(\max) \times \left[\frac{D}{1-D} \right]$$

$$-29,2 = -32 \times \left[\frac{D}{1-D} \right]$$

$$29,2 = 32 \times \left[\frac{D}{1-D} \right]$$

$$0,9152 = \frac{D}{1-D}$$

$$0,9152(1-D) = D$$

$$0,9125 - 0,9125D = D$$

$$0,9125 = 1,9125D$$

$$D = \frac{0,9152}{1,9152}$$

$$D = 0,477$$

$$D = 0,477 = 47,7\%$$

➤ **Arus induktor rata-rata**

$$R = \frac{V_o}{I_o}$$

$$R = \frac{29,2}{8}$$

$$R = 3,65\Omega$$

$$I_{L(avg)} = \frac{V_{s(max)} \times D}{R \times (1-D)^2}$$

$$I_{L(avg)} = \frac{32 \times 0,477}{3,65 \times (1-0,477)^2}$$

$$I_{L(avg)} = \frac{15,264}{0,998381}$$

$$I_{L(avg)} = 15,29A$$

Induktor → *minimal 20 A*

➤ **Filter Inductor :**

(V_F Maximum instantaneous forward voltage = 0,85 menggunakan diode MBR20100CT)

$$\Delta I_L = 20\% \times I_{L(avg)}$$

$$\Delta I_L = 20\% \times 15,29$$

$$\Delta I_L = 3,058A$$

$$L = \left(\frac{1}{f}\right) \times [V_o + V_F] \times \left(\frac{V_{s(max)}}{[V_o + V_F] + V_{s(max)}}\right) \times \left(\frac{1}{\Delta I_L}\right)$$

$$L = \left(\frac{1}{40000}\right) \times [29,2 + 0,85] \times \left(\frac{32}{[29,2 + 0,85] + 32}\right) \times \left(\frac{1}{3,058}\right)$$

$$L = 0,000025 \times 30,05 \times 0,5157 \times 0,3270$$

$$L = 0,000126686217 \text{ H } \quad L = 126,6862 \mu\text{H}$$

Digunakan induktor sekitar:

- **150 μH**
- **Current rating $\geq 20 \text{ A}$**
- **core ferrite toroid**

➤ **Kapasitor Output**

$$\Delta V_o = \pm 0.1\% \times V_o = 0.001 \times V_o$$

$$\Delta V_o = 0.001 \times 29,2$$

$$\Delta V_o = 0.0292 \text{ V}$$

$$C_o = \frac{V_o \times D}{R \times \Delta V_o \times f}$$

$$C_o = \frac{29,2 \times 0,4771}{3,65 \times 0.0292 \times 40000}$$

$$C_o = \frac{12.1472}{4263,2}$$

$$C_o = 0,003267F = 3267\mu F$$

Digunakan = Capacitor 3300 μF 50V tipe Low ESR Electrolytic Capacitor

➤ **Kapasitor snubber**

$$I_{on} = I_L = \frac{P_o}{V_{s(max)} \times D} = \frac{V_o \times I_o}{V_{s(max)} \times D}$$

$$I_{on} = \frac{29,2 \times 8}{32 \times 0,4771}$$

$$I_{on} = 15,30A = 15,30A$$

$$V_{off} = V_{s(max)} + V_o$$

$$= 41,04 + 29,2$$

$$=70.24V$$

(t_{fall} dilihat di datasheet mosfet IRFB4110)

$$C_{snubber} = \frac{I_{on} \times t_{fall}}{2 \times V_{off}}$$

$$\approx \frac{15,30 \times 8,8 \times 10^{-8}}{2 \times 70,24}$$

$$C_{snubber} \approx 9,584 \times 10^{-9}F$$

$$C_{snubber} \approx 9,58nF$$

Digunakan Capacitor snubber:

- **10 nF**
- **tegangan ≥ 250 V**
- **film(low ESR)**

➤ **Resistor Snubber**

$$R_{snubber} < \frac{D \times T}{2 \times C_{snubber}}$$

$$< \frac{0,4771}{2 \times 9,58 \times 10^{-9} \times 40000}$$

$$< 622,5$$

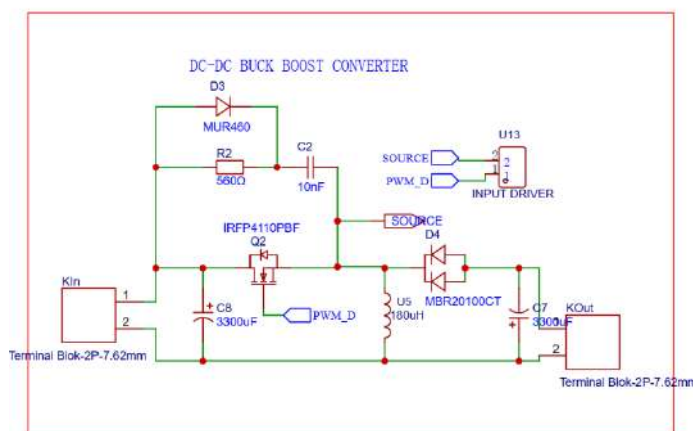
$$R_{snubber} = 622\Omega = 560\Omega$$

Digunakan Resistor Snubber:

- **Nilai : 560Ω**
- **Daya : $\geq 2W$**
- **Tipe : metal film / carbon film**

Karena resistor snubber akan membuang energi spike switching.

Rangkaian *buck boost converter* dapat dilihat di gambar 3.12

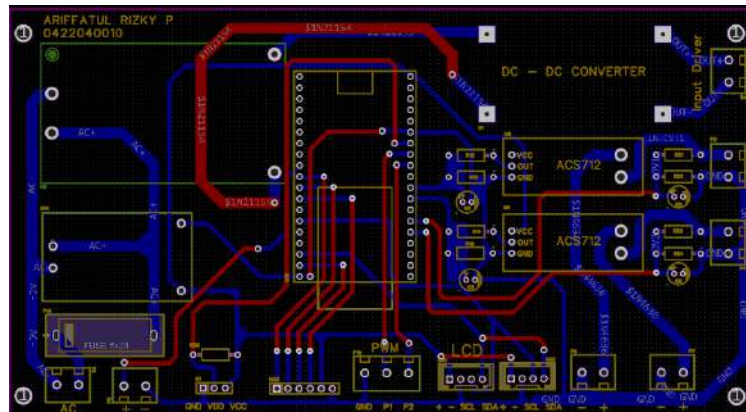


Gambar 3. 12 Rangkaian buck boost converter

Gambar tersebut menunjukkan simulasi rangkaian konverter DC-DC dengan tegangan masukan 40.02 V yang menyuplai beban 3.65 ohm melalui saklar MOSFET yang dilindungi oleh rangkaian *RCD snubber*. Operasi saklar ini dikendalikan oleh sinyal PWM berfrekuensi 40 kHz dengan siklus kerja (*duty cycle*) sekitar 83.2%, yang dihasilkan oleh komparator dari perbandingan sinyal referensi 0.416 V dan gelombang *carrier* 0.5 V.

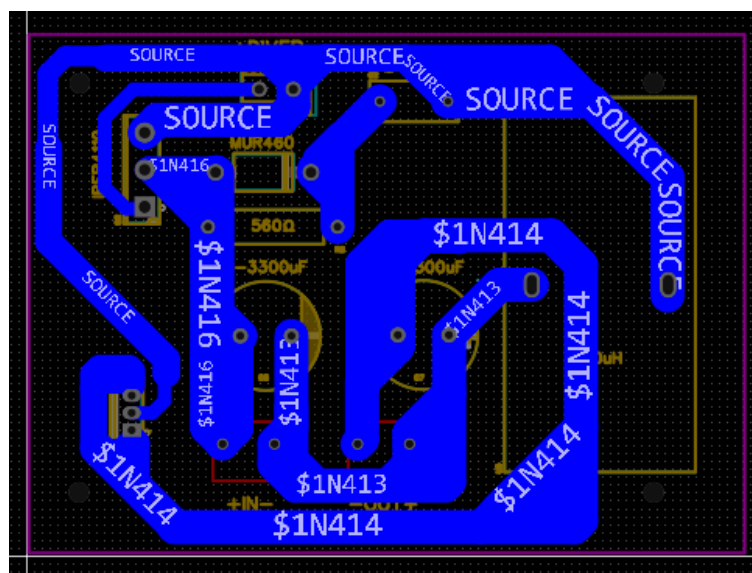
3.3.1.10 Desain PCB

Berikut adalah desain PCB dari gabungan beberapa komponen yang dapat dilihat pada Gambar 3.13. Garis merah menunjukkan jalur pada bagian atas PCB, sedangkan garis biru menunjukkan jalur pada bagian bawah PCB. Terdapat dua buah power supply Hi-Link pada sisi kiri yang berfungsi sebagai sumber suplai tegangan AC, sedangkan ESP32 ditempatkan di bagian tengah sebagai kontrol utama sistem. Pada bagian bawah ESP32 terdapat port untuk menghubungkan LCD I2C 20x4, sementara pada sisi kanan terdapat dua jenis sensor, yaitu sensor arus menggunakan ACS712 dengan suplai VCC 5 V dan sensor tegangan menggunakan rangkaian pembagi tegangan dengan nilai resistor yang telah diperhitungkan sebelumnya. Penempatan komponen tersebut dirancang agar jalur koneksi lebih terorganisir, memudahkan proses perakitan, serta mengurangi kemungkinan terjadinya kesalahan pada saat pemasangan komponen. Selain itu, pemisahan posisi antara rangkaian catu daya, mikrokontroler, dan sensor juga bertujuan untuk meningkatkan kerapian serta keamanan rangkaian PCB.

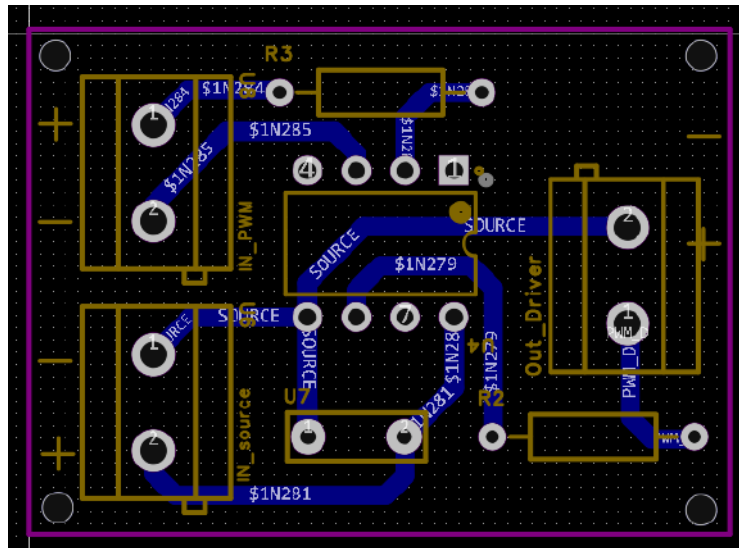


Gambar 3. 13 Desain PCB kontrol

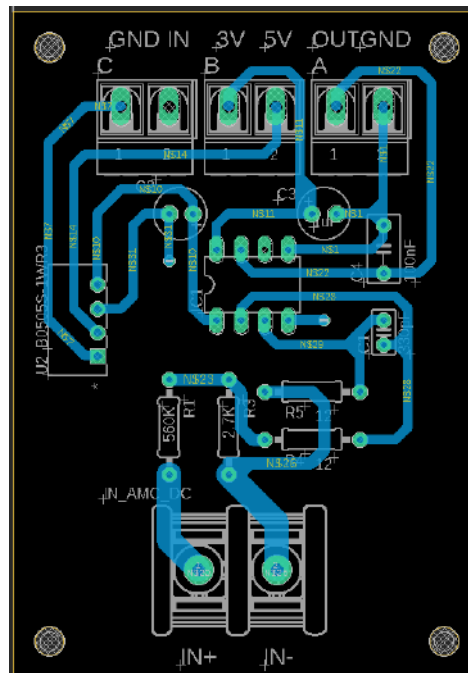
Untuk Gambar 3.14 merupakan desain PCB selanjutnya, yaitu desain PCB untuk rangkain *buck boost converter* dan Gambar 3.15 *driver* MOSFET, untuk PCB *driver* MOSFET terdapat pada bagian tengah yang terdiri dari komponen IC FOD3182, resistor, dan kapasitor yang berfungsi untuk mengendalikan besar tegangan PWM ke gate MOSFET. Sementara untuk *buck boost converter* terdiri dari MOSFET, diode, inductor, dan kapasitor. Jalur PCB dibuat lebar karena untuk meredam agar tidak terlalu panas. Pada gambar 3.16 merupakan *layout* PCB dari sensor tegangan AMC1100 yang terdiri dari beberapa komponen yakni B0505S, AMC1100, resistor & capasitor.



Gambar 3. 14 PCB *buck boost converter*



Gambar 3. 15 PCB Driver MOSFET



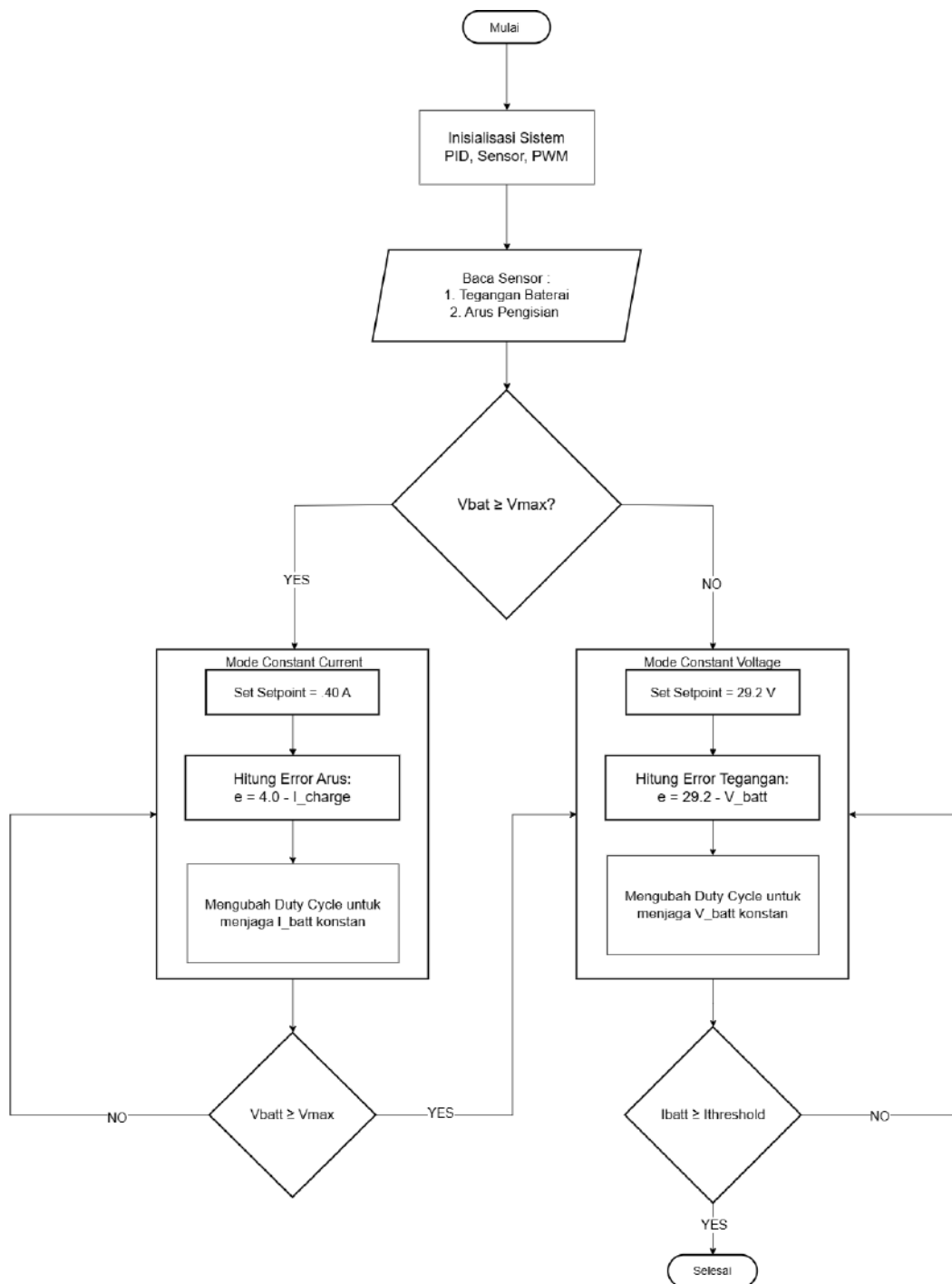
Gambar 3. 16 Sensor tegangan AMC1100

3.3.2 Perancangan Desain *Software*

Pada sub-bab ini akan membahas perancangan *software* mulai dari proses *charging*, sistem proteksi dan metode yang digunakan dalam penelitian ini

3.3.2.1 Proses Sistem Ketika Charging Menggunakan metode PID

Pada sub bab berikut ini merupakan proses sistem dalam kondisi *charging* pada baterai. Membahas bagaimana sistem fast charging berjalan menggunakan metode PID



Gambar 3. 17 Sistem Kondisi Charging

Gambar 3.17 menunjukkan diagram alur algoritma kendali pengisian baterai LiFePO₄ yang dijalankan oleh mikrokontroler. Proses dimulai dengan inisialisasi sistem yang meliputi inisialisasi parameter kendali PID, sensor pengukuran, serta modul PWM yang digunakan untuk mengatur daya pada rangkaian buck converter. Setelah sistem siap, mikrokontroler melakukan pembacaan sensor tegangan baterai

(V_{batt}) dan arus pengisian (I_{charge}) melalui ADC, kemudian mengonversi data tersebut ke satuan fisik agar dapat dibandingkan dengan nilai setpoint yang telah ditentukan.

Nilai tegangan baterai yang diperoleh selanjutnya dibandingkan dengan tegangan maksimum baterai ($V_{max} = 29,2 \text{ V}$) untuk menentukan mode pengisian yang akan digunakan. Apabila tegangan baterai masih berada di bawah batas maksimum, sistem akan bekerja pada mode Constant Current (CC). Pada mode ini, setpoint arus pengisian ditetapkan sebesar 4A sebagai batas arus pengisian yang aman. Sistem menghitung error arus sebagai selisih antara setpoint arus dan arus pengisian aktual, kemudian menyesuaikan duty cycle PWM untuk menjaga arus pengisian tetap konstan di sekitar nilai tersebut.

Ketika tegangan baterai meningkat dan mencapai atau melebihi nilai V_{max} , sistem secara otomatis beralih ke mode Constant Voltage (CV). Pada mode ini, setpoint tegangan ditetapkan sebesar 29,2 V untuk mencegah terjadinya overvoltage pada baterai. Error tegangan dihitung dari selisih antara setpoint tegangan dan tegangan baterai aktual, kemudian digunakan untuk mengatur duty cycle PWM agar tegangan baterai tetap konstan pada nilai yang diinginkan. Seiring bertambahnya tingkat pengisian baterai, arus pengisian akan menurun secara alami.

Selama mode CV berlangsung, sistem terus memantau arus pengisian sebagai parameter penghentian proses charging. Apabila arus pengisian turun hingga berada di bawah nilai ambang batas yang telah ditentukan ($I_{threshold}$), baterai dianggap telah terisi penuh dan proses pengisian dihentikan. Dengan demikian, algoritma pada flowchart ini memungkinkan transisi otomatis dari mode Constant Current ke Constant Voltage, sehingga proses pengisian baterai dapat berlangsung secara aman, efisien, dan sesuai dengan karakteristik baterai LiFePO_4 .

3.3.2.2 Perancangan PID Dual-Loop CC-CV pada Buck-Boost Converter

Pada penelitian ini digunakan metode pengendalian *dual-loop PID* untuk mengatur proses pengisian baterai menggunakan *inverting buck-boost converter*. Sistem kontrol dibagi menjadi dua bagian utama, yaitu *Current Control* (CC) sebagai *inner loop* dan *Voltage Control* (CV) sebagai *outer loop*. Penggunaan metode dual-loop bertujuan agar arus dan tegangan pengisian baterai dapat

dikontrol secara stabil sesuai karakteristik pengisian baterai lithium.

3.3.2.2.1 Perancangan PID Voltage Loop (CV)

Perhitungan fungsi alih kontrol terhadap tegangan keluaran (*control-to-output transfer function*), $G_{vd}(s)$, pada *inverting buck-boost converter* dilakukan berdasarkan kondisi awal pengisian baterai pada fase *Constant Current* (CC) dengan beban maksimum. Parameter sistem yang digunakan ditunjukkan pada Tabel 3.4 berikut.

Tabel 3. 4 Parameter sistem

Parameter	Simbol	Nilai
Tegangan input	V_{in}	32 V
Tegangan output	V_{out}	29,2 V
Arus output	I_{out}	4 A
Resistansi ekuivalen	R	7.3 Ω
Induktansi	L	249.477 μH ($2.4947 \times 10^{-4} H$)
Kapasitansi	C	2982.026 μF ($2.98202 \times 10^{-3} F$)

Nilai resistansi ekuivalen diperoleh dari perbandingan tegangan keluaran terhadap arus keluaran, yaitu:

$$R = \frac{V_o}{I_o}$$

$$R = \frac{29,2}{4}$$

$$R = 7.3\Omega$$

Namun, pada perancangan ini digunakan nilai pendekatan resistansi sebesar 3 Ω untuk merepresentasikan kondisi beban maksimum. Nilai *duty cycle* nominal pada titik operasi dihitung menggunakan persamaan:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}}$$

Sehingga diperoleh:

$$D = \frac{29.2}{32 + 29.2}$$

$$D = 0.4771 \text{ (47.71\%)}$$

- **Persamaan Dasar Fungsi Alih mode CV**

Berdasarkan metode *State-Space Averaging*, fungsi alih sinyal kecil (*small-*

signal transfer function) dari siklus kerja terhadap tegangan keluaran pada *buck-boost converter* mode konduksi kontinu (*Continuous Conduction Mode/CCM*) dirumuskan sebagai berikut:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \left[\frac{1 - s \frac{DL}{R(1-D)^2}}{1 + s \frac{L}{R(1-D)^2} + s^2 \frac{LC}{(1-D)^2}} \right]$$

Persamaan tersebut menunjukkan hubungan antara perubahan kecil nilai *duty cycle* terhadap perubahan tegangan keluaran sistem.

Berdasarkan parameter perangkat keras yang telah ditentukan, diperoleh nilai koefisien fungsi alih sebagai berikut.

a. Faktor Penyebut Siklus Kerja

$$(1-D)^2 = (1-0.4771)^2$$

$$1-0.4771 = 0.5229$$

$$0.5229^2 = 0.27342441$$

$$(1-D)^2 = 0.2734$$

b. Penguatan DC (*DC Gain*)

$$G_{DC} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2}$$

$$G_{DC} = \frac{32}{0.2734}$$

$$G_{DC} = 117.04$$

c. Koefisien Zero Pembilang (*Right Half Plane Zero*)

$$K_z = \frac{D \cdot L}{R(1-D)^2}$$

$$K_z = \frac{(0.4771)(2.49477 \times 10^{-4})}{(7.3)(0.2734)}$$

$$K_z = \frac{0.0001190715}{1.995999}$$

$$K_z = 5.96321 \times 10^{-5}$$

d. Koefisien Orde Satu Penyebut

$$K_1 = \frac{L}{R(1-D)^2}$$

$$K_1 = \frac{2.49477 \times 10^{-4}}{(7.3)(0.2734)}$$

$$K_1 = \frac{2.49477 \times 10^{-4}}{1.995999}$$

$$K_1 = 1.24989 \times 10^{-4}$$

e. Koefisien Orde Dua Penyebut

$$K_2 = \frac{L \cdot C}{(1-D)^2}$$

$$K_2 = \frac{(2.49477 \times 10^{-4})(2.982026 \times 10^{-3})}{0.2734}$$

$$K_2 = \frac{7.4398 \times 10^{-7}}{0.2734}$$

$$K_2 = 2.72 \times 10^{-6}$$

Dengan memasukkan seluruh nilai koefisien ke dalam persamaan dasar, diperoleh fungsi alih sistem orde dua sebagai berikut:

$$G_{vd}(s) = 117.04 \left(\frac{1 - 5.96321 \times 10^{-5}s}{1 + 1.24989 \times 10^{-4}s + 2.72 \times 10^{-6}s^2} \right)$$

dengan:

$$117.034 \times 0.0000596321 \approx 0.0069777$$

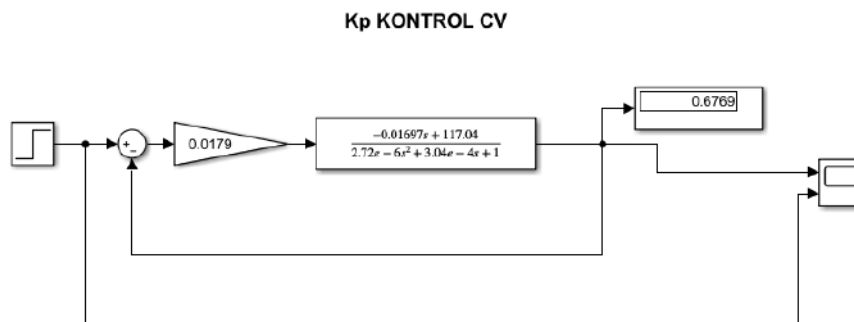
Sehingga fungsi alih akhir buck-boost converter orde dua adalah:

$$G_{vd}(s) = \frac{117.034 - 0.006977s}{1 + 0.000124989s + 0.00000272085s^2}$$

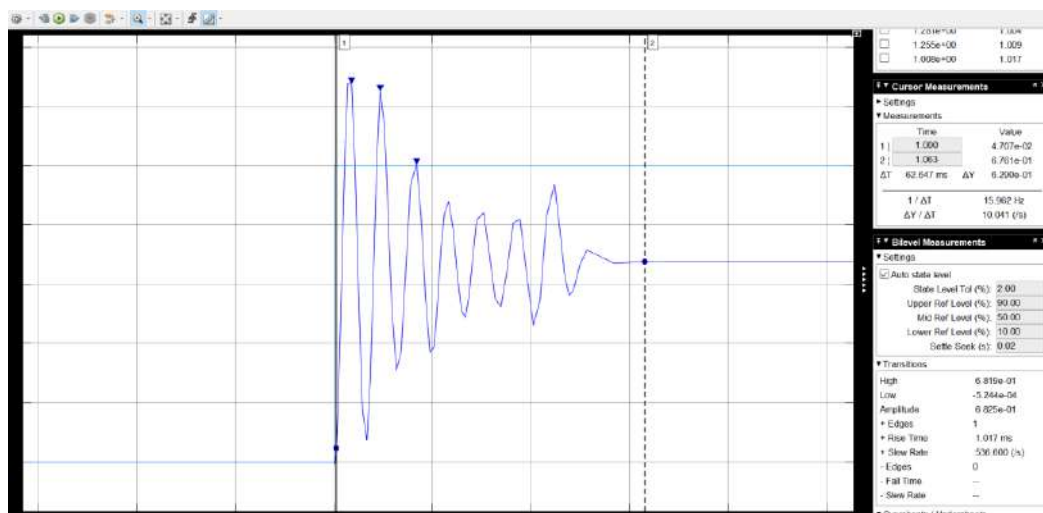
Persamaan fungsi alih tersebut selanjutnya digunakan sebagai model plant dalam proses perancangan dan penalaan parameter pengendali PID.

Langkah berikutnya adalah memasukkan model transfer fungsi ke blok transfer function untuk diberi kontrol K_p , K_i , dan K_d , lalu diamati respons sistemnya pada blok scope. Kontrol K_p , K_i , dan K_d akan diperoleh dari metode

tuning Ziegler Nichols 2. Metode tuning ini dilakukan dengan cara mencari nilai K_{cr} dan P_{cr} terlebih dahulu, nilai tersebut dapat diketahui dengan hanya memberi kontrol K_p dalam loop tertutup (closed loop) hingga respons sistem menunjukkan hasil yang berosilasi secara stabil.



Gambar 3. 18 Close loop K_p



Gambar 3. 19 Respons Osilasi untuk Menentukan K_{cr} dan P_{cr}

Pada pengujian sistem kontrol tegangan (Constant Voltage/CV) dengan metode Ziegler–Nichols closed-loop, dilakukan peningkatan nilai proportional gain hingga sistem menunjukkan respon osilasi yang mendekati batas kestabilan. Berdasarkan hasil simulasi, pada nilai proportional gain sebesar $K_p = 0.0179$, sistem menghasilkan respon osilasi dengan overshoot sebesar 87.736% dan undershoot sebesar -11.922%. Bentuk respon menunjukkan karakteristik underdamped dengan amplitudo osilasi yang berangsur-angsur mengecil hingga menuju keadaan tunak.

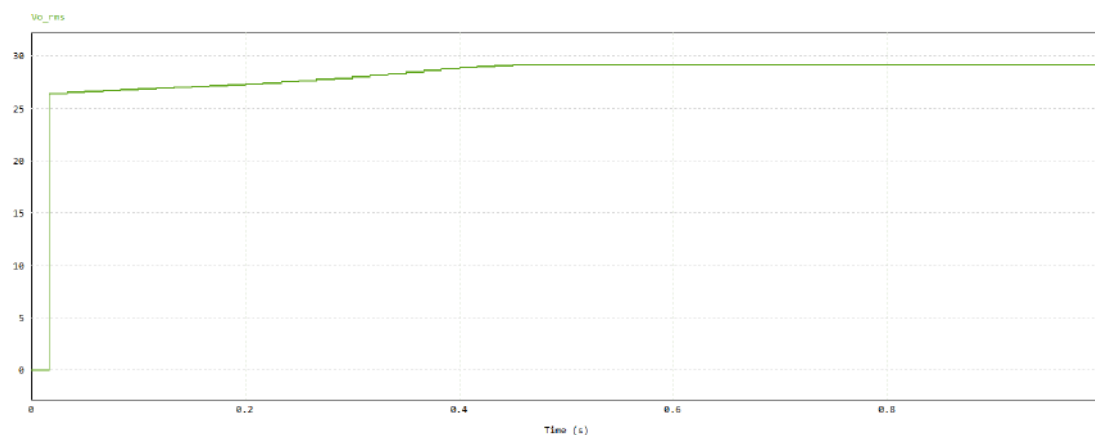
Berdasarkan karakteristik respon tersebut, nilai $K_p = 0.0179$ dapat dianggap sebagai pendekatan critical gain (K_{cr}) karena sistem telah berada sangat dekat dengan kondisi kestabilan kritis sebagaimana dijelaskan pada metode Ziegler–Nichols. Meskipun osilasi yang dihasilkan belum benar-benar konstan, respon sistem telah menunjukkan perilaku osilasi periodik yang cukup jelas untuk digunakan sebagai dasar penentuan parameter pengendali PID. Dari hasil pengukuran grafik respon diperoleh periode osilasi mendekati 5 ms , sehingga nilai tersebut dapat digunakan sebagai critical period (P_{cr}).

Karakteristik osilasi yang tidak berbentuk sinusoidal sempurna dipengaruhi oleh sifat dinamis buck-boost converter yang memiliki Right Half Plane Zero (RHPZ). Keberadaan RHPZ menyebabkan respon sistem cenderung menghasilkan overshoot yang tinggi serta bentuk osilasi yang tidak simetris. Selain itu, dinamika switching converter yang bekerja pada frekuensi tinggi juga mempengaruhi bentuk respon transien sistem. Namun demikian, hasil pengujian ini masih memenuhi syarat pendekatan metode Ziegler–Nichols untuk memperoleh parameter awal pengendali PID pada sistem kontrol tegangan buck-boost converter. Dilakukan perhitungan nilai K_p (penguatan proporsional), T_i (waktu integral), dan T_d (waktu turunan) menggunakan rumus PID Ziegler Nichols 2 seperti yang ada pada Tabel 2.7.

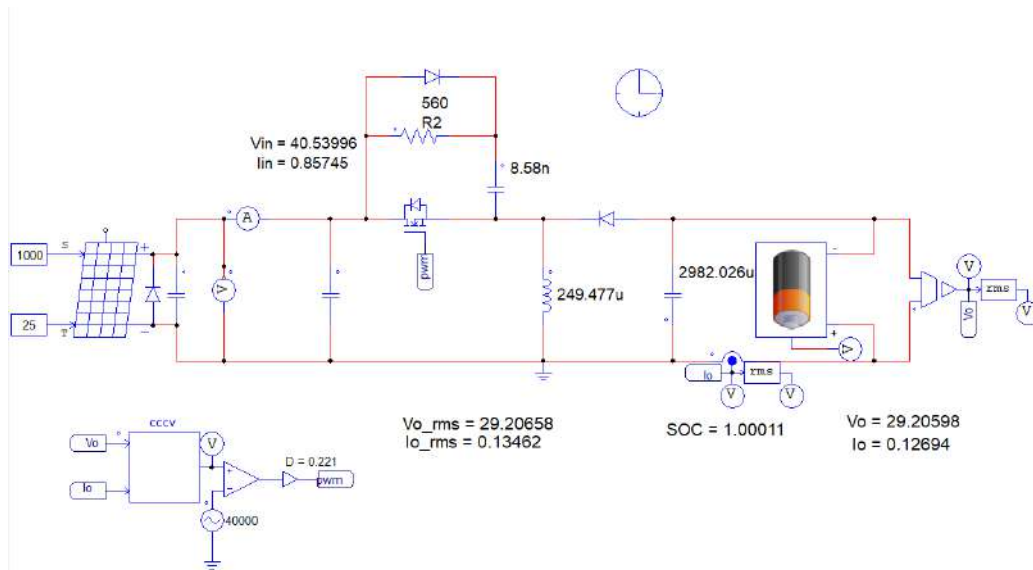
1. $K_p = 0,6K_{cr}$
 $K_p = 0,6 \times 0,0179$
 $K_p = 0,01074$
2. $T_i = 0,5P_{cr}$
 $T_i = 0,5 \times 0,005\text{ s}$
 $T_i = 0,0025$
 $K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{0,01074}{0,0025} = 4,296$
3. $T_d = 0,125P_{cr}$
 $T_d = 0,125 \times 0,005\text{ s}$
 $T_d = 0.000625$
 $K_d = K_p \times T_d = 0,01074 \times 0,0625 = 0,17184$

Sebagai tahap awal perancangan pengendali PID, dilakukan penalaan parameter menggunakan metode *Ziegler–Nichols Closed Loop* berdasarkan nilai *ultimate gain* (K_{cr}) sebesar 0,0179 dan *ultimate period* (P_{cr}) sebesar 0,005 s. Berdasarkan hasil perhitungan diperoleh parameter pengendali yaitu $K_p = 0,01074$, $K_i = 4,296$, dan $K_d = 6,71 \times 10^{-6}$. Parameter tersebut selanjutnya diterapkan pada model *buck-boost converter* untuk mengevaluasi karakteristik respon sistem terhadap sinyal referensi.

Hasil simulasi menunjukkan bahwa parameter PID yang diperoleh dari metode *Ziegler–Nichols* belum mampu menghasilkan performa pengendalian yang optimal. Respon sistem masih menunjukkan *overshoot* yang tinggi sehingga kurang sesuai untuk aplikasi pengisian baterai yang memerlukan kestabilan tegangan dan arus. Kondisi ini disebabkan oleh karakteristik *buck-boost converter* yang bersifat *non-minimum phase* akibat adanya *Right Half Plane Zero* (RHPZ), sehingga metode *Ziegler–Nichols* hanya digunakan sebagai penalaan awal (*initial tuning*). Oleh karena itu, dilakukan *tuning trial and error* di *software* PSIM untuk memperoleh parameter PID yang lebih sesuai dengan karakteristik sistem dan menghasilkan respon yang lebih stabil. Proses penalaan dilakukan dengan mengubah nilai K_p , K_i , dan K_d secara bertahap berdasarkan karakteristik respon yang dihasilkan. Setiap perubahan parameter diamati berdasarkan nilai *overshoot*, *settling time*, dan kemampuan sistem dalam mempertahankan nilai referensi. Hasil penalaan kemudian dibandingkan dengan respon awal untuk menentukan parameter yang memberikan performa pengendalian terbaik.



Gambar 3. 20 Grafik *Constan Voltage* dengan metode PID



Gambar 3. 21 Rangkaian simulasi *close loop*

Setelah dilakukan perhitungan awal parameter PID menggunakan metode Ziegler–Nichols, hasil simulasi menunjukkan bahwa respon sistem belum memenuhi karakteristik pengisian baterai yang diharapkan. Oleh karena itu, dilakukan proses penalaan parameter PID secara *trial and error* menggunakan perangkat lunak PSIM. Penalaan dilakukan dengan mengubah nilai parameter K_p , K_i , dan K_d secara bertahap, kemudian mengevaluasi respon tegangan keluaran hingga diperoleh kombinasi parameter yang menghasilkan sistem paling stabil. Berdasarkan hasil simulasi, diperoleh parameter PID terbaik untuk mode *Constant Voltage* (CV), yaitu $K_p = 0,03$, $K_i = 1,0$, dan $K_d = 0,00001$.

Berdasarkan hasil simulasi yang ditunjukkan pada Gambar 3.21, tegangan keluaran mengalami kenaikan yang cepat dari kondisi awal hingga mendekati tegangan referensi, kemudian meningkat secara bertahap hingga mencapai nilai 29,2 V dan selanjutnya tetap konstan hingga akhir simulasi. Respon sistem tidak menunjukkan overshoot maupun osilasi yang signifikan, sehingga tegangan keluaran dapat dipertahankan pada kondisi stabil selama proses pengisian. Hasil tersebut menunjukkan bahwa parameter PID yang diperoleh melalui metode *trial and error* mampu memberikan performa pengendalian yang baik pada mode *Constant Voltage* (CV), sehingga layak digunakan sebagai parameter pengendali pada sistem *buck-boost converter* yang dirancang.

3.3.2.2.2 Perancangan PID Current Loop (CC)

Untuk pengendalian arus (*Current Control Loop*), fungsi alih tegangan sebelumnya tidak dapat digunakan secara langsung karena variabel yang dikontrol berbeda. Pada mode CC, sistem mengontrol arus keluaran terhadap duty cycle PWM sehingga diperlukan fungsi alih baru berupa *control-to-current transfer function*.

Fungsi alih arus pada buck-boost converter mode CCM dirumuskan sebagai:

$$G_{id}(s) = \frac{V_{in}}{L_s + R(1 - D)^2}$$

Tabel 3. 5 Parameter sistem

Parameter	Simbol	Nilai
Tegangan input	V_{in}	32 V
Arus output	I_{out}	4 A
Resistansi ekuivalen	R	7.3 Ω
Induktansi	L	249.477 μH ($2.4947 \times 10^{-4} H$)
Duty cycle	D	0.4771 (47.71%)

a. Perhitungan Faktor Duty Cycle

$$(1 - D)^2 = (1 - 0.4771)^2$$

$$(1 - D)^2 = (0.5229)^2$$

$$(1 - D)^2 = 0.2734$$

b. Perhitungan Resistansi Efektif

$$R(1 - D)^2$$

$$= 7.3 \times 0.2734$$

$$= 1.99599$$

c. Koefisien Induktif

$$L = 2.49477 \times 10^{-4}$$

d. Perhitungan Fungsi Alih Arus

Dengan memasukkan parameter ke dalam persamaan fungsi alih diperoleh:

$$G_{id}(s) = \frac{32}{(2.49477 \times 10^{-4})s + 1.99599}$$

Untuk mempermudah analisis, persamaan dinormalisasi menjadi:

Membagi seluruh penyebut dengan 1.99599:

$$G_{id}(s) = \frac{32/1.99599}{\frac{2.49477 \times 10^{-4}}{1.99599}s + 1}$$

dengan:

$$\frac{32}{1.99599} = 16.0321$$

dan

$$\frac{2.49477 \times 10^{-4}}{1.99599} = 1.24989 \times 10^{-4}$$

Fungsi Alih Arus Akhir

$$G_{id}(s) = \frac{16.0321}{1.24989 \times 10^{-4}s + 1}$$

Atau dapat ditulis

$$G_{id}(s) = \frac{16.0321}{1 + s(1.24989 \times 10^{-4})}$$

Fungsi alih tersebut merupakan sistem orde satu sehingga lebih mudah dikontrol dibandingkan voltage loop. Perancangan pengendali pada mode *Constant Current* (CC) dilakukan menggunakan metode pendekatan sistem orde satu sebagaimana dijelaskan oleh Katsuhiko Ogata dalam buku *Modern Control Engineering*. Metode ini dipilih karena fungsi alih arus (*control-to-current transfer function*) hasil pemodelan *buck-boost converter* telah berbentuk sistem orde satu, sehingga proses perancangan pengendali PID menjadi lebih sederhana.

Berdasarkan hasil pemodelan sistem, fungsi alih current loop diperoleh sebagai berikut:

$$G_{id}(s) = \frac{16.0321}{1.24989 \times 10^{-4}s + 1}$$

Dari fungsi alih tersebut dapat diidentifikasi bahwa gain sistem sebesar

$$K = 16.0321$$

dan konstanta waktu sistem sebesar

$$\tau = 1.24989 \times 10^{-4}s$$

Selanjutnya nilai konstanta proporsional dihitung menggunakan persamaan

$$K_p = \frac{\tau}{KT_i}$$

Karena $T_i = \tau$, maka persamaan tersebut dapat disederhanakan menjadi

$$K_p = \frac{1}{K}$$

Sehingga diperoleh

$$K_p = \frac{1}{16.0321} = 0,06237$$

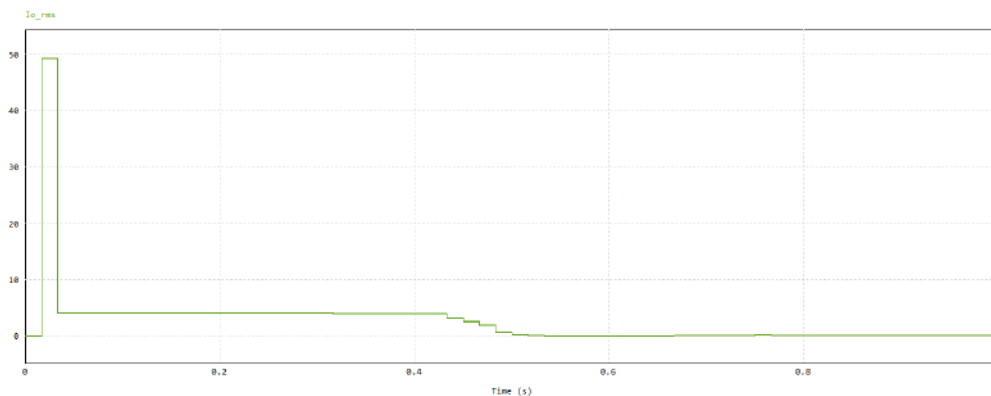
Dengan demikian, parameter awal pengendali K_p pada mode *Constant Current* (CC) yang diperoleh

$$K_p = 0.06237$$

$$K_i = 205.09$$

$$T_i = 1.24989 \times 10^{-4}s$$

Parameter tersebut merupakan nilai awal (*initial tuning*) yang diperoleh berdasarkan model matematis sistem. Selanjutnya dilakukan proses penyesuaian (*fine tuning*) melalui simulasi pada perangkat lunak PSIM untuk memperoleh respon arus yang lebih stabil, cepat mencapai nilai referensi, serta memiliki *overshoot* yang kecil sesuai dengan karakteristik pengisian baterai pada mode *Constant Current*. Proses *fine tuning* dilakukan dengan mempertimbangkan perubahan respon arus terhadap variasi parameter pengendali. Penyesuaian parameter bertujuan untuk memperoleh keseimbangan antara kecepatan respon dan kestabilan sistem. Hasil penalaan selanjutnya digunakan sebagai parameter pengendali pada simulasi *current loop* sebelum diterapkan pada sistem secara keseluruhan. Dengan demikian, pengendali yang diperoleh dapat memberikan respon arus yang sesuai dengan kebutuhan pengisian baterai pada mode CC.



Gambar 3. 22 Grafik *Constan Current* dengan metode PID

Parameter Parameter pengendali PID pada mode *Constant Current* (CC) diperoleh melalui proses *trial and error* menggunakan perangkat lunak PSIM. Penalaan dilakukan dengan mengubah nilai parameter K_p , K_i , dan K_d secara bertahap hingga diperoleh respon arus pengisian yang paling stabil. Berdasarkan hasil simulasi, parameter PID yang memberikan performa terbaik adalah $K_p = 0.01$, $K_i = 0.001$, dan $K_d = 0.001$. Parameter tersebut dipilih karena mampu menghasilkan respon sistem yang stabil serta mengurangi osilasi selama proses pengisian baterai.

Berdasarkan Gambar 3.22, pada awal simulasi terlihat adanya lonjakan arus yang cukup tinggi akibat kondisi awal pengisian (*inrush current*). Setelah kondisi transien tersebut berlalu, arus segera turun menuju nilai kerja dan selanjutnya berkurang secara bertahap hingga mendekati nol seiring meningkatnya tegangan baterai menuju nilai referensi. Setelah mencapai kondisi tunak, respon arus tidak menunjukkan osilasi maupun fluktuasi yang signifikan sehingga sistem tetap stabil hingga akhir simulasi. Hasil ini menunjukkan bahwa parameter PID hasil *trial and error* mampu menghasilkan karakteristik pengendalian yang sesuai dengan proses pengisian baterai, yaitu arus pengisian berkurang secara bertahap ketika baterai mendekati kondisi tegangan konstan (*Constant Voltage*). Selain itu, respon tersebut menunjukkan bahwa pengendali mampu mengikuti perubahan kondisi baterai tanpa menyebabkan ketidakstabilan pada sistem. Penurunan arus secara bertahap juga menunjukkan proses transisi dari mode CC menuju mode CV dapat berlangsung dengan lebih halus. Dengan demikian, hasil simulasi dapat menjadi acuan dalam menentukan parameter pengendali sebelum dilakukan implementasi pada perangkat keras.

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

BAB 4

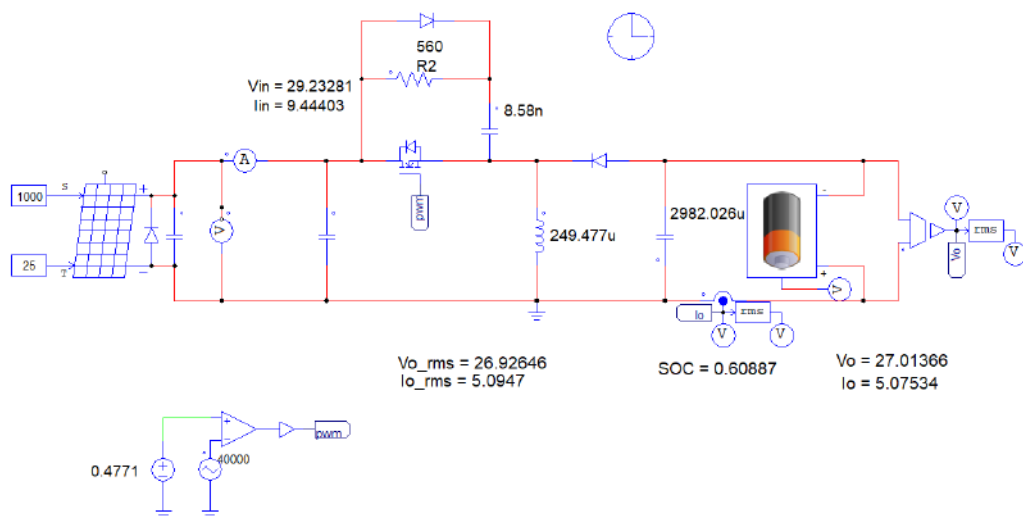
HASIL DAN PEMBAHASAN

4.1 Simulasi

Pada subbab ini akan dilakukan pengujian simulasi *buck-boost converter* menggunakan *software* PSIM dengan dua kondisi pengujian, yaitu tanpa metode dan dengan metode. Pengujian dilakukan untuk mengetahui karakteristik serta performa *buck-boost converter* dalam mengatur tegangan dan arus keluaran. Hasil dari kedua pengujian tersebut selanjutnya dapat digunakan sebagai dasar untuk membandingkan peningkatan kinerja sistem setelah diterapkannya metode pengendalian..

4.1.1 Simulasi *Buck Boost Converter*

Pada sub bab ini akan membahas pengujian Buck boost converter tanpa metode, pengujian akan dilakukan dengan memvariasikan duty cycle dari 10% sampai 90%. Skematik percobaan dapat di lihat di gambar 4.1



Gambar 4. 1 rangkaian percobaan

Gambar 4.1 menunjukkan rangkaian *buck boost converter* dengan input solar panel dan output untuk charging baterai, simulasi dilakukan menggunakan *software* PSIM.

Tabel 4. 1 Percobaan simulasi Buck Boost Converter

No	<i>Duty Cycle</i> %	V _{in}	V _{out}	I _{in}	I _{out}	P _{in}	P _{out}	Efisiensi
1	10	40.67	24.85	0.63	0.04	25.6221	0.994	4%
2	20	40.03	25.02	1.25	0.18	50.0375	4.5036	9%
3	30	39.93	25.18	1.86	0.4	74.2698	10.072	14%
4	40	38.71	25.63	3.96	0.7	153.292	17.941	12%
5	50	40.01	27.81	9.8	4.31	392.098	119.861	31%
6	60	32.69	27.18	4.12	3.54	134.683	96.2172	71%
7	70	32.65	26.7	4.17	2.71	136.151	72.357	53%
8	80	32.64	26.19	4.19	1.84	136.762	48.1896	35%
9	90	32.65	25.57	4.18	0.93	136.477	23.7801	17%

Berdasarkan hasil simulasi *buck-boost converter* dengan variasi *duty cycle* 10% hingga 90%, diperoleh bahwa perubahan *duty cycle* sangat mempengaruhi tegangan keluaran, arus keluaran, daya, dan efisiensi converter. Pada *duty cycle* rendah yaitu 10%–40%, efisiensi converter masih rendah dengan rentang 4%–14%. Kondisi ini disebabkan energi yang disimpan induktor masih kecil akibat waktu konduksi MOSFET yang singkat sehingga transfer daya menuju keluaran belum optimal. Selain itu, converter cenderung bekerja pada kondisi *Discontinuous Conduction Mode* (DCM) sehingga rugi-rugi switching dan rugi konduksi menjadi lebih dominan dibanding daya keluaran.

Peningkatan performa converter mulai terlihat pada *duty cycle* 50%–60%. Efisiensi tertinggi diperoleh pada *duty cycle* 60% sebesar 71% dengan tegangan keluaran 27,18 V dan arus keluaran 3,54 A. Kondisi ini menunjukkan converter mulai bekerja mendekati *Continuous Conduction Mode* (CCM), dimana arus induktor menjadi lebih kontinu sehingga transfer energi menuju beban berlangsung lebih stabil dan efisiensi meningkat. Pada kondisi ini converter bekerja pada titik operasi paling optimal dibandingkan variasi *duty cycle* lainnya.

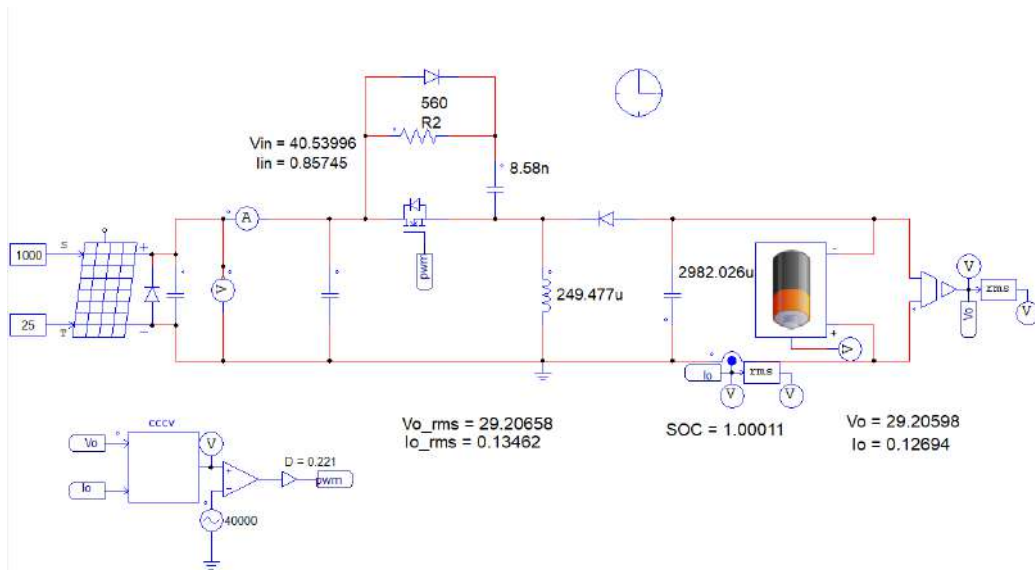
Ketika *duty cycle* dinaikkan hingga 70%–90%, efisiensi kembali menurun akibat meningkatnya arus input dan arus induktor yang menyebabkan rugi-rugi konduksi pada MOSFET, diode, dan induktor semakin besar. Selain itu, terdapat kemungkinan terjadinya saturasi induktor pada *duty cycle* tinggi sehingga

kemampuan induktor menyimpan energi menurun. Hasil simulasi juga menunjukkan penurunan tegangan input panel surya saat duty cycle meningkat, yang menandakan panel surya mengalami penurunan tegangan akibat arus beban yang semakin besar. Secara keseluruhan, hasil simulasi menunjukkan bahwa duty cycle sekitar 60% merupakan kondisi operasi paling optimal untuk buck-boost converter pada sistem pengisian baterai berbasis panel surya.

4.1.2 Simulasi *Buck Boost Converter* dengan metode

Simulasi *buck-boost converter* dilakukan menggunakan perangkat lunak PSIM dengan sumber input berupa panel surya dan metode pengendalian *Constant Current–Constant Voltage* (CC-CV) untuk proses pengisian baterai LiFePO₄ 24 V. Pada rangkaian simulasi, panel surya digunakan sebagai sumber tegangan masukan dengan intensitas cahaya sebesar 1000 W/m² dan temperatur 25°C. Converter menggunakan MOSFET sebagai saklar utama yang dikendalikan sinyal PWM dengan frekuensi switching 40 kHz melalui blok kontrol CC-CV. Selain itu, digunakan diode fast recovery sebagai jalur transfer energi, induktor sebesar 249,477 µH sebagai penyimpan energi, kapasitor output sebesar 2982 µF sebagai filter tegangan keluaran, serta rangkaian snubber RC untuk mengurangi lonjakan tegangan akibat proses switching.

Prinsip kerja buck-boost converter dimulai ketika MOSFET berada pada kondisi ON, dimana energi dari panel surya disimpan sementara pada induktor. Ketika MOSFET OFF, energi yang tersimpan pada induktor dilepaskan menuju sisi keluaran melalui diode sehingga menghasilkan tegangan keluaran sesuai kebutuhan pengisian baterai. Metode kontrol CC-CV digunakan untuk menjaga proses charging tetap stabil, yaitu dengan mempertahankan arus pengisian konstan pada tahap awal pengisian dan mempertahankan tegangan konstan ketika baterai mendekati kondisi penuh. Pengaturan duty cycle PWM dilakukan secara otomatis oleh blok kontrol CC-CV berdasarkan pembacaan tegangan dan arus keluaran converter. Rangkaian dapat dilihat di Gambar 4.2.



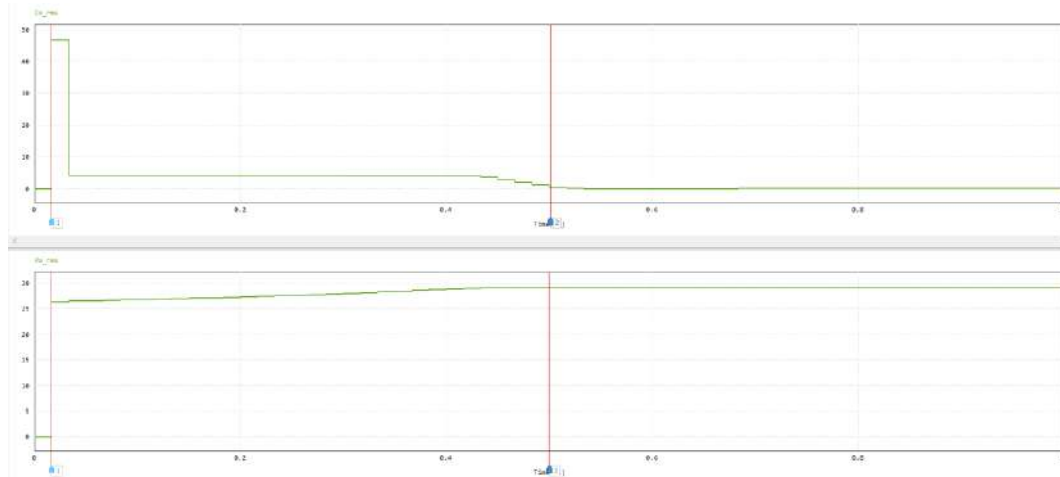
Gambar 4. 2 Simulasi dengan metode

Berdasarkan hasil simulasi grafik charging buck-boost converter dengan metode Constant Current–Constant Voltage (CC-CV), terlihat bahwa sistem mampu melakukan proses pengisian baterai secara bertahap dan stabil. Grafik bagian atas menunjukkan arus keluaran (I_o) terhadap waktu, sedangkan grafik bagian bawah menunjukkan tegangan keluaran (V_o) terhadap waktu selama proses charging berlangsung. Pada awal simulasi, arus keluaran mengalami lonjakan cukup tinggi kemudian menurun secara bertahap seiring meningkatnya tegangan baterai. Sementara itu, tegangan keluaran meningkat secara perlahan hingga mencapai tegangan referensi pengisian sekitar 29 V.

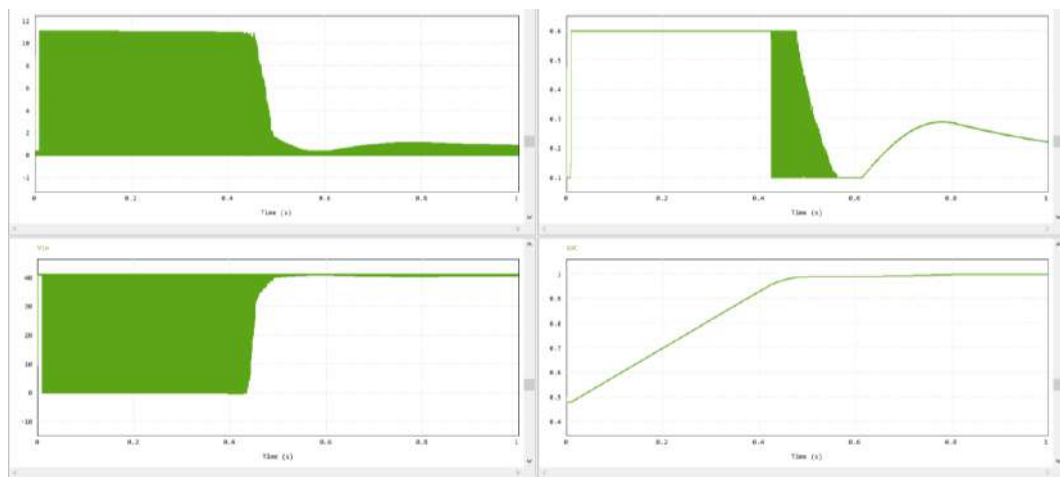
Pada tahap awal pengisian, converter bekerja pada mode Constant Current (CC), dimana arus pengisian dijaga relatif konstan untuk mempercepat proses charging baterai. Kondisi ini terlihat dari nilai arus keluaran yang masih cukup besar pada awal simulasi, sedangkan tegangan keluaran terus meningkat menuju tegangan target pengisian. Metode CC digunakan agar baterai dapat menerima arus pengisian maksimum secara aman tanpa menyebabkan overcurrent. Seiring bertambahnya kapasitas pengisian baterai, tegangan keluaran meningkat secara bertahap hingga mendekati tegangan referensi sistem.

Ketika tegangan keluaran telah mendekati nilai setpoint sekitar 29 V, sistem berpindah ke mode Constant Voltage (CV). Pada kondisi ini, tegangan keluaran dipertahankan tetap stabil sementara arus pengisian mulai menurun secara perlahan

hingga mendekati nol. Penurunan arus tersebut menunjukkan bahwa baterai mulai mencapai kondisi penuh sehingga kebutuhan arus charging semakin kecil. Berdasarkan grafik, perpindahan mode CC menuju CV terjadi secara halus tanpa osilasi yang signifikan, sehingga dapat disimpulkan bahwa sistem kontrol CC-CV pada buck-boost converter mampu bekerja dengan baik dalam menjaga kestabilan tegangan dan arus selama proses pengisian baterai LiFePO4 24 V.



Gambar 4. 3 Grafik tegangan dan arus charging



Gambar 4. 4 Grafik Iin, Vin, duty cycle, & SoC

4.2 Pengujian Parsial

Pengujian parsial merupakan metode penilaian yang dilaksanakan pada komponen atau aspek tertentu dari sistem tanpa menguji keseluruhan sistem secara langsung. Tujuan utama dari uji ini adalah untuk memastikan bahwa setiap komponen beroperasi dengan baik dan sesuai dengan spesifikasi sebelum

diintegrasikan ke dalam sistem yang utuh.

4.2.1 Pengujian Panel Surya

Pada tahap ini akan dilakukan pengujian panel surya yang akan digunakan dalam penelitian. Tujuannya untuk mengetahui karakteristik dari panel surya yang digunakan dalam penelitian, panel surya yang digunakan dalam penelitian ini yakni 300Wp. Pengambilan data di tunjukkan melalui gambar 4.5.



Gambar 4. 5 Pengujian Panel Surya

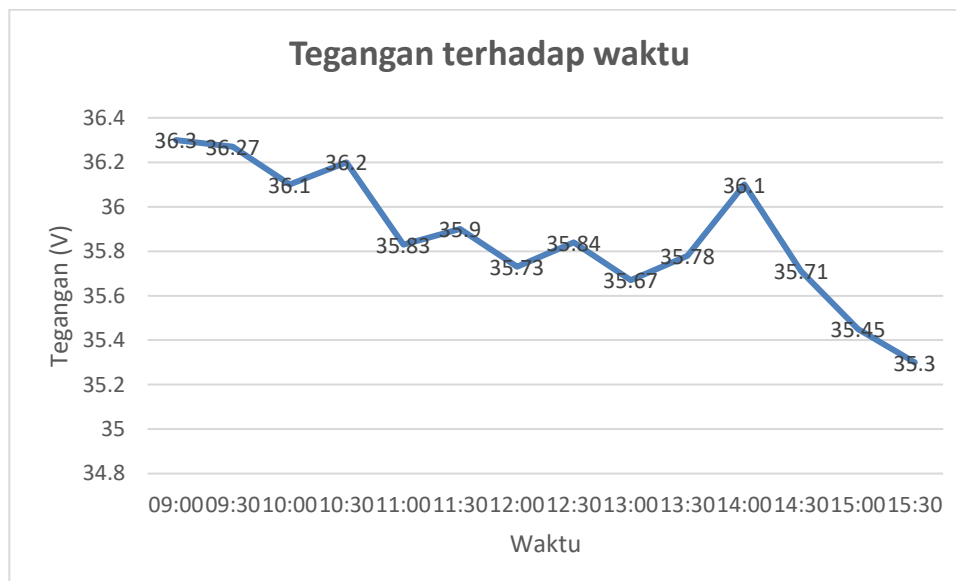
Pengambilan data dilakukan menggunakan beberapa alat ukur, yaitu multimeter digital untuk mengukur tegangan dan arus listrik, termometer untuk mengukur temperatur, serta *lux meter* untuk mengetahui intensitas cahaya pada saat pengujian. Pengujian dilakukan pada beberapa waktu yang berbeda untuk memperoleh data karakteristik panel surya terhadap perubahan kondisi lingkungan. Hasil pengukuran tersebut kemudian digunakan untuk mengetahui perubahan tegangan, arus, temperatur, dan intensitas cahaya selama proses pengujian. Data hasil pengukuran selanjutnya disajikan pada Tabel 4.2.

Tabel 4. 2 Pengujian Panel surya

waktu	Tegangan tanpa beban (V)	Arus short circuit (A)	suhu (°C)	Intensitas cahaya (Klux)
09:00	36.3	5.77	48.9	86.7
09:30	36.27	6.5	49	86.8

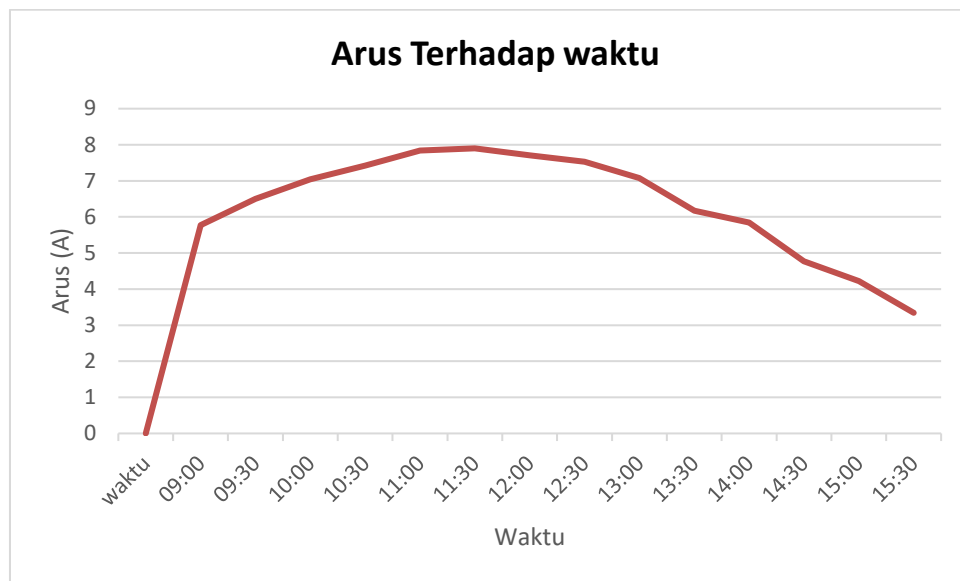
waktu	Tegangan tanpa beban (V)	Arus short circuit (A)	suhu (°C)	Intensitas cahaya (Klux)
10:00	36.1	7.04	51.5	87
10:30	36.2	7.42	48.2	86.7
11:00	35.83	7.84	53.1	87.3
11:30	35.9	7.9	53.4	89
12:00	35.73	7.71	51.2	84.6
12:30	35.84	7.53	53.3	82.6
13:00	35.67	7.08	54.1	77.7
13:30	35.78	6.17	51.4	71.5
14:00	36.1	5.84	55.7	66.1
14:30	35.71	4.77	51.5	54, 5
15:00	35.45	4.22	51.4	49
15:30	35.3	3.34	49.5	48.9

Berdasarkan hasil pengukuran dari pukul 09.00 hingga 15.30, diperoleh bahwa tegangan tanpa beban (V_{oc}) relatif stabil pada kisaran 35,3–36,3 V, dengan nilai tertinggi terjadi pada pukul 09.00 dan cenderung sedikit menurun seiring meningkatnya suhu panel, yang mencapai maksimum 55,7°C pada pukul 14.00; hal ini menunjukkan bahwa tegangan lebih dipengaruhi oleh suhu dibandingkan intensitas cahaya. Sebaliknya, arus hubung singkat (I_{sc}) mengalami perubahan signifikan dari 5,77 A pada pagi hari hingga mencapai puncak 7,9 A pada pukul 11.30, kemudian menurun hingga 3,34 A pada pukul 15.30, yang sejalan dengan perubahan intensitas cahaya dari 86,7 klux menjadi maksimum 89 klux, lalu turun hingga 48,9 klux. Hubungan ini menunjukkan bahwa arus berbanding lurus dengan intensitas cahaya, sedangkan tegangan cenderung menurun dengan kenaikan suhu. Secara keseluruhan, kondisi optimal panel surya terjadi pada rentang waktu 11.00–11.30, di mana intensitas cahaya tinggi, arus maksimum, dan tegangan masih relatif stabil sehingga menghasilkan potensi daya keluaran yang paling besar.



Gambar 4. 6 Grafik tegangan terhadap waktu

Pada grafik tegangan terhadap waktu, kondisi yang ditampilkan menunjukkan karakteristik yang sangat berbeda karena perubahannya jauh lebih stabil dan tidak terlalu fluktuatif jika dibandingkan dengan arus. Pergerakan garis pada grafik ini hanya berada pada rentang skala yang sangat sempit, yakni berkisar antara 35 V hingga 36.4 V. Nilai tegangan tertinggi pada sistem ini tercatat pada saat suhu lingkungan masih relatif sejuk di pagi hari, yaitu pada pukul 09:00 dengan nilai sebesar 36.3 V. Saat memasuki waktu siang hari, tegangan cenderung sedikit menurun dan berfluktuasi ringan, hingga akhirnya berada di titik terendah 35.3 V pada sore hari pukul 15:30. Fenomena ini sesuai dengan karakteristik panel surya, di mana tegangan keluaran relatif tidak banyak berubah terhadap variasi intensitas cahaya dibandingkan dengan arus, tetapi lebih dipengaruhi oleh temperatur sel surya. Ketika temperatur panel meningkat akibat paparan sinar matahari yang lebih tinggi pada siang hari, tegangan keluaran panel cenderung mengalami penurunan. Sebaliknya, pada kondisi temperatur yang lebih rendah, tegangan panel dapat menghasilkan nilai yang relatif lebih tinggi. Hasil pengujian ini menunjukkan bahwa perubahan tegangan panel selama pengukuran masih berada dalam rentang yang relatif kecil, sehingga karakteristik tegangan dapat dikatakan cukup stabil terhadap perubahan waktu pengujian.



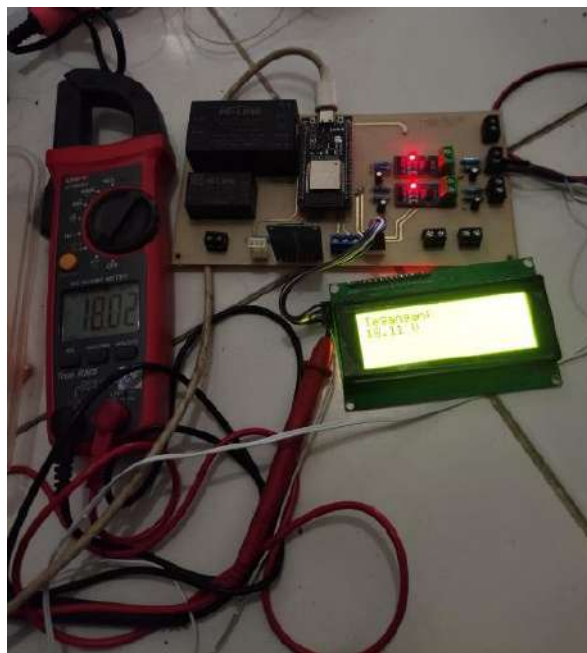
Gambar 4. 7 Grafik tegangan terhadap waktu

Sebaliknya pada grafik arus terhadap waktu memperlihatkan pola kurva berbentuk parabola yang secara langsung mencerminkan fluktuasi intensitas cahaya matahari sepanjang hari. Arus listrik terlihat terus mengalami peningkatan sejak pagi hari dan berhasil mencapai titik puncaknya pada rentang waktu pukul 11:00 hingga 11:30 dengan nilai yang mendekati 7,9 Ampere (A). Setelah melewati titik puncak di tengah hari tersebut, arus perlahan-lahan mulai menurun seiring dengan pergerakan posisi matahari ke arah barat, hingga akhirnya menyentuh angka terendah pada grafik, yaitu sekitar 3,3 A pada pukul 15:30. Pola pergerakan ini membuktikan bahwa besaran arus listrik pada sistem panel surya sangat bergantung penuh pada tingkat irradiansi atau intensitas radiasi matahari yang diterima oleh panel. Semakin terik cahaya matahari yang menyinari sistem, maka semakin besar pula arus listrik yang mampu diproduksi. Kelancaran bentuk kurva yang mulus tanpa adanya anjlok tiba-tiba ini turut mengindikasikan bahwa panel beroperasi secara optimal di bawah cuaca cerah, tanpa adanya gangguan dari bayangan benda (shading) maupun awan tebal yang menutupi matahari.

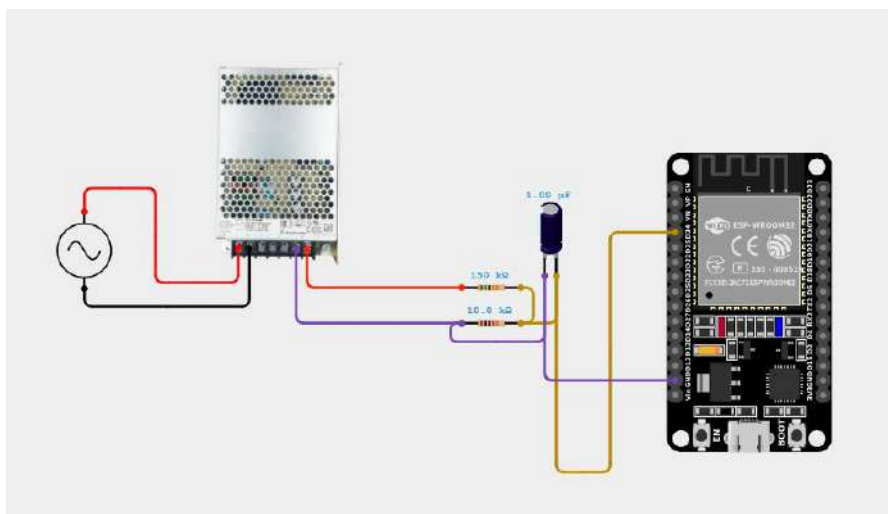
4.2.2 Pengujian Sensor Tegangan

Pada sistem ini, sensor tegangan menggunakan (*Voltage Divider*). Tugas Akhir ini menggunakan 2 sensor tegangan, yang penggunaannya untuk mengukur tegangan *output* PV dan *output Buck Boost Converter*. Pengujian sensor tegangan

dilakukan dengan cara memberi sumber DC secara bertahap sampai mencapai tegangan perencanaan. Sensor tegangan disetting untuk menghasilkan tegangan output 3,3V yang nantinya terhubung pada pin ADC mikrokontroller sesuai dengan tegangan referensi (V_{ref}) dari ADC. Kemudian diambil 13 data tegangan input mulai dari 18 Volt – 29,5 Volt dengan kenaikan 1 Volt. Kemudian didapatkan grafik linieritas dari grafik pembacaan sensor dan ADC untuk penentuan regresi. gambar pengujian dari sensor tegangan dapat ditunjukkan pada Gambar 4.8 dan rangkaian pengujian ditunjukkan Gambar 4.9.



Gambar 4. 8 Pengujian Sensor Tegangan



Gambar 4. 9 Gambar rangkaian pengujian

Tegangan yang akan diukur terlebih dahulu diturunkan menggunakan *voltage divider* agar sesuai dengan rentang tegangan yang dapat diterima oleh ADC ESP32. Tegangan keluaran *voltage divider* kemudian dihubungkan ke pin ADC ESP32. Pada program, ADC diatur menggunakan resolusi 12-bit, sehingga menghasilkan nilai digital antara 0–4095. Nilai tersebut merupakan hasil konversi dari tegangan analog menjadi data digital.

Untuk meningkatkan kestabilan pembacaan, ESP32 mengambil data ADC sebanyak 200 kali, kemudian menghitung nilai rata-ratanya. Nilai rata-rata tersebut selanjutnya dimasukkan ke dalam persamaan kalibrasi yang telah diperoleh dari proses pengujian sensor. Pada sensor tegangan digunakan persamaan 2.27.

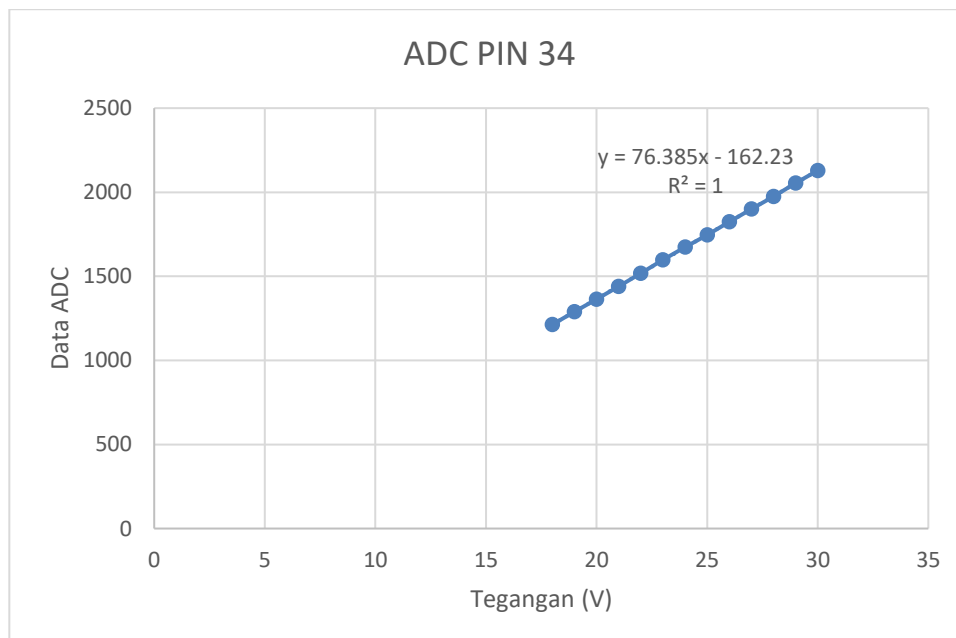
Hasil perhitungan tersebut menghasilkan nilai tegangan dalam satuan volt. Nilai kemudian disimpan pada variabel *voltage1* dan *voltage2* dengan tipe data *float*, sehingga dapat menghasilkan nilai pecahan seperti 25.43 V. Selanjutnya, nilai tegangan tersebut digunakan oleh sistem kontrol dan dikirim melalui komunikasi serial I2C untuk ditampilkan pada LCD. Dengan demikian, proses pengukuran berlangsung secara berurutan dari tegangan sumber → *voltage divider* → ADC ESP32 → pembacaan ADC → persamaan kalibrasi → nilai tegangan → LCD.

Data hasil pembacaan ADC dari kedua sensor kemudian digunakan untuk melihat hubungan antara tegangan referensi dengan nilai ADC yang terbaca. Pengujian dilakukan dengan memberikan kenaikan tegangan sebesar 1 V pada setiap tahap pengukuran, mulai dari 18 V hingga 29.5 V. Data dari sensor 1 dan sensor 2 dicatat secara terpisah untuk mengetahui konsistensi pembacaan masing-masing sensor. Hasil pengujian tersebut selanjutnya digunakan sebagai dasar evaluasi dan kalibrasi sensor tegangan sebelum diterapkan pada sistem secara keseluruhan. Data ADC kedua sensor ditunjukkan pada Tabel 4.3.

Tabel 4. 3 Pengujian Data ADC sensor tegangan

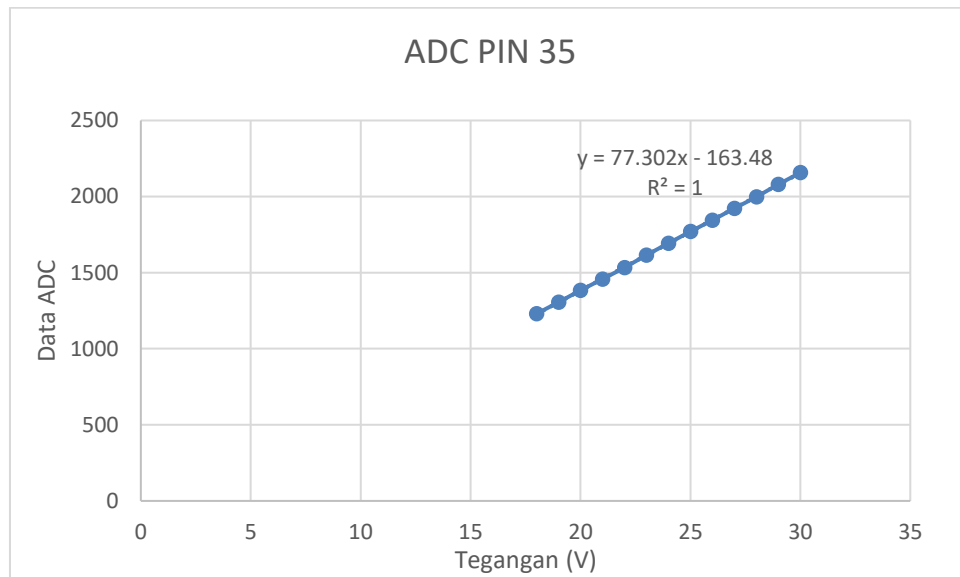
Sensor Tegangan 1 (Pin 35)		Sensor Tegangan 2 (Pin 34)	
Tegangan (V)	Data ADC	Tegangan (V)	Data ADC
18	1230	18	1213
19	1305	19	1290
20	1383	20	1364
21	1458	21	1440

Sensor Tegangan 1 (Pin 35)		Sensor Tegangan 2 (Pin 34)	
Tegangan (V)	Data ADC	Tegangan (V)	Data ADC
22	1534	22	1518
23	1616	23	1597
24	1694	24	1673
25	1770	25	1746
26	1845	26	1824
27	1922	27	1900
28	1999	28	1974
29	2080	29	2055
29.5	2157	29.5	2129



Gambar 4. 10 Grafik regresi ADC sensor tegangan 1

Pada Gambar 4.10 di atas adalah hasil grafik ADC sensor tegangan 1 yang sudah didapat dan diregresikan, dengan persamaan regresi $y=76.385x - 162.23$ serta nilai koefisien determinasi $R^2=1$ yang menunjukkan hubungan sangat linear antara tegangan dan ADC. Hasil dari regresi ini kemudian digunakan untuk kalibrasi sensor tegangan untuk menentukan offset & slope, dari hasil regresi didapatkan offset = 162.23 dan slope = 76.385



Gambar 4. 11 Grafik regresi ADC sensor tegangan 2

Pada Gambar 4.11 di atas adalah hasil grafik ADC sensor tegangan 2 yang sudah didapat dan diregresikan, dengan persamaan regresi $77.302x - 163.48$ serta nilai koefisien determinasi $R^2 = 1$ yang menunjukkan hubungan sangat linear antara tegangan dan ADC. Hasil dari regresi ini kemudian digunakan untuk kalibrasi sensor tegangan untuk menentukan offset & slope, dari hasil regresi didapatkan offset = 163.48 dan slope = 77.302

Tabel 4. 4 Hasil Percobaan 2 sensor tegangan

Multimeter (V)	Sensor Tegangan 1 (V)	Error (%)	Multimeter (V)	Sensor Tegangan 2 (V)	Error (%)
18.03	18.11	0.44%	18.02	18.13	0.61%
19.01	19.09	0.42%	19.03	19.11	0.42%
20.02	20.07	0.25%	20	20.07	0.35%
21	21.02	0.10%	21	21.03	0.14%
22.000	21.980	0.09%	22.06	22.05	0.05%
23.02	22.96	0.26%	23.01	22.98	0.13%
24.05	24	0.21%	24	23.99	0.04%
25.02	24.97	0.20%	25.06	25.03	0.12%
26.06	26	0.23%	26.02	25.99	0.12%
27.03	27.01	0.07%	27.04	27.01	0.11%
28.05	28.08	0.11%	28.01	28.03	0.07%

Multimeter (V)	Sensor Tegangan 1 (V)	Error (%)	Multimeter (V)	Sensor Tegangan 2 (V)	Error (%)
29	29.07	0.24%	29.03	29.12	0.31%

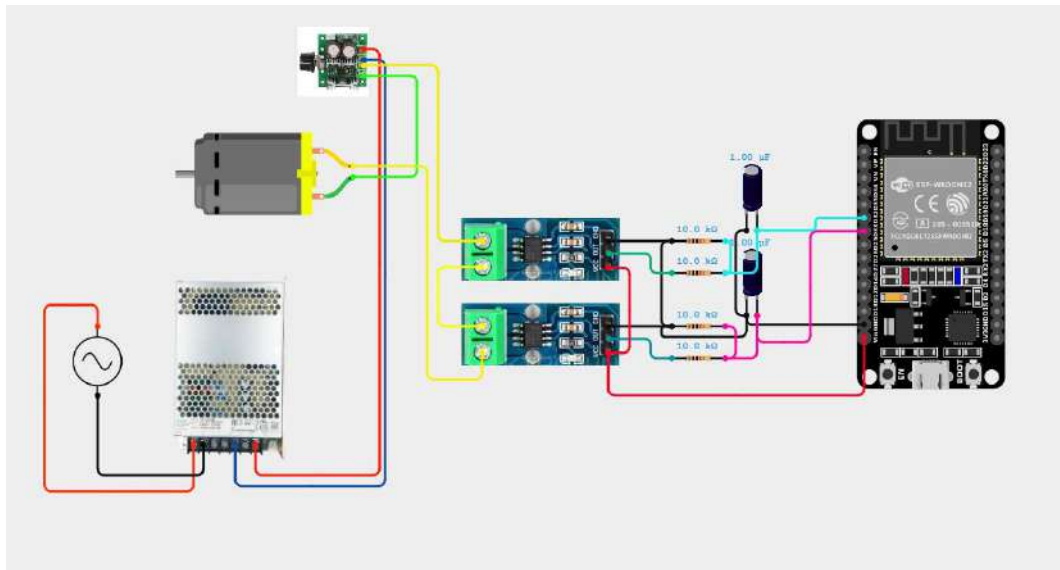
Pada Tabel 4.4 merupakan data hasil percobaan setelah menambahkan rumus regresi dari setiap sensor dengan nilai regresi yang sudah di dapat pada Gambar 4.10 untuk sensor tegangan 1 dan Gambar 4.11 untuk sensor tegangan 2, maka didapatkan hasil yang dapat di lihat pada tabel 4.4. pengujian dilakukan dengan nilai beberapa tegangan dengan nilai error paling besar di dapat pada tegangan 18V pada sensor tegangan 1 dengan nilai error 0,44% kemudian untuk sensor tegangan 2 nilai error paling besar ada di tegangan percobaan 18V yaitu sebesar 0,61%.

4.2.3 Pengujian Sensor Arus

Sensor arus menggunakan ACS712-20A dengan mempertimbangkan nilai maksimal PV. Namun pengambilan data dan juga kalibrasi regresi hanya dilakukan sampai 1,4A karena keterbatasan beban yang ada. Pengambilan data dilakukan dengan kelipatan 0,1A dengan beban motor DC12V , pengambilan data bisa dilihat pada Gambar 4.12.



Gambar 4. 12 Percobaan Sensor Arus



Gambar 4. 13 Gambar rangkaian percobaan sensor arus

Pada Tabel 4.5 merupakan hasil data ADC yang dilakukan dari 0,1A-1,4A dengan kelipatan 0,1A yang menghasilkan 14 data percobaan. Sensor arus ACS712 bekerja dengan mengubah arus yang mengalir menjadi tegangan analog pada keluarannya. Tegangan keluaran ACS712 kemudian diturunkan menggunakan voltage divider yang terdiri dari dua resistor 10 k Ω sebelum masuk ke ADC ESP32. Penurunan tegangan ini bertujuan menyesuaikan level tegangan keluaran sensor dengan rentang input ADC ESP32. Tegangan hasil voltage divider kemudian dibaca melalui pin ADC ESP32 dan dikonversi menjadi nilai digital 12-bit dengan rentang 0–4095.

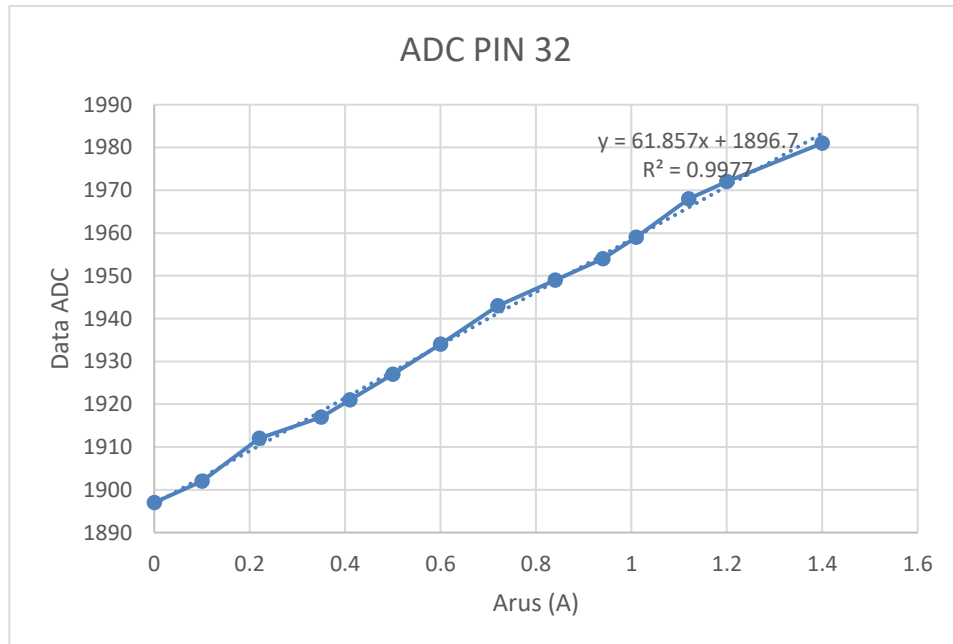
Nilai Offset merupakan nilai ADC saat arus 0 A, sedangkan Slope menunjukkan perubahan nilai ADC untuk setiap kenaikan arus 0.1 A. Setelah diperoleh nilai arus, program kembali melakukan moving average menggunakan 1,4 data terakhir untuk mengurangi fluktuasi pembacaan. Selain itu, diterapkan *dead zone* sebesar 0.03 A, sehingga pembacaan arus yang sangat kecil akibat noise dianggap sebagai 0 A.

Dengan demikian, proses pengukuran arus berlangsung secara berurutan, yaitu arus $\rightarrow$ ACS712 $\rightarrow$ tegangan analog $\rightarrow$ voltage divider 10 k Ω /10 k Ω $\rightarrow$ ADC ESP32 $\rightarrow$ pembacaan ADC $\rightarrow$ persamaan kalibrasi $\rightarrow$ nilai arus dalam ampere $\rightarrow$ LCD. Hasil akhir yang ditampilkan pada sistem merupakan nilai arus yang telah melalui proses pengolahan dan penyaringan sehingga lebih stabil dibandingkan

pembacaan ADC secara langsung.

Tabel 4. 5 Hasil data ADC sensor Arus

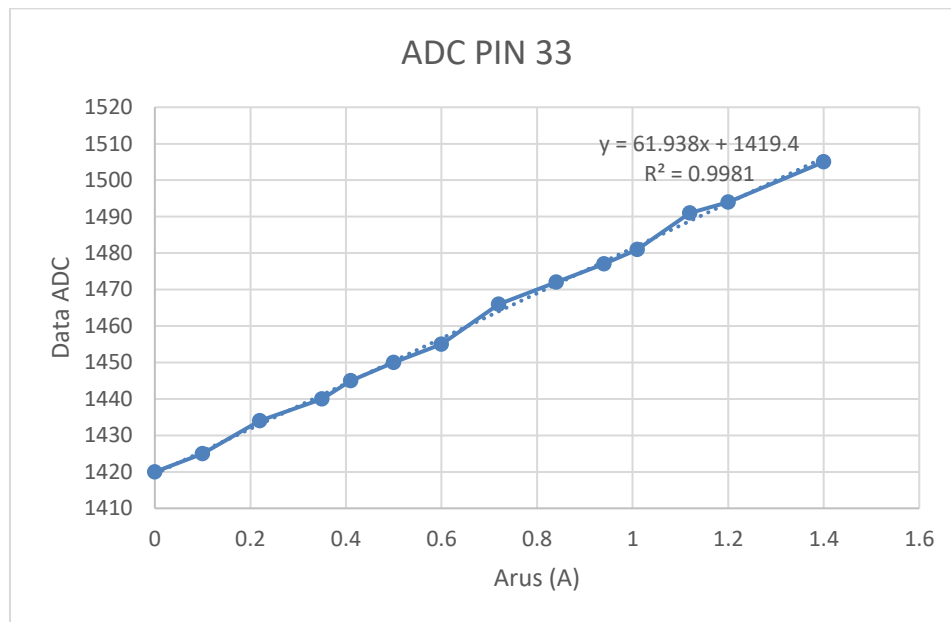
Sensor Arus 1 (Pin 32)		Sensor Arus 2 (Pin 33)	
Arus (A)	Data ADC	Arus (A)	Data ADC
0	1897	0	1420
0.1	1902	0.1	1425
0.22	1912	0.22	1434
0.35	1917	0.35	1440
0.41	1921	0.41	1445
0.5	1927	0.5	1450
0.6	1934	0.6	1455
0.72	1943	0.72	1466
0.84	1949	0.84	1472
0.94	1954	0.94	1477
1.01	1959	1.01	1481
1.12	1968	1.12	1491
1.2	1972	1.2	1494
1.4	1981	1.4	1505



Gambar 4. 14 Grafik regresi sensor arus 1

Pada Gambar 4.8 di atas adalah hasil grafik ADC sensor arus 1 yang sudah didapat dan diregresikan, dengan persamaan regresi $y=61.857x + 1896.7$ serta nilai koefisien determinasi $R^2=0,9977$ yang menunjukkan hubungan sangat linear antara

arus terbaca dan ADC. Hasil dari regresi ini kemudian digunakan untuk kalibrasi sensor tegangan untuk menentukan offset & slope, dari hasil regresi didapatkan offset = 1896.7 dan slope = 61.857



Gambar 4. 15 Grafik regresi sensor arus 2

Pada Gambar 4.9 di atas adalah hasil grafik ADC sensor arus 2 yang sudah didapat dan diregresikan, dengan persamaan regresi $y=61.938x + 1419.4$ serta nilai koefisien determinasi $R^2=0,9981$ yang menunjukkan hubungan sangat linear antara arus terbaca dan ADC. Hasil dari regresi ini kemudian digunakan untuk kalibrasi sensor tegangan untuk menentukan offset & slope, dari hasil regresi didapatkan offset = 1419.4 dan slope = 61.938

Tabel 4. 6 Hasil Percobaan sensor arus ACS712

No	Multimeter (A)	Sensor ACS712 (1)	Error %	Multimeter (A)	Sensor ACS712 (2)	Error %
1	0	0	0.00	0	0	0.00
2	0.25	0.24	4.00%	0.261	0.261	0.00%
3	0.523	0.522	0.19%	0.513	0.492	4.09%
4	0.75	0.742	1.07%	0.75	0.742	1.07%
5	1.000	0.990	1.00%	1.002	1.020	1.80%
6	1.25	1.225	2.00%	1.245	1.24	0.40%

No	Multimeter (A)	Sensor ACS712 (1)	Error %	Multimeter (A)	Sensor ACS712 (2)	Error %
7	1.503	1.502	0.07%	1.506	1.507	0.07%
8	1.742	1.727	0.86%	1.726	1.732	0.35%
9	2.09	2.091	0.05%	2.09	2.099	0.43%
10	2.475	2.463	0.48%	2.589	2.572	0.66%

Pada Tabel 4.6 merupakan data hasil percobaan setelah menambahkan rumus regresi dari setiap sensor dengan nilai regresi yang sudah di dapat pada Gambar 4.14 untuk sensor arus 1 dan Gambar 4.15 untuk sensor arus 2, maka didapatkan hasil yang dapat di lihat pada tabel 4.6. pengujian dilakukan dengan beberapa nilai Arus dengan nilai error paling besar di dapat pada percobaan arus 0,25A pada sensor arus 1 dengan nilai error 4,00% kemudian untuk sensor arus 2 nilai error paling besar ada di tegangan percobaan arus 0,513A yaitu sebesar 4,09%.

4.2.4 Pengujian Sensor Suhu

Pengujian sensor suhu dilakukan dengan membandingkan suhu ($^{\circ}\text{C}$) yang terbaca pada *thermometer* dengan suhu yang diukur oleh sensor DS18B20. Pada pengujian ini, *charger adaptor* digunakan sebagai objek untuk mengamati kenaikan suhu selama proses pemanasan. Pengambilan data dilakukan pada 10 kondisi suhu yang berbeda dengan mencatat hasil pembacaan DS18B20 dan *thermometer* secara bersamaan. Selanjutnya, kedua hasil pembacaan dibandingkan untuk mengetahui tingkat kesesuaian dan nilai *error* sensor. Hasil pengujian digunakan untuk memastikan sensor DS18B20 mampu memberikan pembacaan suhu yang stabil dan akurat. Pengujian ini juga bertujuan untuk mengetahui kemampuan sensor dalam mengikuti perubahan suhu pada objek yang diukur. Hasil perbandingan pembacaan kemudian digunakan sebagai dasar untuk mengevaluasi kelayakan sensor sebelum diterapkan pada sistem proteksi temperatur. Dokumentasi pengambilan data ditunjukkan pada Gambar 4.16.



Gambar 4. 16 Pengujian sensor suhu

Pada Gambar 4.16 menunjukkan proses pengujian sensor suhu dilakukan dengan mengukur *charger adaptor* yang digunakan untuk *charging*, data ditampilkan pada tabel 4.7.

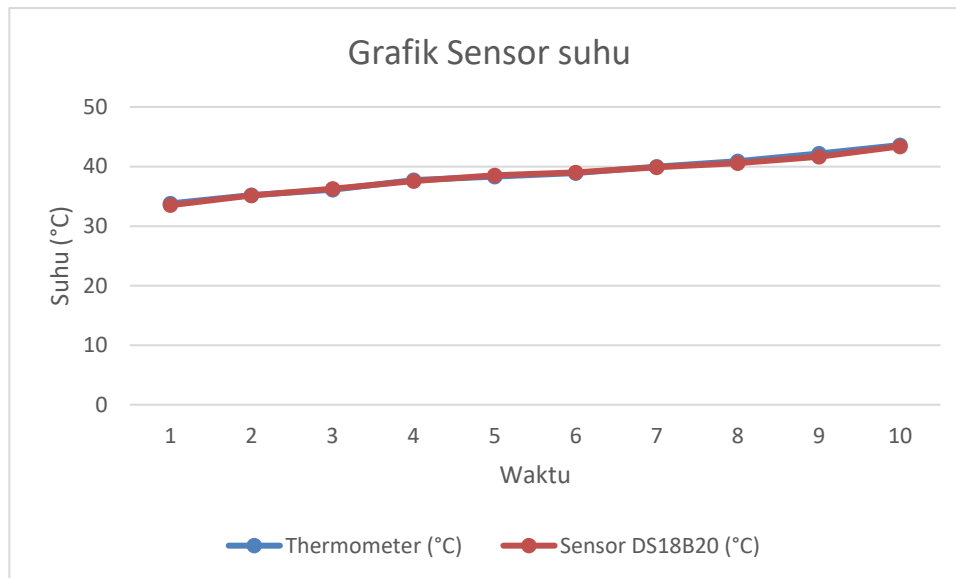
Tabel 4. 7 Hasil pengukuran sensor DS18B20

No	Thermometer (°C)	Sensor DS18B20 (°C)	Error %
1	33.8	33.5	0.89%
2	35.2	35.13	0.20%
3	36.1	36.25	0.42%
4	37.7	37.56	0.37%
5	38.3	38.5	0.52%
6	38.9	39	0.26%
7	40	39.88	0.30%
8	40.9	40.56	0.83%
9	42.2	41.63	1.35%
10	43.6	43.38	0.50%

Berdasarkan Tabel 4.7, hasil pengujian sensor DS18B20 menunjukkan pembacaan yang cukup akurat dibandingkan termometer acuan. Nilai suhu yang terukur sensor memiliki selisih kecil pada seluruh pengujian, dengan persentase

error berkisar antara 0,20% hingga 1,35%. Error terkecil terjadi pada pengujian kedua, yaitu 0,20% pada suhu 35,2°C, sedangkan error terbesar sebesar 1,35% terjadi pada pengujian kesembilan pada suhu 42,2°C.

Secara umum, sensor mampu mengikuti perubahan suhu dengan baik pada rentang 33,8°C hingga 43,6°C, dengan hasil pembacaan yang stabil dan mendekati nilai referensi. Meskipun terdapat sedikit peningkatan error pada suhu yang lebih tinggi, nilai kesalahan masih tergolong rendah dan berada di bawah 2%, sehingga sensor layak digunakan untuk monitoring suhu pada sistem penelitian ini. Hal ini menunjukkan bahwa DS18B20 memiliki tingkat akurasi yang baik serta dapat memberikan data suhu yang cukup andal untuk pengukuran temperatur panel atau komponen sistem. Grafik pengujian suhu bisa dilihat pada Gambar 4.17.



Gambar 4. 17 Grafik sensor suhu

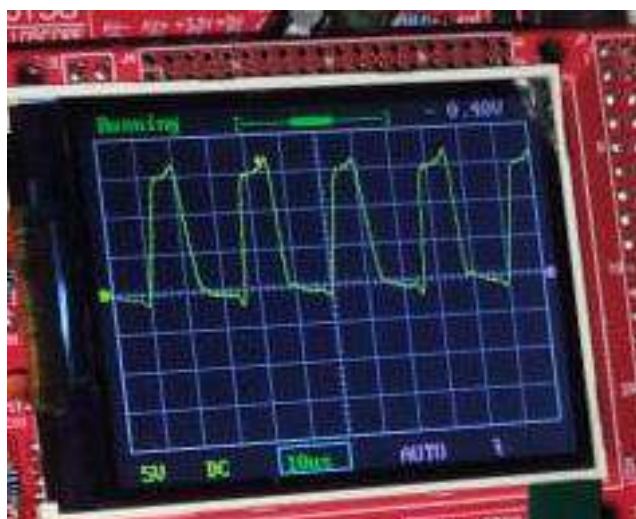
4.2.5 Pengujian Driver MOSFET

Sistem ini menggunakan *Buck Boost Converter* dengan pengaturan *duty cycle* melalui MOSFET, dengan frekuensi switching sebesar 40 kHz. Pengujian sinyal PWM dilakukan menggunakan osiloskop digital untuk melihat bentuk gelombang, VPP, Mean, dan frekuensi. Driver PWM disuplai dari mikrokontroler 3 V yang mengatur *duty cycle*, sedangkan probe osiloskop ditempatkan pada output dan ground driver dengan tegangan 15 V untuk melihat sinyal. Nilai tegangan driver diukur menggunakan voltmeter pada sisi input maupun output, dan data sinyal PWM diambil pada lima kondisi *duty cycle* yaitu 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 60%,

70% dan 80%.

Tabel 4. 8 Pengujian Driver MOSFET

No	Duty Cycle %	Vin Driver (V)	PWM (V)	Vout driver (V)
1	10	15	0.33	1.48
2	20	15	0.66	3
3	30	15	0.99	4.46
4	40	15	1.32	5.99
5	50	15	1.65	7.46
6	60	15	1.98	8.98
7	70	15	2.31	10.48
8	80	15	2.64	11.97



Gambar 4. 18 PWM duty cycle 40%

Berdasarkan Tabel 4.8, pengujian driver MOSFET dilakukan dengan memberikan tegangan masukan (*Vin Driver*) sebesar 15 V dan variasi *duty cycle* PWM dari 10% hingga 80%. Hasil pengujian menunjukkan bahwa perubahan *duty cycle* dari mikrokontroler menghasilkan perubahan tegangan PWM dan tegangan keluaran driver secara proporsional. Pada *duty cycle* 10%, sinyal PWM memiliki tegangan sebesar 0.33 V dan tegangan keluaran driver sebesar 1.48 V. Ketika *duty cycle* dinaikkan secara bertahap hingga 80%, tegangan PWM meningkat menjadi 2.64 V, sedangkan tegangan keluaran driver meningkat hingga 11.97 V. Hal ini menunjukkan bahwa driver mampu menerima sinyal kendali dari mikrokontroler dan mengubahnya menjadi sinyal dengan level tegangan yang lebih tinggi untuk

mengendalikan MOSFET.

Peningkatan tegangan keluaran driver juga menunjukkan hubungan yang hampir linier terhadap *duty cycle*. Pada *duty cycle* 50%, misalnya, tegangan keluaran driver mencapai 7.46 V, sedangkan pada 80% mencapai 11.97 V. Nilai tersebut mendekati hubungan teoritis antara tegangan masukan 15 V dengan *duty cycle*, meskipun terdapat sedikit perbedaan akibat karakteristik rangkaian driver, rugi-rugi komponen, serta proses pengukuran. Pada *duty cycle* 80%, tegangan keluaran sebesar 11.97 V menunjukkan bahwa driver mampu menghasilkan level tegangan yang cukup tinggi untuk proses pengisian gate MOSFET. Dengan demikian, hasil pengujian menunjukkan bahwa driver MOSFET dapat bekerja dengan baik dalam meneruskan sinyal PWM dari mikrokontroler dan menyediakan tegangan penggerak yang lebih tinggi dari level logika mikrokontroler, sehingga driver dapat digunakan sebagai penghubung antara ESP32 dan MOSFET pada *Buck Boost Converter* dengan frekuensi switching 40 kHz.

4.2.6 Pengujian *Buck Boost Converter*

Pengujian buck-boost converter dilakukan untuk mengetahui pengaruh perubahan *duty cycle* PWM terhadap tegangan keluaran, arus keluaran, daya keluaran, dan efisiensi konverter. Pengujian dilakukan menggunakan sumber tegangan DC sebesar 12 V dan 14 V, dengan variasi *duty cycle* mulai dari 10% hingga 60%. Parameter yang diamati meliputi tegangan masukan (V_{in}), arus masukan (I_{in}), tegangan keluaran (V_{out}), arus keluaran (I_{out}), daya masukan (P_{in}), daya keluaran (P_{out}), serta efisiensi konverter.

Tabel 4. 9 Pengujian Buck Boost Converter

Supply VDC								
No	Duty (%)	V_{in} (Volt)	I_{in} (Ampere)	V_{out} (Volt)	I_{out} (Ampere)	P_{in} (Watt)	P_{out} (Watt)	Effesiensi (%)
1	10	12	0.12	2.161	0.21	1.44	0.45	31.51%
2	20		0.07	3.583	0.11	0.84	0.39	46.92%
3	30		0.22	5.728	0.28	2.64	1.60	60.75%
4	40		0.25	8.880	0.22	3.00	1.95	65.12%
5	47.71		0.32	12.180	0.31	3.84	3.78	98.33%
6	50		0.91	13.240	0.6	10.92	7.94	72.75%
7	60		1.2	20.030	0.71	14.40	14.22	98.76%
8	10	14	0.13	2.521	0.17	1.82	0.43	23.55%

Supply VDC								
No	Duty (%)	Vin (Volt)	Iin (Ampere)	Vout (Volt)	Iout (Ampere)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Effesiensi (%)
9	20		0.22	4.204	0.27	3.08	1.14	36.85%
10	30		0.28	6.370	0.3	3.92	1.91	48.75%
11	40		0.34	10.420	0.4	4.76	4.17	87.56%
12	47.71		0.39	14.360	0.26	5.46	3.73	68.38%
13	50		1.05	15.520	0.88	14.70	13.66	92.91%
14	60		0.39	23.550	0.2	5.46	4.71	86.26%

A. Pengujian pada Tegangan Masukan 12 V

Pengujian buck-boost converter pada tegangan masukan 12 V dilakukan dengan memberikan variasi duty cycle PWM sebesar 10%, 20%, 30%, 40%, 47,71%, 50%, dan 60%. Tujuan pengujian ini adalah untuk mengetahui pengaruh perubahan duty cycle terhadap karakteristik keluaran converter yang meliputi tegangan keluaran, arus keluaran, daya keluaran, dan efisiensi konversi daya.

Berdasarkan hasil pengujian pada Tabel 4.8, tegangan keluaran mengalami peningkatan seiring bertambahnya duty cycle. Pada duty cycle 10%, tegangan keluaran yang dihasilkan sebesar 2,161 V, kemudian meningkat secara bertahap hingga mencapai 20,03 V pada duty cycle 60%. Peningkatan tersebut menunjukkan bahwa semakin besar duty cycle, semakin lama MOSFET berada pada kondisi ON, sehingga energi yang disimpan pada induktor menjadi lebih besar. Ketika MOSFET berubah ke kondisi OFF, energi tersebut dilepaskan menuju sisi keluaran sehingga menghasilkan tegangan keluaran yang lebih tinggi. Hasil pengujian ini sesuai dengan karakteristik teoritis buck-boost converter yang menyatakan bahwa besarnya tegangan keluaran dipengaruhi oleh rasio duty cycle PWM.

Peningkatan duty cycle juga menyebabkan daya keluaran converter meningkat. Daya keluaran bertambah dari 0,45 W pada duty cycle 10% menjadi 10,86 W pada duty cycle 50%. Namun, pada duty cycle 60% daya keluaran sedikit menurun menjadi 10,02 W. Penurunan ini mengindikasikan bahwa pada kondisi tersebut rugi-rugi daya mulai meningkat akibat bertambahnya arus yang mengalir pada komponen daya, seperti MOSFET, induktor, dan jalur PCB.

Nilai efisiensi converter juga mengalami perubahan yang cukup signifikan. Efisiensi meningkat dari 31,51% pada duty cycle 10% menjadi 74,00% pada duty

cycle 40%, kemudian mencapai nilai maksimum sebesar 98,33% pada duty cycle 47,71%. Setelah melewati titik tersebut efisiensi mengalami penurunan menjadi 91,39% pada duty cycle 50% dan 81,82% pada duty cycle 60%. Kondisi ini menunjukkan bahwa duty cycle 47,71% merupakan titik operasi yang paling optimal pada pengujian dengan tegangan masukan 12 V. Pada titik tersebut proses transfer energi berlangsung paling efektif sehingga rugi-rugi daya yang terjadi relatif kecil dibandingkan daya yang berhasil disalurkan ke sisi keluaran.

B. Pengujian pada Tegangan Masukan 14 V

Pengujian berikutnya dilakukan menggunakan tegangan masukan sebesar 14 V dengan variasi duty cycle yang sama. Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui karakteristik kerja buck-boost converter ketika menerima tegangan masukan yang lebih tinggi serta membandingkan performanya dengan pengujian sebelumnya.

Berdasarkan hasil pengujian, tegangan keluaran mengalami peningkatan dari 2,521 V pada duty cycle 10% menjadi 23,55 V pada duty cycle 60%. Peningkatan tersebut menunjukkan bahwa converter mampu merespons perubahan duty cycle secara konsisten pada kondisi tegangan masukan yang berbeda. Semakin besar duty cycle yang diberikan, semakin besar pula energi yang disimpan pada induktor sehingga tegangan keluaran yang dihasilkan ikut meningkat.

Daya keluaran converter juga mengalami peningkatan seiring bertambahnya duty cycle. Pada duty cycle 10% daya keluaran sebesar 0,43 W, kemudian meningkat hingga mencapai 13,66 W pada duty cycle 50%. Akan tetapi, pada duty cycle 60% daya keluaran menurun menjadi 4,71 W. Penurunan ini diduga dipengaruhi oleh meningkatnya rugi-rugi konduksi, rugi switching, serta kemungkinan keterbatasan kemampuan sumber daya atau kondisi pembebanan selama proses pengujian.

Hasil perhitungan efisiensi menunjukkan tren yang serupa dengan pengujian pada tegangan masukan 12 V. Efisiensi meningkat dari 23,55% pada duty cycle 10% menjadi 62,88% pada duty cycle 40%, kemudian mencapai nilai maksimum sebesar 97,57% pada duty cycle 47,71%. Setelah melewati titik tersebut efisiensi menurun menjadi 92,91% pada duty cycle 50% dan 86,26% pada duty cycle 60%. Hasil ini menunjukkan bahwa titik operasi optimum converter juga

berada pada duty cycle sekitar 47,71%, dimana proses konversi daya berlangsung paling efisien.

Secara keseluruhan, hasil pengujian pada tegangan masukan 12 V maupun 14 V menunjukkan kecenderungan yang sama, yaitu peningkatan duty cycle akan meningkatkan tegangan keluaran dan daya keluaran hingga mencapai titik operasi optimum. Nilai efisiensi tertinggi yang diperoleh pada kedua pengujian berada di sekitar 97–98%, yang menunjukkan bahwa rangkaian buck-boost converter mampu melakukan konversi daya dengan baik pada kondisi operasi tersebut. Hasil ini menjadi dasar dalam penentuan duty cycle kerja pada sistem fast charging berbasis metode Constant Current–Constant Voltage (CC–CV), karena pengoperasian converter pada titik efisiensi optimum diharapkan dapat meminimalkan rugi-rugi daya dan meningkatkan kinerja proses pengisian baterai.

4.2.7 Pengujian Proteksi

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui kemampuan proteksi pada saat *charging*, parameter yang diuji yakni *overvoltage* & *overtemperature*. Percobaan ini ditampilkan pada Gambar 4.19 & 4.20.



Gambar 4. 19 Percobaan Proteksi overvoltage

Tabel 4. 10 Percobaan Proteksi *overvoltage*

No	Kondisi	Vout (V)	Status SSR	Keterangan
1	Normal	26.31	ON	Charging normal
2	Normal	26.57	ON	Charging normal
3	Simulasi OV	75.8	OFF	OVERVOLT terdeteksi
4	Setelah reset	26.54	ON	Sistem normal kembali

Berdasarkan Tabel 4.10 pengujian proteksi *overvoltage*, pada kondisi normal konverter bekerja dengan tegangan keluaran sebesar 26.31 V hingga 26.57 V, sehingga proses pengisian baterai berlangsung normal dan SSR berada pada kondisi ON. Untuk menguji fungsi proteksi *overvoltage*, dilakukan simulasi dengan melepaskan beban berupa baterai dari keluaran konverter saat sistem masih beroperasi. Akibat tidak adanya beban, energi yang tersimpan pada induktor dan kapasitor keluaran tidak terserap oleh baterai sehingga tegangan keluaran konverter menjadi mengambang (*floating*) dan meningkat hingga mencapai 75.8 V. Nilai tersebut jauh melebihi batas proteksi tegangan yang telah ditentukan, sehingga mikrokontroler mendeteksi kondisi *overvoltage* dan mengaktifkan sistem proteksi dengan mematikan Solid State Relay (SSR) untuk menghentikan proses pengisian. Setelah baterai kembali dipasang sebagai beban, tegangan keluaran kembali stabil pada kisaran 26.54 V, SSR kembali aktif (ON), dan sistem melanjutkan proses pengisian secara normal. Hasil pengujian ini menunjukkan bahwa sistem proteksi *overvoltage* mampu mendeteksi kenaikan tegangan keluaran akibat kondisi tanpa beban serta mengamankan sistem dengan memutus proses pengisian hingga kondisi operasi kembali normal. Pengujian tersebut juga menunjukkan bahwa waktu respons proteksi cukup efektif dalam mencegah tegangan tinggi bertahan pada keluaran konverter. Dengan demikian, mekanisme pemutusan SSR dapat berfungsi sebagai pengaman tambahan terhadap kondisi tegangan yang melebihi batas kerja sistem. Sistem juga mampu melakukan pemulihan setelah kondisi *overvoltage* tidak lagi terjadi sehingga proses pengisian dapat dilanjutkan.



Gambar 4. 20 Percobaan overtemperature

Tabel 4. 11 Percobaan *overtemperature*

No	Kondisi	Suhu (°C)	Status SSR	Keterangan
1	Normal	57.4	ON	Charging normal
2	Normal	59.0	ON	Charging normal
3	Simulasi OT	60.0	OFF	OVERTEMP terdeteksi
4	Setelah reset	58.8	ON	Sistem normal kembali

Berdasarkan Tabel 4.11 pengujian proteksi *overtemperature*, pada kondisi normal suhu sistem berada pada kisaran 57,4°C hingga 59,0°C, sehingga proses pengisian baterai berlangsung normal dan Solid State Relay (SSR) tetap berada pada kondisi ON. Untuk menguji fungsi proteksi overtemperature, suhu sistem dinaikkan hingga mencapai 60,0°C, yang merupakan batas maksimum suhu operasi yang telah ditentukan pada program mikrokontroler. Ketika sensor suhu mendeteksi bahwa temperatur telah mencapai nilai ambang tersebut, ESP32 secara otomatis mengaktifkan mekanisme proteksi overtemperature dengan mematikan SSR, sehingga proses pengisian baterai dihentikan. Setelah kondisi suhu kembali normal dan simulasi proteksi dinonaktifkan, suhu sistem turun menjadi 58,8°C, SSR kembali aktif (ON), dan proses pengisian berlangsung kembali secara normal. Hasil pengujian ini menunjukkan bahwa sistem proteksi overtemperature mampu mendeteksi kondisi suhu yang melebihi batas aman serta memberikan respons yang

cepat dengan memutus proses pengisian, sehingga dapat meningkatkan keamanan dan keandalan sistem fast charging yang dikembangkan.

4.3 Pengujian Integrasi

Pengujian Integrasi merupakan pengujian sistem yang berkerja secara bersamaan atau bisa disebut juga dengan uji kerja alat. Pengujian dilakukan untuk mendapatkan data percobaan alat sesuai dengan yang direncanakan. Pengujian akan dilakukan dengan metode dan tanpa metode.

4.3.1 Pengujian Alat dengan Metode

Pada sub bab ini akan dilakukan pengujian alat menggunakan metode CC-CV dengan kontrol PID. Pada pengujian charging dilakukan dengan panel surya 300Wp dengan baterai 15Ah. Pengambilan data ini dilakukan dengan mengintegrasikan seluruh hardware, mekanik, dan software yang telah di buat dan di uji parsial sebelumnya yang kemudian di jalankan bersamaan sebagai satu sistem yang sudah terintegrasi.

Tabel 4. 12 Pengujian CC-CV dan Kontrol PID

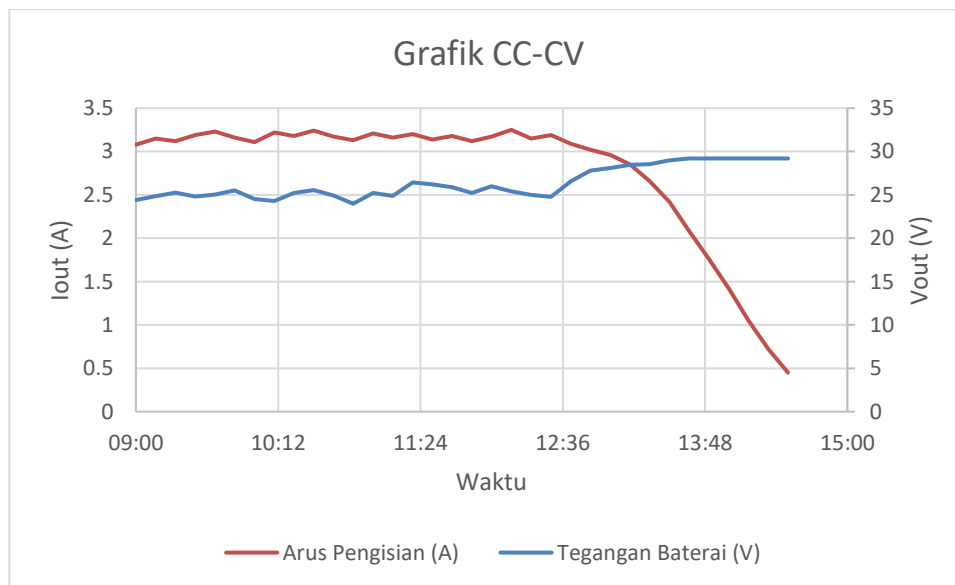
Waktu	Vin (V)	Vout (V)	Vbat (V)	Iin (A)	Iout (A)	Pin (W)	Pout (W)	Eff (%)	Duty (%)	Keterangan
09:00	31.4	24.39	25.58	3.14	3.25	98.72	79.27	80.3	44.2	CC
09:10	33.83	24.85	26.07	2.89	2.94	97.77	73.06	74.7	41.4	CC
09:20	33.59	25.26	26.15	3.03	3.10	101.78	78.31	76.9	41.7	CC
09:30	31.8	24.82	26.2	3.00	3.08	95.53	76.37	79.9	43.4	CC
09:40	32.49	25.05	26.33	3.13	3.22	101.66	80.69	79.4	43.1	CC
09:50	30.51	25.51	26.42	3.29	3.19	100.23	81.33	81.1	45.2	CC
10:00	33.25	24.52	26.55	3.24	3.20	107.73	78.46	72.8	41.9	CC
10:10	30.79	24.31	26.69	3.46	3.19	106.38	77.60	72.9	44.6	CC
10:20	31.32	25.22	26.86	3.45	3.22	107.93	81.31	75.3	44.3	CC
10:30	32.54	25.54	26.88	3.19	3.24	103.87	82.80	79.7	43.2	CC
10:40	31.67	24.93	26.91	3.22	3.18	101.91	79.33	77.8	44	CC
10:50	26.56	23.98	26.95	3.49	3.03	92.77	72.54	78.2	43.5	CC
11:00	30.11	25.21	27.03	3.30	3.21	99.36	81.00	81.5	44.6	CC
11:10	32.1	24.9	27.05	3.24	3.20	103.97	79.56	76.5	42.7	CC
11:20	33.98	26.43	27.07	3.35	3.11	113.87	82.30	72.3	41.7	CC
11:30	34.88	26.2	27.09	3.12	3.28	108.72	85.96	79.1	41.7	CC
11:40	33.33	25.89	27.12	3.46	3.20	115.26	82.77	71.8	41.4	CC
11:50	32.99	25.2	27.13	3.05	3.15	100.72	79.33	78.8	43.1	CC
12:00	32.2	26	27.16	3.21	3.19	103.36	83.02	80.3	43.3	CC

Waktu	V _{in} (V)	V _{out} (V)	V _{bat} (V)	I _{in} (A)	I _{out} (A)	P _{in} (W)	P _{out} (W)	Eff (%)	Duty (%)	Keterangan
12:10	31.47	25.41	27.17	3.44	3.35	108.32	85.12	78.6	44	CC
12:20	31.08	25.01	27.2	3.25	3.16	100.92	78.93	78.2	44.7	CC
12:30	31.08	24.79	27.26	3.39	3.23	105.33	80.17	76.1	45	CC
12:40	30.89	26.56	27.34	3.00	3.22	92.67	85.52	92.3	45.2	CC
12:50	30.8	27.8	27.4	3.15	2.85	97.02	79.23	81.7	45.4	CC
13:00	30.6	28.1	27.7	3.12	3.00	95.47	84.30	88.3	45.8	CC
13:10	30.4	28.45	28.05	3.08	2.86	93.63	81.37	86.9	46.2	CC
13:20	30.2	28.55	28.4	3.03	2.74	91.51	78.23	85.5	46.6	CC
13:30	30	29	28.8	2.98	2.82	89.40	81.78	91.5	47.1	CC
13:40	29.8	29.2	29.2	2.92	2.70	87.02	78.84	90.6	47.8	CV
13:50	29.7	29.2	29.2	2.70	2.20	80.19	64.24	80.1	47.8	CV
14:00	29.6	29.2	29.2	2.40	1.70	71.04	49.64	69.9	47.8	CV
14:10	29.5	29.2	29.2	2.10	1.20	61.95	35.04	56.6	47.8	CV
14:20	29.4	29.2	29.2	1.90	0.80	55.86	23.36	41.8	47.8	CV
14:30	29.3	29.2	29.2	1.70	0.45	49.81	13.14	26.4	47.8	Charging selesai

Pengujian sistem fast charging menggunakan metode Constant Current–Constant Voltage (CC–CV) dengan kontrol PID dilakukan menggunakan panel surya 300 Wp sebagai sumber energi untuk mengisi baterai LiFePO₄ 8S 15 Ah. Berdasarkan hasil pengujian pada Tabel 4.11, proses pengisian berlangsung selama 5 jam 30 menit, dimulai pukul 09.00 hingga 14.30. Pada tahap awal, sistem bekerja pada mode Constant Current (CC) dengan setpoint arus sebesar 3,2 A. Hasil pengujian menunjukkan bahwa arus pengisian (I_{out}) mampu dipertahankan di sekitar nilai referensi, yaitu berada pada rentang 3,03 A hingga 3,35 A, meskipun tegangan masukan panel surya mengalami fluktuasi antara 26,56 V hingga 34,88 V akibat perubahan intensitas penyinaran matahari. Hal tersebut menunjukkan bahwa kontrol PID mampu menyesuaikan duty cycle PWM pada rentang 41,4%–48,5% sehingga arus pengisian tetap mendekati nilai setpoint dan tegangan baterai meningkat secara bertahap dari 25,58 V hingga mencapai 29,2 V.

Ketika tegangan baterai mencapai 29,2 V pada pukul 13.40, sistem secara otomatis beralih ke mode Constant Voltage (CV) dengan mempertahankan tegangan pengisian tetap konstan pada 29,2 V, sedangkan arus pengisian menurun secara bertahap dari 2,70 A menjadi 0,45 A hingga proses pengisian selesai. Penurunan arus ini menunjukkan bahwa algoritma CC–CV telah bekerja sesuai

karakteristik pengisian baterai LiFePO₄, yaitu mempertahankan arus konstan pada tahap awal pengisian dan menurunkan arus ketika baterai mendekati kondisi penuh untuk mencegah overcharge. Selain itu, efisiensi buck converter selama mode CC berada pada kisaran 72,3%–92,3%, kemudian menurun pada mode CV seiring berkurangnya arus pengisian. Penurunan efisiensi tersebut merupakan karakteristik umum konverter daya pada kondisi beban ringan karena daya keluaran semakin kecil, sementara rugi-rugi tetap pada rangkaian masih ada. Secara keseluruhan, hasil pengujian menunjukkan bahwa kombinasi metode CC–CV dan kontrol PID mampu mengendalikan proses pengisian baterai secara stabil, menjaga arus sesuai setpoint, mempertahankan tegangan pengisian pada batas yang ditentukan, serta beradaptasi terhadap perubahan daya yang dihasilkan panel surya sehingga sistem fast charging dapat bekerja dengan baik.

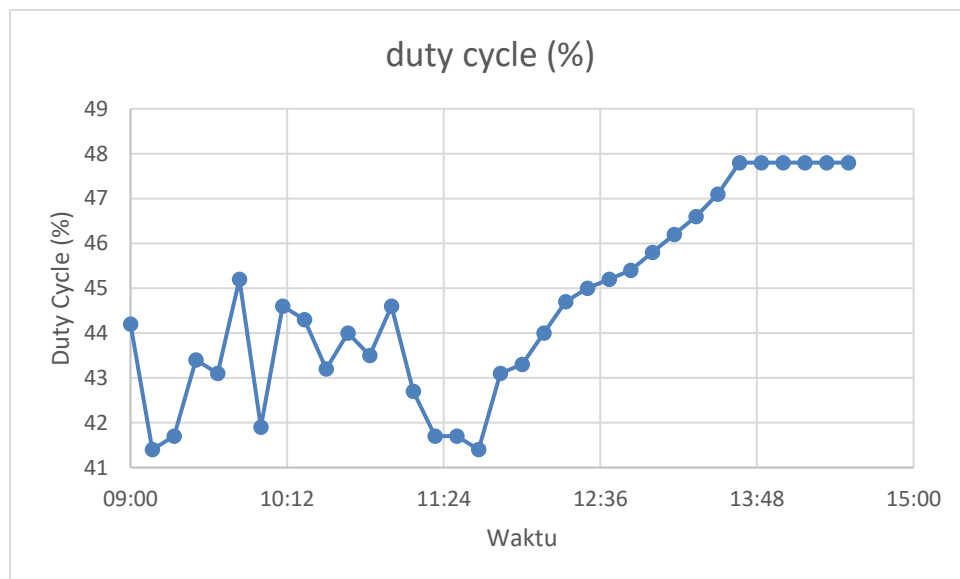


Gambar 4. 21 Grafik perubahan arus pengisian dan tegangan baterai selama proses fast charging menggunakan metode CC–CV dengan kontrol PID.

Grafik CC–CV pada Gambar 4.21 menunjukkan hubungan antara arus pengisian dan tegangan baterai terhadap waktu selama proses pengisian baterai LiFePO₄ 8S 15 Ah menggunakan panel surya 300 Wp. Terlihat bahwa pada awal proses pengisian, sistem bekerja pada mode Constant Current (CC), dimana arus pengisian dipertahankan mendekati nilai setpoint 3,2 A oleh kontrol PID. Meskipun terdapat sedikit fluktuasi akibat perubahan tegangan masukan dari panel surya, arus pengisian tetap berada pada kisaran 2,8–3,3 A, sedangkan tegangan baterai

meningkat secara bertahap dari sekitar 25,6 V hingga mencapai 29,2 V. Kondisi ini menunjukkan bahwa kontrol PID mampu mempertahankan arus pengisian tetap stabil dengan menyesuaikan duty cycle PWM terhadap perubahan daya yang dihasilkan panel surya.

Setelah tegangan baterai mencapai 29,2 V, sistem secara otomatis beralih ke mode Constant Voltage (CV). Pada tahap ini, tegangan baterai dipertahankan konstan pada nilai referensi, sementara arus pengisian menurun secara bertahap hingga mencapai sekitar 0,45 A pada akhir proses pengisian. Penurunan arus ini merupakan karakteristik normal pengisian baterai LiFePO₄, karena ketika baterai mendekati kondisi penuh, kemampuan baterai untuk menerima arus semakin berkurang sehingga arus pengisian akan turun secara alami. Hasil ini menunjukkan bahwa metode CC–CV dengan kontrol PID berhasil mengendalikan transisi antara mode CC dan CV secara otomatis, menjaga kestabilan proses pengisian, serta mencegah terjadinya overcharge sehingga proses fast charging berlangsung secara aman dan sesuai dengan karakteristik pengisian baterai LiFePO₄.



Gambar 4. 22 Grafik duty cycle

Perubahan duty cycle pada sistem pengisian baterai dikendalikan oleh pengendali PID berdasarkan selisih antara arus referensi dan arus hasil pembacaan sensor. Pada mode *Constant Current* (CC), error dihitung menggunakan Persamaan:

$$e(k) = I_{ref} - I_{out} = 3,2 - 3,25 = -0,05A$$

Nilai *error* yang bernilai negatif menunjukkan bahwa arus pengisian telah sedikit melebihi nilai referensi, sehingga pengendali PID akan menghasilkan keluaran yang mengurangi *duty cycle*. Namun demikian, perubahan *duty cycle* dari 44,2% menjadi 41,4% bukan merupakan akibat langsung dari nilai *error* sebesar $-0,05$ A tersebut.

Secara matematis, keluaran pengendali PID dinyatakan sebagai:

$$\Delta Duty = K_p e + K_i \int e \, dt + K_d \frac{de}{dt}$$

Kemudian *duty cycle* baru dihitung berdasarkan:

$$Duty(k) = Duty(k - 1) + \Delta Duty$$

Persamaan tersebut menunjukkan bahwa *duty cycle* yang dihasilkan tidak hanya dipengaruhi oleh *error* saat ini, tetapi juga oleh akumulasi *error* sebelumnya melalui komponen integral serta perubahan *error* melalui komponen diferensial. Dengan demikian, *duty cycle* merupakan hasil penjumlahan antara *duty cycle* sebelumnya dan keluaran PID, bukan hasil konversi langsung dari nilai *error*.

Sebagai ilustrasi, apabila hanya aksi proporsional yang bekerja dengan nilai ($K_p = 0,15$), maka untuk *error* sebesar $-0,05$ A diperoleh:

$$P = K_p e = 0,15 \times (-0,05) = -0,0075$$

atau setara dengan perubahan sekitar $-0,75\%$ terhadap *duty cycle*. Jika *duty cycle* sebelumnya sebesar 44,2%, maka aksi proporsional saja akan menghasilkan *duty cycle* sekitar 43,45%. Akan tetapi, hasil pengujian menunjukkan *duty cycle* berubah menjadi 41,4%. Hal ini menunjukkan bahwa selain aksi proporsional, komponen integral juga memberikan kontribusi terhadap keluaran PID. Komponen integral menyimpan akumulasi *error* dari iterasi sebelumnya sehingga apabila sebelumnya terjadi kondisi *overshoot*, nilai integral dapat bernilai negatif dan menyebabkan pengurangan *duty cycle* menjadi lebih besar.

Perlu diperhatikan pula bahwa data pengujian dicatat setiap 10 menit, sedangkan pengendali PID pada ESP32 bekerja dengan periode *sampling* sekitar $25 \mu s$ (40 kHz). Dalam selang waktu tersebut, pengendali telah melakukan jutaan hingga miliaran kali perhitungan. Oleh karena itu, perubahan *duty cycle* yang terlihat pada tabel merupakan hasil akumulasi proses pengendalian PID secara kontinu hingga mencapai kondisi tunak (*steady-state*), bukan hasil dari satu kali

perhitungan *error* sebesar $-0,05$ A.

Grafik duty cycle pada Gambar 4.22 menunjukkan bahwa kontrol PID mampu menyesuaikan nilai duty cycle secara adaptif selama proses fast charging berlangsung. Pada awal pengisian (mode Constant Current), duty cycle berfluktuasi pada kisaran 41,4%–45,2% sebagai respons terhadap perubahan tegangan panel surya dan kondisi baterai, dengan tujuan mempertahankan arus pengisian pada setpoint 3,2 A. Memasuki pertengahan proses pengisian, nilai duty cycle meningkat secara bertahap hingga mencapai 47,8% seiring meningkatnya tegangan baterai. Kenaikan ini diperlukan agar buck-boost converter mampu menghasilkan tegangan keluaran yang cukup untuk mempertahankan proses pengisian meskipun beda potensial antara converter dan baterai semakin kecil. Setelah tegangan baterai mencapai 29,2 V dan sistem beralih ke mode Constant Voltage (CV) sekitar pukul 13.40, duty cycle dipertahankan konstan pada 47,8%, sedangkan arus pengisian menurun secara alami hingga proses pengisian selesai. Hal ini menunjukkan bahwa kontrol PID berhasil mengatur duty cycle secara dinamis pada fase CC dan mempertahankan nilai yang stabil pada fase CV, sehingga transisi antar mode berlangsung dengan baik dan proses pengisian baterai tetap stabil serta sesuai dengan karakteristik pengisian baterai LiFePO₄.

4.3.1.1 Analisis Keterbatasan Arus Charging

Tabel 4. 13 Keterbatasan arus charging

No	V _{in} (V)	V _{out} (V)	I _{in} (A)	I _{out} (A)	P _{in} (W)	P _{out} (W)	Duty (%)
1	34.12	24.39	2.54	2.81	86.7	68.5	40
2	34.05	24.58	2.62	2.87	89.2	70.5	41
3	33.86	24.72	2.71	2.94	91.8	72.7	42
4	33.45	24.86	2.82	3	94.3	74.6	43
5	32.9	24.98	2.95	3.08	97.1	76.9	44
6	27.9	25.08	3.63	3.25	101.3	81.5	45
7	27.33	25.18	3.67	3.22	100.3	81.1	46
8	26.15	25.28	3.51	3.34	91.8	84.4	47
9	25.12	25.39	3.34	2.76	83.9	70.1	48
10	24.37	25.52	3.27	2.66	79.7	67.9	49
11	23.5	25.66	2.8	2.44	65.8	62.6	50
12	22.47	25.8	2.82	2.4	63.4	61.9	51
13	21.64	25.94	2.34	1.45	50.6	37.6	52
14	20.27	26.1	2.46	1.45	49.9	37.8	53

No	V _{in} (V)	V _{out} (V)	I _{in} (A)	I _{out} (A)	P _{in} (W)	P _{out} (W)	Duty (%)
15	19.51	26.25	1.88	1.23	36.7	32.3	54
16	18.99	26.48	1.69	1.11	32.1	29.4	55

Berdasarkan hasil pengujian, peningkatan duty cycle dari 40,9% hingga sekitar 45,9% menyebabkan daya masukan panel surya (P_{in}) meningkat dari 86,66 W menjadi 101,28 W, sehingga arus pengisian baterai juga meningkat dari 2,81 A menjadi 3,25 A. Namun, ketika duty cycle dinaikkan lebih lanjut di atas 46%, arus pengisian tidak lagi meningkat, bahkan cenderung menurun hingga 1,11 A pada duty cycle 55%. Kondisi ini terjadi karena peningkatan duty cycle menyebabkan tegangan masukan panel surya (V_{in}) turun dari 34,12 V menjadi 18,99 V, sehingga titik operasi panel bergeser menjauhi Maximum Power Point (MPP). Akibatnya, meskipun converter berusaha menarik daya yang lebih besar, daya yang mampu disuplai panel surya justru menurun, ditunjukkan oleh penurunan P_{in} dari 101,28 W menjadi 32,09 W dan diikuti penurunan daya keluaran (P_{out}) dari 81,51 W menjadi 29,39 W.

Berdasarkan persamaan ($P_{out} = V_{out} \times I_{out}$) penurunan daya keluaran secara langsung menyebabkan arus pengisian menurun karena tegangan baterai relatif konstan pada kisaran 25–26 V. Untuk mencapai arus pengisian 4 A, dibutuhkan daya keluaran sekitar 102 W, sehingga dengan asumsi efisiensi buck-boost converter sebesar 80%, panel surya harus mampu menyediakan daya masukan sekitar 127,5 W. Akan tetapi, hasil pengujian menunjukkan bahwa daya maksimum panel surya hanya mencapai sekitar 101 W, sehingga secara teoritis maupun berdasarkan hasil eksperimen sistem tidak mampu menghasilkan arus pengisian sebesar 4A sesuai simulasi. Oleh karena itu, arus pengisian maksimum sekitar 3,2 A dipilih sebagai setpoint Constant Current, sedangkan tegangan panel surya pada kondisi tersebut digunakan sebagai acuan penentuan PV Limiter agar panel tetap beroperasi di sekitar daerah daya maksimum.

4.3.2 Pengujian Alat tanpa Metode

Pada sub bab ini akan dilakukan pengujian alat tanpa metode ini pengambilan data dengan cara charging baterai tanpa menggunakan metode CC-CV dengan kontrol PID. Duty cycle di set 40%.

Tabel 4. 14 Pengujian *charging* tanpa metode

Waktu	Vin (V)	Vout (V)	Vbat (V)	Iin (A)	Iout (A)	Pin (W)	Pout (W)	Eff (%)	Duty (%)
09:00	30.8	24.6	26.3	0.7	0.82	21.56	20.17	94	40
09:10	31.2	24.68	26.32	0.76	0.89	23.71	21.97	93	40
09:20	31.7	24.76	26.34	0.84	0.98	26.63	24.26	91	40
09:30	32.3	24.83	26.37	0.95	1.11	30.69	27.56	90	40
09:40	32.8	24.92	26.41	1.05	1.23	34.44	30.65	89	40
09:50	33.3	25	26.46	1.18	1.38	39.29	34.50	88	40
10:00	33.7	25.05	26.5	1.26	1.48	42.46	37.07	87	40
10:10	34	25.09	26.53	1.33	1.57	45.22	39.39	87	40
10:20	34.2	25.12	26.55	1.38	1.64	47.20	41.20	87	40
10:30	34.4	25.14	26.57	1.42	1.69	48.85	42.49	87	40
10:40	34.5	25.15	26.58	1.44	1.72	49.68	43.26	87	40
10:50	34.6	25.15	26.59	1.45	1.74	50.17	43.76	87	40
11:00	34.62	25.15	26.59	1.45	1.74	50.34	43.86	87	40
11:10	34.5	25.58	26.62	1.60	1.85	55.17	47.40	86	40
11:20	34.58	25.45	26.64	1.56	1.83	53.98	46.50	86	40
11:30	34.56	25	26.67	1.55	1.80	53.53	44.88	84	40
11:40	34.58	25.81	26.68	1.53	1.80	52.80	46.33	88	40
11:50	34.48	25.73	26.69	1.43	1.68	49.27	43.10	87	40
12:00	34.46	25.65	26.71	1.41	1.63	48.42	41.78	86	40
12:10	34.56	25.43	26.73	1.39	1.62	48.00	41.27	86	40
12:20	34.51	25.9	26.74	1.37	1.58	47.18	40.82	87	40
12:30	34.52	25.9	26.76	0.99	1.22	34.21	31.57	92	40
12:40	34.52	25.39	26.78	0.97	1.20	33.31	30.37	91	40
12:50	34.57	25.83	26.8	1.36	1.58	47.12	40.91	87	40
13:00	34.56	25.93	26.83	1.38	1.59	47.76	41.18	86	40
13:10	34.52	25.84	26.86	1.36	1.56	46.84	40.31	86	40
13:20	34.51	26.48	26.87	1.30	1.47	44.90	39.01	87	40
13:30	34.61	25.8	26.89	1.41	1.63	56.24	41.93	75	40
13:40	34.6	25.89	26.9	1.40	1.57	54.36	40.67	75	40
13:50	34.31	26.06	26.9	1.13	1.29	44.26	33.62	76	40
14:00	31.47	25.94	26.91	0.92	1.06	33.33	27.47	82	40
14:10	33.47	26.94	26.93	0.51	0.59	19.58	15.76	80	40
14:20	32.9	25.9	26.94	0.63	0.73	20.73	18.91	91	40
14:30	32.3	25.82	26.95	0.52	0.6	16.8	15.49	92	40

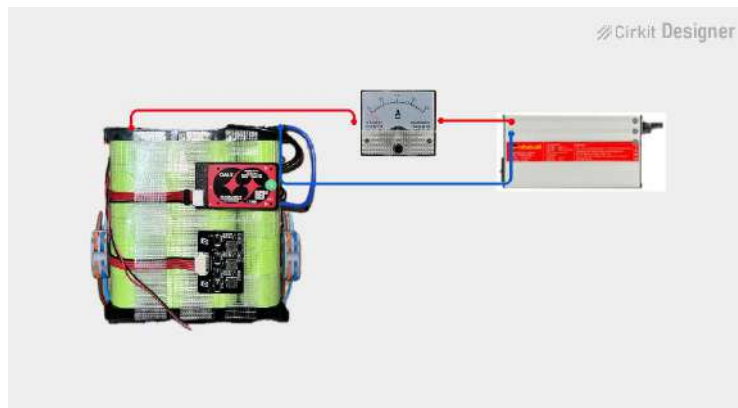
Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui karakteristik proses pengisian baterai LiFePO₄ 8S 15 Ah menggunakan inverting buck-boost converter tanpa menerapkan metode Constant Current–Constant Voltage (CC–CV) maupun kontrol PID. Pada pengujian ini duty cycle ditetapkan konstan sebesar 40%, sehingga

converter bekerja tanpa mekanisme pengaturan terhadap perubahan kondisi panel surya maupun kondisi baterai. Berdasarkan hasil pengujian pada Tabel 4.10, tegangan masukan panel surya berfluktuasi antara 30,8 V hingga 34,62 V akibat perubahan intensitas penyinaran matahari. Fluktuasi tersebut menyebabkan tegangan keluaran converter berada pada kisaran 24,6 V hingga 26,94 V, sedangkan tegangan baterai hanya meningkat secara bertahap dari 26,30 V menjadi 26,95 V selama 5 jam 30 menit pengujian. Arus pengisian juga berubah mengikuti kemampuan panel surya, yaitu dari 0,82 A hingga maksimum sekitar 1,85 A, kemudian menurun kembali hingga 0,60 A pada akhir pengujian.

Efisiensi buck-boost converter selama pengujian berada pada rentang 75%–94%, dengan sebagian besar nilai berada pada kisaran 86%–91%. Walaupun efisiensi konverter relatif baik, proses pengisian tidak berlangsung secara optimal karena duty cycle yang tetap tidak mampu menyesuaikan rasio konversi tegangan sesuai perubahan tegangan panel surya dan tegangan baterai. Pada topologi inverting buck-boost, besar tegangan keluaran sangat dipengaruhi oleh duty cycle. Oleh karena itu, ketika duty cycle dipertahankan pada 40%, tegangan keluaran converter menjadi terbatas sehingga tidak mampu meningkatkan tegangan baterai hingga mencapai tegangan pengisian penuh 29,2 V. Akibatnya, kenaikan tegangan baterai selama pengujian hanya sebesar 0,65 V dan proses pengisian berlangsung lambat. Hasil ini menunjukkan bahwa pengoperasian inverting buck-boost converter tanpa sistem kendali belum mampu memenuhi kebutuhan fast charging, sehingga diperlukan metode CC–CV dengan kontrol PID untuk mengatur duty cycle secara adaptif agar arus dan tegangan pengisian mengikuti karakteristik baterai LiFePO₄ dan proses pengisian dapat berlangsung lebih cepat, stabil, serta aman.

4.3.3 Pengujian degan *Charger* Standar

Pengujian charging baterai dengan menggunakan charger standar pabrik untuk mengetahui perbandingan waktu lama pengecasan. Berikut merupakan spesifikasi dari charger standar pada Tabel 4.15 Spesifikasi Charger Standar dan Gambar 4.23 skematik pengujian *charging* menggunakan *charger* biasa.



Gambar 4. 23 Skematik *charging* menggunakan *charger* biasa

Tabel 4. 15 Spesifikasi *charger* standar

Parameter	Spesifikasi
Nama Perangkat	Lithium Battery Charger
Model / Tipe	szYB-60W-29.4V2A
Tegangan Input	100 – 240V AC
Frekuensi Input	50 / 60 Hz
Tegangan Output	29.4V DC
Arus Output	2.0 A
Daya Maksimum	~60 Watt

Pada Tabel 4.15 Spesifikasi Charger Standar merupakan spesifikasi dari charger yang digunakan pada pengujian dalam pengecasan baterai. Charger yang digunakan menggunakan input 220VAC dengan tegangan output 29.4VDC. Setelah mengetahui spesifikasi tersebut, berikut hasil data dari pengujian dengan charger standar pada Tabel 4.16 Pengujian Charger Standar.

Tabel 4. 16 Pengujian *charger* standar

Waktu	Icharge (A)	Vcharge (V)	Vbat (V)	Indikator
21:30	1.03	26.03	25.58	Merah
22:00	0.99	26.35	25.95	Merah
22:30	0.99	26.57	26.18	Merah
23:00	0.99	26.75	26.37	Merah
23:30	1.01	26.92	26.54	Merah
00:00	1	27.06	26.68	Merah
00:30	1	27.18	26.82	Merah
01:00	1	27.3	26.95	Merah
01:30	0.99	27.43	27.09	Merah
02:00	1.02	27.57	27.24	Merah

Waktu	Icharge (A)	Vcharge (V)	Vbat (V)	Indikator
02:30	1	27.73	27.41	Merah
03:00	1	27.91	27.6	Merah
03:30	1	28.1	27.81	Merah
04:00	1.03	28.3	28.03	Merah
04:30	1	28.49	28.25	Merah
05:00	1	28.66	28.45	Merah
05:30	1	28.81	28.63	Merah
06:00	1	28.94	28.79	Merah
06:30	1	29.04	28.92	Merah
07:00	1	29.11	29.01	Merah
07:30	1	29.16	29.09	Merah
08:00	1	29.19	29.15	Merah
08:30	0	29.2	29.2	Hijau

Pada Tabel 4.16 Pengujian Charger Standar adalah tabel data hasil dari pengujian charging dengan charger standar pada baterai jenis yang sama yaitu baterai LifePo4. Rata-rata arus yang dikeluarkan charger sebesar 1A dan tegangan charger menyesuaikan dengan tegangan baterai tersebut. Charging pada baterai tersebut membutuhkan waktu selama 11 Jam lamanya dikarenakan arus keluaran charger hanya sebesar 1A.

4.3.4. Perbandingan *Charger Standar dan Fast Charging*

Pengujian perbandingan antara charger hasil rancangan dan charger standar dilakukan untuk mengevaluasi peningkatan performa sistem fast charging yang dikembangkan pada penelitian ini. Kedua charger diuji menggunakan baterai LiFePO₄ 24 V 15 Ah dengan kondisi awal yang sama sehingga hasil pengisian dapat dibandingkan secara objektif. Parameter yang diamati meliputi waktu pengisian, tegangan baterai (*Vbat*), arus pengisian (*Icharge*), dan persentase kapasitas baterai selama proses charging. Persentase kapasitas baterai pada penelitian ini tidak diukur secara langsung, melainkan ditentukan berdasarkan kurva hubungan *Open Circuit Voltage* (OCV) terhadap *State of Charge* (SoC) baterai LiFePO₄, sehingga setiap perubahan tegangan baterai dikonversikan menjadi nilai kapasitas sesuai karakteristik pengisian baterai LiFePO₄. Hasil pengujian perbandingan antara charger hasil rancangan dan charger standar disajikan pada Tabel 4.17.

Tabel 4. 17 Tabel perbandingan *charger* standar dengan *charger* yang dibuat

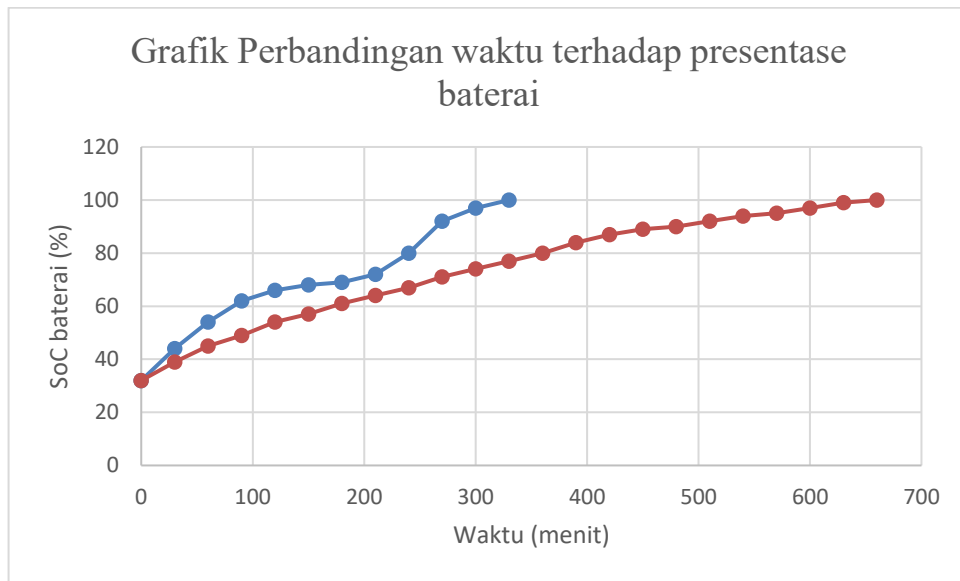
No	Charger yang dibuat				Charger standar			
	Waktu (menit)	Vbat (V)	Icharge (A)	Kapasitas %	Waktu (menit)	Vbat (V)	Icharge (A)	Kapasitas %
1	0	25.58	3.25	32	0	25.58	1.03	32
2	30	26.2	3.08	44	30	25.95	0.99	39
3	60	26.55	3.2	54	60	26.18	0.99	45
4	90	26.88	3.24	62	90	26.37	0.99	49
5	120	27.03	3.21	66	120	26.54	1.01	54
6	150	27.09	3.28	68	150	26.68	1	57
7	180	27.16	3.19	69	180	26.82	1	61
8	210	27.26	3.23	72	210	26.95	1	64
9	240	27.7	3	80	240	27.09	0.99	67
10	270	28.8	2.82	92	270	27.24	1.02	71
11	300	29.2	1.7	97	300	27.41	1	74
12	330	29.2	0.45	100	330	27.6	1	77
13					360	27.81	1	80
14					390	28.03	1.03	84
15					420	28.25	1	87
16					450	28.45	1	89
17					480	28.63	1	90
18					510	28.79	1	92
19					540	28.92	1	94
20					570	29.01	1	95
21					600	29.09	1	97
22					630	29.15	1	99
23					660	29.2	0	100

Berdasarkan Tabel 4.17, charger hasil rancangan menunjukkan performa pengisian yang lebih baik dibandingkan charger standar. Kedua pengujian dilakukan dengan kondisi awal baterai yang sama, yaitu tegangan 25.58 V dengan estimasi kapasitas 32% berdasarkan kurva *Open Circuit Voltage (OCV) State of Charge (SoC)* baterai LiFePO₄. Pada charger hasil rancangan, arus pengisian dapat dipertahankan pada kisaran 3.0–3.3 A selama fase *Constant Current (CC)*, sehingga tegangan baterai meningkat lebih cepat dan kapasitas baterai mencapai 80% dalam waktu 4 jam. Sebaliknya, charger standar hanya menghasilkan arus sekitar 1 A, sehingga pada waktu yang sama kapasitas baterai baru mencapai 67%. Hal ini menunjukkan bahwa arus pengisian yang lebih besar memungkinkan energi tersimpan lebih cepat di dalam baterai sehingga laju pengisian meningkat secara

signifikan.

Perbedaan performa semakin terlihat ketika baterai mendekati tegangan maksimum 29.2 V. Charger hasil rancangan mencapai tegangan tersebut pada pukul 05.00, kemudian secara otomatis beralih dari mode *Constant Current* (CC) ke *Constant Voltage* (CV). Pada fase CV, arus pengisian menurun secara bertahap dari 2.82 A menjadi 1.70 A, kemudian 0.45 A hingga baterai mencapai kapasitas 100% pada pukul 05.30. Sebaliknya, charger standar tetap mengisi dengan arus sekitar 1 A hampir sepanjang proses pengisian dan baru mencapai kondisi penuh pada pukul 11.00. Penurunan arus pada charger hasil rancangan menunjukkan bahwa metode CC-CV bekerja sesuai karakteristik pengisian baterai LiFePO₄, yaitu mempertahankan tegangan maksimum sambil mengurangi arus secara bertahap untuk mencegah terjadinya *overcharge*.

Secara keseluruhan, charger hasil rancangan mampu mengisi baterai dari 32% hingga 100% dalam waktu sekitar 5.5 jam, sedangkan charger standar memerlukan waktu sekitar 11 jam, sehingga waktu pengisian berhasil dipersingkat sekitar 50%. Persentase kapasitas baterai pada penelitian ini ditentukan berdasarkan kurva OCV–SoC baterai LiFePO₄, sehingga hubungan antara tegangan dan kapasitas tidak bersifat linier akibat adanya daerah *plateau* pada rentang tegangan menengah. Meskipun demikian, hasil pengujian membuktikan bahwa penerapan metode *fast charging* CC-CV pada *buck-boost converter* mampu meningkatkan kecepatan pengisian secara signifikan tanpa mengubah karakteristik pengisian baterai LiFePO₄ maupun mengabaikan aspek keamanan pengisian. Selain mempercepat proses pengisian, pengendalian arus dan tegangan yang diterapkan mampu menjaga kondisi operasi baterai tetap berada pada batas yang ditentukan. Peralihan otomatis dari mode CC ke CV juga menunjukkan bahwa sistem mampu menyesuaikan strategi pengisian berdasarkan kondisi tegangan baterai. Dengan demikian, sistem yang dirancang memiliki kinerja yang lebih efektif dibandingkan charger standar dalam hal waktu pengisian dan pengaturan parameter pengisian. Hasil ini memperkuat bahwa penerapan kontrol pada *buck-boost converter* dapat mendukung kebutuhan sistem pengisian baterai yang lebih cepat dan terkontrol.



Gambar 4. 24 Grafik Perbandingan waktu terhadap presentase baterai

Berdasarkan Gambar 4.24, terlihat bahwa charger hasil rancangan memiliki laju pengisian yang lebih tinggi dibandingkan charger standar. Kedua charger memulai proses pengisian pada kapasitas awal sekitar 32%, namun kurva charger hasil rancangan memiliki kemiringan yang lebih besar karena mampu mempertahankan arus pengisian pada kisaran 3,0–3,3 A selama fase Constant Current (CC), sedangkan charger standar hanya menghasilkan arus sekitar 1 A. Kondisi tersebut menyebabkan kapasitas baterai meningkat hingga 80% dalam waktu sekitar 4 jam, sementara charger standar pada waktu yang sama baru mencapai sekitar 67%. Selanjutnya, charger hasil rancangan mencapai kapasitas 100% dalam waktu sekitar 5,5 jam, sedangkan charger standar membutuhkan waktu sekitar 11 jam, sehingga waktu pengisian berhasil dipersingkat sekitar 50%.

Selain menunjukkan perbedaan waktu pengisian, bentuk kurva pada kedua charger juga mengikuti karakteristik Open Circuit Voltage (OCV) terhadap State of Charge (SoC) baterai LiFePO₄. Pada rentang kapasitas menengah, kenaikan kapasitas berlangsung relatif bertahap karena adanya daerah plateau yang merupakan karakteristik baterai LiFePO₄, sedangkan ketika baterai mendekati kondisi penuh, kemiringan kurva mulai menurun akibat sistem memasuki fase Constant Voltage (CV) sehingga arus pengisian dikurangi secara bertahap untuk mempertahankan tegangan baterai pada 29,2 V. Dengan demikian, grafik tidak hanya menunjukkan bahwa charger hasil rancangan mampu mempercepat proses

pengisian secara signifikan, tetapi juga membuktikan bahwa proses pengisian tetap mengikuti karakteristik CC-CV yang sesuai dengan metode pengisian baterai LiFePO_4 .

4.3.5 Perbandingan Alat yang Dibuat dengan Simulasi

Pada subbab ini akan dibahas perbandingan antara sistem yang telah dibuat dengan hasil simulasi. Simulasi dijalankan menggunakan *software* PSIM, sedangkan pengujian sistem dilakukan pada perangkat keras yang telah direalisasikan. Perbandingan ini bertujuan untuk mengetahui tingkat kesesuaian antara hasil simulasi dengan kondisi aktual sistem. Parameter yang dibandingkan meliputi tegangan, arus, serta karakteristik respon *buck-boost converter*. Grafik hasil simulasi dan pengujian ditunjukkan pada Gambar 4.3 dan Gambar 4.4. Hasil perbandingan tersebut selanjutnya digunakan untuk mengetahui perbedaan kinerja sistem serta faktor-faktor yang dapat menyebabkan adanya penyimpangan antara simulasi dan hasil pengujian.

Tabel 4. 18 Perbandingan Alat yang Dibuat dengan Simulasi

Parameter	Simulasi	Real	Error (%)
Vin (V)	40.5	31.64	21.88
Iin (A)	4	3.2	19.91
Pin (W)	162	101.28	37.48
Vout (V)	27.4	25.78	5.92
Iout (A)	4	3.12	21.96
Pout (W)	109.6	80.35	26.96
Duty cycle (%)	60	43.89	26.85
Efisiensi (%)	67.65	79.59	17.65

Tabel 4.18 merupakan perbandingan hasil simulasi dan pengujian alat pada kondisi Constant Current (CC). Data real diperoleh dari 28 titik pengukuran pada pukul 09:00–13:30, kemudian dirata-ratakan sehingga diperoleh V, A, W, V, A, W, duty cycle 43.89%, dan efisiensi 79.59%. Sementara itu, data simulasi diperoleh dari pembacaan grafik pada kondisi CC sebelum transisi menuju CV, yaitu V, A, V, A, dan duty cycle 60%. Nilai , , dan efisiensi simulasi diperoleh melalui perhitungan berdasarkan tegangan dan arus tersebut, sedangkan error dihitung berdasarkan selisih relatif terhadap nilai simulasi.

Hasil perbandingan menunjukkan bahwa tegangan output memiliki error paling kecil, yaitu 5.92%, sehingga karakteristik tegangan keluaran alat cukup mendekati hasil simulasi. Sebaliknya, tegangan input memiliki error 21.88%, arus input 19.91%, dan arus output 21.96%. Perbedaan tersebut menyebabkan daya input dan daya output masing-masing memiliki error sebesar 37.48% dan 26.96%. Perbedaan terutama disebabkan oleh kondisi PV nyata yang tidak konstan dan dipengaruhi irradianse, serta adanya rugi-rugi pada MOSFET, dioda, induktor, kapasitor, kabel, dan komponen lainnya. Duty cycle juga memiliki error 26.85% karena kontrol PID pada alat menyesuaikan duty secara real-time terhadap perubahan kondisi PV dan baterai, sedangkan simulasi menggunakan kondisi yang lebih ideal.

Efisiensi hasil pengujian sebesar 79.59% lebih tinggi dibandingkan simulasi sebesar 67.65%, dengan perbedaan relatif 17.65%. Hal ini tidak menunjukkan bahwa simulasi atau alat mengalami kesalahan, karena kondisi operasi keduanya belum sepenuhnya identik, terutama pada tegangan input, arus, dan duty cycle. Secara keseluruhan, alat memiliki karakteristik yang masih searah dengan simulasi, terutama pada tegangan output yang memiliki error relatif kecil. Perbedaan hasil antara simulasi dan pengujian dapat dijelaskan oleh ketidakidealan komponen, rugi-rugi converter, fluktuasi sumber PV, karakteristik baterai, serta perbedaan kondisi operasi. Perlu dicatat bahwa nilai simulasi pada tabel merupakan nilai pendekatan hasil pembacaan grafik, bukan rata-rata numerik dari seluruh data simulasi.

Sebagai kesimpulan, hasil perbandingan menunjukkan bahwa sistem hasil rancangan memiliki karakteristik yang masih sesuai dengan hasil simulasi, terutama pada tegangan output dengan error sebesar 5.92%. Meskipun terdapat perbedaan pada beberapa parameter lainnya, perbedaan tersebut masih dapat dijelaskan oleh kondisi nyata sistem seperti fluktuasi daya panel surya, rugi-rugi komponen, dan perubahan duty cycle oleh kontrol PID. Dengan demikian, sistem yang direalisasikan dapat dikatakan mampu bekerja sesuai dengan prinsip dan karakteristik yang telah direncanakan melalui simulasi.

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

BAB 5

KESIMPULAN DAN SARAN

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil perancangan, implementasi, dan pengujian sistem fast charging baterai kapal berbasis Photovoltaic (PV) menggunakan metode Constant Current–Constant Voltage (CC–CV) dengan kontrol PID, dapat diambil beberapa kesimpulan sebagai berikut.

1. Sistem fast charging berbasis *photovoltaic* berhasil dirancang dan direalisasikan menggunakan buck-boost converter, mikrokontroler ESP32, sensor arus ACS712, sensor tegangan AMC1100, sensor suhu DS18B20, serta driver MOSFET FOD3182. Seluruh komponen dapat bekerja secara terintegrasi sehingga mampu melakukan proses pengisian baterai LiFePO₄ 24 V 15 Ah sesuai metode CC–CV.
2. Kontrol PID mampu mengendalikan duty cycle buck-boost converter sehingga arus dan tegangan pengisian tetap stabil selama proses charging. Pada fase Constant Current (CC) sistem mampu mempertahankan arus pengisian pada kisaran 3,0–3,3 A, sedangkan ketika tegangan baterai mencapai 29,2 V, sistem secara otomatis beralih ke fase Constant Voltage (CV) dengan penurunan arus secara bertahap hingga baterai mencapai kondisi penuh. Hal ini menunjukkan bahwa algoritma CC–CV berbasis PID mampu menjaga proses pengisian berlangsung stabil dan aman.
3. Sistem mampu merespons perubahan kondisi sumber photovoltaic melalui pengaturan duty cycle PWM sehingga tegangan dan arus keluaran tetap dapat dikendalikan meskipun tegangan masukan panel surya mengalami fluktuasi. Selain itu, sistem proteksi overvoltage, overcurrent, dan overtemperature yang diimplementasikan mampu bekerja sesuai fungsi dengan memutus proses pengisian ketika parameter melewati batas yang ditentukan dan mengaktifkannya kembali setelah kondisi kembali normal.
4. Penerapan metode CC–CV berbasis kontrol PID terbukti meningkatkan

performa pengisian dibandingkan charger standar. Charger hasil rancangan mampu mengisi baterai dari kapasitas sekitar 32% hingga 100% dalam waktu sekitar 5,5 jam, sedangkan charger standar membutuhkan waktu sekitar 11 jam untuk kondisi yang sama. Dengan demikian, sistem yang dikembangkan mampu mempercepat waktu pengisian sekitar 50% tanpa mengabaikan karakteristik pengisian baterai LiFePO_4 maupun aspek keamanan pengisian.

5.2 Saran

Berdasarkan hasil penelitian yang telah dilakukan, beberapa saran untuk pengembangan penelitian selanjutnya adalah sebagai berikut.

1. Sistem dapat dikembangkan dengan menerapkan algoritma Maximum Power Point Tracking (MPPT) sehingga daya yang dihasilkan panel surya dapat dimanfaatkan secara lebih optimal pada berbagai kondisi intensitas cahaya matahari.
2. Penelitian dapat dikembangkan menggunakan topologi DC-DC *converter* lanjutan seperti SEPIC, CUK, & ZETA agar menghasilkan daya output lebih maksimal.
3. Penelitian selanjutnya dapat menggunakan sensor arus dan tegangan dengan tingkat akurasi yang lebih tinggi untuk meningkatkan ketelitian pengukuran selama proses pengisian.
4. Pengujian sebaiknya dilakukan pada kondisi lingkungan yang lebih beragam, seperti variasi intensitas iradiasi matahari, temperatur lingkungan, maupun pengujian langsung pada sistem kelistrikan kapal, sehingga performa sistem dapat dievaluasi pada kondisi operasional yang sesungguhnya.
5. Penelitian selanjutnya juga dapat mengevaluasi umur pakai baterai efisiensi sistem dalam jangka panjang, serta pengaruh metode *fast charging* terhadap degradasi kapasitas baterai LiFePO_4 untuk memperoleh gambaran performa sistem secara lebih komprehensif.

DAFTAR PUSTAKA

- Akbar, I. B., & Verdianto, A. (2024). Optimizing Charge and Discharge of Lithium-Ion Batteries by Deploying PID Controller with Coupled Electro-Thermal-Aging Dynamic. *International Journal of Electrical, Computer, and Biomedical Engineering*, 2(1).
- Anshori, A., Siswojo, B., & Hasanah, R. N. (2020). Teknik Fast Charging Baterai Lithium-Ion Menggunakan Logika Fuzzy. *Jurnal Ecotipe (Electronic, Control, Telecommunication, Information, and Power Engineering)*, 7(1), 1–6.
- Anugrah S., M. R. (2024). Rancang Bangun Fast Charging Station Untuk Baterai Motor Listrik Dengan Tenaga Surya Menggunakan Metode Fuzzy Logic (Skripsi, Politeknik Perkapalan Negeri Surabaya). Repository PPNS.
- Battery University. (2023). What is C-rate? Diakses dari <https://batteryuniversity.com>
- Chakraborty, S., et al. (2016). Design and Implementation of Solar Power System in Fishing Trawler. *Proceedings of the 2nd Annual Gobeshona Conference for Research on Climate Change in Bangladesh*.
- Geertsma, R. D., Negenborn, R. R., Visser, K., & Hopman, J. J. (2017). Design and control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments. *Applied Energy*, 194, 30–54. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2017.02.060>
- IEC. (2018). IEC 62660-1:2018 - Secondary lithium-ion cells for the propulsion of electric road vehicles - Part 1: Performance testing. International Electrotechnical Commission.
- Kementerian Energi dan Sumber Daya Mineral. (2021). Naskah Akademik Rancangan Undang-Undang tentang Energi Baru dan Terbarukan. Jakarta: Kementerian ESDM.
- Mufty, W. D., Anggriawan, D. O., & Efendi, M. (2020). Baterai Charger VRLA dengan Metode Constant Current Constant Voltage Berbasis Kontrol PI. *Prosiding Seminar Nasional Terapan Riset Inovatif (SENTRINOV)*, 6(1), 235–

- Peraturan Pemerintah Republik Indonesia Nomor 79 Tahun 2014 tentang Kebijakan Energi Nasional. (2014). Jakarta: Sekretariat Negara.
- Rifa'i, M., et al. (2023). Development of a Lithium-Ion Battery Charging System Under Constant Current and Voltage Conditions Using STM-32 Based on Fuzzy Logic Control. *Indonesian Physical Review*, 6(2).
- ROHM Semiconductor. (2017). BH1750FVI Digital 16bit Serial Output Type Ambient Light Sensor IC Datasheet.
- Samsurizal, S., et al. (2021). Analisis Pengaruh Suhu Terhadap Efisiensi Panel Surya. *Jurnal Teknik Elektro*, 10(2).
- Sutikno, T., Wahono, T., & Baswara, A. R. C. (2025). PID Controller-Based Closed-Loop Fast Charging of Lithium-Ion Batteries Using the CCCV Method. *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi (JET)*, 25(2), 162–169.
- Windarko, N. A., et al. (2021). Rancang Bangun Solar Charger dengan Maximum Power Point Tracking (MPPT) dan Kontrol Proportional Integral Derivative (PID). *Jurnal Ecotipe*, 8(2).
- Linden, D., & Reddy, T. B. (2011). *Handbook of batteries* (4th ed.). McGraw-Hill.
- Anto, S., & Siregar, M. F. (2020). *Analisis efisiensi pada komponen sistem pembangkit listrik tenaga surya*. *Journal of Electrical and System Control Engineering*, 4(1), 1–10.
- Kaleem A, K., et al. (2021) Feedback pid controller-based closed-loop fast charging of lithium-ion batteries using constant-temperature–constant-voltage method. *Electronics (Switzerland)* 10(22)
- Khamim Asy M., et al. (2025). Indonesian Physical Review Development of a Lithium-Ion Battery Charging System Under Constant Current and Voltage Conditions Using STM-32 Based on Fuzzy Logic Control "Development of a Lithium-Ion Battery Charging System Under Constant Current and Voltage Conditions Using STM-32 Based on Fuzzy Logic. *Indonesian Physical Review* (2025) 8(1) 340-348
- Jafarzadeh S & Schjølborg I. (2018). Operational profiles of ships in Norwegian waters: An activity-based approach to assess the benefits of hybrid and electric propulsion. *Transportation Research Part D: Transport and*

Environment) 65 500-523

Ding Y., et al. (2019). Automotive Li-Ion Batteries: Current Status and Future Perspectives. *Electrochemical Energy Reviews*

International Maritime Organization. (2020). *SOLAS Consolidated Edition, Regulation IV/13: Reserve source of electrical power for radio installations*. IMO.

International Maritime Organization. (2001). *COMSAR Circular 16: Guidelines on the Configuration of the Reserve Source(s) of Energy*. IMO.

Hart, D. W. (2011). *Power electronics*. McGraw-Hill

Ogata, K. (2010). *Modern control engineering* (5th ed.). Prentice Hall.

(Halaman ini sengaja dikosongkan)

LAMPIRAN

1. Program

```
#include <Arduino.h>
#include "CurrentSensor.h"
#include "VoltageSensor.h"
#include "VoltageSensor_AMC1100.h"
#include "TemperatureSensor.h"
#include "PID_CC_CV.h"
#include "PWM.h"
#include <esp_task_wdt.h>

// ===== PIN =====

// Current Sensor
#define CURRENT1_PIN 32
#define CURRENT2_PIN 33

// Voltage Sensor
#define VOLTAGE1_PIN 35
#define VOLTAGE2_PIN 34

//PWM
#define PWM_PIN 14

// Temperature
#define TEMP_PIN 13

// SSR
#define SSR_PIN 27
```

```
// ===== SENSOR OBJECT =====
```

```
// Current Sensor 1
```

```
CurrentSensor currentSensor1(
```

```
    CURRENT1_PIN,
```

```
    1430.4,
```

```
    62.167
```

```
);
```

```
// Current Sensor 2
```

```
CurrentSensor currentSensor2(
```

```
    CURRENT2_PIN,
```

```
    1410.5,
```

```
    61.143
```

```
);
```

```
// Voltage Sensor 1
```

```
VoltageSensor voltageSensor1(
```

```
    VOLTAGE1_PIN,
```

```
    163.97,
```

```
    77.341,
```

```
    200
```

```
);
```

```
// Voltage Sensor 2
```

```
VoltageSensorAMC1100 voltageSensor2(VOLTAGE2_PIN);
```

```
// Temperature
```

```
TemperatureSensor tempSensor(TEMP_PIN);
```

```

PID_CC_CV pid;

PWM buckPWM(PWM_PIN);

// LCD
HardwareSerial LCDSerial(2);

// ===== TIMING =====

unsigned long lastRead = 0;
const unsigned long interval = 1000;

// =====
// ===== PROTECTION =====

bool faultTrip = false;
String faultMessage = "NORMAL";

void setup()
{
    Serial.begin(115200);

    //auto reset ketika hang
    esp_task_wdt_config_t wdt_config = {
        .timeout_ms = 10000,    // 10 detik
        .idle_core_mask = (1 << portNUM_PROCESSORS) - 1,
        .trigger_panic = true
    };

    esp_task_wdt_init(&wdt_config);
    esp_task_wdt_add(NULL);

```

```

LCDSerial.begin(115200, SERIAL_8N1, 16, 17);
// RX=16
// TX=17

analogReadResolution(12);

analogSetPinAttenuation(CURRENT1_PIN, ADC_11db);
analogSetPinAttenuation(CURRENT2_PIN, ADC_11db);

analogSetPinAttenuation(VOLTAGE1_PIN, ADC_11db);
analogSetPinAttenuation(VOLTAGE2_PIN, ADC_11db);

// SSR
pinMode(SSR_PIN, OUTPUT);
digitalWrite(SSR_PIN, HIGH); // SSR ON saat startup

currentSensor1.begin();
currentSensor2.begin();

voltageSensor2.begin();

// Hasil kalibrasi AMC1100
voltageSensor2.setOffset(1.1418);
voltageSensor2.setGain(58.82);

tempSensor.begin();

pid.setReference(29.2,3.2); //29.2,3.2
pid.setPVLimiter(29.0); //29.0

buckPWM.begin();

```



```

Serial.print("Reset Reason = ");
Serial.println(esp_reset_reason());

delay(2000);

}

// =====

void loop()
{
    esp_task_wdt_reset();

    // ===== SENSOR =====

    float current1 =
        currentSensor1.getCurrent();

    float current2 =
        currentSensor2.getCurrent();

    float voltage1 =
        voltageSensor1.readVoltage();

    float voltage2 =
        voltageSensor2.readVoltage();

    float duty =
        pid.update(voltage1,
            voltage2,
            current2);

```

```

    buckPWM.setDuty(duty);

    float temperature =
        tempSensor.readTemperature();

// ===== PROTECTION =====

    faultTrip = false;
    faultMessage = "NORMAL";

    if(voltage2 > 32.0)
    {
        faultTrip = true;
        faultMessage = "OVERVOLT";
    }
    else if(current2 > 25.0)
    {
        faultTrip = true;
        faultMessage = "OVERCURR";
    }
    else if(temperature > 60.0)
    {
        faultTrip = true;
        faultMessage = "OVERTEMP";
    }

// ===== SSR CONTROL =====

    if(faultTrip)
    {
        digitalWrite(SSR_PIN, LOW); // SSR OFF

```

```

}
else
{
    digitalWrite(SSR_PIN, HIGH); // SSR ON
}

// ===== SERIAL =====

Serial.print("V1=");
Serial.print(voltage1,2);

Serial.print("V | V2=");
Serial.print(voltage2,2);

Serial.print("V | I1=");
Serial.print(current1,3);

Serial.print("A | I2=");
Serial.print(current2,3);

Serial.print("A | T=");
Serial.print(temperature,1);
Serial.print("C | Duty=");
Serial.print(duty*100.0,1);

Serial.print("% | Mode=");

if(pid.isCC())
    Serial.print("CC");
else
    Serial.print("CV");

```

```

    Serial.print(" | PVLimit=");

    if(pid.isPVLimiter())
        Serial.print("ON");
    else
        Serial.print("OFF");
    Serial.println();

if(millis() - lastRead >= interval)
{
    lastRead = millis();

    Serial.println("=====");

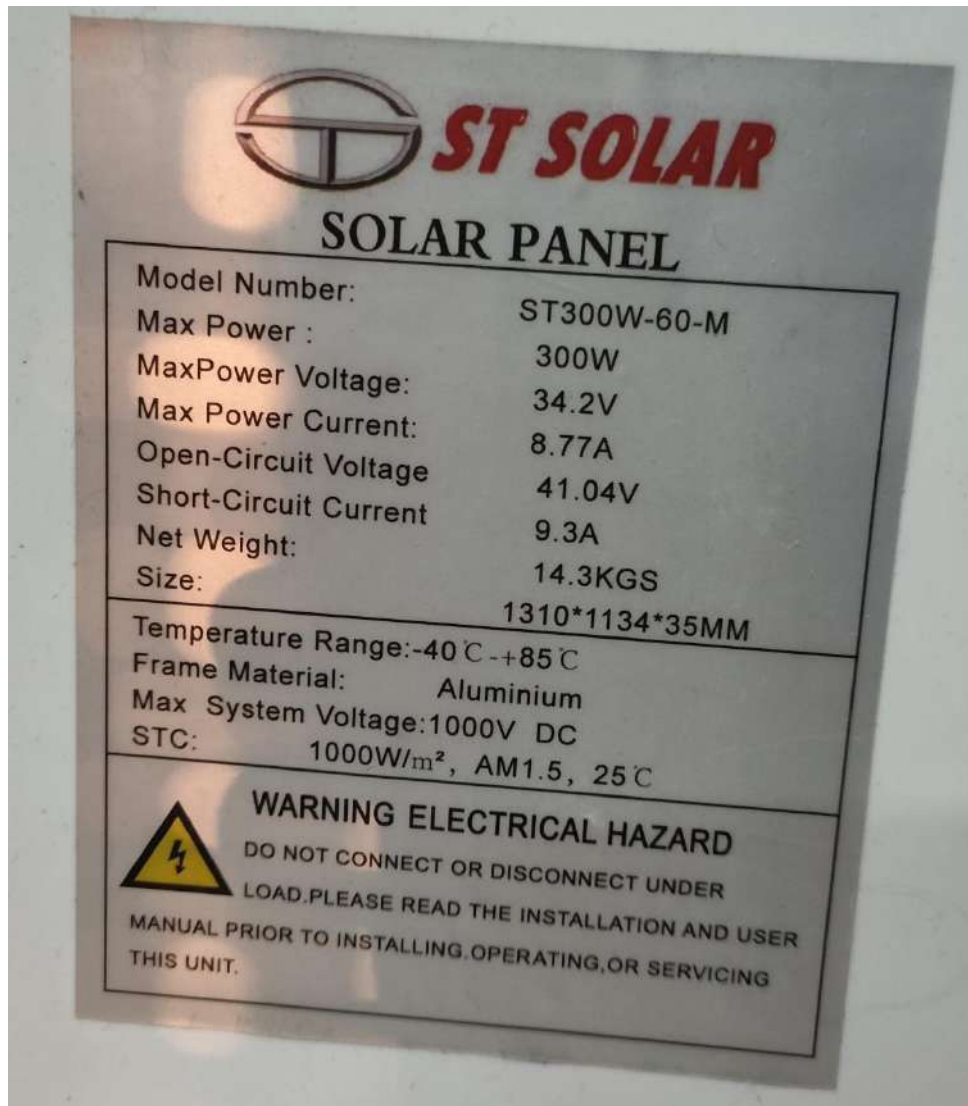
    LCDSerial.print("<");

    LCDSerial.printf("%.2f,%.2f,%.3f,%.3f,%.1f,%.1f,%s,%s,%s",
        voltage1,
        voltage2,
        current1,
        current2,
        duty*100,
        temperature,
        pid.isCC() ? "CC":"CV",
        faultTrip ? "OFF":"ON",
        faultMessage.c_str());

    LCDSerial.println(">");
}
}

```

2. Panel Surya



3. Datasheet Baterai

 佳仕凯 JIASHIKAI	产品规格书 Product Specifications		
	型号 Type: IFR32140-15Ah	版本 Version: A0	日期 Date: 2023.07.05
1、电芯的基本参数 Basic parameters of the battery			
型号 Type	IFR32140-15Ah		
正极材料 Cathode Material	LFP		
标称电压 Nominal Voltage (V)	3.20V@0.5C		
标称容量 Nominal Capacity (mAh)	Nom. 15000 Min. 14000		
交流内阻 Internal Impedance (mΩ)	≤3		
质量能量密度 Mass Energy Density (Wh/kg)	≥160		
体积能量密度 Volumetric Energy Density (Wh/L)	≥360		
尺寸 Dimension (mm)	33.2±0.2*140±0.2		
重量 Weight (g)	295±5		
充电截止电压 Charging Cut-Off Voltage (V)	3.65		
放电截止电压 Discharging Cut-Off Voltage (V)	2.5		
标准充电方式 Standard Charge	Charging Current 充电电流 0.5C (7500mA) Cut-Off Voltage 截止电压 3.65V Cut-Off Current 截止电流 750mA		
最大充电电流 Max. Charging Current (A)	7.5 (0°~ 20°C) 30 (20°~ 30°C) 7.5 (30~ 45°C)		
最大持续放电电流 Max. Cont. Discharging Current (A)	45		
循环寿命 (次) Cycle Life (Times)	3000 次循环≥ 80% 首次容量 (25±2°C, 7.5A 充电至 3.65V/0.75A, 7.5A 放电至 2.5V) 3000 cycles ≥ 80% Initial Capacity (25±2°C, 7.5A Charge to 3.65V/0.75A, 7.5A Discharge to 2.5V)		
工作温度范围 Operating Temperature Range (°C)	Charge 充电 0°C ~60 °C Discharge 放电 -20°C ~ 60°C		
最佳存储温度 Optimal Storage Temperature (°C)	20 ~ 35		

2

4. Datasheet MOSFET

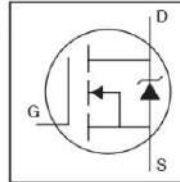
International
IR Rectifier

IRFB4110PbF

HEXFET® Power MOSFET

Applications

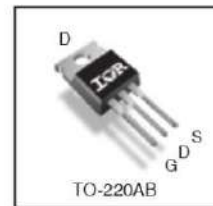
- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits



V_{DS}	100V
$R_{DS(on)}$ typ.	3.7mΩ
max.	4.5mΩ
I_D (Silicon Limited)	180A ①
I_D (Package Limited)	120A

Benefits

- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dv/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability
- Lead Free
- RoHS Compliant, Halogen-Free



G	D	S
Gate	Drain	Source

Base Part Number	Package Type	Standard Pack		Orderable Part Number
		Form	Quantity	
IRFB4110PbF	TO-220	Tube	50	IRFB4110PbF

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	180①	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	130①	
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Wire Bond Limited)	120	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ②	670	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	370	W
	Linear Derating Factor	2.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
dv/dt	Peak Diode Recovery ④	5.3	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10lb·in (1.1N·m)	

Avalanche Characteristics

E_{AS} (Thermally limited)	Single Pulse Avalanche Energy ③	190	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ②	See Fig. 14, 15, 22a, 22b	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ③		mJ

Thermal Resistance

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ⑤	—	0.402	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ⑤	—	62	

5. Datasheet AMC1100



AMC1100

www.ti.com

SBAS562 –APRIL 2012

Fully-Differential Isolation Amplifier for Energy Metering

Check for Samples: [AMC1100](#)

FEATURES

- ± 250 -mV Input Voltage Range Optimized for Shunt Resistors
- Very Low Nonlinearity: 0.075% max at 5 V
- Low Offset Error: 1.5 mV max
- Low Noise: 3.1 mV_{RMS} typ
- Low High-Side Supply Current: 8 mA max at 5 V
- Input Bandwidth: 60 kHz min
- Fixed Gain: 8 (0.5% Accuracy)
- High Common-Mode Rejection Ratio: 108 dB
- Low-Side Operation: 3.3 V
- Certified Galvanic Isolation:
 - UL1577 and IEC60747-5-2 Approved
 - Isolation Voltage: 4250 V_{PEAK}
 - Working Voltage: 1200 V_{PEAK}
 - Transient Immunity: 2.5 kV/ μ s min
- Typical 10-Year Lifespan at Rated Working Voltage (see Application Report [SLLA197](#))
- Fully Specified Over the Extended Industrial Temperature Range

DESCRIPTION

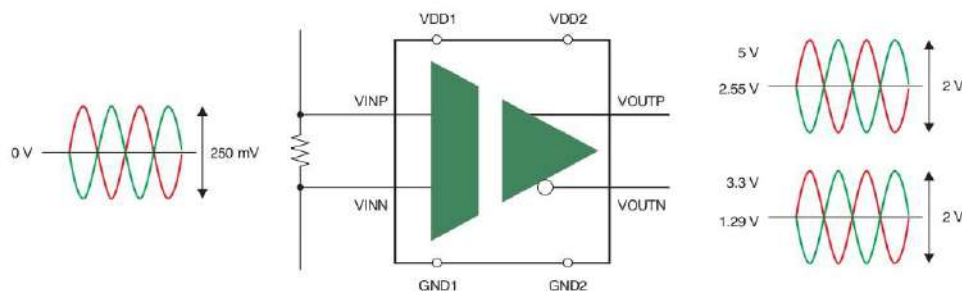
The AMC1100 is a precision isolation amplifier with an output separated from the input circuitry by a silicon dioxide (SiO₂) barrier that is highly resistant to magnetic interference. This barrier has been certified to provide galvanic isolation of up to 4250 V_{PEAK}, according to UL1577 and IEC60747-5-2. Used in conjunction with isolated power supplies, this device prevents noise currents on a high common-mode voltage line from entering the local ground and interfering with or damaging sensitive circuitry.

The AMC1100 input is optimized for direct connection to shunt resistors or other low voltage level signal sources. The excellent performance of the device enables accurate current and voltage measurement in energy-metering applications. The output signal common-mode voltage is automatically adjusted to either the 3-V or 5-V low-side supply.

The AMC1100 is fully specified over the extended industrial temperature range of -40°C to $+105^{\circ}\text{C}$ and is available in the SMD-type, gullwing-8 package.

APPLICATIONS

- Shunt Resistor Based Current Sensing in:
 - Energy Meters
 - Green Energy
 - Power Measurement Applications



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2012, Texas Instruments Incorporated

6. Foto konstruksi



7. Panel



BIODATA PENULIS



Ariffatul Rizky Pratama lahir di Sidoarjo pada 22 Maret 2003. Penulis merupakan anak pertama dari lima bersaudara, putra dari pasangan Bapak Yatimin dan Ibu Mukaromah.

Pendidikan formal penulis dimulai di SDN Kemangsen 2 dan diselesaikan pada tahun 2015. Selanjutnya, penulis melanjutkan pendidikan di SMP Raden Rahmat Balongbendo dan lulus pada tahun 2018. Pendidikan menengah atas ditempuh di SMK Krian 1 dan diselesaikan pada tahun 2021. Pada tahun 2022, penulis melanjutkan pendidikan tinggi sebagai mahasiswa Program Studi Sarjana Terapan (D4) Teknik Kelistrikan Kapal, Jurusan Teknik Kelistrikan Kapal, Politeknik Perkapalan Negeri Surabaya. Selama menempuh pendidikan di perguruan tinggi, penulis aktif mengikuti berbagai kegiatan kemahasiswaan. Pada semester 1–2, penulis aktif dalam Unit Kegiatan Mahasiswa (UKM) *Maritime Challenge*. Selanjutnya, pada semester 3–5, penulis aktif dalam Himpunan Mahasiswa Teknik Kelistrikan Kapal (HIMALISKAL). Selain kegiatan akademik dan organisasi, penulis juga memperoleh pengalaman kerja melalui kegiatan magang/OJT di PT Orela Shipyard selama lima bulan dan CV Marina Artha selama satu bulan.

Berkat dukungan, bimbingan, dan arahan dari dosen pembimbing serta berbagai pihak, penulis berhasil menyelesaikan Tugas Akhir yang berjudul “**Sistem Fast Charging Baterai Kapal Berbasis Photovoltaic dengan Metode CC-CV dan Kontrol PID**” sebagai salah satu persyaratan untuk memperoleh gelar Sarjana Terapan Teknik (S.Tr.T.).

Kontak Penulis

No. Telepon : 089616874582

Email : ariffatul75@gmail.com

