

**RANCANG BANGUN *BUCK-BOOST CONVERTER* SEBAGAI
KONVERTER PERBAIKAN FAKTOR DAYA**

SKRIPSI

TEKNIK ELEKTRO KONSENTRASI TEKNIK ENERGI ELEKTRIK

**Diajukan untuk memenuhi persyaratan
memperoleh gelar Sarjana Teknik**



M. DHIA UL FALAH

NIM. 125060301111016

UNIVERSITAS BRAWIJAYA

FAKULTAS TEKNIK

MALANG

2017

repository.ub.ac.id

LEMBAR PENGESAHAN
RANCANG BANGUN *BUCK-BOOST CONVERTER* SEBAGAI
KONVERTER PERBAIKAN FAKTOR DAYA

SKRIPSI
TEKNIK ELEKTRO KONSENTRASI TEKNIK ENERGI ELEKTRIK

Diajukan untuk memenuhi persyaratan
memperoleh gelar Sarjana Teknik



M. DHIA UL FALAH
NIM. 125060301111016

Skripsi ini telah direvisi dan disetujui oleh dosen pembimbing
Pada tanggal 31 Januari 2017

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II

Ir. Soeprapto, M. T.

NIP. 19561020 198903 1 001

Dr. Rini Nur Hasanah, S. T., M. Sc.

NIP. 19680122 199512 2 001

Mengetahui,

Ketua Jurusan Teknik Elektro

M. Aziz Muslim, S.T., M.T., Ph.D

NIP. 19741203 200012 1 001



JUDUL SKRIPSI:

RANCANG BANGUN *BUCK-BOOST CONVERTER* SEBAGAI KONVERTER PERBAIKAN
FAKTOR DAYA

Nama Mahasiswa : M. Dhia Ul Falah
NIM : 125060301111016
Program Studi : Teknik Elektro
Konsentrasi : Teknik Energi Elektrik

KOMISI PEMBIMBING :

Ketua : Ir. Soeprpto, M.T.

Anggota : Dr. Rini Nur Hasanah, S.T., M.Sc.

TIM DOSEN PENGUJI :

Dosen Penguji 1 : Hadi Suyono, S.T., M.T., Ph.D.

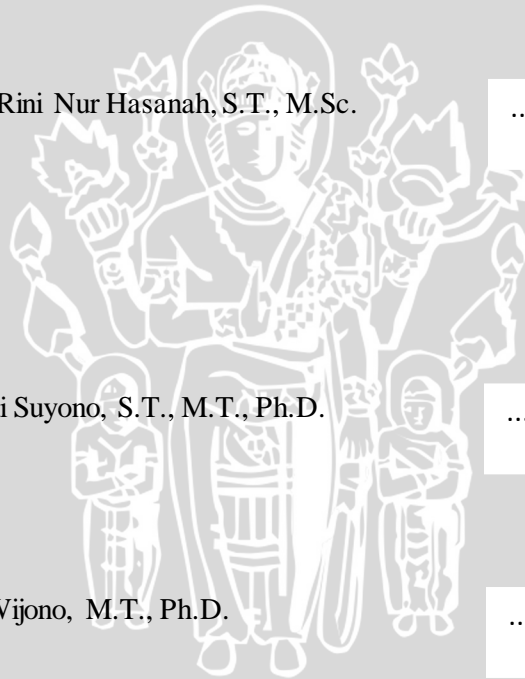
Dosen Penguji 2 : Ir. Wijono, M.T., Ph.D.

Dosen Penguji 3 : Ir. Unggul Wibawa, M.Sc.

Tanggal Ujian : 27 Januari 2017

SK Penguji : 172/UN10.F07/SK/2017

UNIVERSITAS BRAWIJAYA



PERNYATAAN ORISINALITAS SKRIPSI

Saya menyatakan dengan sebenar-benarnya bahwa sepanjang pengetahuan saya dan berdasarkan hasil penelusuran berbagai karya ilmiah, gagasan dan masalah ilmiah yang diteliti dan diulas di dalam Naskah Skripsi ini adalah asli dari pemikiran saya. Tidak terdapat karya ilmiah yang pernah diajukan oleh orang lain untuk memperoleh gelar akademik di suatu Perguruan Tinggi, dan tidak terdapat karya atau pendapat yang pernah ditulis atau diterbitkan oleh orang lain, kecuali yang secara tertulis dikutip dalam naskah ini dan disebutkan dalam sumber kutipan dan daftar pustaka.

Apabila ternyata di dalam naskah Skripsi ini dapat dibuktikan terdapat unsur-unsur jiplakan, saya bersedia Skripsi dibatalkan, serta diproses sesuai dengan peraturan perundang-undangan yang berlaku (UU No. 20 Tahun 2003, pasal 25 ayat 2 dan pasal 70).

Malang, 02 Februari 2017

Mahasiswa,

M. Dhia Ul Falah

NIM. 125060301111016



UNIVERSITAS BRAWIJAYA



Teriring Ucapan Terima Kasih kepada :

Ayahanda Hadziq dan Ibunda Zahrotul Istiqomah tercinta

*Kakak M. Iqbal Dzikri, Izzatul Haibah, Azizatus Syaibah, M. Kholid. dan Adik
M. Nailul Wafa*

RINGKASAN

M. Dhia Ul Falah, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Brawijaya. Januari 2017. *Rancang Bangun Buck-boost Converter sebagai Konverter Perbaikan Faktor Daya*. Dosen Pembimbing : Ir. Soeprapto, M.T. dan Dr. Rini Nur Hasanah, ST., M.Sc.

Sebagian besar sumber listrik yang digunakan dalam kehidupan sehari-hari berasal dari sumber jala-jala PLN. Sumber jala-jala listrik ini digunakan untuk mencatu beban listrik yang beraneka ragam. Beban listrik yang beragam ini dapat berupa beban linier maupun beban non linier. Karena beban yang bermacam-macam yang ditanggung oleh sumber jala-jala, maka faktor daya yang dihasilkan akan menjadi rendah. Faktor daya yang rendah ini akan mengakibatkan penggunaan daya tidak optimal. Untuk mengatasi faktor daya yang rendah, perlu dilakukan suatu upaya perbaikan faktor daya. Umumnya perbaikan faktor daya dilakukan dengan memasang kapasitor bank secara paralel dengan beban. Namun seiring dengan perkembangan teknologi konverter elektronika daya, maka perbaikan faktor daya dapat dilakukan dengan menggunakan konverter elektronika daya. Salah satu konverter elektronika daya yang dapat digunakan untuk perbaikan faktor daya adalah *buck-boost converter*. Agar dapat digunakan untuk perbaikan faktor daya, maka *buck-boost converter* harus dioperasikan pada mode diskontinyu.

Tujuan dari penelitian ini adalah dapat membuat *buck-boost converter* yang dapat digunakan untuk perbaikan faktor daya sehingga faktor daya yang dihasilkan menjadi lebih tinggi. *Buck-boost converter* dioperasikan pada mode diskontinyu sebagai syarat supaya dapat digunakan untuk perbaikan faktor daya.

Pada penelitian ini, dilakukan pengujian keseluruhan sistem sebanyak dua kali. Pengujian yang pertama yaitu pengujian tanpa menggunakan *buck-boost converter* dan pengujian yang kedua yaitu pengujian dengan menggunakan *buck-boost converter*. Hasil kedua pengujian tersebut akan dibandingkan dan selanjutnya akan dianalisis serta diambil kesimpulan dari kedua pengujian tersebut. Dari hasil pengujian, didapatkan perbaikan faktor daya sebesar 0,14 dan kompensasi daya reaktif sebesar 27,4014 VAR.

Kata kunci : *buck-boost converter*, daya, faktor daya, perbaikan faktor daya

SUMMARY

M. Dhia Ul Falah, *Department Of Electrical Engineering, Faculty Of Engineering, University Of Brawijaya. January 2017. Design of Buck-boost Converter as Power Factor Correction Converter. Academic Supervisor : Ir. Soeprpto, M.T. and Dr. Rini Nur Hasanah, ST., M.Sc.*

Most of the power source used in everyday life comes from sources PLN net. The power sources of PLN are used for diverse electrical loads. The diverse electrical loads can be either linear loads and non-linear loads. Because of the complexity of the load on the power sources of PLN, the power factor will be low. A low power factor will have an impact on the power usage is not optimal. To solving the low power factor, there should be a power factor correction. Generally, the power factor correction can be made by installing a capacitor bank in parallel with the load. However with the development of power electronics converters, the power factor correction can be made by using a power electronics converter. One of the power electronics converter that can be used for power factor correction is a buck-boost converter. Buck-boost converter must be operated in discontinuous mode to be used for a converter of power factor correction.

The purpose of this research is to develop a buck-boost converter that can be used for power factor correction so the power factor will be increase. The Buck-boost converter is operated in discontinuous mode as a condition that can be used for power factor correction.

In this study, the testing of the totality system is twice. The first testing is the test without using a buck-boost converter and the second testing is the test by using a buck-boost converter. The results of both testing will be compared and then be analyzed and taken a conclusion of both testing. From the test results, obtained the power factor correction is 0.14 and the reactive power compensation is 27.4014 VAR.

Keywords : buck-boost converter, power, power factor, power factor correction

UNIVERSITAS BRAWIJAYA



KATA PENGANTAR

Puji syukur kepada Allah SWT dengan rahmat dan hidayah-Nya skripsi berjudul “Rancang Bangun *Buck-boost Converter* sebagai Konverter Perbaikan Faktor Daya” dapat terselesaikan. Dalam kesempatan ini diucapkan terima kasih kepada yang telah berkenan memberikan bantuan baik secara langsung maupun tidak langsung kepada:

1. Kedua orang tua tercinta Ayah Hadziq dan Ibu Zahrotul Istiqomah yang selalu memberikan kasih sayang dan do'anya yang tiada akhir, serta segenap keluarga yang senantiasa memberikan dukungan baik moral maupun material.
2. Bapak M. Aziz Muslim, S.T., M.T., Ph.D. dan Bapak Hadi Suyono, S.T., M.T., Ph.D. selaku Ketua dan Sekretaris Jurusan Teknik Elektro.
3. Ibu Dr. Rini Nur Hasanah, S.T., M.Sc. dan Bapak Ali Mustofa S.T., M.T. selaku Ketua Kelompok Dosen Keahlian Teknik Energi Elektrik dan Ketua Program Studi Jurusan Teknik Elektro.
4. Bapak Ir. Soeprapto, M.T. dan Ibu Dr. Rini Nur Hasanah, S.T., M.Sc. selaku dosen pembimbing skripsi atas segala bimbingan, kritik, dan saran yang telah diberikan.
5. Ibu Sapriesty Nainy Sari, S.T., M.T. selaku dosen pembimbing akademik, beserta seluruh dosen dan karyawan Jurusan Teknik Elektro yang selalu membantu penulis selama perkuliahan.
6. Prof. Dr. Kyai H. Achmad Mudlor, S.H (Alm.) sebagai guru spiritual penulis sekaligus pengasuh Lembaga Tinggi Pesantren Luhur Malang yang telah banyak memberikan ilmu terutama ilmu agama.
7. Ustadz Muslimin yang telah mengajari penulis membaca Al-Qur'an dan ilmu agama selama berada di bangku kuliah.
8. Laboran Laboratorium Elektronika Daya Bapak Dedy Agus Wahyudi, A.Md, serta laboran Laboratorium Mesin Elektrik Mas Indra Setyawan S.ST yang telah banyak memberikan masukan dan solusi dalam proses pengerjaan alat.
9. Seluruh Asisten Asisten Elektronika Daya yang telah turut andil memberikan waktu, tenaga, pikiran, kebersamaan, motivasi, semangat, dan dukungan dalam pengerjaan skripsi.
10. Seluruh teman-teman Brawijaya Aeronautic, khususnya tim Electra Fortunato KOMURINDO 2015 atas motivasi dan dukungan dalam proses pengerjaan skripsi.

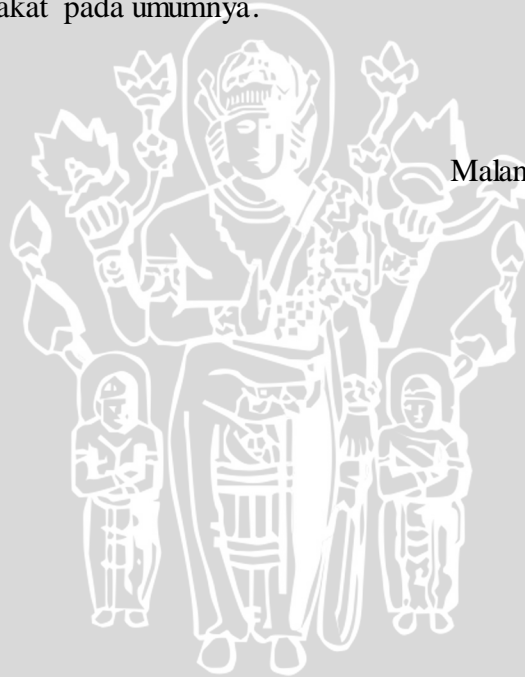


11. Seluruh teman-teman angkatan 2012 (Voltage), terutama teman-teman konsentrasi Teknik Energi Elektrik (Power 2012) yang telah berbagi suka dan duka dalam perkuliahan dan memberikan semangat dalam proses pengerjaan skripsi ini.
12. Rizky Adhiputra Wallad, Hari Purnomo Adi, M. Rahma Arif, dan Victor Andrean yang telah menjadi teman diskusi dan telah banyak membantu selama pengerjaan penelitian skripsi ini.
13. Semua pihak yang telah membantu dan tidak bisa penulis sebutkan satu persatu, terimakasih banyak atas semua bantuannya.

Pada akhirnya, penulis menyadari bahwa skripsi ini masih jauh dari kata sempurna. Oleh karena itu, penulis sangat mengharapkan kritik dan saran yang membangun untuk skripsi ini. Penulis berharap semoga skripsi ini dapat bermanfaat bagi perkembangan ilmu pengetahuan dan teknologi serta bagi masyarakat pada umumnya.

Malang, 30 Januari 2017

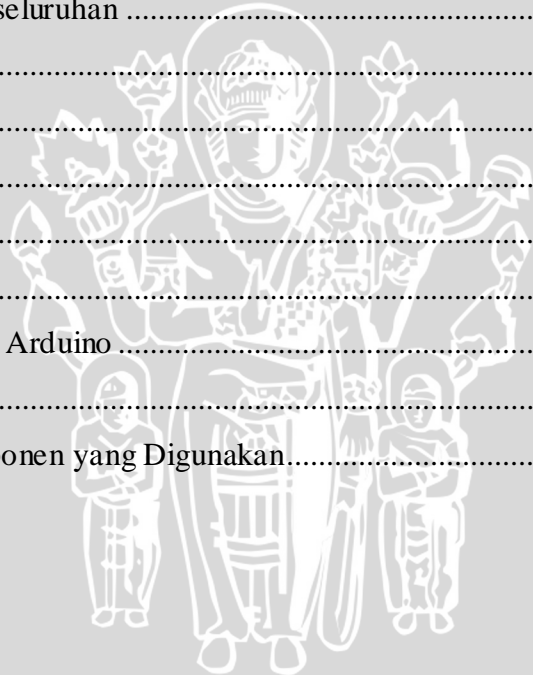
Penulis



DAFTAR ISI

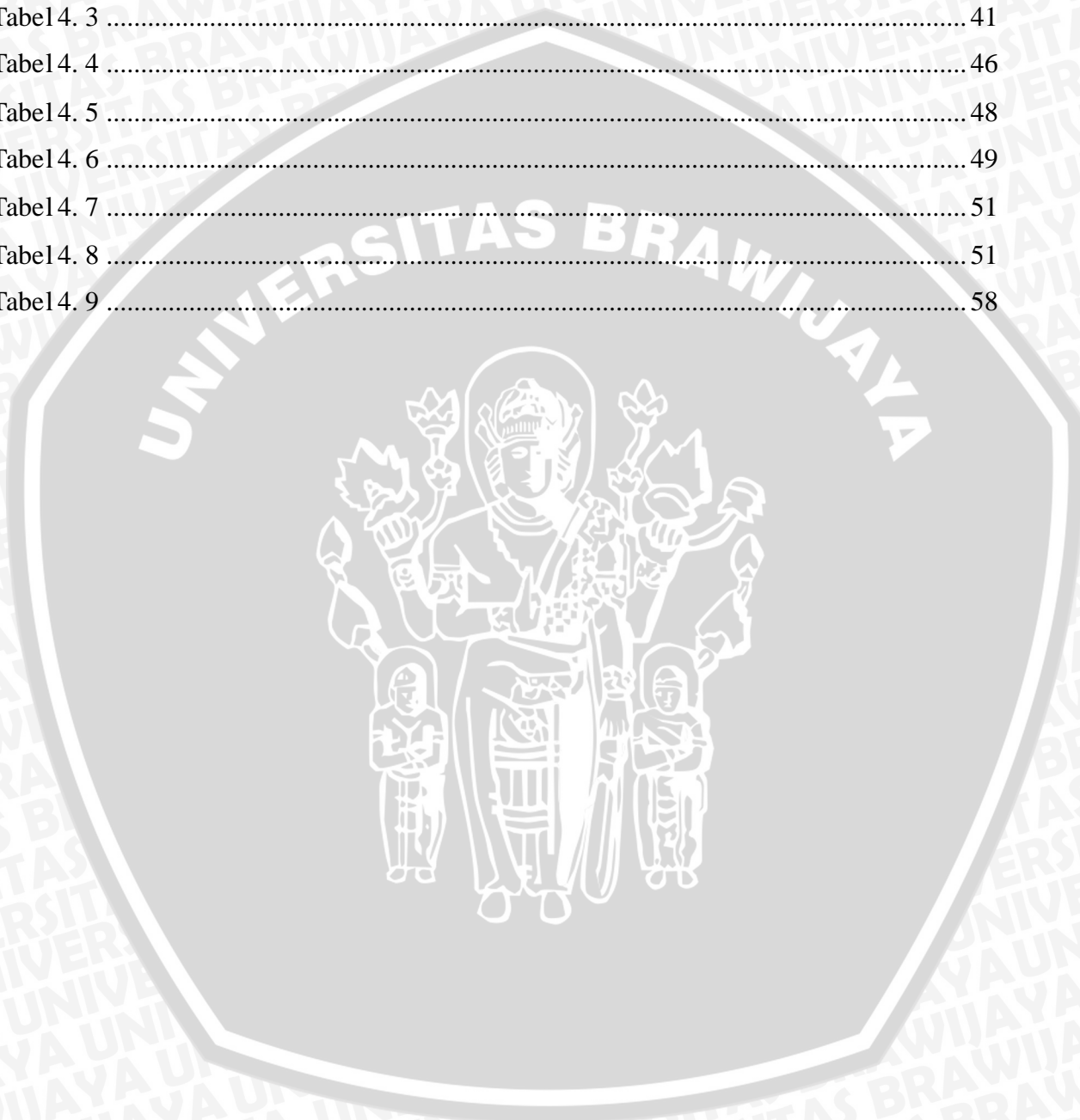
KATA PENGANTAR	i
DAFTAR ISI	iii
DAFTAR TABEL	v
DAFTAR GAMBAR	vi
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan masalah	2
1.3 Batasan masalah	2
1.4 Tujuan	3
1.5 Manfaat	3
1.6 Sistematika penulisan	3
BAB II TINJAUAN PUSTAKA	5
2.1 Daya dan Faktor Daya	5
2.2 Hubungan Fasa Arus dan Tegangan	6
2.3 Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa	7
2.4 Buck-Boost Converter	8
2.4.1 Buck-Boost Converter Continuous Conduction Mode	11
2.4.2 Buck-Boost Converter Discontinuous Conduction Mode	12
2.5 Perbaikan Faktor Daya	14
2.6 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	17
2.7 Mikrokontroler Arduino Nano	18
BAB III METODE PENELITIAN	21
3.1 Studi literatur	21
3.2 Perancangan Alat dan Simulasi	22
3.3 Pembuatan Alat	22
3.4 Pengujian dan Analisis	24
BAB IV HASIL DAN PEMBAHASAN	27
4.1 Perancangan Alat	27
4.1.1 Perancangan Program PWM Arduino	27
4.1.2 Perancangan Catu Daya	29
4.1.3 Perancangan Driver IGBT	29

4.1.4 Perancangan Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa	31
4.1.5 Perancangan Buck-Boost Converter	33
4.1.6 Perancangan Sensor Tegangan.....	36
4.2 Simulasi.....	38
4.2.1 Simulasi Buck-Boost Converter	38
4.2.2 Simulasi Rangkaian Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa	40
4.3 Pengujian Alat	41
4.3.1 Pengujian Catu Daya.....	41
4.3.2 Pengujian Rangkaian Driver	43
4.3.3 Pengujian Sensor Tegangan.....	45
4.3.4 Pengujian Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa.....	47
4.3.5 Pengujian Buck-Boost Converter	50
4.3.6 Pengujian Sistem Keseluruhan	52
BAB V PENUTUP	59
6.1 Kesimpulan.....	59
6.2 Saran	59
DAFTAR PUSTAKA	60
LAMPIRAN	61
Lampiran 1. Listing Program Arduino	62
Lampiran 2. Gambar Alat	64
Lampiran 3. Datasheet Komponen yang Digunakan.....	67



DAFTAR TABEL

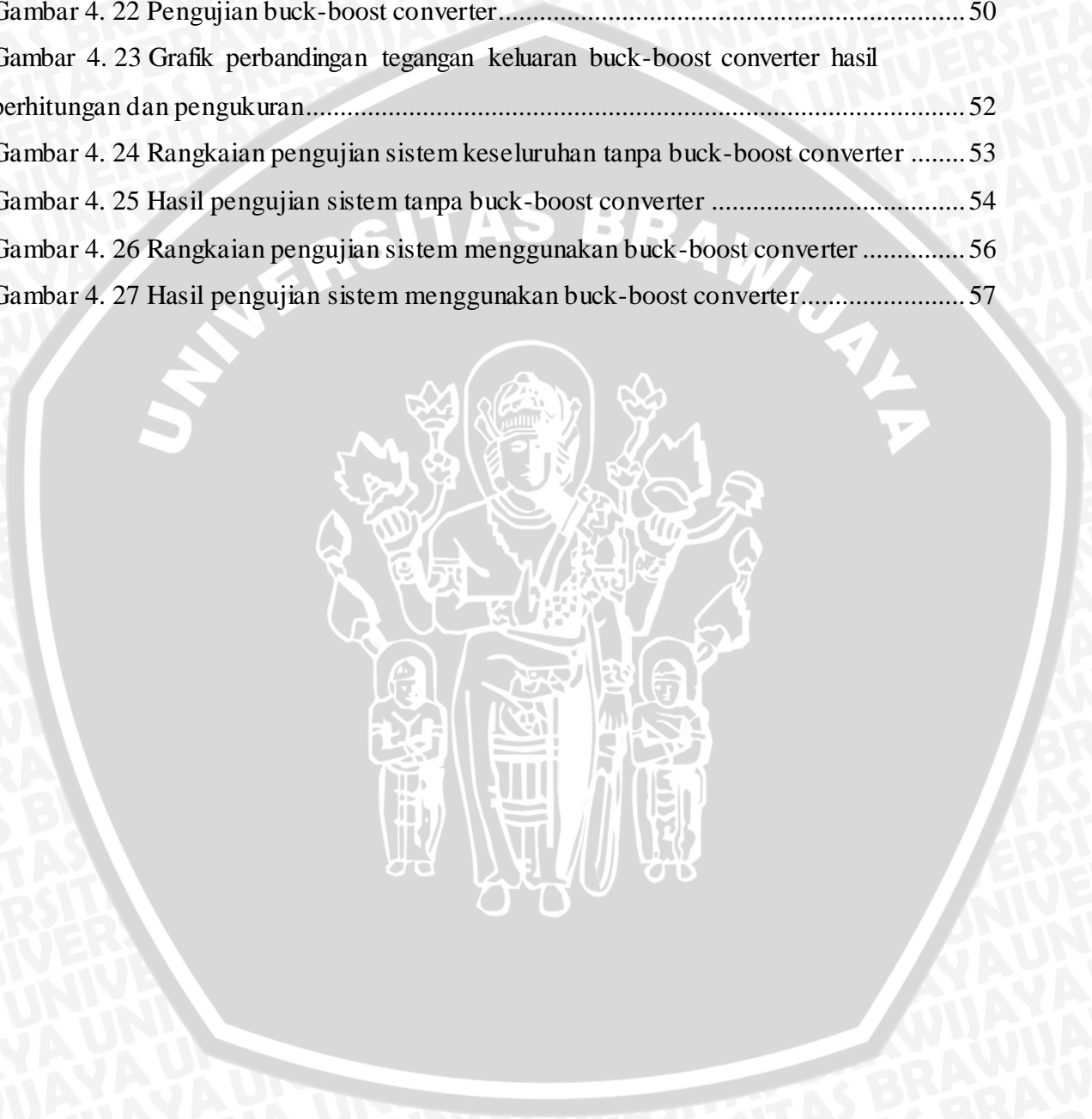
Tabel 2. 1	19
Tabel 2. 2	20
Tabel 4. 1	39
Tabel 4. 2	40
Tabel 4. 3	41
Tabel 4. 4	46
Tabel 4. 5	48
Tabel 4. 6	49
Tabel 4. 7	51
Tabel 4. 8	51
Tabel 4. 9	58



DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1 Segitiga daya	5
Gambar 2. 2 Arus dan tegangan sefasa	6
Gambar 2. 3 Arus tertinggal terhadap tegangan.....	6
Gambar 2. 4 Tegangan tertinggal terhadap arus	7
Gambar 2. 5 Penyearah gelombang penuh 1 fasa	7
Gambar 2. 6 Buck-boost converter	9
Gambar 2. 7 Buck-boost states.....	11
Gambar 2. 8 Bentuk gelombang buck-boost continuous conduction mode.....	12
Gambar 2. 9 Batas antara mode kontinyu dan mode diskontinyu.....	13
Gambar 2. 10 Bentuk gelombang buck-boost discontinuous conduction mode	14
Gambar 2. 11 Gelombang ketika perbaikan faktor daya.....	16
Gambar 2. 12 IGBT.....	17
Gambar 2. 13 Arduino nano	18
Gambar 3. 1 Diagram alir metode penelitian	21
Gambar 3. 2 Blok diagram perancangan perbaikan faktor daya menggunakan buck-boost converter.....	23
Gambar 4. 1 Fast mode timing diagram.....	27
Gambar 4. 2 Rangkaian catu daya 5 volt	29
Gambar 4. 3 Rangkaian catu daya 15 volt	29
Gambar 4. 4 Rangkaian driver TLP250	30
Gambar 4. 5 Penyearah gelombang penuh 1 fasa	32
Gambar 4. 6 Rangkaian buck-boost converter.....	35
Gambar 4. 7 Rangkaian sensor tegangan	37
Gambar 4. 8 Rangkaian simulasi buck-boost converter.....	38
Gambar 4. 9 Gelombang hasil simulasi buck-boost converter.....	39
Gambar 4. 10 Rangkaian simulasi penyearah gelombang penuh 1 fasa	40
Gambar 4. 11 Rangkaian pengujian catu daya	41
Gambar 4. 12 Gelombang keluaran rangkaian catu daya 5 volt	42
Gambar 4. 13 Gelombang keluaran rangkaian catu daya 15 volt	42
Gambar 4. 14 Pengujian rangkaian driver.....	43
Gambar 4. 15 Gelombang keluaran driver TLP250 dengan duty cycle 40%	44
Gambar 4. 16 Gelombang keluaran driver TLP250 dengan duty cycle 50%	44
Gambar 4. 17 Gelombang keluaran driver TLP250 dengan duty cycle 60%	45

Gambar 4. 18 Pengujian sensor tegangan.....	46
Gambar 4. 19 Grafik hasil pengujian sensor tegangan	47
Gambar 4. 20 Pengujian penyearah gelombang penuh 1 fasa	48
Gambar 4. 21 Grafik perbandingan tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa hasil perhitungan dan pengukuran	49
Gambar 4. 22 Pengujian buck-boost converter.....	50
Gambar 4. 23 Grafik perbandingan tegangan keluaran buck-boost converter hasil perhitungan dan pengukuran.....	52
Gambar 4. 24 Rangkaian pengujian sistem keseluruhan tanpa buck-boost converter	53
Gambar 4. 25 Hasil pengujian sistem tanpa buck-boost converter	54
Gambar 4. 26 Rangkaian pengujian sistem menggunakan buck-boost converter	56
Gambar 4. 27 Hasil pengujian sistem menggunakan buck-boost converter.....	57



UNIVERSITAS BRAWIJAYA



BAB I PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Pada zaman modern seperti sekarang ini, listrik sudah menjadi suatu kebutuhan primer bagi manusia. Penggunaan listrik juga sangat besar dan berpengaruh dalam kehidupan manusia, baik dalam skala yang besar maupun dalam skala kecil. Contoh penggunaan listrik dalam skala besar yaitu penggunaan listrik dalam dunia industri, sedangkan penggunaan listrik dalam skala kecil yaitu penggunaan listrik pada rumah tangga.

Baik dalam dunia industri maupun dalam rumah tangga, listrik yang digunakan sebagian besar berasal dari sumber jala-jala atau PLN. Sumber jala-jala listrik ini digunakan untuk mencatu beban-beban listrik baik beban linier maupun beban non linier. Karena berbagai macam beban yang ditanggung sumber jala-jala, maka faktor daya yang dihasilkan akan menjadi rendah.

Faktor daya merupakan perbandingan daya nyata dan daya semu. Daya nyata merupakan perkalian dari tegangan efektif dan arus efektif, sedangkan daya semu merupakan penjumlahan vektor dari daya nyata dan daya reaktif.

Daya reaktif merupakan daya yang diserap oleh beban induktif dan kapasitif. Daya reaktif inilah yang menjadi rugi-rugi daya yang tidak diinginkan (Mismail, 1995). Daya inilah yang harus seminimal mungkin dihindari, meskipun daya ini tidak bisa dihilangkan secara keseluruhan.

Pada penggunaan peralatan listrik yang kompleks dengan beban induktif dan kapasitif yang tinggi, akan menghasilkan faktor daya yang rendah. Faktor daya yang rendah yang bernilai $< 0,85$ baik *lagging* maupun *leading* menyebabkan penggunaan daya pada sistem kelistrikan menjadi kurang optimal.

Beban listrik yang bersifat non linier akan menghasilkan harmonisa arus yang tinggi. Harmonisa arus ini juga akan berpengaruh pada kualitas daya dan lebih lanjut lagi akan berpengaruh pada besar nilai faktor daya yang dihasilkan. Selain itu, harmonisa arus dapat menyebabkan usia pakai peralatan listrik semakin rendah dan menyebabkan kerusakan peralatan listrik.

Pada umumnya, perbaikan faktor daya dapat dilakukan dengan cara memasang kapasitor *bank* secara paralel dengan beban sebagai kompensator daya reaktif sehingga tegangan pada beban tetap tidak berubah namun daya reaktif Q akan turun (Ramdhani, 2008). Cara tersebut merupakan cara yang masih umum dipakai dalam sistem kelistrikan.

Selain dengan cara menambah kapasitor yang dipasang secara paralel, terdapat cara yang masih jarang dipakai untuk memperbaiki faktor daya yaitu dengan menggunakan konverter elektronika daya. Salah satu konverter elektronika daya yang dapat digunakan untuk perbaikan faktor daya adalah *buck-boost converter*. Dengan mengoperasikan rangkaian *Buck-Boost Converter* pada mode diskontinyu (*Discontinue Current Mode / DCM*), maka dapat memperbaiki nilai faktor daya $\cos \theta$ dan juga dapat mengkompensasi daya reaktif pada sumber listrik sehingga dapat menaikkan nilai faktor daya (Mismail, 1995).

Atas dasar tersebut, maka penulis tertarik mengangkat tema tentang perbaikan faktor daya menggunakan *Buck-Boost Converter*. Sistem ini diharapkan dapat memperbaiki dan meningkatkan faktor daya yang lebih baik dari pada perbaikan faktor daya secara konvensional.

1.2 Rumusan masalah

Berdasarkan uraian pada latar belakang di atas maka pembahasan dalam skripsi ini ditekankan pada:

1. Bagaimana merancang *buck-boost converter* sebagai konverter perbaikan faktor daya.
2. Bagaimana pengaruh beban non linier pada sumber listrik sebelum penggunaan *buck-boost converter* sebagai konverter perbaikan faktor daya.
3. Berapa besar faktor daya yang diperbaiki setelah penggunaan *buck-boost converter*.

1.3 Batasan masalah

Karena banyaknya kemungkinan yang akan terjadi dalam rancang bangun ini, maka dibutuhkan batasan-batasan masalah. Batasan masalah tersebut antara lain:

1. Sumber jala-jala yang digunakan adalah 220 volt.
2. Perbaikan faktor daya menggunakan *buck-boost converter* dan tidak menggunakan jenis konverter lain.
3. Penggunaan *rectifier* sebagai penyearah sebelum rangkaian *buck-boost converter*.
4. Penggunaan IGBT sebagai komponen *switching* pada perancangan *buck-boost converter*.
5. Parameter yang diamati adalah besar $\cos \theta$ dan besar daya reaktif yang merupakan parameter yang mempengaruhi faktor daya.

1.4 Tujuan

Tujuan dari skripsi ini adalah mengimplementasikan *buck-boost converter* dalam perbaikan faktor daya $\text{Cos } \theta$ atau *power factor correction* pada sumber jala-jala.

1.5 Manfaat

Manfaat dari penulisan skripsi ini adalah sebagai rujukan dalam perancangan *buck-boost converter* untuk perbaikan faktor daya atau *power factor correction*.

1.6 Sistematika penulisan

Sistematika penulisan dalam penelitian ini adalah sebagai berikut :

BAB I : Pendahuluan

Memuat latar belakang, rumusan masalah, batasan masalah, tujuan, manfaat dan sistematika penulisan.

BAB II : Tinjauan pustaka

Membahas teori-teori yang mendukung dalam perencanaan dan pembuatan alat.

BAB III : Penelitian

Berisi tentang metode-metode yang dipakai dalam melakukan perancangan, pengujian, dan analisis data.

BAB IV : Hasil dan Pembahasan

Hasil dan pembahasan meliputi perancangan alat, pembuatan alat, dan pengujian alat. Perancangan alat dan pembuatan alat meliputi penentuan spesifikasi alat, perencanaan blok diagram, prinsip kerja dan realisasi alat. Pada aspek pengujian meliputi penjelasan tentang cara pengujian dan hasil pengujian. Aspek analisis meliputi penilaian atau komentar terhadap hasil-hasil pengujian.

BAB V : Kesimpulan dan Saran

Memuat intisari hasil pengujian dan menjawab rumusan masalah serta memberikan rekomendasi untuk perbaikan kualitas penelitian di masa yang akan datang.



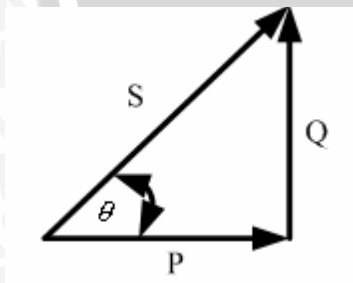
BAB II TINJAUAN PUSTAKA

Tinjauan pustaka yang dapat mendukung dalam analisis perbaikan faktor daya menggunakan *buck-boost converter* ini meliputi: daya dan faktor daya, hubungan fasa arus dan tegangan, penyearah gelombang penuh 1 fasa, *buck-boost converter*, perbaikan faktor daya, IGBT, dan mikrokontroler Arduino Nano.

2.1 Daya dan Faktor Daya

Daya listrik merupakan perkalian antara tegangan yang diberikan dengan hasil arus yang mengalir. Daya sesaat adalah daya yang terjadi hanya pada waktu tertentu, yaitu ketika sebuah komponen mempunyai nilai tegangan dan arus yang mengalir padanya di waktu tersebut. Ukuran daya yang sangat penting terutama untuk arus dan tegangan berulang adalah daya rata-rata.

Daya rata-rata atau yang biasa disebut daya nyata P yaitu daya yang dipakai oleh komponen pasif resistor yang merupakan daya yang terpakai atau terserap. Jika diperhatikan daya yang tercatat pada kWh meter adalah daya nyata. Satuan untuk besaran daya nyata ini adalah watt. Selain daya nyata, dalam sistem kelistrikan AC, terdapat besaran lain tentang daya listrik yaitu daya reaktif dan daya semu atau daya tampak.



Gambar 2. 1 Segitiga daya
(Sumber: Ramdhani, 2008)

Daya reaktif Q adalah daya yang diserap oleh komponen pasif kapasitif dan induktif yang merupakan daya rugi-rugi atau daya yang tidak diinginkan. Satuan untuk daya reaktif adalah Volt Ampere Reaktif (VAR), sedangkan daya semu atau daya tampak S adalah resultan daya rata-rata dan daya reaktif. Satuan untuk daya semu adalah Volt Ampere (VA).

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos \theta \text{ (Watt)}$$

$$Q = V_{rms} I_{rms} \sin \theta \text{ (VAR)}$$

$$S = P + jQ = V_{rms} I_{rms} \cos \theta + jV_{rms} I_{rms} \sin \theta = V_{rms} I_{rms} \text{ (VA)} \dots\dots\dots (2-1)$$

Faktor daya atau *power factor* didefinisikan sebagai perbandingan antara daya nyata (P) dan daya semu (S), sehingga dapat dinyatakan dalam persamaan berikut ini

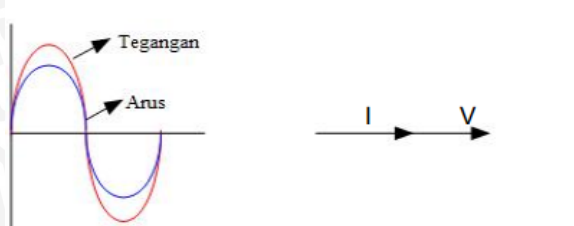
$$pf = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{rms} \cos \theta}{V_{rms} I_{rms}} = \cos \theta \dots \dots \dots (2-2)$$

Dari persamaan faktor daya di atas, dapat diketahui bahwa besar faktor daya dipengaruhi oleh besar daya nyata dan daya semu, sedangkan besar daya semu dipengaruhi oleh besar daya reaktif sehingga dengan besar daya nyata yang tetap dan besar daya reaktif yang semakin tinggi, maka nilai daya semu semakin meningkat dan akan menyebabkan nilai faktor daya menurun.

2.2 Hubungan Fasa Arus dan Tegangan

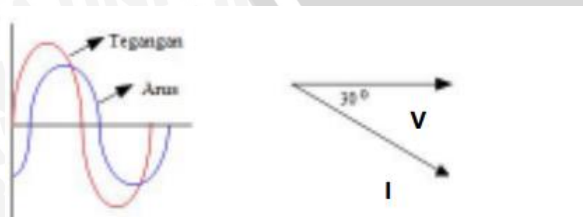
Pada sebuah rangkaian listrik, terdapat tiga kemungkinan hubungan fasa antara arus dan tegangan, antara lain:

1. Arus dan tegangan mempunyai fasa yang sama atau arus sefasa dengan tegangan. Kondisi ini terjadi karena suatu rangkaian listrik dibebani beban yang bersifat resistif.



Gambar 2. 2 Arus dan tegangan sefasa
(Sumber: Pabla, 1986)

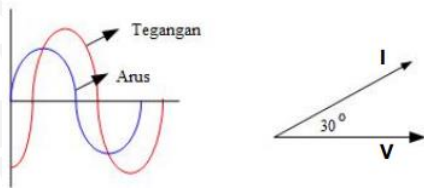
2. Fasa arus tertinggal terhadap fasa tegangan. Ketika fasa tegangan sudah naik, fasa arus masih belum naik. Pada saat fasa tegangan sudah mencapai nilai tertentu, fasa arus baru akan naik. Kondisi ini terjadi karena suatu rangkaian listrik dibebani beban yang bersifat induktif.



Gambar 2. 3 Arus tertinggal terhadap tegangan
(Sumber: Pabla, 1986)

3. Fasa tegangan tertinggal terhadap fasa arus. Ketika fasa arus sudah naik, fasa tegangan masih belum naik. Pada saat fasa arus sudah mencapai nilai tertentu, fasa tegangan baru akan naik.

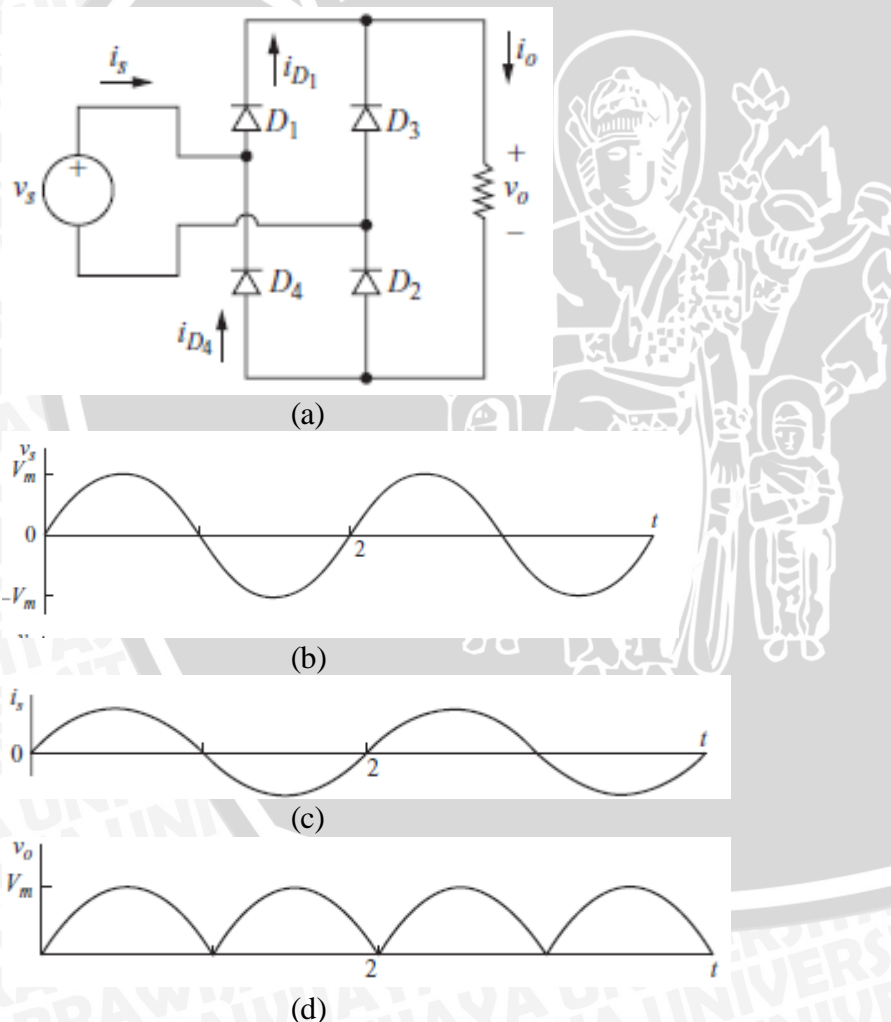
tegangan baru akan naik. Kondisi ini terjadi karena suatu rangkaian listrik dibebani beban yang bersifat kapasitif.



Gambar 2. 4 Tegangan tertinggal terhadap arus
(Sumber: Pabla, 1986)

2.3 Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa

Full wave rectifier 1 phase atau biasa disebut dengan penyearah gelombang penuh 1 fasa merupakan rangkaian empat buah dioda yang digunakan untuk menyearahkan tegangan AC menjadi tegangan DC. Penyearah seperti ini biasa disebut sebagai penyearah jembatan.



Gambar 2. 5 Penyearah gelombang penuh 1 fasa (a) Rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa. (b) Gelombang tegangan masukan AC. (c) Gelombang arus masukan AC. (d) Gelombang tegangan keluaran DC rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa
(Sumber: Hart, 2010)

Ketika siklus fasa positif, dioda D_1 dan D_2 akan konduksi. Arus dari sumber AC akan melewati dioda D_1 menuju beban. Selanjutnya arus akan kembali ke sumber melewati dioda D_2 .

Saat siklus fasa negatif, dioda D_3 dan D_4 akan konduksi. Arus dari sumber AC akan melewati dioda D_3 menuju beban. Selanjutnya arus akan kembali ke sumber melewati dioda D_4 , sehingga tegangan keluaran yang dihasilkan akan berupa gelombang penuh tegangan DC seperti ditunjukkan dalam gambar 2.5 (d).

Nilai tegangan rata-rata pada sisi keluaran penyearah tegangan penuh satu fasa dapat dihitung dengan persamaan berikut:

$$V_{AV} = \frac{2V_m}{\pi} \quad (2-3)$$

Dimana V_m merupakan tegangan puncak pada sumber, sedangkan untuk mencari tegangan efektif (rms) yaitu:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)}$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (2-4)$$

Untuk mengurangi ripple pada tegangan keluaran sehingga tegangan DC yang dihasilkan oleh penyearah dapat lebih rata, maka perlu dipasang kapasitor secara paralel di sisi keluaran dari rangkaian. Dengan adanya kapasitor C, maka tegangan tidak akan segera turun walaupun tegangan masukan sudah turun. Hal ini disebabkan karena kapasitor memerlukan waktu untuk mengosongkan muatannya.

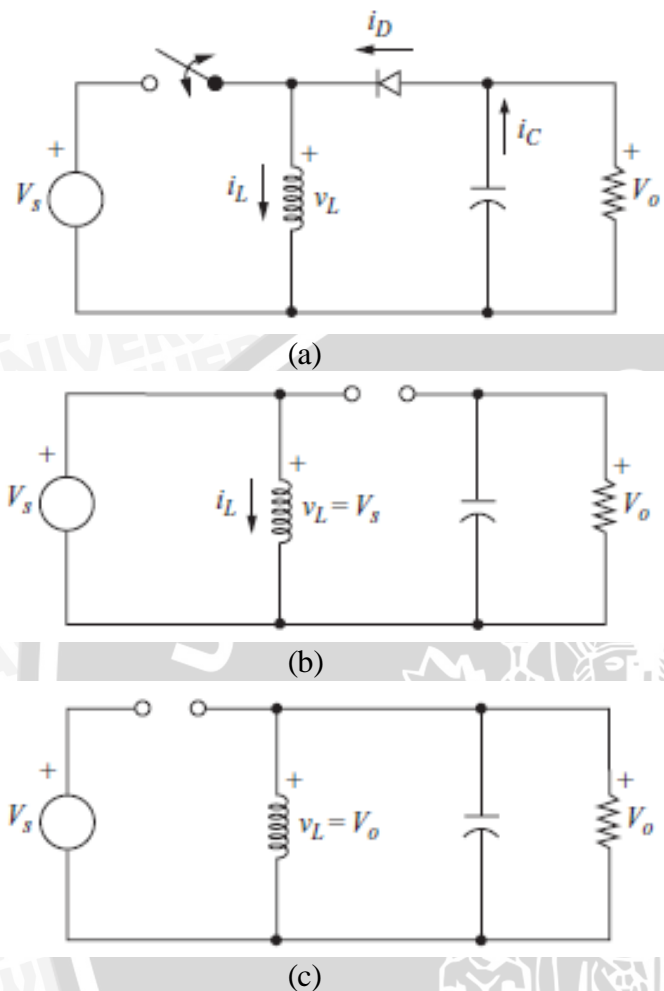
Sebelum tegangan pada kapasitor turun banyak, tegangan pada kapasitor lebih dulu naik lagi. Tegangan yang berubah yang terjadi disebut dengan tegangan riak *peak to peak* V_{rpp} . Kualitas keluaran dari rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa yang diberi filter kapasitor ini dinyatakan oleh besarnya ripple riak *peak to peak* (*peak to peak ripple ratio / ppr*)

$$pprr = \frac{V_{rpp}}{V_{DCAV}} \quad (2-5)$$

2.4 Buck-Boost Converter

Buck-boost converter merupakan salah satu jenis DC-DC converter yang mempunyai sifat dapat menaikkan maupun menurunkan tegangan DC. *Buck-boost converter* ini menggunakan komponen elektronika daya yang dapat berupa MOSFET maupun IGBT.

Selain itu komponen yang digunakan pada *Buck-boost converter* antara lain dioda (D), induktor(L), kapasitor filter (C), dan beban.



Gambar 2. 6 *Buck-boost converter* (a) Rangkaian *buck-boost converter*. (b) Rangkaian pengganti ketika saklar ditutup. (c) Rangkaian pengganti ketika saklar terbuka (Sumber: Hart, 2010)

Induktor L pada rangkaian digunakan untuk mengurangi ripple arus, sedangkan kapasitor C digunakan untuk mengurangi ripple tegangan. Dioda pada rangkaian akan bekerja ketika saklar terbuka, sehingga arus akan mengalir melewati induktor L.

Saat saklar tertutup, induktor akan mendapatkan arus dari sumber. Pada waktu yang sama, kapasitor akan membuang muatan (*discharge*) dan menjadi sumber arus dan tegangan untuk beban. Tegangan pada induktor adalah:

$$V_L = V_S = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S}{L} \dots\dots\dots (2-6)$$

Kecepatan perubahan arus rata-rata pada induktor adalah konstan, yang mengindikasikan arus pada induktor naik secara linier. Persamaan arus pada induktor ditunjukkan pada persamaan berikut:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S}{L}$$

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_S DT}{L} \dots\dots\dots (2-7)$$

Ketika saklar terbuka, maka tegangan masukan akan terputus, sehingga tidak ada arus yang mengalir pada induktor, sedangkan dioda akan dibias maju. Induktor akan menyuplai (*charge*) kapasitor dan beban sehingga ketika saklar *ON*, maka beban akan disuplai oleh kapasitor dan saat saklar *OFF* beban akan disuplai oleh induktor. Pada keadaan saklar terbuka, besar tegangan pada induktor adalah:

$$V_L = V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L} \dots\dots\dots (2-8)$$

Kecepatan perubahan arus rata-rata pada induktor ketika saklar terbuka adalah konstan, yang mengindikasikan arus pada induktor naik secara linier.

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

$$(\Delta i_L)_{open} = \frac{V_o(1-D)T}{L} \dots\dots\dots (2-9)$$

Ketika keadaan tunak, perubahan arus pada induktor adalah nol selama satu periode. Dari persamaan perubahan arus induktor ketika tertutup dan terbuka, maka didapatkan tegangan keluaran sebesar:

$$(\Delta i_L)_{closed} + (\Delta i_L)_{open} = 0$$

$$\frac{V_S DT}{L} + \frac{V_o(1-D)T}{L} = 0$$

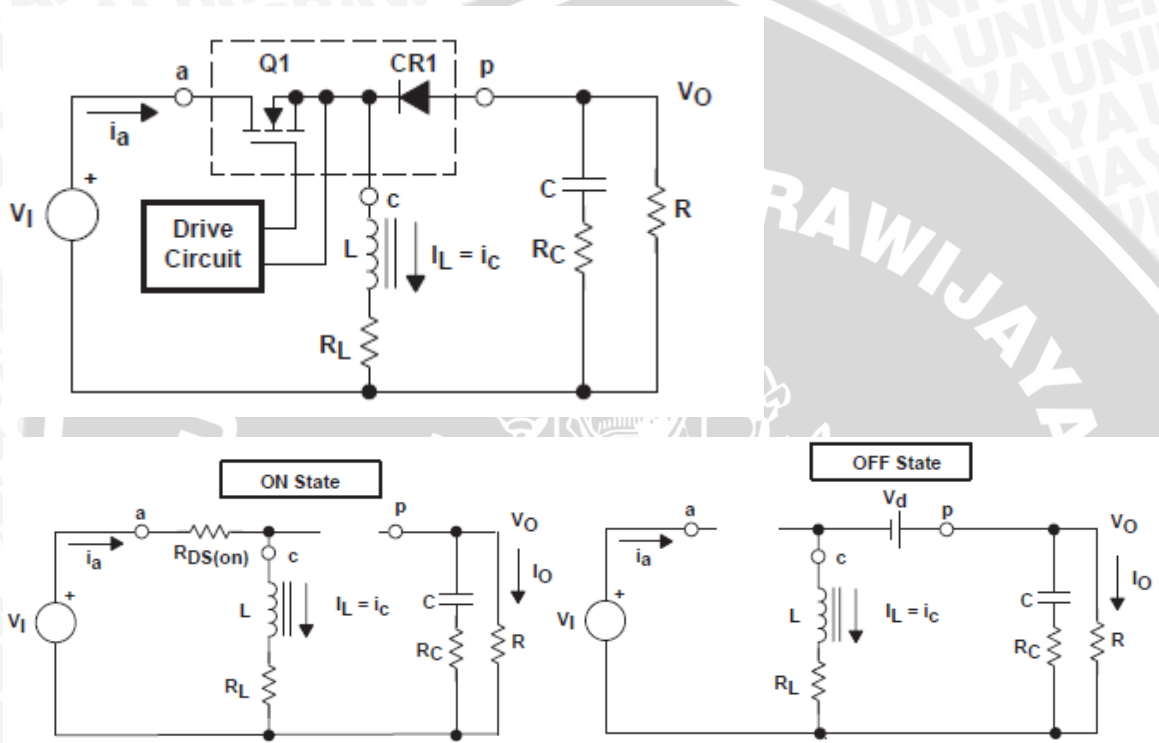
$$V_o = -V_S \left(\frac{D}{1-D} \right) \dots\dots\dots (2-10)$$

Pada persamaan tersebut, D adalah nilai *duty cycle* yang besarnya adalah

$$D = \frac{|V_o|}{V_S + |V_o|} \dots\dots\dots (2-11)$$

2.4.1 Buck-Boost Converter Continuous Conduction Mode

Buck-boost converter mode kontinyu mempunyai ciri-ciri yaitu arus akan mengalir pada induktor secara terus menerus selama siklus *switching* saat keadaan mantap (*steady-state operation*). Pada mode kontinyu, *buck-boost converter* diasumsikan mempunyai dua keadaan pada tiap siklus *switching*-nya, yaitu keadaan *ON* (*ON State*) dan keadaan *OFF* (*OFF State*).



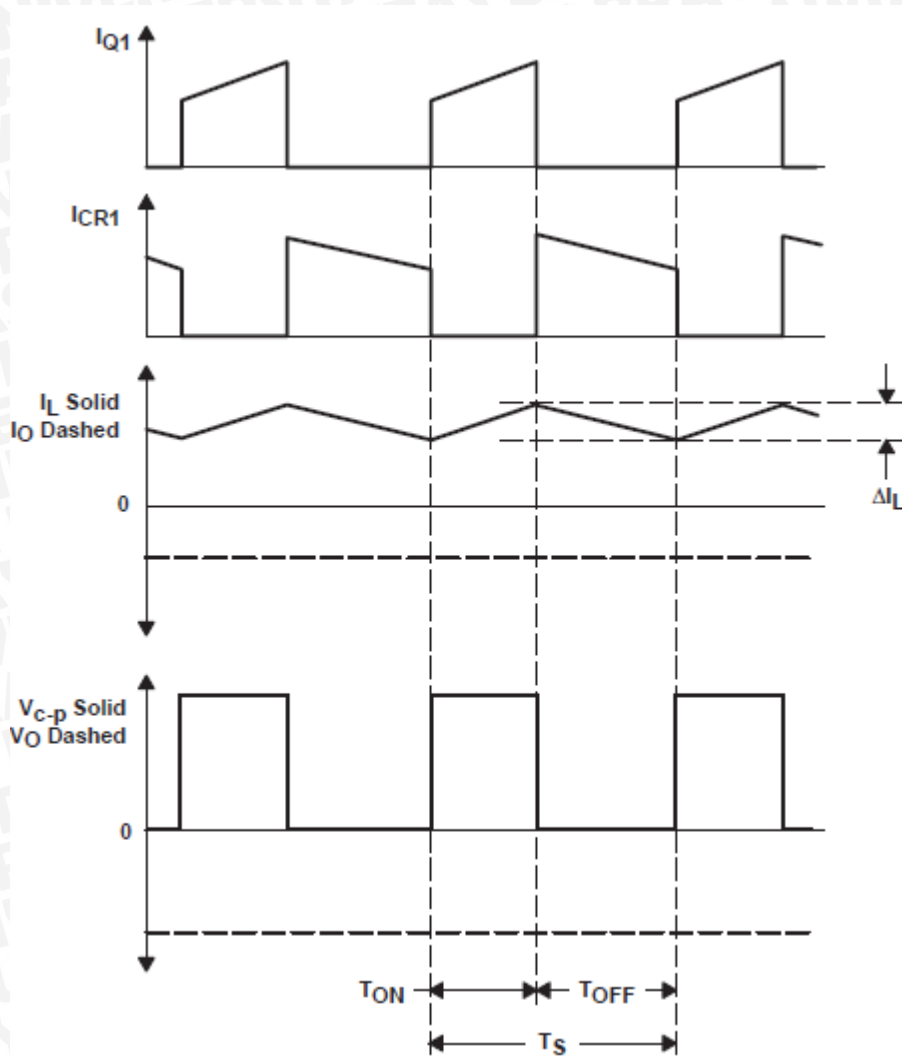
Gambar 2. 7 Buck-boost states
(Sumber: Rogers, 2002)

Keadaan *ON* terjadi ketika saklar pada keadaan *ON* dan dioda pada keadaan *OFF*, sedangkan pada *OFF State* terjadi ketika saklar pada keadaan *OFF* dan dioda pada keadaan *ON*. Durasi lamanya keadaan *ON* yaitu:

$$T_{ON} = D \times T_s \dots \dots \dots (2-12)$$

dimana T_{ON} adalah durasi lamanya *ON State*, sedangkan D adalah *Duty Cycle*, dan T_s adalah lamanya satu siklus *switching* penuh, sedangkan lama waktu *OFF State* yaitu:

$$T_{OFF} = (1 - D) \times T_s \dots \dots \dots (2-13)$$



Gambar 2. 8 Bentuk gelombang *buck-boost continuous conduction mode* (Sumber: Rogers, 2002)

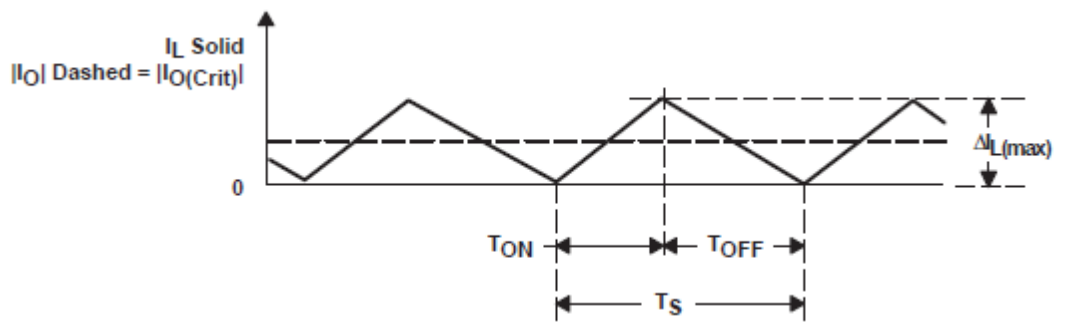
Selama *ON state*, Q_1 memiliki resistansi yang rendah, $R_{DS(ON)}$. Dari *drain* ke *source* hanya terdapat tegangan jatuh yang kecil yaitu $V_{DS} = I_L \times R_{DS(ON)}$. Pada induktor juga terdapat tegangan jatuh yang kecil yang melewati resistansi DC dari induktor yaitu sebesar $I_L \times R_L$. CR_1 dalam keadaan *off* selama waktu tersebut karena dioda CR_1 dibias mundur. Arus induktor I_L mengalir dari sumber V_I melewati Q_1 dan menuju ke *ground*. Selama *ON state* tegangan yang melewati induktor konstan dan sama dengan $V_I - V_{DS} - I_L \times R_L$. Arus induktor akan naik sesuai dengan tegangan yang digunakan. Karena tegangan yang digunakan konstan, maka arus induktor akan naik secara linier. Hal ini terjadi selama T_{ON} .

2.4.2 Buck-Boost Converter Discontinuous Conduction Mode

Buck-boost converter mode diskontinyu mempunyai ciri-ciri yaitu arus pada induktor akan menjadi nol pada setiap siklus *switching*. Pada mode diskontinyu, mempunyai tiga

keadaan selama satu periode siklus *switching* yang berbeda dari dua keadaan dari mode kontinyu.

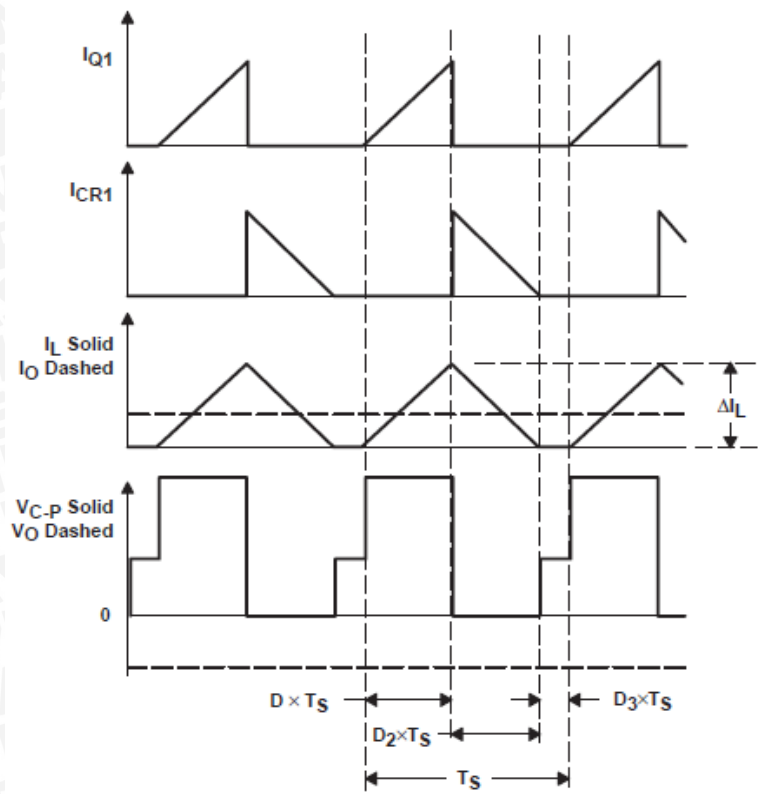
Kondisi arus induktor berada pada batas antara mode kontinyu dan mode diskontinyu seperti ditunjukkan pada gambar 2.9. Arus induktor akan bernilai nol, kemudian pada siklus *switching* selanjutnya akan dimulai seketika setelah arus mencapai nol.



Gambar 2. 9 Batas antara mode kontinyu dan mode diskontinyu
(Sumber: Rogers, 2002)

Tiga keadaan pada mode diskontinyu yaitu *ON State*, *OFF State*, dan *IDLE State*. *ON State* terjadi ketika saklar pada keadaan *ON* dan dioda pada keadaan *OFF*. *OFF State* terjadi ketika saklar pada keadaan *OFF* dan dioda pada keadaan *ON*, sedangkan *IDLE State* terjadi ketika saklar dan dioda berada pada keadaan *OFF*.

Lama waktu *ON State* yaitu $T_{ON} = D \times T_S$, sedangkan lama waktu untuk *OFF State* yaitu $T_{OFF} = D_2 \times T_S$. *IDLE State* merupakan sisa dari siklus *switching* yang dirumuskan sebagai $T_{ON} + T_{OFF} + T_{IDLE} = T_S$. Ketiga keadaan ini ditunjukkan pada gambar bentuk gelombang berikut.



Gambar 2. 10 Bentuk gelombang *buck-boost discontinuous conduction mode* (Sumber: Rogers, 2002)

2.5 Perbaikan Faktor Daya

Telah disebutkan sebelumnya bahwa faktor daya merupakan perbandingan antara daya nyata (P) dan daya semu (S) sehingga didapatkan suatu nilai $\cos \theta$. Daya semu merupakan penjumlahan vektor antara daya nyata (P) dan daya reaktif (Q). Daya reaktif inilah yang sangat berpengaruh terhadap tinggi rendahnya faktor daya. Semakin besar daya reaktif, maka faktor daya akan semakin rendah, begitu juga sebaliknya.

Beban listrik yang biasa digunakan berupa beban resistif dan induktif sehingga daya reaktif beban Q_b bernilai positif. Tujuan perbaikan faktor daya adalah memberikan suatu daya reaktif negatif Q_{neg} ke jala-jala itu sedemikian hingga dapat menghilangkan sebagian atau semua daya reaktif beban Q_b . Hal ini dapat dilakukan dengan cara menghubungkan kompensator daya reaktif dengan beban sedemikian sehingga tegangan kutub pada beban itu tetap tidak berubah. Karena

$$|S| = \sqrt{P_b^2 + Q_t^2} = VI \dots\dots\dots (2-14)$$

dengan $Q_t = Q_b + Q_{neg}$, maka tampak bahwa pengurangan Q_t akan memperkecil hasil kali VI sehingga untuk tegangan kutub tetap sama dengan V, arus yang mengalir ke beban gabungan tersebut akan berkurang (Mismail, 1995).

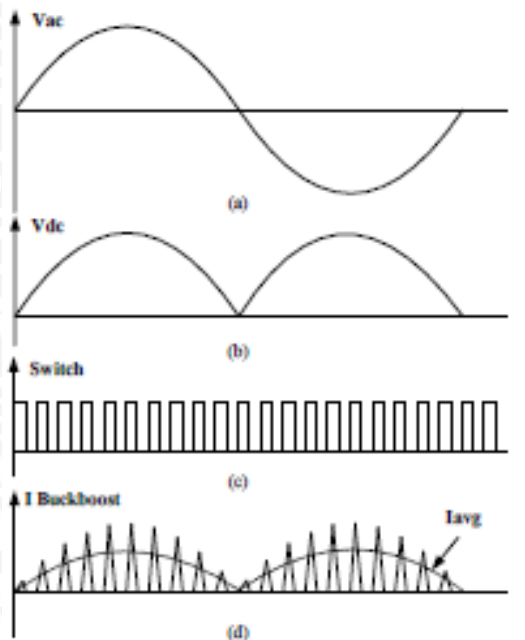


Untuk memperbaiki faktor daya, maka perlu adanya kompensasi daya reaktif (Q). Pada umumnya perbaikan faktor daya dilakukan dengan penggunaan kapasitor yang dipasang secara paralel dengan beban sebagai kompensator daya reaktif. Kapasitor yang dipasang paralel dapat mengubah karakteristik dari sebuah beban induktif dengan cara mempercepat sebuah arus (leading current) yang mengimbangi sebagian atau keseluruhan dari arus komponen yang bersifat induktif yang mengalami keterlambatan (lagging) pada titik dimana kapasitor itu dipasang, sehingga didapatkan arus dan tegangan yang mendekati sefasa ataupun sefasa. Arus dan tegangan yang sefasa ini akan memperkecil nilai daya reaktif (Q). Dengan nilai daya reaktif (Q) yang kecil maka nilai faktor daya akan naik.

Selain pemasangan kapasitor secara paralel sebagai kompensator perbaikan faktor daya, terdapat cara lain untuk perbaikan faktor daya. Salah satunya yaitu penggunaan konverter elektronika daya untuk perbaikan faktor daya. Salah satu konverter yang digunakan untuk perbaikan faktor daya yaitu *buck-boost converter* (Arifuz, 2014).

Agar dapat digunakan sebagai konverter perbaikan faktor daya, maka *buck-boost converter* harus dioperasikan pada mode diskontinyu (*Discontinuous Conduction Mode / DCM*). Frekuensi *switching* pada *buck-boost converter* dibuat tetap, sedangkan *duty cycle* diubah-ubah untuk mendapatkan faktor daya mendekati 1 (Pambudi, 2015).

Tegangan pada sumber jala-jala akan disearahkan oleh penyearah gelombang penuh (*full wave rectifier*). Tegangan yang didapatkan berupa tegangan DC yang akan masuk ke *buck-boost converter*. Pada *buck-boost converter*, terjadi proses *switching* yang dioperasikan dalam mode diskontinyu (*Discontinuous Conduction Mode / DCM*).



Gambar 2. 11 Gelombang ketika perbaikan faktor daya (a) Tegangan sumber jala-jala (b) Tegangan penyearah (c) *Switching buck-boost converter* (d) Arus *buck-boost* hasil *switching*
(Sumber: Pambudi, 2015)

Gambar 2.11 (a) menunjukkan gambar gelombang tegangan masukan yang sinusoida. Tegangan masukan sinusoida akan disearahkan menggunakan penyearah gelombang penuh satu fasa, sehingga tegangan yang dihasilkan akan menjadi tegangan DC yang ditunjukkan seperti pada gambar 2.11 (b). Pada gambar 2.11 (c) merupakan proses pensaklaran atau *switching* pada *buck-boost converter* pada operasi diskontinyu. Proses pensaklaran atau *switching buck-boost converter* seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.11 (c), dilakukan dengan cara mengatur *duty cycle buck-boost converter*. Pengaturan *duty cycle* ini bertujuan untuk mengatur lama waktu saklar konduksi (T_{ON}) terhadap periode saklar T . Pengaturan *duty cycle* ini dilakukan dengan mengatur PWM (*Pulse Width Modulation*) atau Modulasi Lebar Pulsa. Semakin besar *duty cycle* PWM yang diatur, maka T_{ON} saklar akan semakin lama.

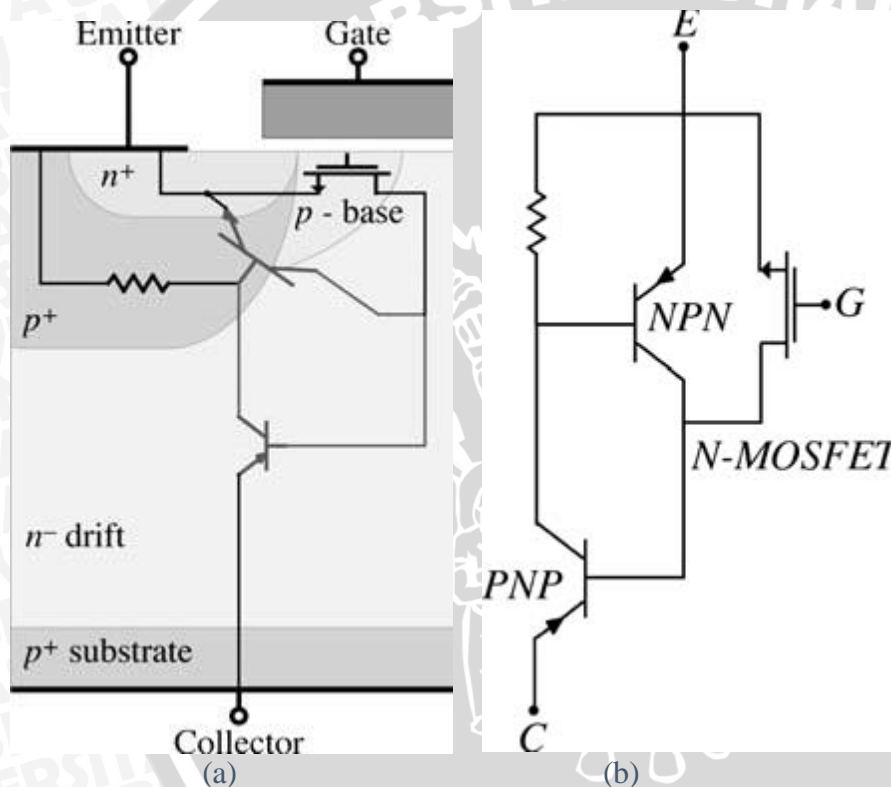
Akibat proses *switching buck-boost converter* ini, maka akan didapatkan arus pada *buck-boost converter* menjadi tercacah seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.11 (d). Gelombang yang tercacah tersebut akan menyerupai gelombang tegangan V_{DC} .

Gelombang arus yang didapat dari *buck-boost converter* merupakan gelombang arus DC dan apabila berada pada sisi jala-jala, maka gelombang arus akan sefasa dengan gelombang tegangan. Gelombang arus yang sefasa dengan gelombang tegangan akan menyebabkan faktor daya menjadi naik dan mendekati nilai 1.

Prinsip kerja tersebutlah yang digunakan untuk perbaikan faktor daya. Dapat dilihat bahwa gelombang arus melewati *ground* yang menunjukkan bahwa *buck-boost* yang digunakan pada mode diskontinyu (*Discontinuous Conduction Mode / DCM*).

2.6 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) merupakan komponen semikonduktor yang mempunyai tiga terminal yang menggabungkan sifat antara MOSFET (*Metal Oxide Field Effect Transistor*) dan BJT (*Bipolar Junction Transistor*) dan mempunyai kemampuan pensaklaran yang tinggi. Struktur dasar IGBT ditunjukkan pada gambar 2.12.



Gambar 2. 12 IGBT (a) Bagian setengah melintang secara vertikal (b) Rangkaian pengganti IGBT
(Sumber: Rashid, 2001)

Sesuai dengan pengertiannya, IGBT menggabungkan keunggulan sifat antara MOSFET dan BJT. Seperti dengan namanya, terminal *gate* pada IGBT mempunyai insulator atau penyekat. Input dari IGBT merupakan terminal *gate* dari MOSFET, sedangkan terminal *source* dari MOSFET terhubung dengan terminal *basis* dari BJT. Dengan demikian, arus *drain* keluar dari MOSFET dan akan menjadi arus basis dari BJT.

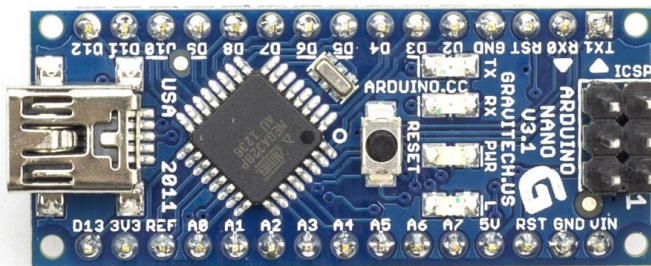
IGBT memiliki impedansi input yang sangat tinggi, sehingga tidak membebani rangkaian pengendalinya. Karena besarnya impedansi input IGBT, maka terminal input IGBT hanya akan menarik arus yang kecil dari sumber. Di sisi lain, arus *drain* sebagai arus keluaran dari MOSFET akan cukup besar untuk membuat BJT mencapai keadaan saturasi. Dengan gabungan sifat kedua elemen tersebut, IGBT mempunyai perilaku yang cukup ideal sebagai sebuah saklar elektronik. Di satu pihak IGBT tidak terlalu membebani sumber, di pihak lain mampu menghasilkan arus yang besar bagi beban listrik yang dikendalikannya. Selain itu, kecepatan *swirching* IGBT juga lebih tinggi jika dibandingkan dengan transistor bipolar, meskipun lebih rendah dari MOSFET yang setara.

Pada saat menghantar, IGBT memiliki resistansi ON yang sangat rendah, sehingga mengakibatkan tegangan jatuh (*voltage drop*) akan lebih kecil dari pada MOSFET. Hal ini terjadi karena, ketika tegangan positif antara *gate* dan *emitter* serta menghasilkan aliran arus melewati IGBT sehingga IGBT ON, maka pembawa muatan positif akan disuntikkan dari layer p⁺ ke lapisan dasar tipe n, dengan demikian akan mempercepat modulasi daya konduksi dan memungkinkan resistansi ON pada IGBT menjadi sangat rendah. Lapisan p⁺ pada IGBT sendiri merupakan lapisan tambahan pada bagian *drain* dari struktur MOSFET. Dengan kata lain, pada saat keadaan menghantar, nilai tahanan menghantar (R_{ON}) dari IGBT sangat kecil, menyerupai R_{ON} pada transistor bipolar.

Selain itu, IGBT memiliki tahanan OFF (R_{OFF}) yang sangat besar, sehingga arus bocor pada IGBT akan sangat kecil ketika IGBT tidak menghantar. Dengan sifat-sifat seperti ini, IGBT akan sesuai untuk dioperasikan pada arus yang besar, hingga ratusan ampere, tanpa terjadi kerugian daya yang cukup berarti.

2.7 Mikrokontroler Arduino Nano

Arduino nano kit elektronik atau papan rangkaian elektronik yang berukuran kecil dan mempunyai kemampuan yang kompleks yang menggunakan *chip* komponen ATmega328.



Gambar 2. 13 Arduino nano
(Sumber: www.arduino.cc)

Arduino nano mempunyai *crystal oscillator* sebesar 16 MHz, 32 KB *flash memory*, 2 KB SRAM, dan 1 KB EEPROM. Arduino nano menggunakan Mini USB-B sebagai sambungan daya. Berikut spesifikasi Arduino nano

Tabel 2. 1
Spesifikasi Arduino nano

Mikrokontroller	Atmel Atmega328
Tegangan Operasi	5 V
Tegangan Input (yang Direkomendasikan)	7-12 V
Tegangan Input (Limit)	6-20 V
Pin Digital I/O	14 (6 diantaranya pin PWM Output)
Pin Analog Input	8
Arus DC Tiap Pin I/O	40 mA
Flash Meemory	32 KB dimana 2 KB digunakan sebagai bootloader
SRAM	2 KB
EEPROM	1 KB
Clock	16 MHz
Dimensi	0,73" × 170"
Panjang	45 mm
Lebar	18 mm
Berat	5 gram

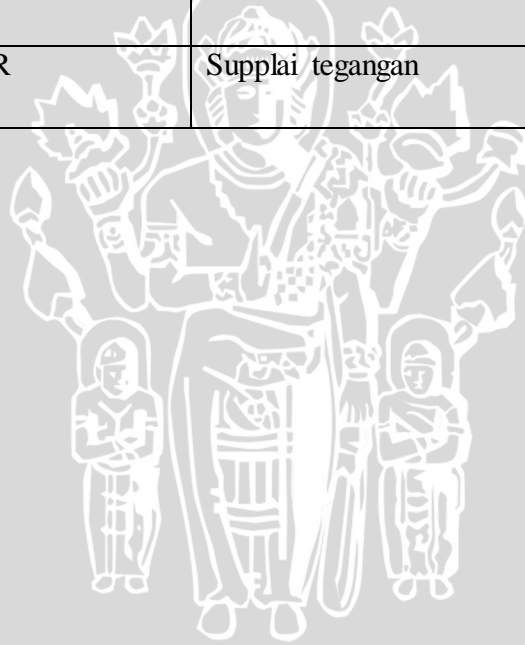
Sumber: www.arduino.cc

Aduino nano memiliki total pin sebanyak 30 pin. Dengan 14 pin diantaranya sebagai pin digital I/O, dari 14 pin tersebut, 6 pin diantaranya dapat digunakan sebagai pin PWM output. Berikut tabel konfigurasi pin Arduino nano:

Tabel 2. 2
Konfigurasi Pin Arduino Nano

Pin No	Nama	Tipe	Deskripsi
1-2, 5-16	D0-D13	I/O	Digital input/Output port 0-13
3, 28	RESET	Input	Reset (Active Low)
4,29	GND	PWR	Supply ground
17	3V3	Output	+3,3 V Output
18	AREF	Input	ADC reference
19-26	A7-A0	Input	Analog input channel 0-7
27	+5V	Output atau Input	+5V Output
30	Vin	PWR	Supplai tegangan

Sumber: www.arduino.cc



BAB III METODE PENELITIAN

Penulisan skripsi ini didasarkan pada penelitian tentang rancang bangun suatu buck-boost converter sebagai konverter perbaikan faktor daya. Agar penelitian tersebut terealisasi sesuai perencanaan dan berdasarkan rumusan masalah, maka diperlukan suatu langkah-langkah yang tepat. Langkah-langkah yang dilakukan dalam penelitian ini terangkum dalam diagram alir berikut:



Gambar 3. 1 Diagram alir metode penelitian

3.1 Studi literatur

Studi literatur dilakukan untuk mendapatkan pengetahuan terkait dengan dasar-dasar teori mengenai penelitian ini. Studi literatur dilakukan dengan mempelajari teori-teori yang didapat dari buku dan jurnal sebagai referensi utama dan artikel dari internet sebagai referensi tambahan.

3.2 Perancangan Alat dan Simulasi

Perancangan alat secara garis besar bertujuan untuk menentukan spesifikasi alat yang akan dibuat. Spesifikasi alat yang akan dibuat dan direalisasikan antara lain:

1. Perancangan Rangkaian Penyearah Gelombang Penuh 1 fasa

Perancangan rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa ini membutuhkan empat buah dioda. Tujuan dirancangnya rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa adalah untuk menyearahkan tegangan keluaran dari sumber tegangan jala-jala sebagai masukan pada rangkaian *buck-boost converter*.

2. Perancangan Buck-Boost Converter

Rangkaian *buck-boost converter* terdiri dari semikonduktor daya, induktor, dan kapasitor. Semikonduktor daya yang digunakan pada perancangan ini adalah IGBT dan dioda. Pada perancangan rangkaian *buck-boost converter* ini akan ditentukan nilai kapasitor dan induktor yang akan digunakan pada *buck-boost converter*.

3. Sensor tegangan

Rangkaian sensor tegangan yang digunakan yaitu rangkaian pembagi tegangan. Rangkaian pembagi tegangan membutuhkan beberapa buah resistor. Pada perancangan sensor tegangan ini akan ditentukan besar nilai resistor yang dibutuhkan dan besar daya pada resistor yang akan digunakan.

4. Perancangan Perangkat Lunak Untuk Mikrokontroler

Pada perancangan ini, akan dibuat algoritma untuk pembuatan perangkat lunak pada mikrokontroler. Algoritma yang dibuat adalah algoritma pembentukan sinyal PWM dan pengontrolan *duty cycle*.

Setelah dilakukan perancangan alat, akan dilakukan simulasi alat yang telah dilakukan. Tujuan dari simulasi alat yaitu untuk memperkecil kesalahan dan kegagalan pada alat yang akan dibuat. Simulasi alat ini akan dijalankan pada *software* simulink Matlab R2015a.

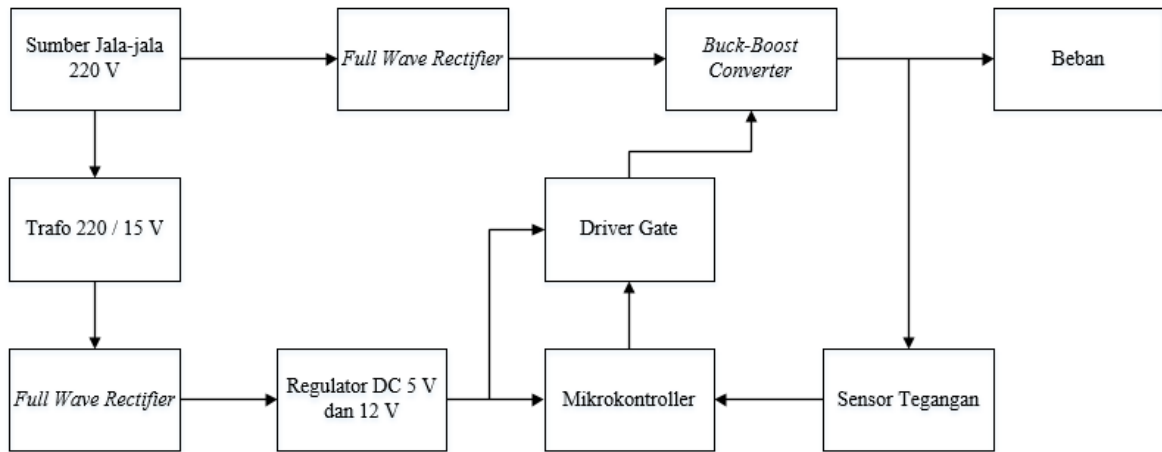
3.3 Pembuatan Alat

Dalam pembuatan alat ini kegiatan dibagi menjadi dua bagian, yaitu pembuatan perangkat keras dan pembuatan program mikrokontroller

1. Pembuatan perangkat keras ini terdiri dari perancangan dan pembuatan rangkaian catu daya, rangkaian penyearah gelombang penuh, rangkaian sensor tegangan,

rangkaian *driver* dan *optocoupler*, serta rangkaian *buck-boost converter*. Perancangan perangkat keras tersebut dilakukan menggunakan *software* Eagle.

2. Pembuatan program mikrokontroler menggunakan IDE Arduino yang berbasis bahasa C.



Gambar 3. 2 Blok diagram perancangan perbaikan faktor daya menggunakan *buck-boost converter*

Pada perancangan alat, sumber jala-jala 220 Volt digunakan untuk mencatu *full wave rectifier* atau penyearah gelombang penuh 1 fasa. Tegangan keluaran dari penyearah gelombang penuh 1 fasa ini akan menjadi tegangan masukan dari *buck-boost converter* yang selanjutnya akan digunakan untuk mencatu beban. Tegangan *buck-boost converter* akan dibaca oleh sensor tegangan. Selanjutnya hasil pembacaan tegangan keluaran *buck-boost converter* oleh sensor tegangan akan menjadi masukan pada ADC (*Analog to Digital Converter*) dari mikrokontroler.

Mikrokontroler akan mengolah hasil pembacaan sensor tegangan dan apabila terdapat error atau kesalahan pada tegangan keluaran dari *buck-boost converter* maka mikrokontroler akan memperbaikinya dengan cara mengubah *duty cycle* sesuai dengan *set point* yang telah ditentukan. Karena *duty cycle* pada mikrokontroler telah berubah maka *duty cycle* pada *driver gate* juga akan berubah. Sinyal PWM dengan *duty cycle* yang berubah pada rangkaian *driver gate* akan mengaktifkan IGBT pada rangkaian *buck-boost converter*.

Akibat proses *switching buck-boost converter* ini, maka akan didapatkan arus pada *buck-boost converter* menjadi tercacah. Gelombang yang tercacah tersebut akan menyerupai gelombang tegangan V_{DC} .

Gelombang arus yang didapat dari *buck-boost converter* merupakan gelombang arus DC dan apabila berada pada sisi jala-jala, maka gelombang arus akan sefasa dengan gelombang tegangan. Gelombang arus yang sefasa dengan gelombang tegangan akan menyebabkan faktor daya menjadi naik dan mendekati nilai 1.

3.4 Pengujian dan Analisis

Pengujian alat dilakukan untuk mengetahui apakah alat sudah berhasil dan sesuai dengan yang direncanakan. Secara garis besar pengujian yang dilakukan adalah sebagai berikut:

1. Pengujian rangkaian catu daya

Pengujian pada rangkaian catu daya bertujuan untuk mengetahui besar tegangan yang dihasilkan dari rangkaian catu daya yang akan digunakan sebagai catu daya pada Arduino dan driver.

2. Pengujian rangkaian driver

Pengujian pada rangkaian *driver* bertujuan untuk mengetahui bentuk gelombang keluaran yang dihasilkan dari IC *driver*. Gelombang yang dihasilkan IC *driver* ini didapatkan dari hasil meneruskan gelombang PWM yang dihasilkan oleh mikrokontroler Arduino.

3. Pengujian sensor tegangan

Tujuan dari pengujian sensor tegangan adalah untuk mengetahui performansi dan kemampuan dari sensor tegangan yang telah dibuat. Selain itu, pengujian ini juga bertujuan untuk mengetahui keakuratan sensor tegangan sebagai masukan pembacaan pada ADC mikrokontroler.

4. Pengujian penyearah gelombang penuh 1 fasa

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui tegangan keluaran yang dihasilkan dari penyearah gelombang penuh 1 fasa. Selain itu pengujian ini dilakukan untuk mengetahui besar ripple tegangan keluaran .

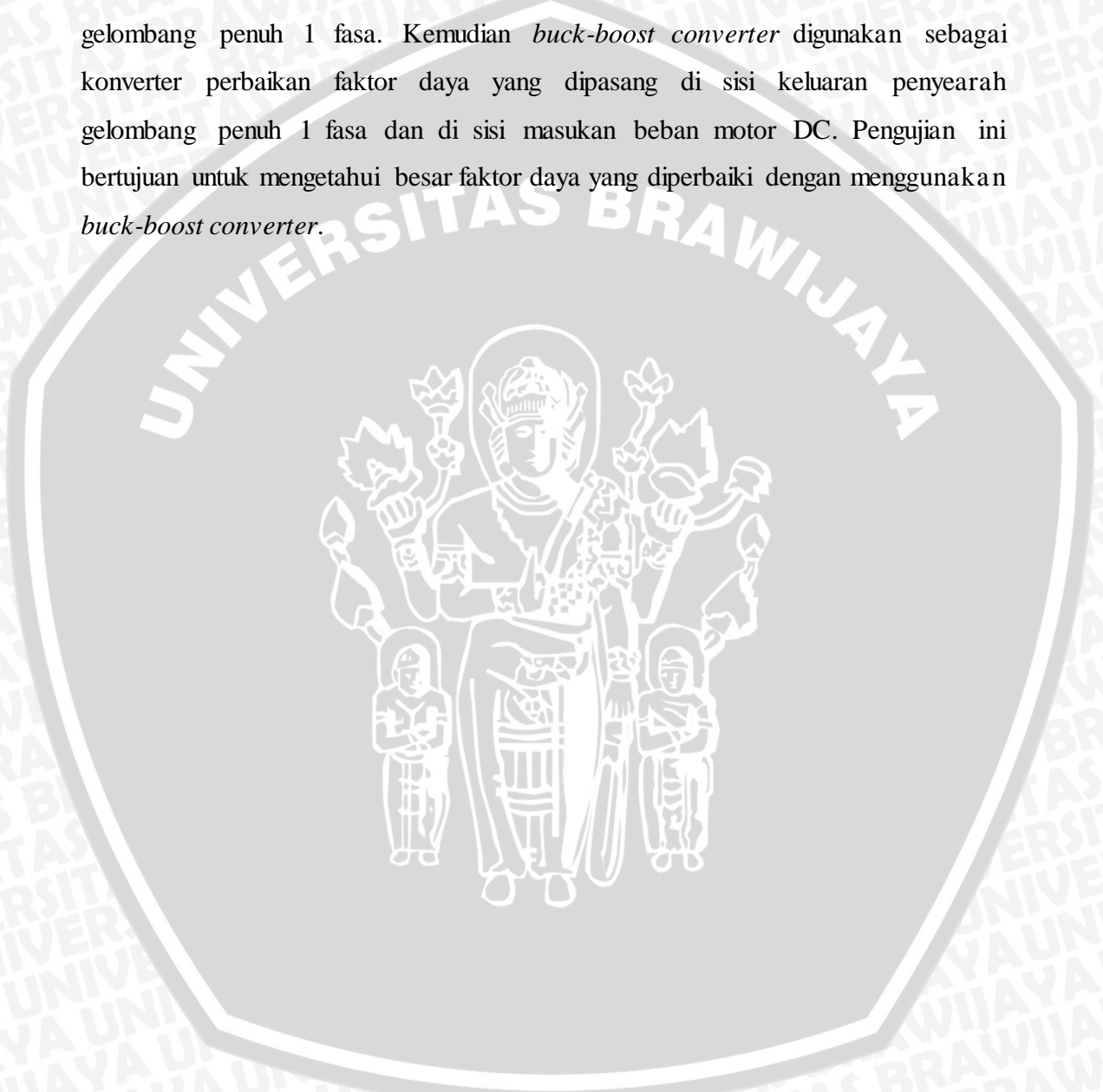
5. Pengujian *buck-boost converter*

Pengujian *buck-boost converter* ini dibagi menjadi dua bagian, yaitu pengujian *buck-boost converter* pada mode *buck* atau menurunkan tegangan dan pengujian *buck-boost converter* pada mode *boost* atau menaikkan tegangan. Tujuan dari

pengujian ini adalah untuk mengetahui tegangan keluaran *buck-boost converter* baik dalam mode *buck* maupun dalam mode *boost*.

6. Pengujian keseluruhan sistem *power factor correction*

Pengujian ini dilakukan dengan menggunakan sumber tegangan jala-jala 220V dan beban berupa motor DC. Sumber jala-jala disearahkan menggunakan penyearah gelombang penuh 1 fasa. Kemudian *buck-boost converter* digunakan sebagai konverter perbaikan faktor daya yang dipasang di sisi keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa dan di sisi masukan beban motor DC. Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui besar faktor daya yang diperbaiki dengan menggunakan *buck-boost converter*.





BAB IV

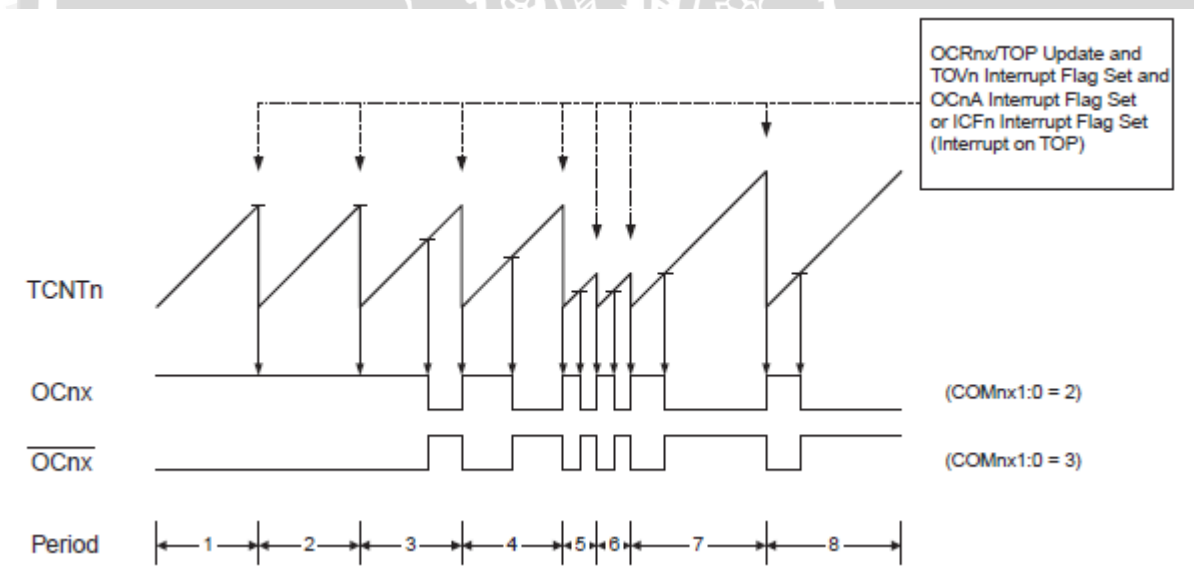
HASIL DAN PEMBAHASAN

4.1 Perancangan Alat

Perancangan alat pada penelitian ini akan dibagi dalam beberapa bagian meliputi: perancangan perangkat lunak berupa program Arduino untuk menghasilkan sinyal PWM serta perancangan perangkat keras berupa perancangan rangkaian catu daya, perancangan driver IGBT, perancangan sensor tegangan, perancangan penyearah gelombang penuh 1 fasa, dan perancangan *buck-boost converter*.

4.1.1 Perancangan Program PWM Arduino

Salah satu kemampuan mikrokontroler Arduino yaitu dapat membangkitkan sinyal PWM dengan frekuensi dan *duty cycle* sesuai dengan yang diinginkan. Untuk membangkitkan sinyal PWM dapat dilakukan dengan beberapa metode. Salah satu metode untuk membangkitkan PWM pada Arduino yaitu dengan metode *Fast PWM Mode*. Proses pembangkitan sinyal PWM dengan metode *Fast PWM Mode* dapat dilihat pada gambar 4.1.



Gambar 4. 1 Fast mode timing diagram

Untuk membentuk sinyal switching PWM seperti pada gambar 4.1 diperlukan ICR sebagai nilai TOP sinyal dan OCR sebagai nilai pembanding atau komparator dari ICR. Nilai ICR digunakan untuk mengatur frekuensi sinyal keluaran PWM, sedangkan OCR digunakan untuk mengatur *duty cycle* pada sinyal PWM. Untuk menghitung frekuensi sinyal PWM yang diinginkan, maka digunakan persamaan berikut:

$$f_{OCnxPWM} = \frac{f_{clk_IO}}{N \cdot (1 + TOP)}$$

Dimana:

$f_{OCnxPWM}$ = Frekuensi yang diinginkan untuk membangkitkan sinyal PWM

$f_{clk,I/O}$ = Frekuensi *clock* pada mikrokontroller yang digunakan

N = Prescaling

TOP = Nilai ICR

Pada perancangan program pembangkitan PWM ini, telah ditentukan beberapa parameter untuk pembangkitan PWM. Frekuensi yang digunakan untuk pemicuan IGBT yaitu sebesar 22,5 KHz, sedangkan untuk frekuensi *clock* pada mikrokontroller sebesar 16.000 MHz, dan nilai prescaling sebesar 1, sehingga didapat nilai TOP sebagai berikut;

$$f_{OCnxPWM} = \frac{f_{clk,I/O}}{N \cdot (1 + TOP)}$$

$$50000 = \frac{16000000}{1(1 + TOP)}$$

$$1 + TOP = \frac{16000000}{22500}$$

$$TOP = \frac{16000000}{22500} - 1$$

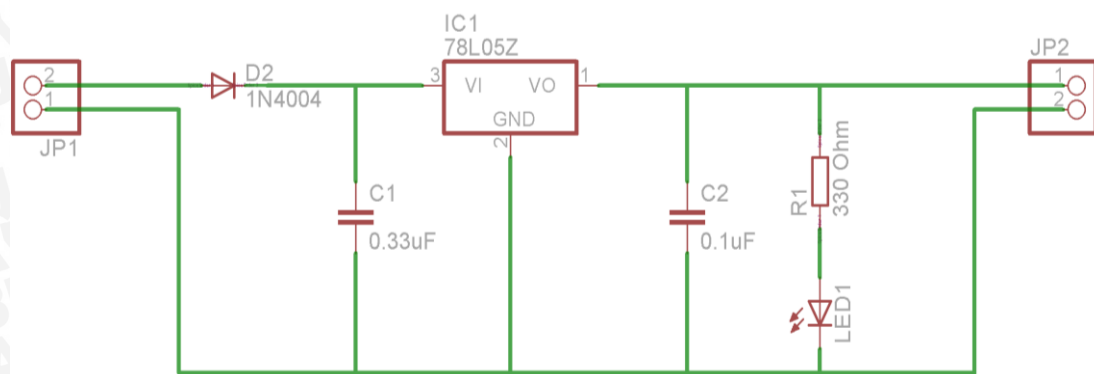
$$TOP = 711,1111$$

Nilai ICR1 yang didapat dari nilai TOP sebesar 711,1111 digunakan sebagai acuan besar frekuensi *switching* PWM sebesar 22,5 KHz. Sinyal masukan yang digunakan untuk mengatur *duty cycle* PWM menggunakan *Analog to Digital Converter* (ADC). ADC yang digunakan yaitu ADC pin 0 atau ADC0 pada mikrokontroller yang menerima masukan dari potensiometer atau sensor tegangan. Baik potensiometer maupun sensor tegangan bekerja pada *range* 0-5 Volt yang selanjutnya akan dikonversi oleh ADC ke dalam nilai *bit* sebesar 0-1023. Sehingga pada nilai OCR yang digunakan untuk menentukan *duty cycle* dapat diubah nilainya dengan persamaan berikut:

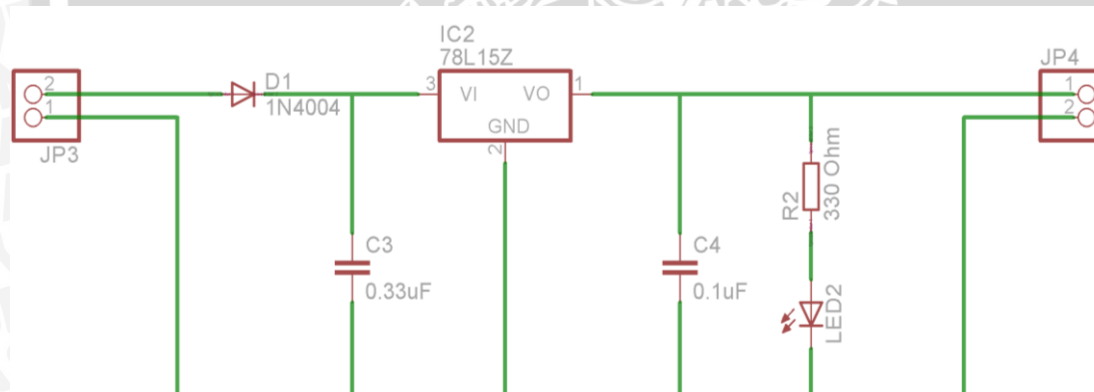
$$OCR1 = ADC \times (711,1111/1023)$$

4.1.2 Perancangan Catu Daya

Catu daya digunakan untuk memberikan *supply* tegangan pada driver dan mikrokontroler Arduino. Pada driver dibutuhkan catu daya sebesar 15 Volt untuk pin Vcc, sedangkan untuk mikrokontroler dibutuhkan catu daya sebesar 5 Volt. Oleh karena itu, dibutuhkan rangkaian catu daya sebesar 5 Volt dan 15 Volt. Rangkaian catu daya 5 Volt dan 15 Volt ditunjukkan pada gambar 4.2 dan gambar 4.3. Perancangan rangkaian catu daya 5 Volt dan 15 Volt menggunakan aplikasi Eagle.



Gambar 4. 2 Rangkaian catu daya 5 volt



Gambar 4. 3 Rangkaian catu daya 15 volt

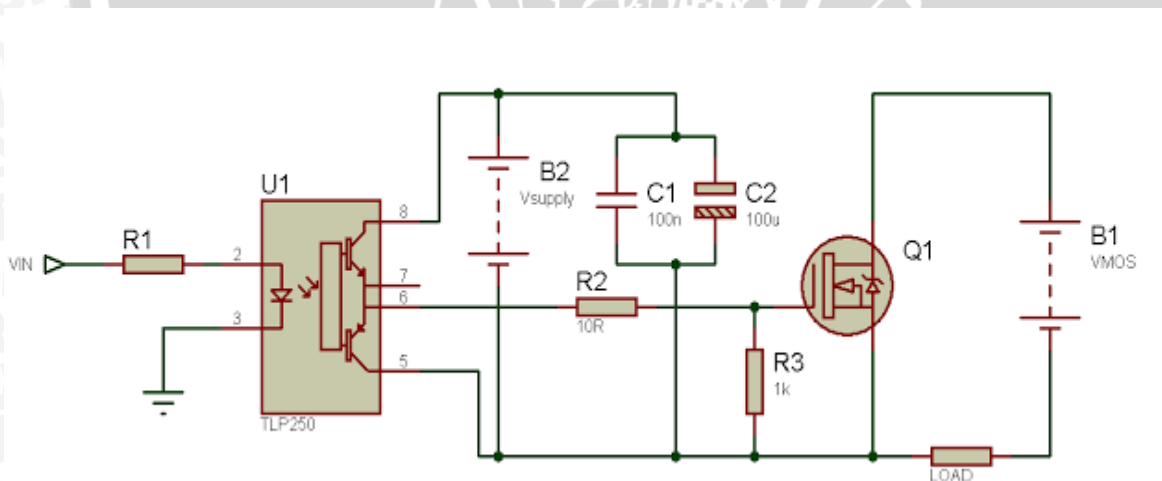
Pada rangkaian catu daya 5 Volt menggunakan IC regulator LM7805, sedangkan untuk rangkaian catu daya 15 Volt menggunakan IC regulator LM7815. Rangkaian catu daya 5 Volt dan 15 Volt membutuhkan komponen tambahan berupa kapasitor filter sebesar 0,33 μF dan 0,1 μF yang sesuai dengan *application note* LM7805. Komponen LED ditambahkan sebagai indikator tegangan keluaran, sedangkan dioda 1N4004 digunakan sebagai pengaman polaritas terbalik.

4.1.3 Perancangan Driver IGBT

Komponen *switching* pada *buck-boost converter* baik yang berupa MOSFET maupun IGBT, membutuhkan driver agar komponen *switching* tersebut mampu bekerja dengan baik.

Untuk mengaktifkan komponen *switching* pada *buck-boost converter*, maka digunakan sisi *high side* dari rangkaian driver agar IGBT mampu bekerja ON dan OFF dengan baik. Sisi *high side* ini membutuhkan tegangan *gate* sebesar $15 \text{ Volt} + V_{\text{beban}}$, sehingga untuk memicu IGBT agar aktif, tidak bisa menggunakan sinyal PWM secara langsung dari mikrokontroler yang mempunyai nilai *max* sebesar 5 Volt. Oleh karena itu diperlukan rangkaian driver IGBT untuk memenuhi besar nilai tegangan *gate* pada IGBT.

Pada perancangan driver ini, digunakan IC TLP250. IC TLP250 ini merupakan IC driver MOSFET/IGBT yang telah dilengkapi dengan rangkaian optocoupler, sehingga ketika merancang dan menggunakan IC TLP250 ini, tidak diperlukan lagi rangkaian optocoupler sebagai rangkaian isolasi elektronik pada mikrokontroler yang digunakan, sehingga perubahan tegangan maupun arus yang terjadi pada rangkaian power (*buck-boost converter*) tidak berpengaruh pada mikrokontroler. Di sisi lain, karena IC TLP250 ini merupakan IC driver MOSFET/IGBT sekaligus IC optocoupler, maka frekuensi *switching* yang mampu dihasilkan dari IC ini juga terbatas. Frekuensi *switching* maksimal yang mampu dihasilkan oleh IC TLP250 ini sebesar 25 KHz. Pada perancangan rangkaian driver IC TLP250 ini digunakan frekuensi sebesar 22,5 KHz. Berikut ditunjukkan rangkaian driver yang menggunakan IC TLP250.



Gambar 4. 4 Rangkaian driver TLP250
(Sumber: <http://tahmidmc.blogspot.co.id/>)

Pada IC TLP250, pin 2 merupakan anoda dan pin 3 merupakan pin katoda dari led pada IC TLP250. Pada pin 2, dihubungkan dengan pin PWM pada mikrokontroler, sedangkan pin 3 dihubungkan pada pin ground dari mikrokontroler.

Pin 8 merupakan pin Vcc yang membutuhkan catu daya antara 10 V – 20 V. Namun untuk catu daya yang direkomendasikan yaitu antara 12 V – 15 V. Pada perancangan ini, digunakan catu daya sebesar 15 V. Pin 5 merupakan pin GND yang dihubungkan dengan *ground* dari catu daya. Dari sini, dapat dilihat bahwa rangkaian pengontrol terpisah atau terisolasi dari rangkaian power (*buck-boost converter*), sehingga apabila terjadi perubahan tegangan maupun arus pada *buck-boost converter*, maka tidak akan mempengaruhi rangkaian pengontrol sehingga rangkaian pengontrol akan tetap aman.

Pin 6 dan 7 merupakan pin Vo. Pin 6 dan 7 inilah yang digunakan pada pin gate pada MOSFET/IGBT. Namun, pada *datasheet* direkomendasikan untuk menggunakan pin 6 sebagai pin gate pada MOSFET/IGBT.

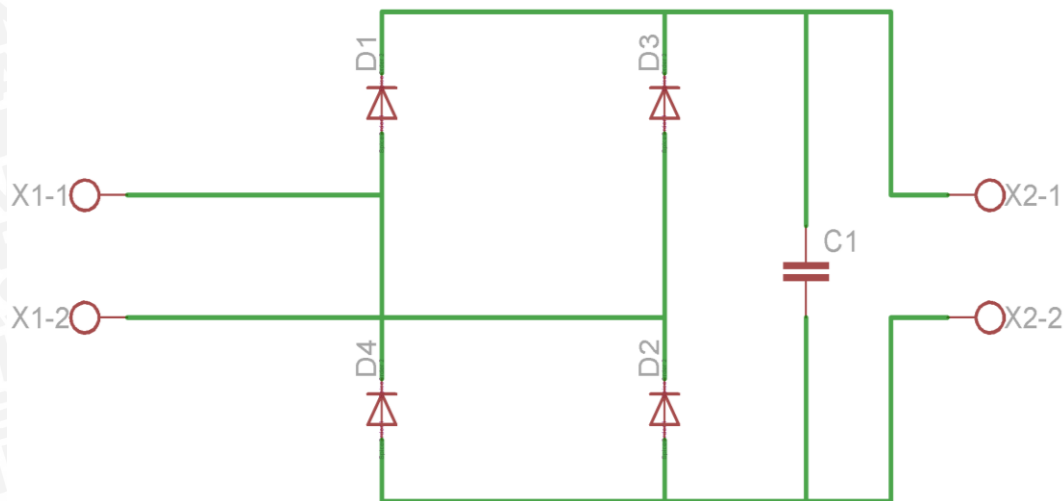
Untuk merancang rangkaian driver TLP250, dibutuhkan kapasitor sebesar 0,1 μF . Penggunaan kapasitor berguna sebagai *bypass capacitor*. Kapasitor dipasang parallel antara pin 8 (pin Vcc) dan pin 5 (pin GND). Kapasitor ini berguna untuk menstabilkan operasi dari penguat tegangan pada IC TLP250.

Nilai resistor yang dipasang pada *gate* MOSFET tidak mempunyai ketentuan khusus, akan tetapi pada perancangan ini digunakan resistor sebesar 10 Ohm. Pemasangan resistor sebesar 10 Ohm ini bertujuan untuk membatasi arus yang masuk pada *gate* MOSFET/IGBT.

4.1.4 Perancangan Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa

Penyearah gelombang penuh 1 fasa digunakan untuk menyearahkan gelombang tegangan yang berupa tegangan bolak-balik (AC) 1 fasa menjadi keluaran tegangan DC tidak murni. Keluaran tegangan DC yang tidak murni ini, akan diratakan menggunakan kapasitor, sehingga menjadi tegangan DC yang lebih rata.

Keluaran dari penyearah 1 fasa ini, digunakan untuk memberi catu tegangan pada *buck-boost converter*. Berikut merupakan rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa.



Gambar 4. 5 Penyearah gelombang penuh 1 fasa

Pada perancangan penyearah gelombang penuh 1 fasa ini, digunakan empat buah dioda. Dioda yang digunakan yaitu dioda 6A100. Penggunaan dioda 6A100 ini dikarenakan dioda ini memiliki nilai tegangan balik yang besar yaitu 1000 V. Selain itu, dioda ini juga mampu melewati tegangan efektif yang besar yaitu 700 V. Alasan lain digunakannya dioda 6A100 ini yaitu karena kemampuan dioda ini untuk melewati arus maju (*forward rectified current*) yang sangat besar yaitu 6 A.

Penggunaan kapasitor yang dipasang secara parallel bertujuan sebagai filter tapis pada gelombang tegangan keluaran penyearah 1 fasa sehingga gelombang tegangan keluaran menjadi lebih rata. Perhitungan untuk besar kapasitor yang digunakan yaitu

$$C = \frac{1}{2fR \left(\frac{\Delta V_o}{V_m} \right)}$$

Dengan parameter yang telah ditentukan sebagai berikut:

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$R = 100 \text{ Ohm}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_m} = 5 \%$$

maka, nilai kapasitor filter untuk penyearah gelombang penuh 1 fasa didapat sebesar:

$$C = \frac{1}{2 \times 50 \times 100 \times 0,05}$$

$$C = 2000 \mu F$$

Dari hasil perhitungan nilai kapasitor filter untuk penyearah gelombang penuh 1 fasa, maka didapat nilai kapasitor yang harus digunakan yaitu sebesar 2000 uF. Karena di pasaran tidak terdapat nilai kapasitor sebesar 2000 uF, maka pada perancangan ini digunakan kapasitor sebesar 2200 uF yang banyak ditemukan di pasaran.

4.1.5 Perancangan Buck-Boost Converter

Untuk merancang rangkaian *buck-boost converter*, maka perlu ditentukan parameter-parameter yang diperlukan untuk menentukan komponen-komponen pada *buck-boost converter*. Parameter awal yang diketahui yaitu:

$$V_{IN} = 198,17 \text{ Volt}$$

$$V_{OUT \text{ MIN}} = 100 \text{ Volt}$$

$$V_{OUT \text{ MAX}} = 300 \text{ Volt}$$

$$I_{OUT} = 3 \text{ Ampere}$$

$$\text{Frekuensi} = 22,5 \text{ KHz}$$

$$\text{Ripple tegangan} = 0,05$$

$$\text{Ripple arus} = 0,25$$

Selanjutnya akan ditentukan besar *duty cycle* kerja serta beban R minimal dan maksimal dari *buck-boost converter*. Penentuan *duty cycle* dan beban R adalah sebagai berikut.

$$\begin{aligned} D_{\min} &= \frac{V_{OUT \text{ MIN}}}{(V_{IN} + V_{OUT \text{ MIN}})} \\ &= \frac{100}{(198,17 + 100)} \\ &= 0,335 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_{\max} &= \frac{V_{OUT \text{ MAX}}}{(V_{IN} + V_{OUT \text{ MAX}})} \\ &= \frac{300}{(198,17 + 300)} \\ &= 0,602 \end{aligned}$$

$$R_{\min} = \frac{V_{OUT \text{ MIN}}}{I_{OUT}}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{100}{3} \\
 &= 33,33 \text{ Ohm} \\
 R_{\max} &= \frac{V_{OUT \text{ MAX}}}{I_{OUT}} \\
 &= \frac{300}{3} \\
 &= 100 \text{ Ohm}
 \end{aligned}$$

Besar nilai *duty cycle* kerja dari *buck-boost converter* yaitu 0,335 hingga 0,602, sedangkan nilai beban R yang digunakan yaitu sebesar 100 Ohm.

Besar nilai komponen lain yang harus ditentukan yaitu besar nilai induktor dan kapasitor. Untuk menentukan besar nilai induktor yaitu sebagai berikut.

$$\begin{aligned}
 L_{\min} &= \frac{(1-D_{\min})^2 R_{\min}}{2f} \\
 &= \frac{(1-0,335)^2 33,33}{2 \cdot 22500} \\
 &= 0,0003272 \\
 L_{\max} &= \frac{(1-D_{\max})^2 R_{\max}}{2f} \\
 &= \frac{(1-0,602)^2 100}{2 \cdot 22500} \\
 &= 0,0003516
 \end{aligned}$$

Karena pada perancangan *buck-boost converter* ini difungsikan sebagai *power factor correction* atau perbaikan faktor daya, maka *buck-boost converter* harus bekerja pada mode diskontinyu (DCM). Pada mode diskontinyu (DCM), nilai induktor L harus memenuhi syarat yaitu $0,25 \times L_{\max}$, sehingga didapatkan nilai L *buck-boost converter* yaitu:

$$\begin{aligned}
 L &= 0,25 \times L_{\max} \\
 &= 0,25 \times 0,0003516 \\
 &= 81,8 \text{ uH}
 \end{aligned}$$

Karena di pasaran tidak ditemukan besar induktor yang sesuai dengan perhitungan, maka besar induktor yang dirancang didapat dengan cara memparalel empat buah induktor 330 uH, sehingga didapat nilai induktor yang mendekati dengan nilai perhitungan sebesar 82,5 uH. Perhitungan besar nilai kapasitor yaitu

$$C = \frac{V_o D}{\Delta V_o R f}$$

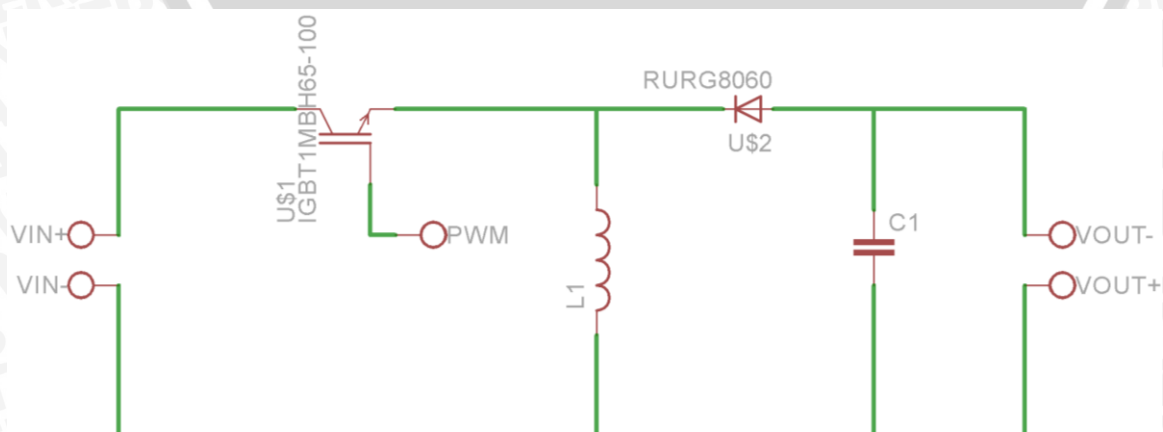
dimana

$$\Delta V = V_o \times \text{ripple tegangan}$$

Dari perhitungan tersebut, maka didapatkan nilai kapasitor minimal dan kapasitor maksimal yaitu sebesar 5,3529 uF dan 8,943 uF. Dalam perancangan ini, digunakan nilai kapasitor maksimal karena dengan menggunakan nilai kapasitor maksimal maka nilai ripple tegangan pada tegangan keluaran akan semakin kecil. Karena nilai kpasitor 8,943 uF tidak ditemukan di pasaran, maka digunakan nilai kapasitor sebesar 9,4 uF 450 V. Besar kapasitor 9,4 uF didapat dari dua buah kapasitor 4,7 uF yang diparalel.

IGBT yang digunakan yaitu IGBT 1MBH65-100. IGBT ini digunakan karena memiliki tegangan collector emitter V_{CES} yang besar, yaitu 1000 Volt. Selain itu IGBT 1MBH65-100 juga memiliki $I_{C_{MAX}}$ yang besar yaitu 60 A. IGBT 1MBH65-100 juga memiliki waktu *switching* yang sangat cepat yaitu hingga 1 us.

Dioda yang digunakan pada perancangan ini yaitu dioda *fast switching* RURG8060. Dioda ini digunakan karena memiliki waktu *recovery* yang cepat yaitu 85 ns, tegangan *reverse* yang tinggi yaitu 600 V, dan arus *forward* yang besar yaitu 80 A. Rancangan rangkaian *buck-boost converter* ditunjukkan pada gambar 4.6.



Gambar 4. 6 Rangkaian *buck-boost converter*

4.1.6 Perancangan Sensor Tegangan

Untuk membaca tegangan keluaran dari *buck-boost converter* agar dapat terbaca oleh *Analog to Digital Converter* pada Arduino yang memiliki kemampuan membaca tegangan maksimal sebesar 5 volt, maka digunakan sensor tegangan berupa rangkaian pembagi tegangan. Rangkaian sensor ini berfungsi sebagai umpan balik atau *feedback* pada Arduino untuk mengatur *duty cycle* PWM Arduino. Rangkaian pembagi tegangan ini menggunakan beberapa resistor yang dipasang secara seri.

Rangkaian pembagi tegangan ini bekerja dengan cara membaca tegangan keluaran dari *buck-boost converter* sebagai tegangan masukan pada rangkaian pembagi tegangan. Selanjutnya tegangan masukan tersebut akan diturunkan menjadi tegangan yang dikehendaki yaitu maksimal 5 volt yang selanjutnya akan dibaca pada ADC Arduino.

Untuk merancang rangkaian pembagi tegangan ini, digunakan persamaan pembagi tegangan. Berikut adalah persamaan pembagi tegangan

$$V_{out} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_{in}$$

Nilai tegangan masukan (V_{in}) didapat dari nilai tegangan keluaran maksimal pada *buck-boost converter* yaitu sebesar 300 volt, sedangkan nilai tegangan keluaran (V_{out}) sebesar 5 volt. Nilai R_1 ditentukan sebesar 1 Kohm. Dari persamaan pembagi tegangan di atas, maka didapatkan

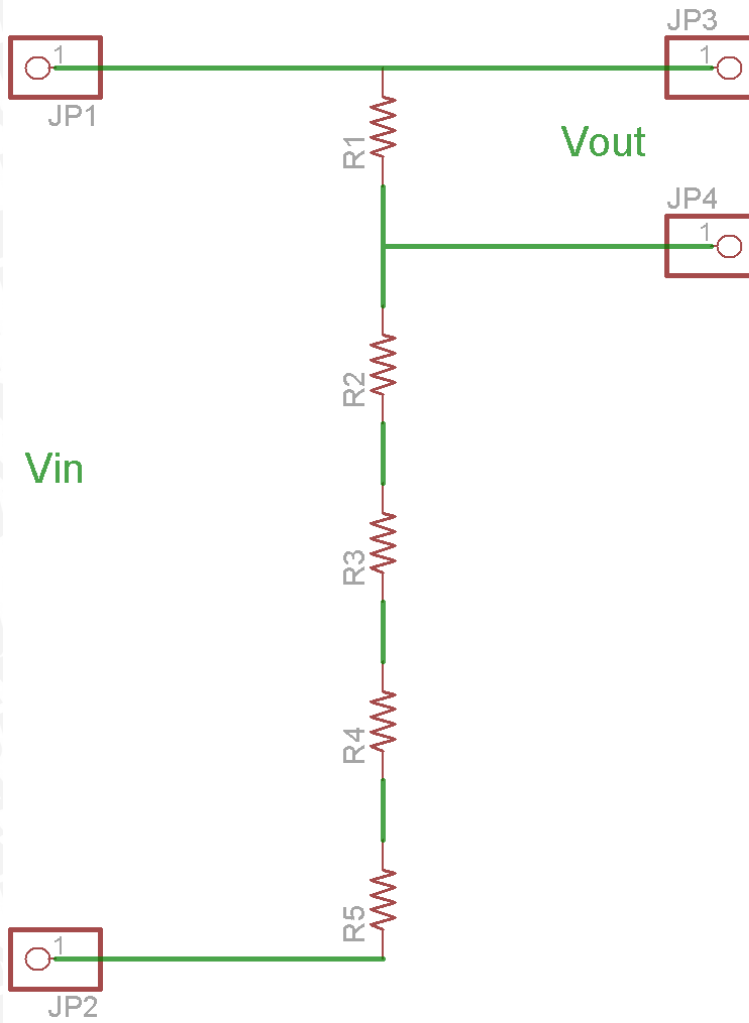
$$5 = \frac{1000}{1000 + R_2} \times 300$$

$$1000 + R_2 = \frac{1000}{5} \times 300$$

$$1000 + R_2 = 60000$$

$$R_2 = 59000$$

Nilai R_2 yang digunakan sebesar 59 KOhm didapatkan dari resistor sebesar 56 KOhm yang diseri dengan resistor 1 KOhm sebanyak 3 buah. Hal ini disebabkan karena tidak didaparkannya resistor sebesar 59 KOhm dipasaran, sehingga untuk mendapatkan resistor sebesar 59 KOhm maka digunakan cara yang telah disebutkan di atas, sehingga rangkaian pembagi tegangan ditunjukkan pada gambar 4.7.



Gambar 4. 7 Rangkaian sensor tegangan

Resistor yang digunakan harus tahan terhadap efek panas dari arus yang melewati resistor tersebut. Oleh karena itu diperlukan perhitungan arus yang mengalir melewati resistor tersebut.

$$i = \frac{V}{R1 + R2}$$

$$i = \frac{300}{1000 + 59000}$$

$$i = 0,005 \text{ A}$$

Dari perhitungan arus di atas, maka dapat diketahui besar daya resistor yang dibutuhkan

$$P = i^2 \times R$$

$$P = 0,005^2 \times (1000 + 59000)$$

$$P = 1,5 \text{ Watt}$$

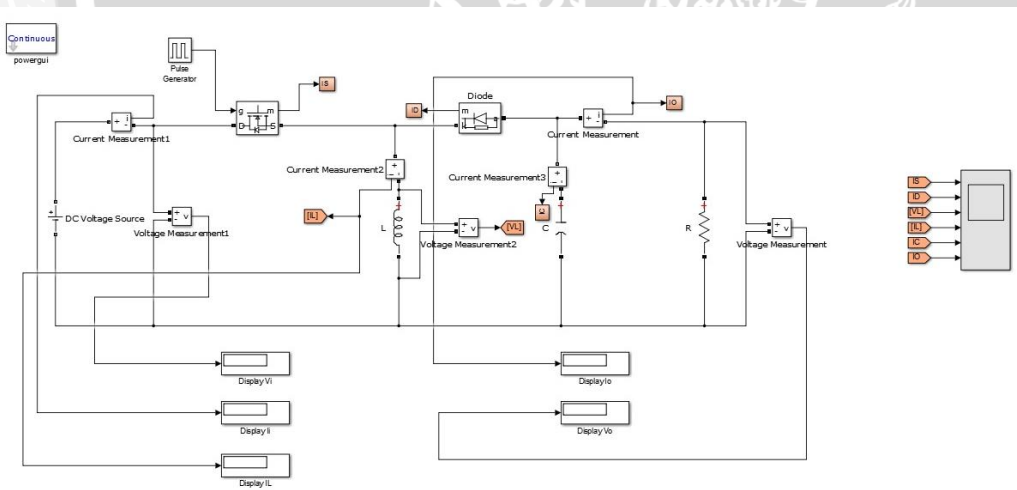
Nilai daya pada resistor R1 dan R2 harus lebih besar dari 1,5 Watt. Oleh karena itu pada perancangan ini digunakan resistor dengan daya 2 Watt sesuai yang tersedia di pasaran.

4.2 Simulasi

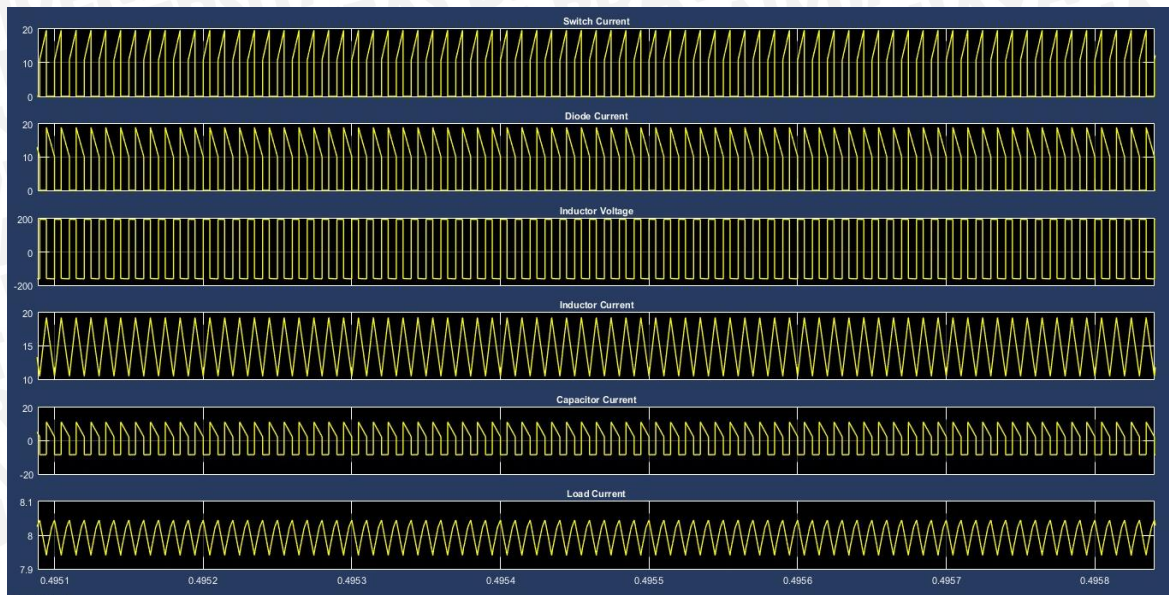
Buck-boost converter dan rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa yang telah dirancang selanjutnya perlu diuji terlebih dahulu melalui simulasi yang menggunakan *software* simulink Matlab R2015a. Dengan dilakukannya simulasi ini diharapkan dapat memperkecil tingkat kesalahan dan kegagalan pada alat yang akan dibuat.

4.2.1 Simulasi Buck-Boost Converter

Simulasi diperlukan pada rangkaian *buck-boost converter*. Simulasi ini dilakukan dengan cara memberi tegangan sumber DC konstan 198 V dan resistansi beban konstan 100 Ω . Selanjutnya *duty cycle* diubah dengan berbagai macam nilai mulai dari 30 % - 60 %. Hasil dari simulasi ini adalah nilai tegangan keluaran, arus keluaran, dan nilai arus dan tegangan pada masing-masing komponen yang akan dibandingkan dengan nilai yang didapatkan dari perhitungan teori guna mendapatkan komponen yang sesuai dengan perhitungan dan ada dipasaran. Rangkaian simulasi *buck-boost converter* pada *software* simulink Matlab R2015a ditunjukkan pada gambar 4.8, sedangkan gambar gelombang hasil simulasi ditunjukkan pada gambar 4.9.



Gambar 4. 8 Rangkaian simulasi *buck-boost converter*



Gambar 4. 9 Gelombang hasil simulasi *buck-boost converter*

Pada gambar diatas didapatkan bentuk gelombang arus *switching*, arus dioda, tegangan pada induktor, arus pada induktor, arus pada kapasitor, dan arus pada beban dari hasil simulasi sudah sesuai dengan bentuk gelombang secara teori. Hasil simulasi dengan berbagai perubahan *dutycycle* ditunjukkan pada tabel 4.1.

Tabel 4. 1

Hasil Simulasi *Buck-Boost Converter*

D	Ii	IL	Io	Vo
30	0,0028	4,02	0,816	81,6
35	0,0029	5,06	1,011	101,1
40	0,0032	5,60	1,247	124,7
45	0,0035	6,22	1,570	157,1
50	0,0040	9,33	2,022	202,2
55	0,0045	19,26	2,607	260,7
60	0,0050	20,10	3,101	310,1

Dari hasil simulasi yang ditunjukkan pada tabel 4.1 akan dibandingkan antara tegangan keluaran *buck-boost converter* hasil simulasi dengan tegangan keluaran *buck-boost converter* hasil perhitungan. Perbandingan tegangan *buck-boost converter* hasil simulasi dengan tegangan keluaran *buck-boost converter* hasil perhitungan ditunjukkan pada tabel 4.2.

Tabel 4. 2

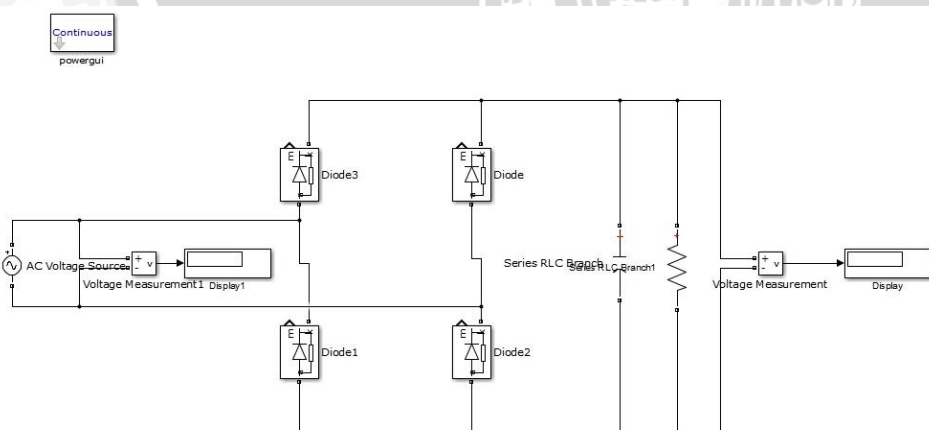
Perbandingan Tegangan Keluaran *Buck-Boost Converter* Hasil Simulasi dengan Tegangan Keluaran *Buck-Boost Converter* Hasil Perhitungan

D (%)	Vo Perhitungan (V)	Vo Simulasi (V)	Error (%)
30	84,8	81,6	0,03
35	106,6	101,1	0,05
40	132,0	124,7	0,05
45	162,0	157,1	0,03
50	198,0	202,2	4,20
55	242,0	260,7	18,70
60	297,0	310,1	13,10
Error rata-rata			5,16

Dari hasil perbandingan di atas, didapatkan error terkecil sebesar 0,03 %, sedangkan error terbesar sebesar 18,7 %, dan error rata-rata sebesar 5,16 %. Perbedaan antara nilai teori dan simulasi, diakibatkan saat perhitungan teori semua perhitungan dilakukan pada kondisi ideal, sedangkan pada realitanya pasti ada rugi-rugi pada masing-masing komponen.

4.2.2 Simulasi Rangkaian Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa

Simulasi rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa dilakukan untuk mengetahui nilai tegangan keluaran dari rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa yang telah dirancang sebelumnya. Simulasi ini dilakukan dengan cara memberikan variasi nilai tegangan masukan mulai dari 150 V hingga 220 V. Gambar rangkaian simulasi penyearah gelombang penuh 1 fasa ditunjukkan pada gambar 4.10.



Gambar 4. 10 Rangkaian simulasi penyearah gelombang penuh 1 fasa

Hasil tegangan keluaran rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa pada simulasi dan perbandingannya dengan hasil tegangan keluaran rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa hasil perhitungan ditunjukkan pada tabel 4.3.

Tabel 4. 3

Perbandingan Tegangan Keluaran Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa Hasil Simulasi dengan Tegangan Keluaran Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa Hasil Perhitungan

Vin (V)	Vo Perhitungan (V)	Vo Simulasi (V)	Error (%)
150	135,11	132,4	0,02
160	144,12	139,3	0,03
170	153,13	148,1	0,03
180	162,13	157,3	0,02
190	171,14	167,8	0,01
200	180,15	177,2	0,01
210	189,16	186,9	0,01
220	198,17	196,1	0,01
Error rata-rata			0,02

Dari hasil perbandingan di atas, didapatkan error yang sangat kecil dengan error rata-rata sebesar 0,02 %. Dari hasil tersebut maka perancangan alat dapat dilanjutkan pada tahap pembuatan alat dan pengujian alat.

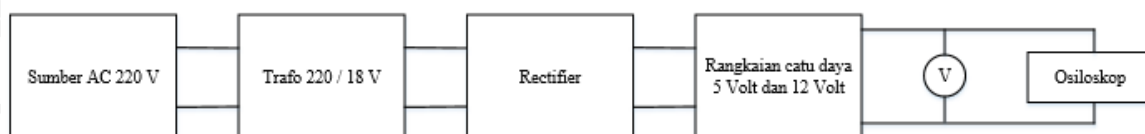
4.3 Pengujian Alat

4.3.1 Pengujian Catu Daya

Pengujian catu daya ini bertujuan untuk mengetahui besar tegangan yang dihasilkan dari rangkaian catu daya yang selanjutnya akan digunakan sebagai catu daya pada Arduino dan driver TLP250. Peralatan yang digunakan yaitu sumber AC 220 V 50 Hz, trafo step down 220V/18V, *rectifier*, *probe* osiloskop, osiloskop, dan multimeter.

Prosedur pengujian rangkaian catu daya yaitu:

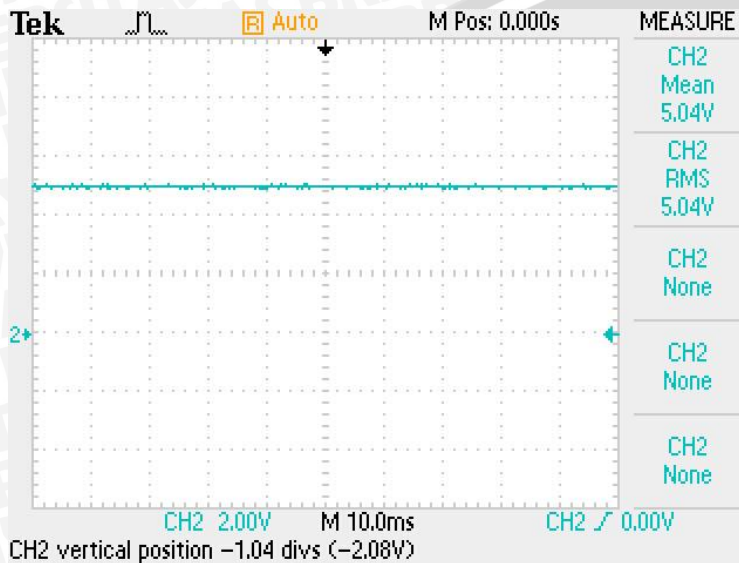
1. Rangkaian catu daya disusun atau dirangkai seperti pada gambar 4.11 berikut



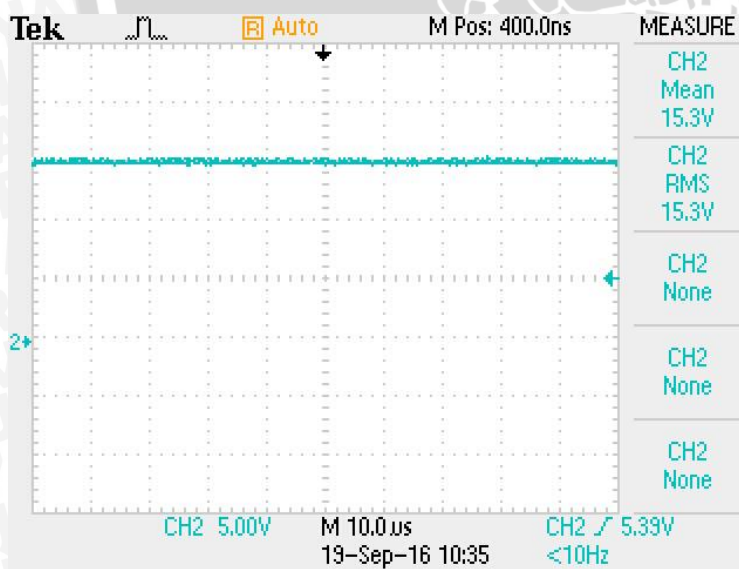
Gambar 4. 11 Rangkaian pengujian catu daya

2. Tegangan keluaran rangkaian catu daya diukur menggunakan voltmeter dan dihubungkan ke osiloskop lewat *probe*.
3. Besar tegangan keluaran diamati lewat voltmeter dan gelombang keluaran diamati lewat osiloskop.

Hasil gelombang keluaran untuk catu daya 5 volt dapat dilihat pada gambar 4.12, sedangkan hasil gelombang keluaran rangkaian catu daya 15 volt dapat dilihat pada gambar 4.13.



Gambar 4. 12 Gelombang keluaran rangkaian catu daya 5 volt



Gambar 4. 13 Gelombang keluaran rangkaian catu daya 15 volt

Dari hasil pengujian terlihat bahwa besar tegangan keluaran untuk rangkaian catu daya 5 volt adalah sebesar 5,04 volt, sedangkan untuk rangkaian catu daya 15 volt sebesar 15,3 volt. Hasil pengujian rangkaian catu daya 5 volt sebesar 5,04 volt sudah sesuai dengan datasheet LM7805 yang menyebutkan bahwa tegangan keluaran untuk regulator LM7805

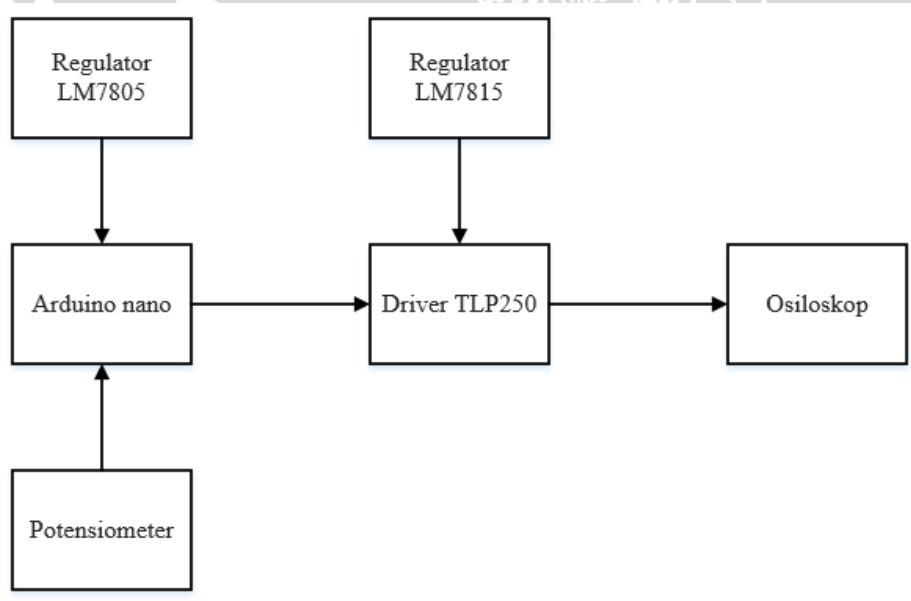
adalah sebesar 4,8-5,2 volt. Selain itu besar tegangan 5,04 volt ini sudah sesuai dengan tegangan kerja mikrokontroller sebesar 4,5-5,5 volt. Adapun hasil pengujian rangkaian catu daya 5 volt sebesar 15,3 volt juga sudah sesuai dengan datasheet LM7815 yang menyebutkan bahwa tegangan keluaran untuk regulator LM7815 adalah sebesar 14,4-15,6 volt.

4.3.2 Pengujian Rangkaian Driver

Pengujian rangkaian *driver* ini bertujuan untuk melihat gelombang keluaran yang dihasilkan dari IC *driver* TLP250. Gelombang yang dihasilkan IC *driver* TLP250 ini didapatkan dari meneruskan gelombang PWM yang dihasilkan oleh mikrokontroler Arduino. Peralatan yang digunakan dalam pengujian ini antara lain: catu daya 5 volt dan 15 volt, mikrokontroler Arduino, potensiometer, *probe*, dan osiloskop.

Prosedur pengujian rangkaian *driver* yaitu:

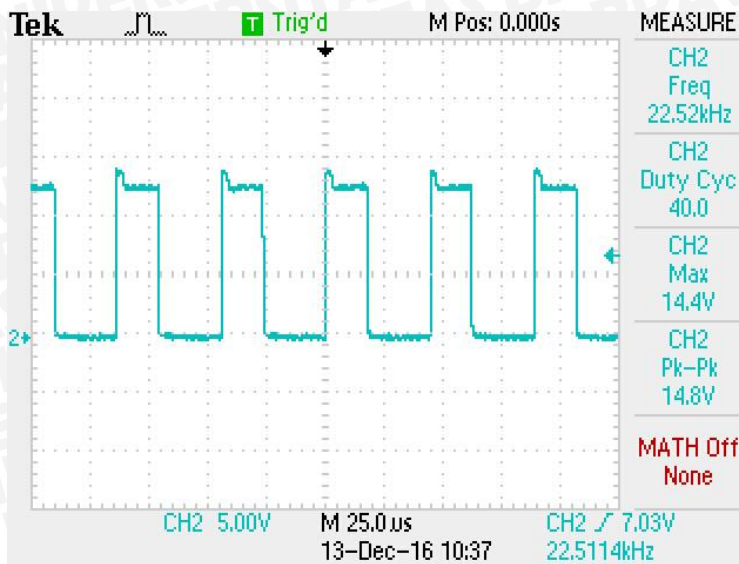
1. Menyusun rangkaian pengujian seperti pada gambar 4.14



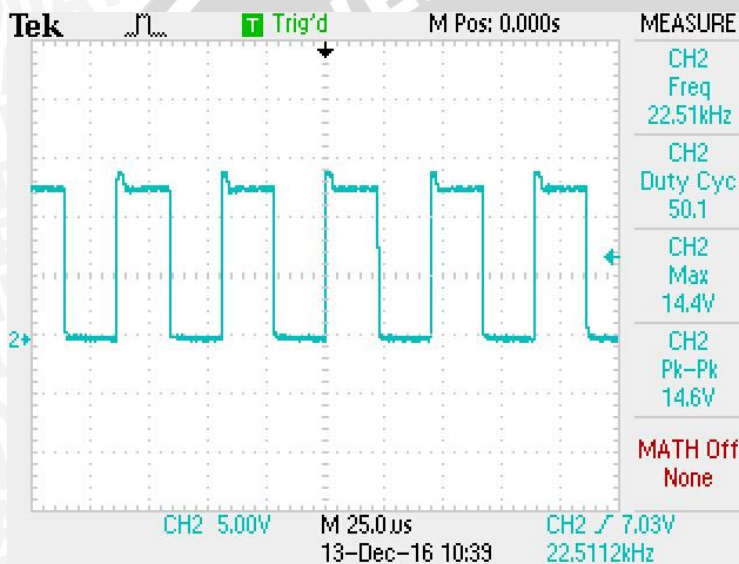
Gambar 4. 14 Pengujian rangkaian *driver*

2. *Duty cycle* sinyal PWM Arduino diatur dari potensiometer
3. Memberikan sinyal PWM ke *driver* TLP250 dari Arduino
4. Menghubungkan pin HO dan VS dari *driver* TLP250 ke probe
5. Mengamati sinyal keluaran dari *driver* TLP250

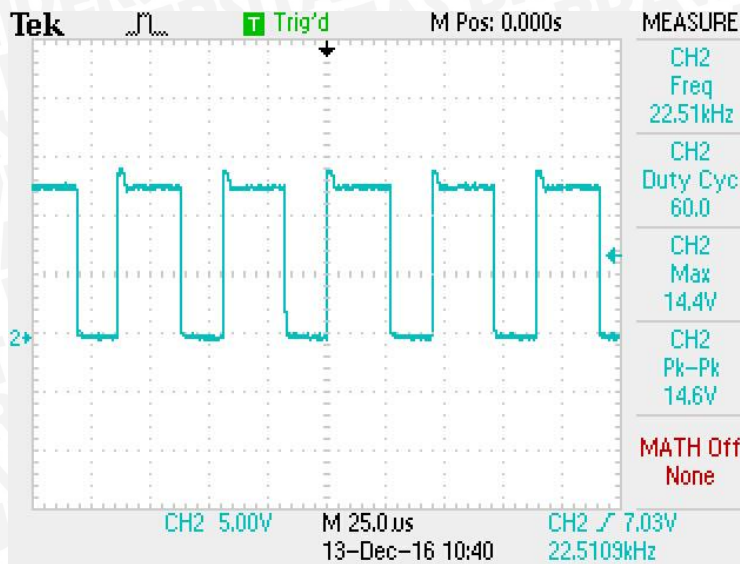
Hasil gelombang keluaran dari *driver* TLP250 dengan berbagai variasi *duty cycle* ditunjukkan pada gambar 4.15 sampai gambar 4.17.



Gambar 4. 15 Gelombang keluaran *driver* TLP250 dengan *duty cycle* 40%



Gambar 4. 16 Gelombang keluaran *driver* TLP250 dengan *duty cycle* 50%



Gambar 4. 17 Gelombang keluaran *driver* TLP250 dengan *duty cycle* 60%

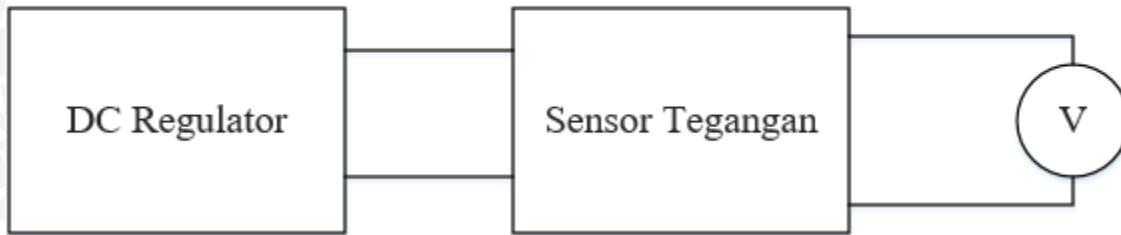
TLP250 sebagai IC *driver switching* tampak bekerja dengan baik seperti terlihat pada gambar 4.15 hingga gambar 4.17. Rangkaian *driver* TLP250 dapat meneruskan sinyal PWM yang diberikan oleh mikrokontroler Arduino dengan baik dengan berbagai variasi *duty cycle*. Pada gambar 4.15 menampilkan gelombang keluaran PWM dengan *duty cycle* 30%. Untuk gambar 4.16 menampilkan gelombang keluaran PWM dengan *duty cycle* 50%, sedangkan gambar 4.17 menunjukkan gelombang keluaran PWM dengan *duty cycle* 60%. Meskipun *duty cycle* berubah-ubah, namun frekuensi yang dihasilkan masih tetap sebesar 50 KHz, sehingga dapat disimpulkan bahwa rangkaian *driver* TLP250 dapat bekerja dengan baik sebagai *driver switching* MOSFET atau IGBT.

4.3.3 Pengujian Sensor Tegangan

Tujuan dari pengujian sensor tegangan adalah untuk mengetahui performansi dan kemampuan dari sensor tegangan yang telah dibuat. Selain itu, pengujian ini juga bertujuan untuk mengetahui keakuratan sensor tegangan sebagai masukan pembacaan pada ADC mikrokontroler. Adapun peralatan yang digunakan dalam pengujian ini yaitu antara lain DC *regulator* dan voltmeter. DC *regulator* yang digunakan dalam pengujian ini mampu menghasilkan tegangan hingga 250 V.

Prosedur pengujian sensor tegangan yaitu

1. Menyusun rangkaian pengujian seperti pada gambar 4.18



Gambar 4. 18 Pengujian sensor tegangan

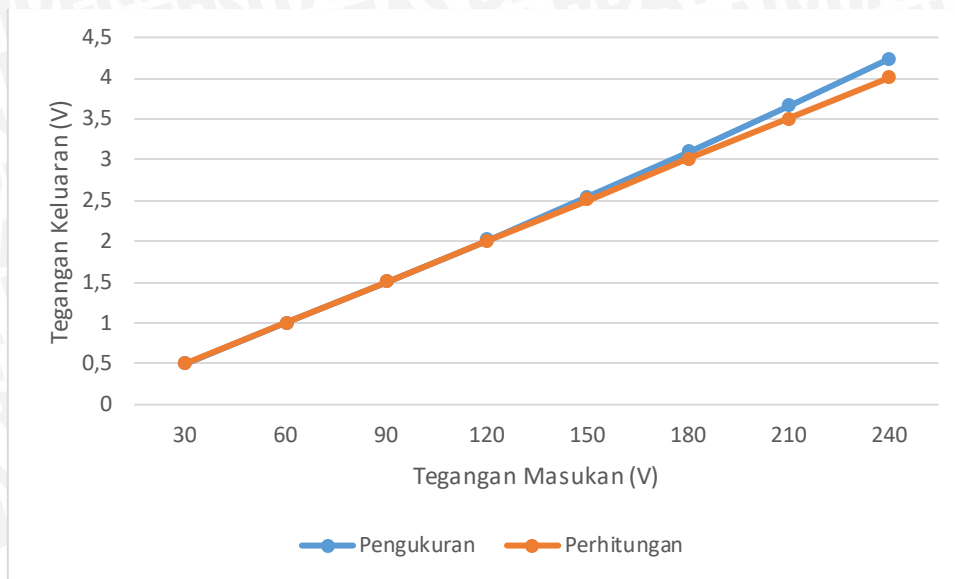
2. Menghubungkan DC regulator dengan port masukan pada sensor tegangan
3. Mengubah besar tegangan keluaran pada DC regulator
4. Mengukur tegangan keluaran pada sensor tegangan menggunakan voltmeter

Hasil pengujian dari sensor tegangan ditunjukkan dari tabel 4.4 dan gambar grafik 4.19.

Tabel 4. 4

Hasil Pengujian Sensor Tegangan

Vin (V)	Vout (V)		Error (%)
	Pengukuran	Perhitungan	
30	0,49	0,5	0,0120
60	0,99	1,0	0,0090
90	1,49	1,5	0,0006
120	2,00	2,0	0,0040
150	2,54	2,5	0,0172
180	3,08	3,0	0,0290
210	3,65	3,5	0,0437
240	4,23	4,0	0,0575
Error rata-rata			0,0216



Gambar 4. 19 Grafik hasil pengujian sensor tegangan

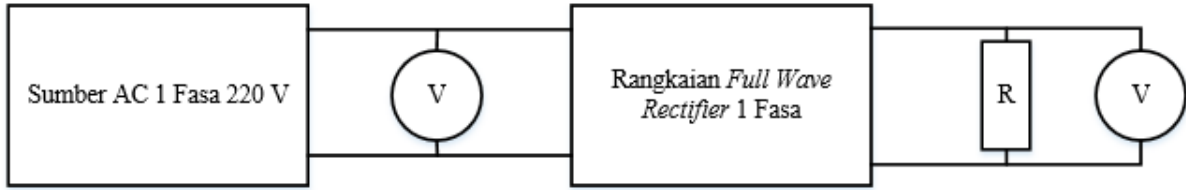
Dari hasil pengujian sensor tegangan diketahui bahwa kesalahan atau error terbesar dari sensor tegangan yaitu sebesar 0,0575% dengan kesalahan rata-rata yaitu sebesar 0,0216%. Besar tegangan keluaran dari sensor tegangan sudah sesuai dengan besar tegangan yang dibutuhkan oleh ADC Arduino dengan nilai kesalahan yang sangat kecil. Adanya nilai eror yang mengakibatkan perbedaan nilai tegangan keluaran sensor tegangan secara teori maupun praktek disebabkan karena komponen resistor yang tidak ideal sesuai dengan perancangan dan teori.

4.3.4 Pengujian Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa

Pengujian penyearah gelombang penuh 1 fasa ini bertujuan untuk mengetahui besar tegangan keluaran yang didapat dari proses penyearahan gelombang tegangan AC menjadi gelombang tegangan DC tidak murni. Keluaran tegangan dari penyearah gelombang penuh satu fasa ini digunakan untuk memberi tegangan atau sebagai tegangan masukan pada *buck-boost converter*. Setelah melakukan pengujian pada rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa ini, selanjutnya akan dianalisis tentang besar tegangan keluaran dari hasil penyearahan sesuai perhitungan dan pengukuran.

Peralatan yang digunakan untuk pengujian ini antara lain: rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa, sumber tegangan AC 1 fasa, beban resistif 100 Ohm, dan RMS meter. Prosedur pengujian rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa yaitu:

1. Menyusun rangkaian seperti pada gambar 4.20



Gambar 4. 20 Pengujian penyearah gelombang penuh 1 fasa

2. Mengubah tegangan masukan pada sumber AC 1 fasa
3. Ubah *selector* dari RMS meter pada bagian voltmeter
4. Mengukur tegangan keluaran pada penyearah gelombang penuh 1 fasa menggunakan voltmeter

Hasil pengujian dari rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa ditunjukkan pada tabel 4.5 berikut ini.

Tabel 4. 5

Hasil Pengujian Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa

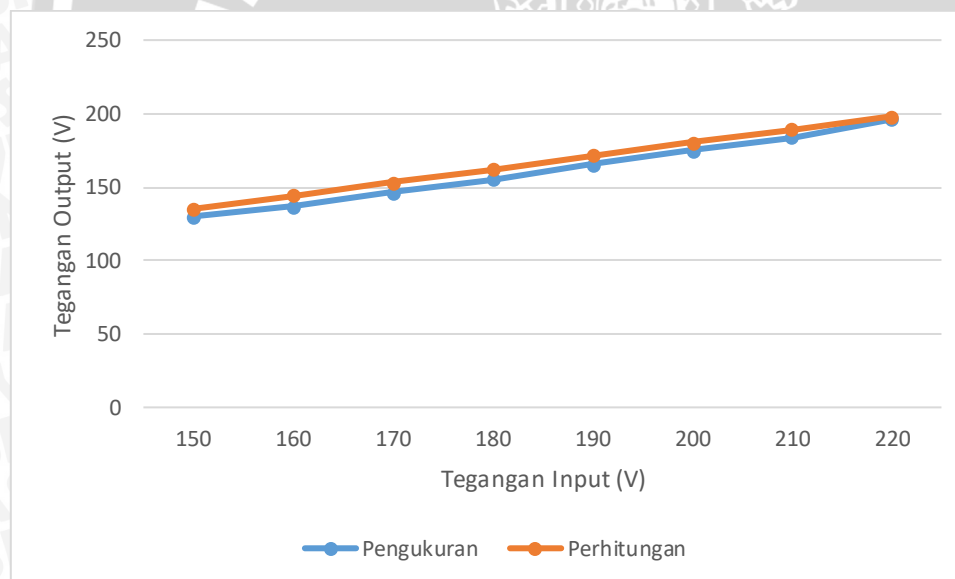
V_{in} (V)	V_o AV (V)	V_o RMS (V)
150	130	143
160	137	154
170	146	165
180	155	175
190	165	185
200	175	195
210	184	205
220	196	216

Dari hasil pengujian rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa, akan dibandingkan antara hasil pengukuran tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa dengan perhitungan secara teori tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa. Perbandingan antara tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa hasil perhitungan dan pengukuran ditunjukkan pada tabel 4.6 dan gambar grafik 4.21 berikut ini.

Tabel 4. 6

Perbandingan Tegangan Keluaran Penyearah Gelombang Penuh 1 Fasa hasil perhitungan dan Pengukuran

Vin	VoAV Pengukuran	VoAV Perhitungan	Error (%)
150	130	135,115	0,037
160	137	144,123	0,049
170	146	153,131	0,046
180	155	162,139	0,044
190	165	171,146	0,035
200	175	180,154	0,028
210	184	189,162	0,027
220	196	198,170	0,010
Error rata-rata			0,035



Gambar 4. 21 Grafik perbandingan tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa hasil perhitungan dan pengukuran

Berdasarkan data hasil pengujian rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa, menunjukkan bahwa nilai tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa lebih rendah dari pada nilai tegangan masukan atau dapat disimpulkan bahwa terjadi penurunan nilai tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa. Hal ini sesuai dengan teori yang dibuktikan pada persamaan: $V_{AV} = \frac{2V_m}{\pi}$

Berdasarkan data Perbandingan tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa hasil perhitungan dan pengukuran dalam tabel 4.6, diperoleh nilai error terendah sebesar

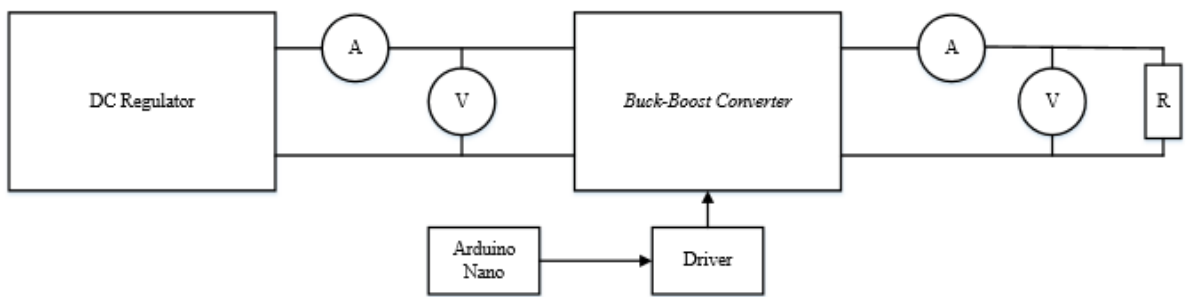
0,010%, dan nilai error tertinggi sebesar 0,049%, serta nilai error rata-rata sebesar 0,035%. Adanya nilai eror yang mengakibatkan perbedaan nilai tegangan keluaran penyearah gelombang penuh 1 fasa secara teori dan praktek disebabkan karena pada perhitungan secara teori komponen dioda dianggap ideal, sedangkan pada prakteknya ada jatuh tegangan pada setiap dioda pada saat dioda konduksi.

4.3.5 Pengujian *Buck-Boost Converter*

Pengujian *buck-boost converter* ini bertujuan untuk mengetahui performansi dan kemampuan dari rangkaian *buck-boost converter* yang telah dirancang dan dibuat. Kemampuan dari *buck-boost converter* inilah yang selanjutnya akan digunakan atau diaplikasikan sebagai konverter perbaikan faktor daya. Selanjutnya akan dilakukan analisis mengenai tegangan keluaran yang dihasilkan oleh *buck-boost converter* baik secara teori maupun praktek pada pengujian.

Peralatan yang digunakan untuk pengujian ini antara lain: DC regulator 250 V, *buck-boost converter*, beban resistif 50 Ohm, dan RMS meter. Prosedur pengujian rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa yaitu:

1. Menyusun rangkaian seperti pada gambar 4.22



Gambar 4. 22 Pengujian *buck-boost converter*

2. Mengatur tegangan masukan dari DC regulator pada nilai 30 V
3. Mengubah *duty cycle* pada mikrokontroler Arduino nano
4. Mengukur arus masukan, tegangan keluaran, dan arus keluaran keluaran pada *buck-boost converter* menggunakan voltmeter

Hasil pengujian dari rangkaian *buck-boost converter* ditunjukkan pada tabel 4.7 berikut ini.

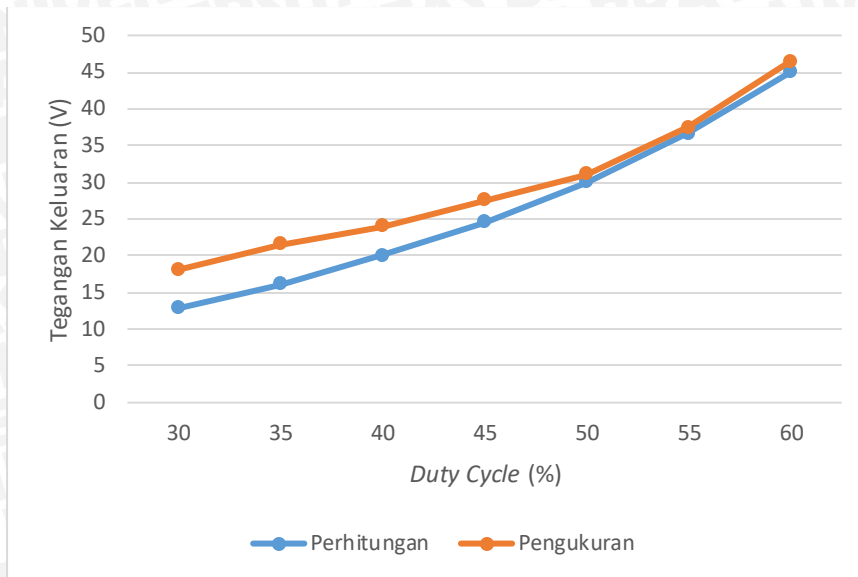
Tabel 4. 7
Hasil Pengujian *Buck-Boost Converter*

D (%)	Ii (A)	Vo (V)	Io (A)
30	0,38	18,1	0,33
35	0,50	21,5	0,39
40	0,65	24,0	0,44
45	0,84	27,5	0,50
50	1,10	31,0	0,56
55	1,30	37,5	0,63
60	1,70	46,5	0,73

Dari hasil pengujian *buck-boost converter*, selanjutnya akan dibandingkan antara hasil pengukuran tegangan keluaran *buck-boost converter* dengan hasil perhitungan. Perbandingan antara tegangan keluaran *buck-boost converter* hasil perhitungan dan pengukuran ditunjukkan pada tabel 4.8 serta gambar 4.23 berikut ini.

Tabel 4. 8
Perbandingan Tegangan Keluaran *Buck-Boost Converter* Hasil Perhitungan dan Pengukuran

D (%)	Vo Perhitungan (V)	Vo Pengukuran (V)	Error (%)
30	12,8	18,1	0,406
35	16,1	21,5	0,330
40	20,0	24,0	0,200
45	24,5	27,5	0,120
50	30,0	31,0	0,033
55	36,7	37,5	0,022
60	45,0	46,5	0,033
Error rata-rata			0,164



Gambar 4. 23 Grafik perbandingan tegangan keluaran *buck-boost converter* hasil perhitungan dan pengukuran

Berdasarkan pada data perbandingan antara tegangan keluaran pada *buck-boost converter* hasil perhitungan maupun pengukuran, didapatkan bahwa *buck-boost converter* bekerja sebagai *buck converter* pada saat nilai *duty cycle* kurang dari 50 % dan bekerja sebagai *boost converter* ketika nilai *duty cycle* lebih dari 50 %. Nilai tegangan keluaran *buck-boost converter* berbanding lurus dengan nilai *duty cycle*. Semakin tinggi nilai *duty cycle*, maka nilai tegangan keluaran *buck-boost converter* semakin besar.

Dari data perbandingan tegangan keluaran pada *buck-boost converter* hasil perhitungan maupun pengukuran, diperoleh nilai error terendah sebesar 0,022%, dan nilai error tertinggi sebesar 0,406%, serta nilai error rata-rata sebesar 0,164%. Adanya nilai eror yang mengakibatkan perbedaan nilai tegangan keluaran *buck-boost converter* secara teori maupun praktek disebabkan karena komponen induktor dan kapasitor tidak ideal sesuai dengan perancangan dan teori. Selain itu, adanya jatuh tegangan pada komponen *switching* baik IGBT maupun dioda pada saat konduksi, mengakibatkan hasil tegangan keluaran dari *buck-boost converter* yang telah dirancang tidak sesuai dengan nilai tegangan keluaran hasil perhitungan atau teori.

4.3.6 Pengujian Sistem Keseluruhan

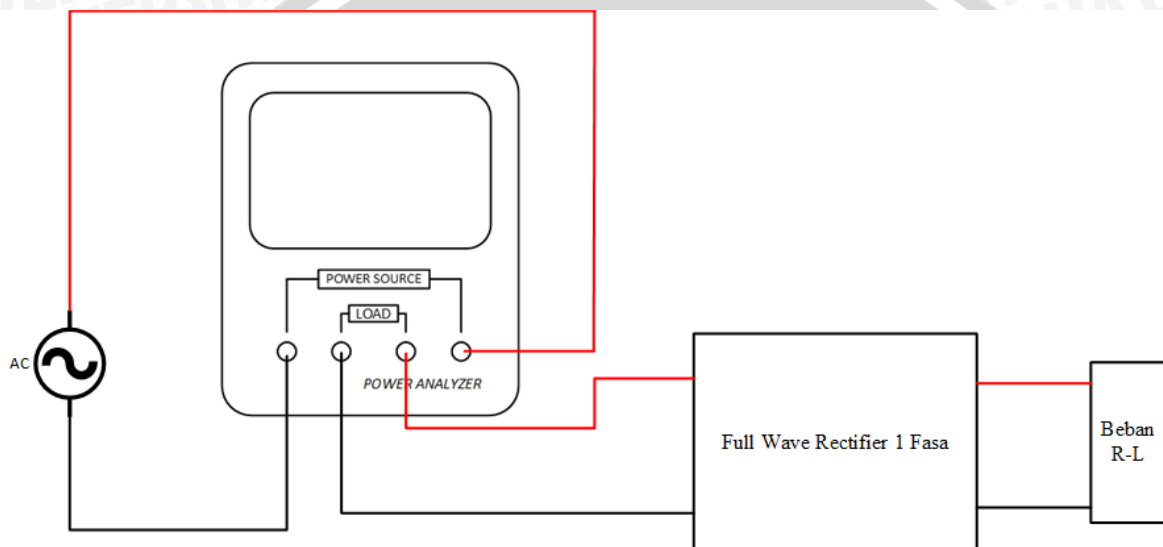
4.3.6.1 Pengujian Sistem Tanpa Rangkaian Buck-Boost Converter

Pengujian sistem keseluruhan sistem tanpa rangkaian *buck-boost converter* bertujuan untuk mengetahui besar daya nyata, daya reaktif, daya semu, dan faktor daya pada sumber

tegangan PLN 220 V. Hasil pengujian ini akan dibandingkan dengan pengujian keseluruhan sistem dengan menggunakan rangkaian *buck-boost converter*.

Peralatan yang digunakan untuk pengujian ini antara lain: sumber tegangan AC 220 V, power analyzer, penyearah gelombang penuh 1 fasa, dan beban yang bersifat induktif. Beban yang digunakan berupa resistor 200 Ohm dan induktor 400 mH. Prosedur pengujian ini yaitu:

1. Menyusun rangkaian seperti pada gambar 4.24



Gambar 4. 24 Rangkaian pengujian sistem keseluruhan tanpa *buck-boost converter*

2. Sambungkan sumber AC 220 V ke alat ukur *power analyzer*
3. Sambungkan alat ukur *power analyzer* ke rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa
4. Sambungkan rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa ke beban R-L dan amati besar tegangan, arus, daya, dan faktor daya

Hasil pengujian sistem tanpa penggunaan rangkaian *buck-boost converter* ditunjukkan pada gambar 4.25.



Gambar 4. 25 Hasil pengujian sistem tanpa *buck-boost converter*

Dari hasil tersebut, didapatkan besar daya nyata P sebesar 167 Watt dan besar faktor daya $\cos \theta$ sebesar 0,84. Dari hasil tersebut, akan didapatkan nilai daya semu S sebesar:

$$\cos \theta = \frac{P}{S}$$

$$0,84 = \frac{167}{S}$$

$$S = \frac{167}{0,84}$$

$$S = 198,8095 \text{ VA}$$

Setelah diketahui nilai daya semu sebesar 140,28 VA, maka akan diketahui nilai daya reaktif Q yang berpengaruh pada besar faktor daya. Nilai daya reaktif Q yang diperoleh yaitu:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

$$= \sqrt{198,8095^2 - 167^2}$$

$$= \sqrt{11636,2172}$$

$$= 107,8712 \text{ VAR}$$

Perhitungan secara teori dengan tegangan 220 V dan beban resistor 200 Ohm serta induktor 400 mH maka diperoleh impedansi sebesar:

$$\begin{aligned}
 Z &= R + jX_L \\
 &= R + j(2\pi fL) \\
 &= 200 + j(2 \times 3,14 \times 50 \times 4 \times 10^{-1}) \\
 &= 200 + j(125,6) \\
 &= 236,168075 \angle 32,1288 \text{ Ohm}
 \end{aligned}$$

Setelah diketahui impedansi beban, maka besar arus adalah:

$$\begin{aligned}
 I_z &= V / Z \\
 &= 220 / (236,168075 \angle 32,1288) \\
 &= 0,9315 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Besar daya nyata, daya reaktif, dan daya semu yaitu:

$$\begin{aligned}
 P &= I^2 \times R \\
 &= 0,9315^2 \times 200 \\
 &= 173,53845 \text{ Watt}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q &= I^2 \times X_L \\
 &= 0,9315^2 \times 125,6 \\
 &= 108,9821 \text{ VAR}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 S &= I^2 \times Z \\
 &= 0,9315^2 \times 236,168075 \\
 &= 204,9212 \text{ VA}
 \end{aligned}$$

maka faktor daya didapatkan:

$$\cos \theta = \frac{P}{S}$$

$$= \frac{173,53845}{204,9212}$$

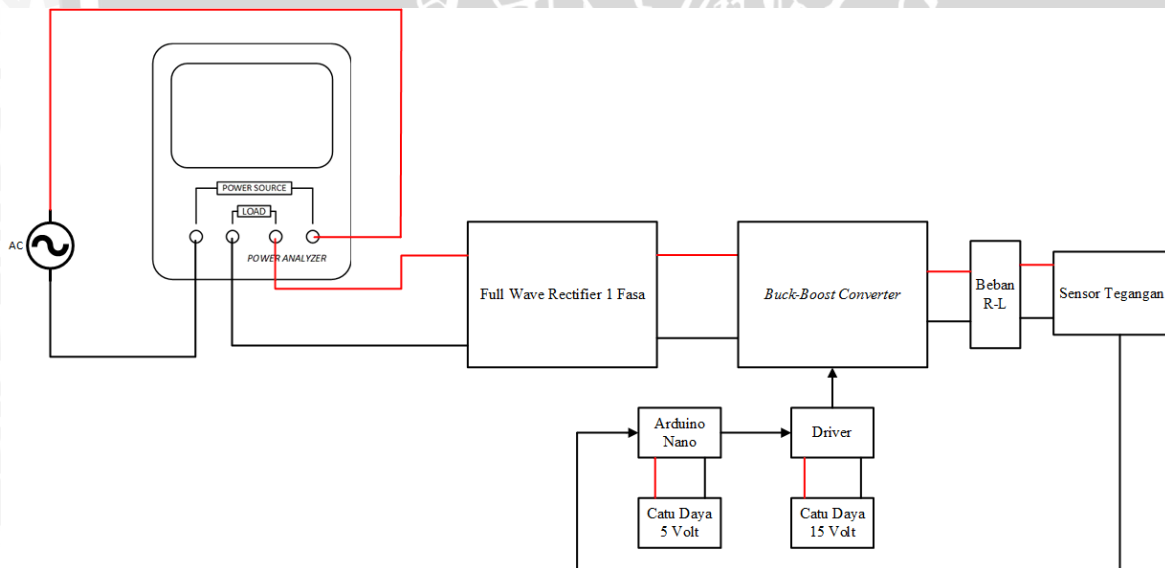
$$= 0,8468$$

4.3.6.2 Pengujian Sistem menggunakan Rangkaian Buck-Boost Converter

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui besar daya nyata, daya reaktif, daya semu, dan faktor daya pada sumber tegangan PLN 220 V setelah penggunaan rangkaian *buck-boost converter*. Setelah dilakukan pengujian, akan dibandingkan antara hasil pengujian tanpa penggunaan *buck-boost converter* dengan hasil pengujian menggunakan *buck-boost converter* serta analisis terhadap besar kompensasi daya reaktif dan besar perubahan faktor daya setelah penggunaan rangkaian *buck-boost converter*.

Peralatan yang digunakan untuk pengujian ini antara lain: sumber tegangan AC 220 V, alat ukur *power analyzer*, penyearah gelombang penuh 1 fasa, *buck-boost converter*, catu daya 5 volt dan 15 volt, Arduino nano, rangkaian *driver* IGBT TLP250, sensor tegangan, serta beban R 200 Ohm dan L 400 mH. Prosedur pengujian ini yaitu:

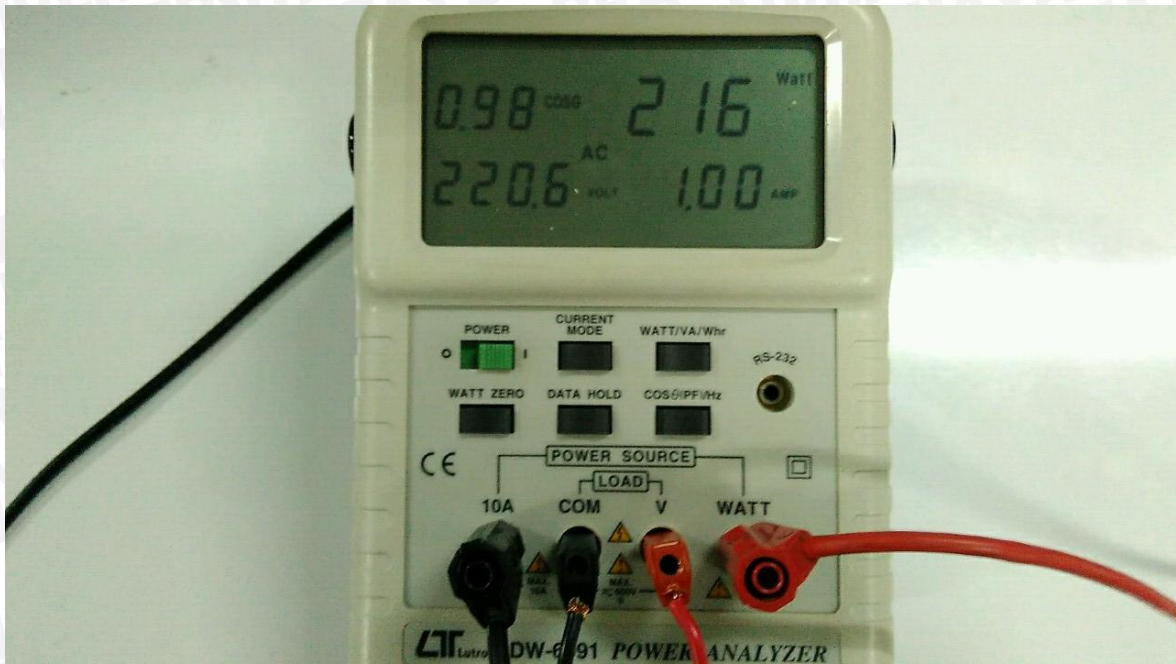
1. Menyusun rangkaian seperti pada gambar 4.26



Gambar 4. 26 Rangkaian pengujian sistem menggunakan *buck-boost converter*

2. Setelah rangkaian disusun, amati besar tegangan, arus, daya nyata, dan faktor daya yang terbaca pada *power analyzer*

Hasil pengujian sistem tanpa penggunaan rangkaian *buck-boost converter* ditunjukkan pada gambar 4.27



Gambar 4. 27 Hasil pengujian sistem menggunakan *buck-boost converter*

Dari hasil tersebut, didapatkan besar daya nyata P sebesar 216 Watt dan besar faktor daya $\cos \theta$ sebesar 0,98. Dari hasil tersebut, akan didapatkan nilai daya semu S sebesar:

$$\cos \theta = \frac{P}{S}$$

$$0,98 = \frac{216}{S}$$

$$S = \frac{216}{0,98}$$

$$S = 220,4081 \text{ VA}$$

Setelah diketahui nilai daya semu sebesar 140,28 VA, maka akan diketahui nilai daya reaktif Q yang berpengaruh pada besar faktor daya. Nilai daya reaktif Q yang diperoleh yaitu:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

$$= \sqrt{220,4081^2 - 216^2}$$

$$= \sqrt{1923,73054}$$

$$= 43,8603 \text{ VAR}$$

Besar daya nyata, daya reaktif, daya semu, dan faktor daya setelah penggunaan rangkaian *buck-boost converter* berturut-turut yaitu 216 Watt, 4,4081 VAR, 220,4081 VA, dan 0,98. Besar kompensasi daya reaktif setelah penggunaan rangkaian *buck-boost converter* pada sistem yaitu:

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2$$

$$\Delta Q = 107,8712 - 43,8603$$

$$\Delta Q = 64,0109$$

Perbaikan faktor daya setelah penggunaan rangkaian *buck-boost converter* pada sistem yaitu sebesar 0,14. Perbandingan daya nyata, daya reaktif, daya semu, dan faktor daya antara sebelum penggunaan rangkaian *buck-boost converter* dan setelah penggunaan *buck-boost converter* ditunjukkan pada tabel 4.9.

Tabel 4. 9

Daya Nyata, Daya Reaktif, Daya Semu, dan Faktor Daya Antara Sebelum Penggunaan Rangkaian *Buck-Boost Converter* dan Setelah Penggunaan *Buck-Boost Converter*

Parameter data	Tanpa <i>buck-boost converter</i>	Penggunaan <i>buck-boost converter</i>
Daya nyata (Watt)	167	216
Daya reaktif (VAR)	107,87	43,86
Daya semu (VA)	198,80	220,40
Faktor daya	0,84	0,98

BAB V PENUTUP

6.1 Kesimpulan

Dari hasil perancangan dan pengujian pada penelitian ini, maka dapat diambil beberapa kesimpulan sebagai berikut:

1. Secara umum, perbaikan faktor daya dapat dilakukan dengan memasang kapasitor *bank* secara paralel pada beban sistem kelistrikan. Namun ada metode lain yang dapat dilakukan untuk perbaikan faktor daya yaitu dengan menggunakan beberapa konverter elektronika daya. Salah satu konverter elektronika daya yang dapat digunakan sebagai konverter perbaikan faktor daya yaitu *buck-boost converter*.
2. Agar dapat digunakan sebagai konverter perbaikan faktor daya, maka *buck-boost converter* harus dioperasikan pada mode diskontinyu atau *Discontinuous Conduction Mode* (DCM). Untuk melakukan perancangan *buck-boost converter* pada mode diskontinyu atau *Discontinuous Conduction Mode* (DCM), hal paling penting yang harus diperhatikan yaitu nilai induktor pada *buck-boost converter*. Nilai induktor yang harus digunakan *buck-boost converter* pada mode diskontinyu yaitu sebesar $0,25 \times L_{max}$.
3. Pada penelitian ini, dilakukan pengujian perbaikan faktor daya menggunakan *buck-boost converter* dengan tegangan masukan sebesar 220 V dan beban yang bersifat induktif yaitu beban R sebesar 200 Ohm dan beban L sebesar 400 mH. Dari hasil pengujian tersebut, didapatkan perbaikan faktor daya sebesar 0,14 dan kompensasi daya reaktif sebesar 27,4014 VAR.

6.2 Saran

Saran untuk penelitian yang akan datang dari hasil penelitian ini sebagai berikut :

1. Pemilihan komponen pada *buck-boost converter*, penyearah gelombang penuh 1 fasa, dan sensor tegangan diharapkan lebih memperhatikan nilai toleransi pada komponen agar error yang didapatkan bisa lebih kecil.
2. Perlu dilakukan penelitian lebih lanjut tentang perbandingan antara perbaikan faktor daya dengan menggunakan kapasitor *bank* dan penggunaan *buck-boost converter*.
3. Perlu dilakukan penelitian lebih lanjut tentang konverter jenis lain selain *buck-boost converter* dalam penggunaannya sebagai konverter perbaikan faktor daya.



DAFTAR PUSTAKA

- Anononim. (2016). *Arduino UNO & Genuino UNO*. <https://www.arduino.cc/en/uploads/Main/ArduinoNanoManual23.pdf>. (diakses 17 Februari 2016).
- Anononim. (2016). *Arduino UNO & Genuino UNO*. <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardNano>. (diakses 9 Maret 2016).
- Arifuz, Ahmad Z. (2014). Rancang Bangun Penyearah Satu Fasa Menggunakan Duple Series Buck-Boost Converter Untuk Perbaikan Faktor Daya. *Skripsi*. Tidak dipublikasikan. Surabaya: Politeknik Negeri Surabaya.
- Hart, Daniel W. (2010). *Power Electronics*. India: Valparaiso University.
- Mismail, Budiono. (1995). *Rangkaian Listrik*. Bandung: Penerbit ITB.
- Mahbub, Syed Tahmid (2013). *Using the TLP250 Isolated MOSFET Driver – Explanation and Example Circuits*. <http://tahmidmc.blogspot.co.id/>. (diakses 10 Oktober 2016).
- Pabla, AS. (1986). *Sistem Distribusi Daya Elektrik*. Jakarta: Penerbit Erlangga.
- Pambudi, Singgih Anindita. (2015). Perbandingan Kinerja Rangkaian Perbaikan Faktor Daya Jenis Konverter BuckBoost Topologi Satu Tingkat dan Dua Tingkat dengan Beban Lampu Fluorescent. *TRANSMISI*, 17, (4), OKTOBER 2015, e-ISSN 2407–6422, 208.
- Ramdhani, Mohamad. (2008). *Rangkaian Listrik*. Jakarta: Erlangga.
- Rashid, Muhammad H. (2001). *Power Electronics Handbook*. New Jersey: Prentice-Hall International.
- Rogers, Everett. (2002). *Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies*. United States of America: Texas Instrument.

UNIVERSITAS BRAWIJAYA

LAMPIRAN



Lampiran 1. Listing Program Arduino

```

#define S OCR1A
#include <Wire.h>
#include <LiquidCrystal_I2C.h>

int setpoint;
int sensor;
float duty, err, ut, errx;
float kp=4, ki=1;

LiquidCrystal_I2C lcd(0x3F,2,1,0,4,5,6,7); // 0x27 is the I2C bus
address for an unmodified backpack

void setup()
{
  pinMode(A0,INPUT);
  pinMode(9, OUTPUT);
  DDRB=(1<<DDB7) | (1<<DDB6) | (1<<DDB5) | (0<<DDB4) | (0<<DDB3) |
  (0<<DDB2) | (0<<DDB1) | (0<<DDB0);
  PORTB=(0<<PORTB7) | (0<<PORTB6) | (0<<PORTB5) | (0<<PORTB4) |
  (0<<PORTB3) | (0<<PORTB2) | (0<<PORTB1) | (0<<PORTB0);

  TCCR1A= _BV(WGM11) | _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1);
  TCCR1B= _BV(WGM13) | _BV(WGM12) | _BV(CS10);

  ICR1 = 710.111; //ngatur frek 5kHz

  lcd.begin (20,4); // for 20 x 4 LCD module
  lcd.setBacklightPin(3,POSITIVE);
  lcd.setBacklight(HIGH);
}

void loop() {
  setpoint=306,9; //adc untuk setpoint
  sensor=analogRead (A0);
  err=setpoint-sensor;
  ut=kp*err+ki*(err-errx);

```

```
errx=err;
duty=duty+(float)ut/1023;
S=duty*200/1023;

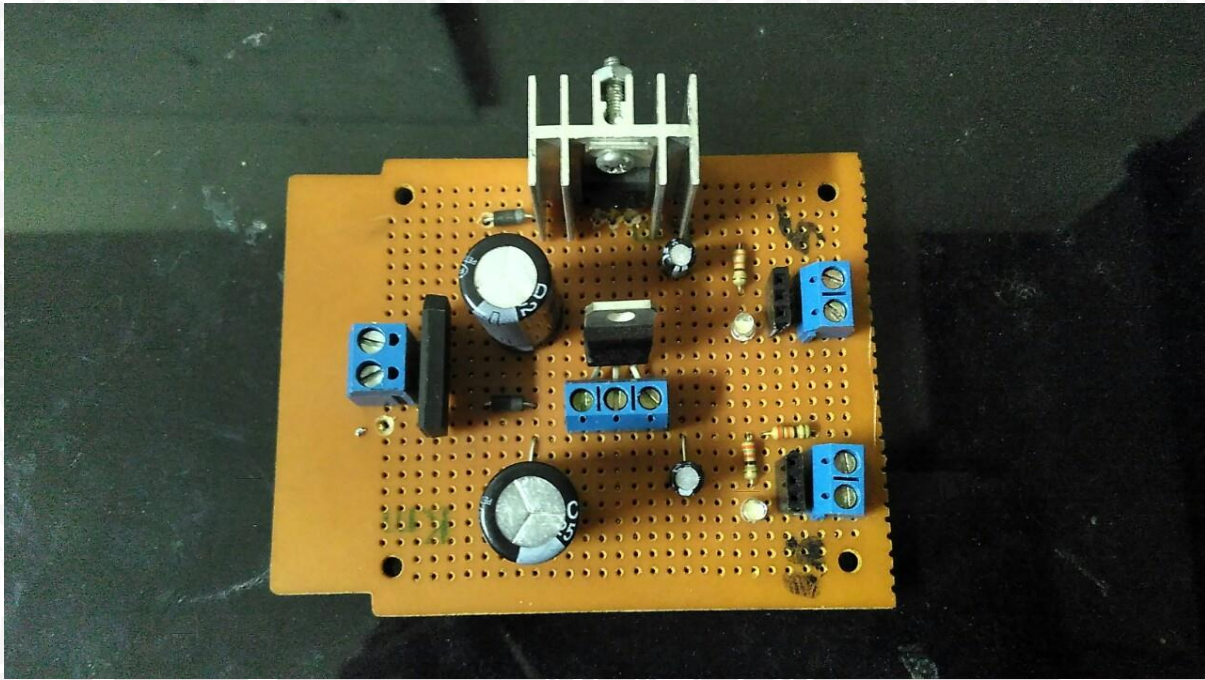
lcd.setCursor (0,0); // go to start of 2nd line
lcd.print("Buck-Boost Converter");
//delay(1000);

//lcd.setBacklight(LOW); // Backlight off
lcd.setCursor (0,1); // go to start of 2nd line
lcd.print(" M. Dhia Ul Falah ");
//delay(1000);

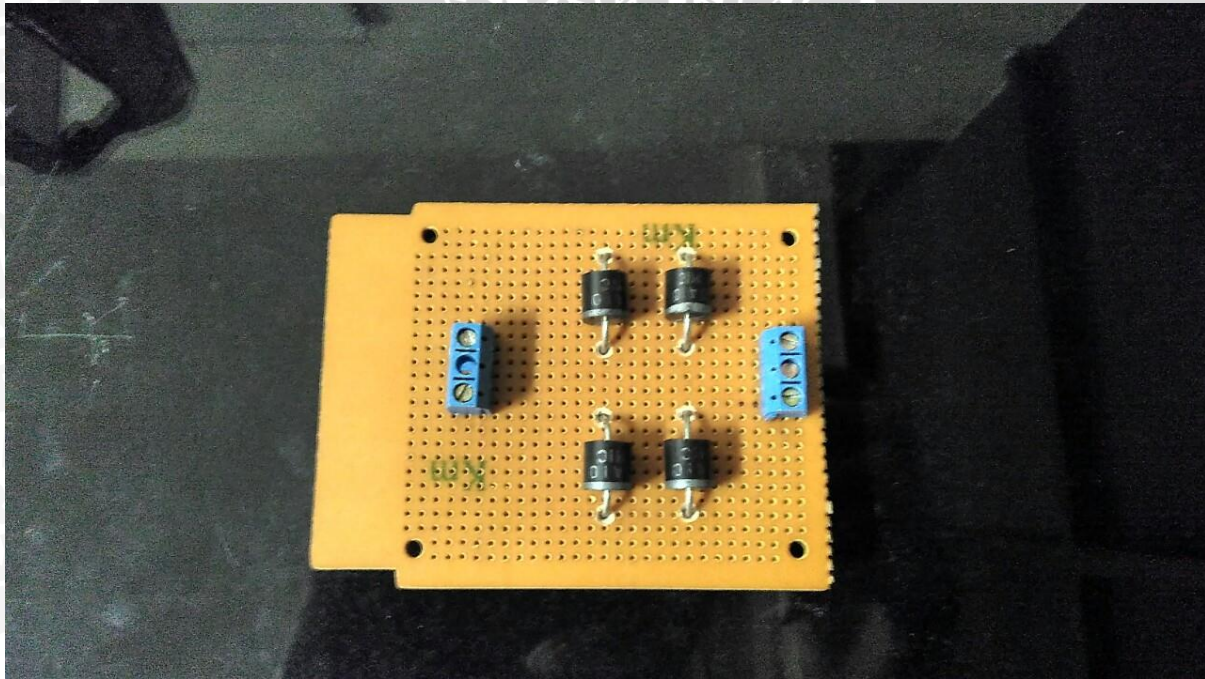
lcd.setBacklight(HIGH); // Backlight on
lcd.setCursor (0,2); // go to start of 2nd line
lcd.print("f= ");
lcd.print(16000000/(1*(1+ICR1)));
lcd.print(" D= ");
lcd.print(S);
lcd.print("%");
}
```



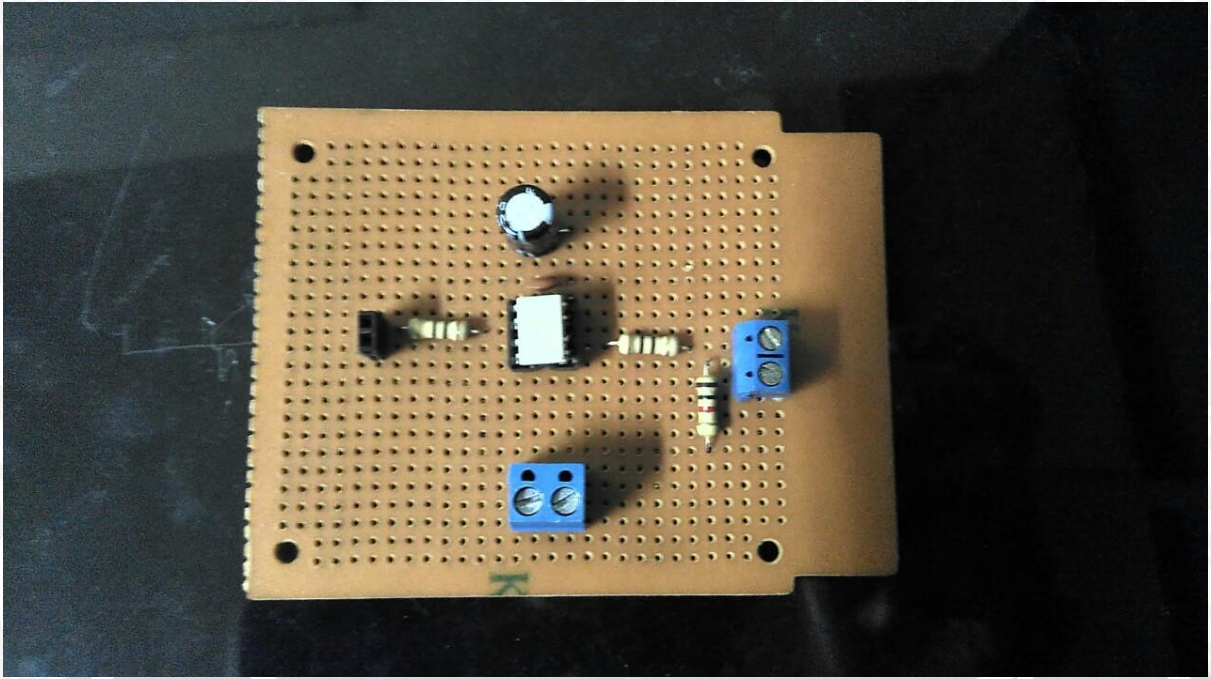
Lampiran 2. Gambar Alat



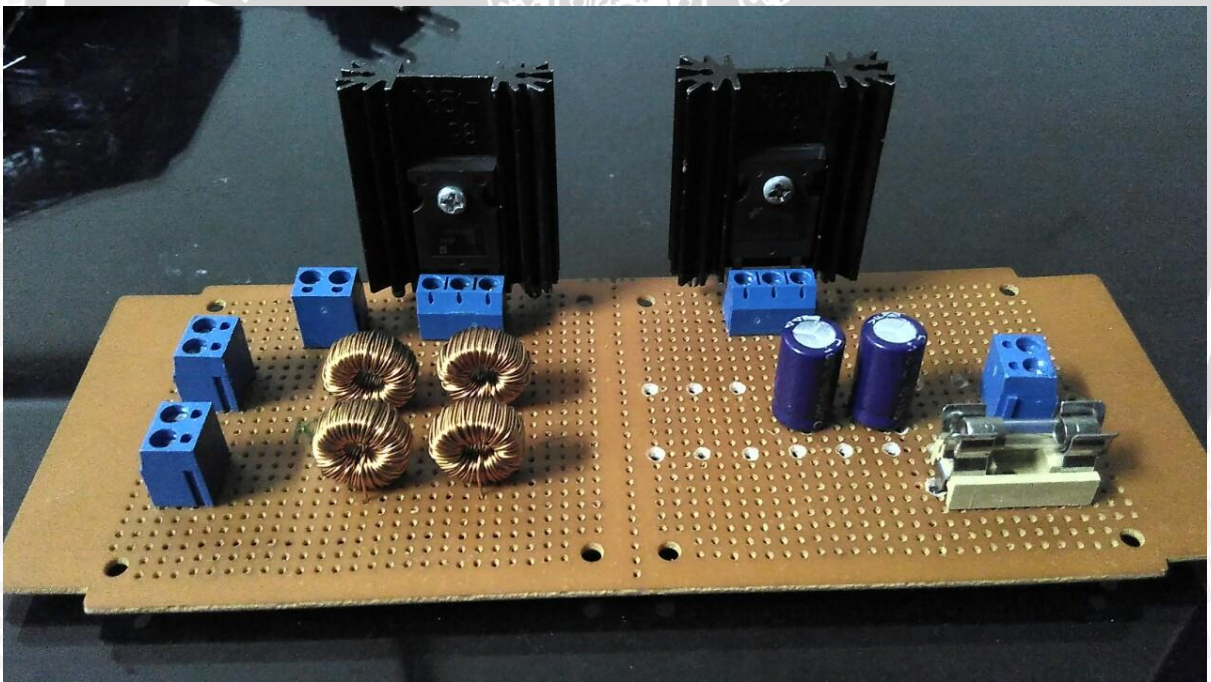
Gambar L2.1 Rangkaian catu daya 5 Volt dan 15 Volt



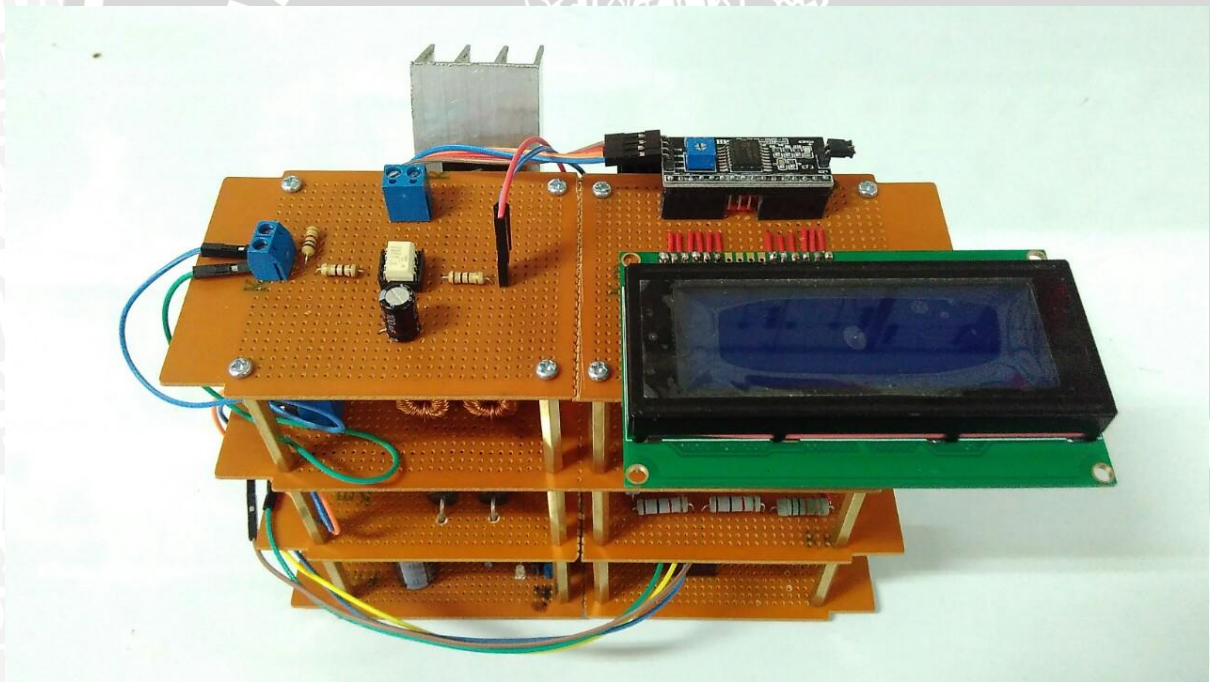
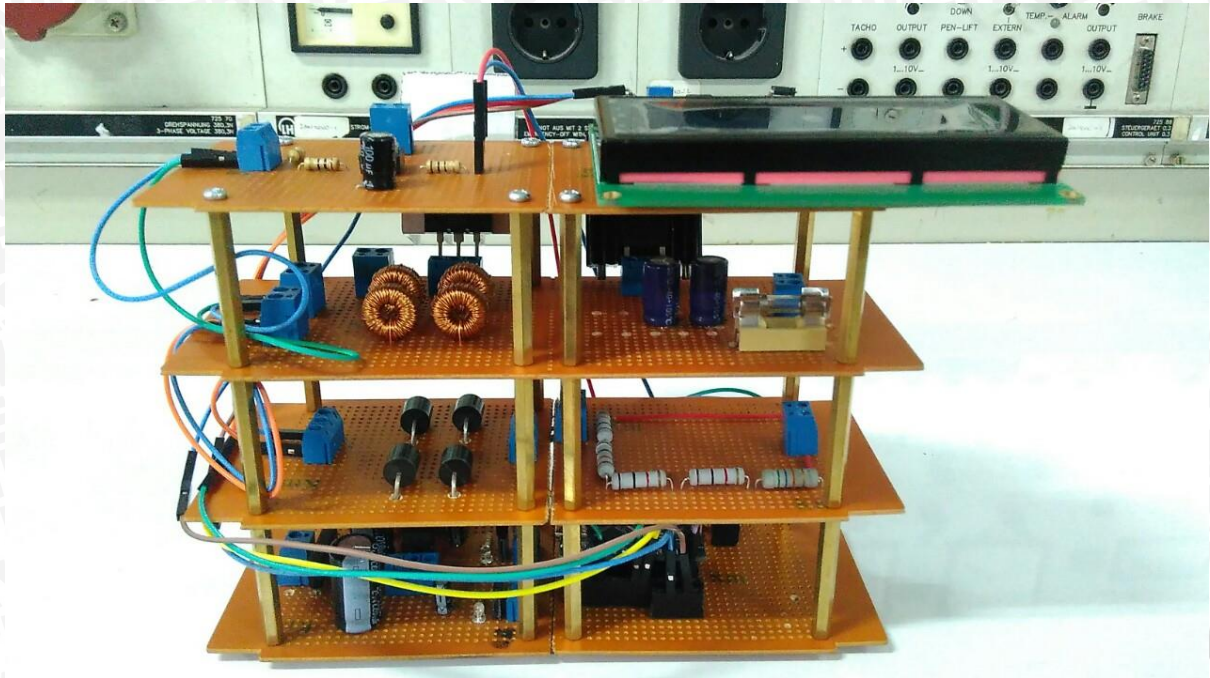
Gambar L2.2 Rangkaian penyearah gelombang penuh 1 fasa



Gambar L2.3 Rangkaian *driver* TLP250



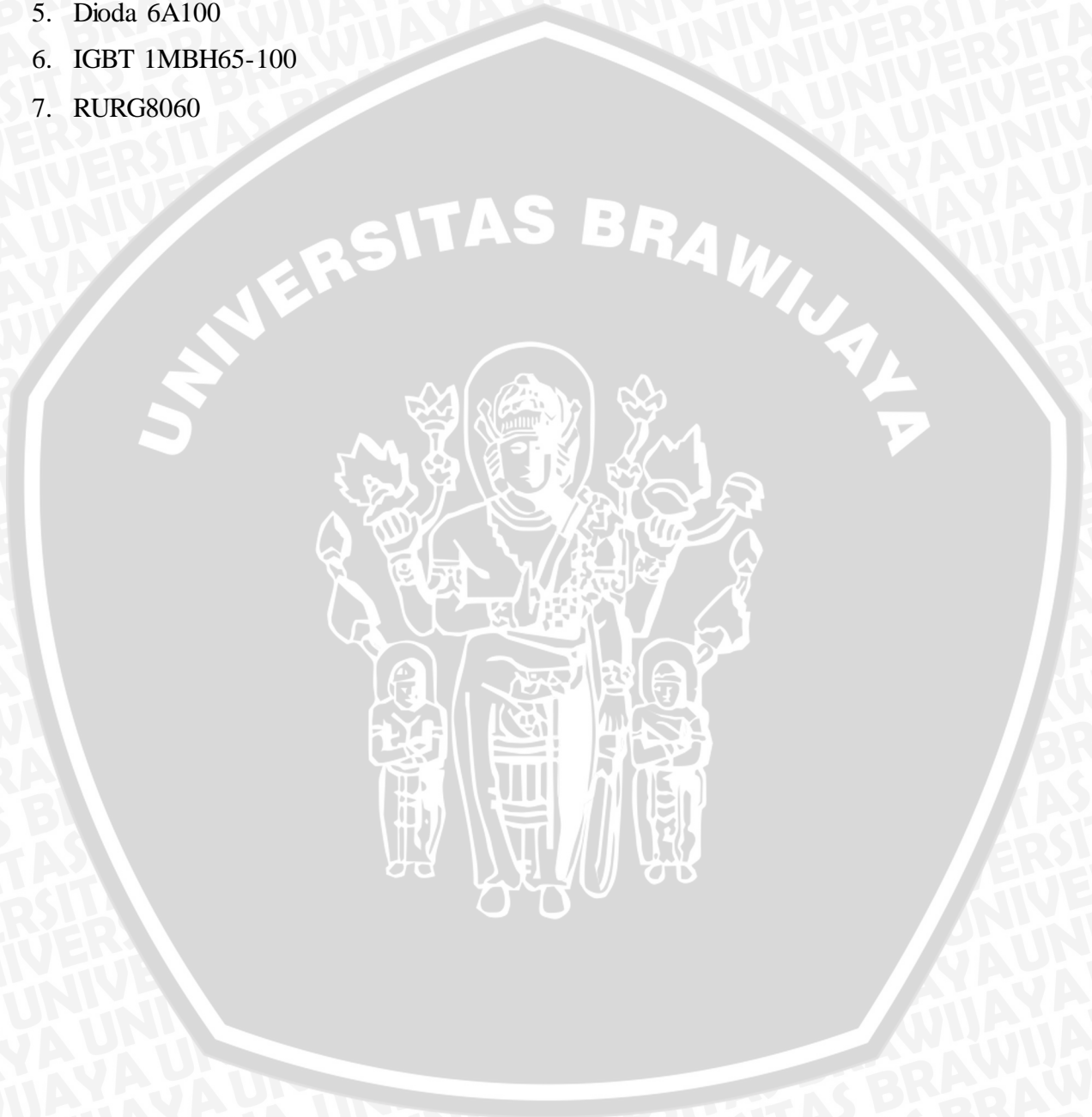
Gambar L2.4 Rangkaian *buck-boost converter*



Gambar L2.5 Rangkaian alat keseluruhan

Lampiran 3. Datasheet Komponen yang Digunakan

1. Mikrokontroler ATmega328
2. LM7805 dan LM7815
3. Dioda 1N4004
4. IC TLP250
5. Dioda 6A100
6. IGBT 1MBH65-100
7. RURG8060





ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P

ATMEL 8-BIT MICROCONTROLLER WITH 4/8/16/32KBYTES IN-SYSTEM PROGRAMMABLE FLASH

DATASHEET

Features

- High Performance, Low Power Atmel® AVR® 8-Bit Microcontroller Family
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 20 MIPS Throughput at 20MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory Segments
 - 4/8/16/32KBytes of In-System Self-Programmable Flash program memory
 - 256/512/512/1KBytes EEPROM
 - 512/1K/1K/2KBytes Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
- Atmel® QTouch® library support
 - Capacitive touch buttons, sliders and wheels
 - QTouch and QMatrix® acquisition
 - Up to 64 sense channels
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescaler and Compare Mode
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Six PWM Channels
 - 8-channel 10-bit ADC in TQFP and QFN/MLF package
 - Temperature Measurement
 - 6-channel 10-bit ADC in PDIP Package
 - Temperature Measurement
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Byte-oriented 2-wire Serial Interface (Philips I²C compatible)
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
 - Interrupt and Wake-up on Pin Change

- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby, and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 23 Programmable I/O Lines
 - 28-pin PDIP, 32-lead TQFP, 28-pad QFN/MLF and 32-pad QFN/MLF
- Operating Voltage:
 - 1.8 - 5.5V
- Temperature Range:
 - -40°C to 85°C
- Speed Grade:
 - 0 - 4MHz @ 1.8 - 5.5V, 0 - 10MHz @ 2.7 - 5.5V, 0 - 20MHz @ 4.5 - 5.5V
- Power Consumption at 1MHz, 1.8V, 25°C
 - Active Mode: 0.2mA
 - Power-down Mode: 0.1µA
 - Power-save Mode: 0.75µA (Including 32kHz RTC)

1. Pin Configurations

Figure 1-1. Pinout ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P

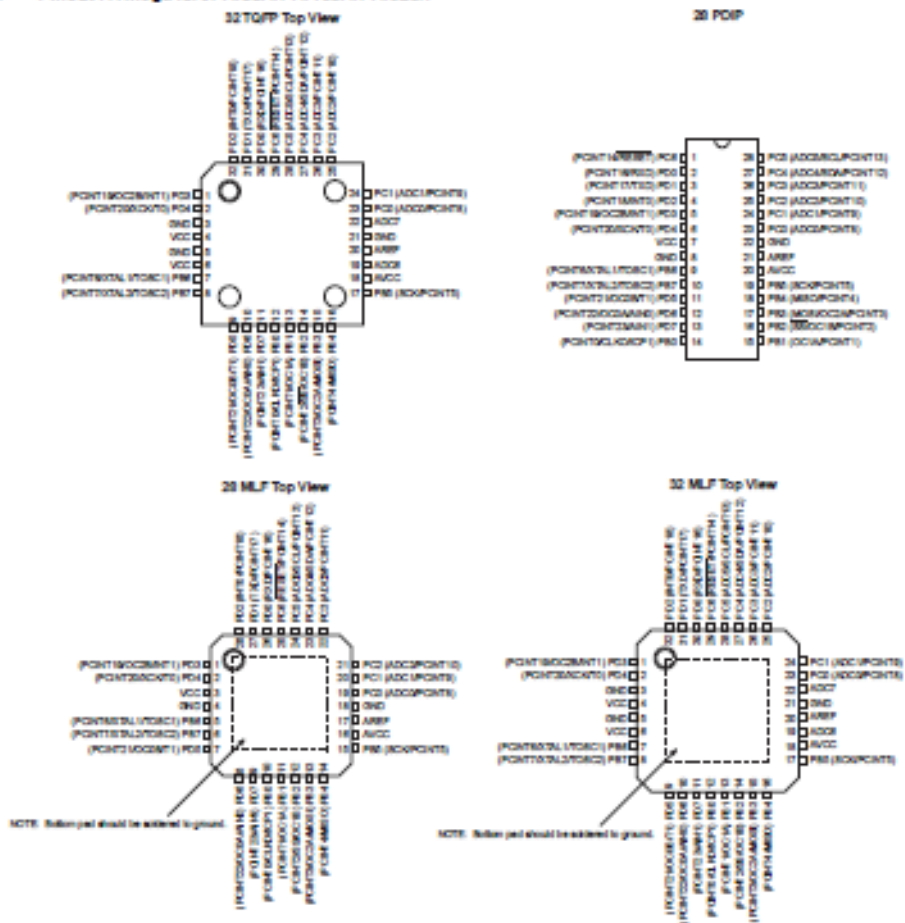
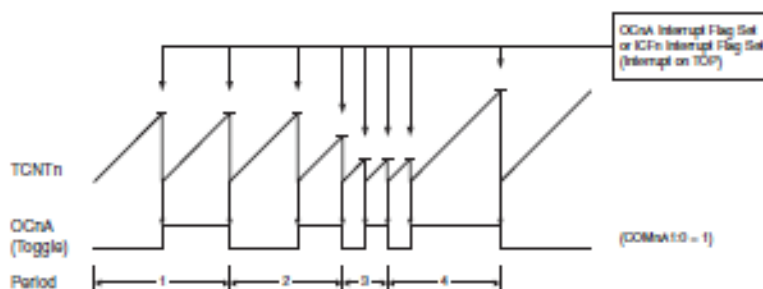


Table 1-1. 32UFPGA - Pinout ATmega48A/48PA/88A/88PA/168A/168PA

	1	2	3	4	6	8
A	PD2	PD1	PC6	PC4	PC2	PC1
B	PD3	PD4	PD0	PC5	PC3	PC0
C	GND	GND			ADC7	GND
D	VDD	VDD			AREF	ADC6
E	PB6	PD6	PB0	PB2	AVDD	PB5
F	PB7	PD5	PD7	PB1	PB3	PB4

The timing diagram for the CTC mode is shown in Figure 16-6. The counter value (TCNT1) increases until a compare match occurs with either OCR1A or ICR1, and then counter (TCNT1) is cleared.

Figure 16-8. CTC Mode, Timing Diagram



An interrupt can be generated at each time the counter value reaches the TOP value by either using the OCF1A or ICF1 Flag according to the register used to define the TOP value. If the interrupt is enabled, the interrupt handler routine can be used for updating the TOP value. However, changing the TOP to a value close to BOTTOM when the counter is running with none or a low prescaler value must be done with care since the CTC mode does not have the double buffering feature. If the new value written to OCR1A or ICR1 is lower than the current value of TCNT1, the counter will miss the compare match. The counter will then have to count to its maximum value (0xFFFF) and wrap around starting at 0x0000 before the compare match can occur. In many cases this feature is not desirable. An alternative will then be to use the fast PWM mode using OCR1A for defining TOP (WGM13:0 = 15) since the OCR1A then will be double buffered.

For generating a waveform output in CTC mode, the OC1A output can be set to toggle its logical level on each compare match by setting the Compare Output mode bits to toggle mode (COM1A1:0 = 1). The OC1A value will not be visible on the port pin unless the data direction for the pin is set to output (DDR_OC1A = 1). The waveform generated will have a maximum frequency of $f_{OC1A} = f_{clk_{IO}}/2$ when OCR1A is set to zero (0x0000). The waveform frequency is defined by the following equation:

$$f_{OCnA} = \frac{f_{clk_{IO}}}{2 \cdot N \cdot (1 + OCRnA)}$$

The N variable represents the prescaler factor (1, 8, 64, 256, or 1024).

As for the Normal mode of operation, the TOV1 Flag is set in the same timer clock cycle that the counter counts from MAX to 0x0000.

16.3.3 Fast PWM Mode

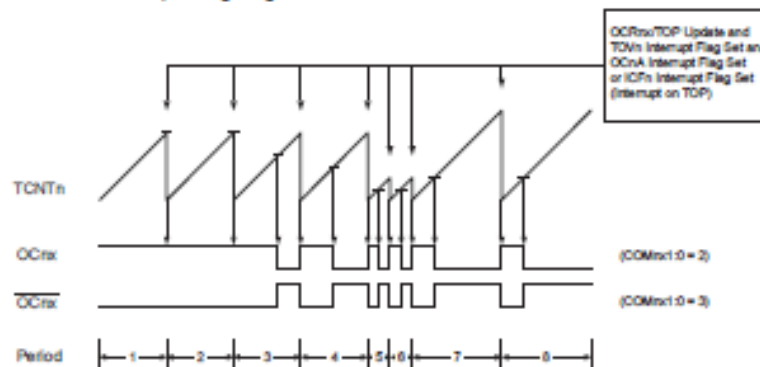
The fast Pulse Width Modulation or fast PWM mode (WGM13:0 = 5, 6, 7, 14, or 15) provides a high frequency PWM waveform generation option. The fast PWM differs from the other PWM options by its single-slope operation. The counter counts from BOTTOM to TOP then restarts from BOTTOM. In non-inverting Compare Output mode, the Output Compare (OC1x) is cleared on the compare match between TCNT1 and OCR1x, and set at BOTTOM. In Inverting Compare Output mode output is set on compare match and cleared at BOTTOM. Due to the single-slope operation, the operating frequency of the fast PWM mode can be twice as high as the phase correct and phase and frequency correct PWM modes that use dual-slope operation. This high frequency makes the fast PWM mode well suited for power regulation, rectification, and DAC applications. High frequency allows physically small sized external components (coils, capacitors), hence reduces total system cost.

The PWM resolution for fast PWM can be fixed to 8-, 9-, or 10-bit, or defined by either ICR1 or OCR1A. The minimum resolution allowed is 2-bit (ICR1 or OCR1A set to 0x0003), and the maximum resolution is 16-bit (ICR1 or OCR1A set to MAX). The PWM resolution in bits can be calculated by using the following equation:

$$R_{FPWM} = \frac{\log(TOP + 1)}{\log(2)}$$

In fast PWM mode the counter is incremented until the counter value matches either one of the fixed values 0x00FF, 0x01FF, or 0x03FF (WGM13:0 = 5, 6, or 7), the value in ICR1 (WGM13:0 = 14), or the value in OCR1A (WGM13:0 = 15). The counter is then cleared at the following timer clock cycle. The timing diagram for the fast PWM mode is shown in Figure 16-7. The figure shows fast PWM mode when OCR1A or ICR1 is used to define TOP. The TCNT1 value is in the timing diagram shown as a histogram for illustrating the single-slope operation. The diagram includes non-inverted and inverted PWM outputs. The small horizontal line marks on the TCNT1 slopes represent compare matches between OCR1x and TCNT1. The OC1x Interrupt Flag will be set when a compare match occurs.

Figure 16-7. Fast PWM Mode, Timing Diagram



The Timer/Counter Overflow Flag (TOV1) is set each time the counter reaches TOP. In addition the OC1A or ICF1 Flag is set at the same timer clock cycle as TOV1 is set when either OCR1A or ICR1 is used for defining the TOP value. If one of the interrupts are enabled, the interrupt handler routine can be used for updating the TOP and compare values.

When changing the TOP value the program must ensure that the new TOP value is higher or equal to the value of all of the Compare Registers. If the TOP value is lower than any of the Compare Registers, a compare match will never occur between the TCNT1 and the OCR1x. Note that when using fixed TOP values the unused bits are masked to zero when any of the OCR1x Registers are written.

The procedure for updating ICR1 differs from updating OCR1A when used for defining the TOP value. The ICR1 Register is not double buffered. This means that if ICR1 is changed to a low value when the counter is running with none or a low prescaler value, there is a risk that the new ICR1 value written is lower than the current value of TCNT1. The result will then be that the counter will miss the compare match at the TOP value. The counter will then have to count to the MAX value (0xFFFF) and wrap around starting at 0x0000 before the compare match can occur. The OCR1A Register however, is double buffered. This feature allows the OCR1A I/O location to be written anytime. When the OCR1A I/O location is written the value written will be put into the OCR1A Buffer Register. The OCR1A Compare Register will then be updated with the value in the Buffer Register at the next timer clock cycle the TCNT1 matches TOP. The update is done at the same timer clock cycle as the TCNT1 is cleared and the TOV1 Flag is set.

Using the ICR1 Register for defining TOP works well when using fixed TOP values. By using ICR1, the OCR1A Register is free to be used for generating a PWM output on OC1A. However, if the base PWM frequency is

actively changed (by changing the TOP value), using the OCR1A as TOP is clearly a better choice due to its double buffer feature.

In fast PWM mode, the compare units allow generation of PWM waveforms on the OC1x pins. Setting the COM1x1:0 bits to three will produce an inverted PWM and a non-inverted PWM output can be generated by setting the COM1x1:0 to two (see Table 16-2 on page 131). The actual OC1x value will only be visible on the port pin if the data direction for the port pin is set as output (DDR_OC1x). The PWM waveform is generated by setting (or clearing) the OC1x Register at the compare match between OCR1x and TCNT1, and clearing (or setting) the OC1x Register at the timer clock cycle the counter is cleared (changes from TOP to BOTTOM).

The PWM frequency for the output can be calculated by the following equation:

$$f_{OCxPWM} = \frac{f_{clk_{IO}}}{N \cdot (1 + TOP)}$$

The N variable represents the prescaler divider (1, 8, 64, 256, or 1024).

The extreme values for the OCR1x Register represents special cases when generating a PWM waveform output in the fast PWM mode. If the OCR1x is set equal to BOTTOM (0x0000) the output will be a narrow spike for each TOP+1 timer clock cycle. Setting the OCR1x equal to TOP will result in a constant high or low output (depending on the polarity of the output set by the COM1x1:0 bits.)

A frequency (with 50% duty cycle) waveform output in fast PWM mode can be achieved by setting OCR1A to toggle its logical level on each compare match (COM1A1:0 = 1). This applies only if OCR1A is used to define the TOP value (WGM13:0 = 15). The waveform generated will have a maximum frequency of $f_{OC1A} = f_{clk_{IO}}/2$ when OCR1A is set to zero (0x0000). This feature is similar to the OC1A toggle in CTC mode, except the double buffer feature of the Output Compare unit is enabled in the fast PWM mode.

16.9.4 Phase Correct PWM Mode

The phase correct Pulse Width Modulation or phase correct PWM mode (WGM13:0 = 1, 2, 3, 10, or 11) provides a high resolution phase correct PWM waveform generation option. The phase correct PWM mode is, like the phase and frequency correct PWM mode, based on a dual-slope operation. The counter counts repeatedly from BOTTOM (0x0000) to TOP and then from TOP to BOTTOM. In non-inverting Compare Output mode, the Output Compare (OC1x) is cleared on the compare match between TCNT1 and OCR1x while upcounting, and set on the compare match while downcounting. In inverting Output Compare mode, the operation is inverted. The dual-slope operation has lower maximum operation frequency than single slope operation. However, due to the symmetric feature of the dual-slope PWM modes, these modes are preferred for motor control applications.

The PWM resolution for the phase correct PWM mode can be fixed to 8-, 9-, or 10-bit, or defined by either ICR1 or OCR1A. The minimum resolution allowed is 2-bit (ICR1 or OCR1A set to 0x0003), and the maximum resolution is 16-bit (ICR1 or OCR1A set to MAX). The PWM resolution in bits can be calculated by using the following equation:

$$R_{PCPWM} = \frac{\log(TOP + 1)}{\log(2)}$$

In phase correct PWM mode the counter is incremented until the counter value matches either one of the fixed values 0x00FF, 0x01FF, or 0x03FF (WGM13:0 = 1, 2, or 3), the value in ICR1 (WGM13:0 = 10), or the value in OCR1A (WGM13:0 = 11). The counter has then reached the TOP and changes the count direction. The TCNT1 value will be equal to TOP for one timer clock cycle. The timing diagram for the phase correct PWM mode is shown on Figure 16-8 on page 126. The figure shows phase correct PWM mode when OCR1A or ICR1 is used to define TOP. The TCNT1 value is in the timing diagram shown as a histogram for illustrating the dual-slope operation. The diagram includes non-inverted and inverted PWM outputs. The small horizontal line marks on

16.11 Register Description

16.11.1 TCCR1A – Timer/Counter1 Control Register A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(Dx)DD	COM1A1	COM1A0	COM1B1	COM1B0	–	–	WGM11	WGM10	TCCR1A
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R	R	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

- Bit 7:6 – COM1A1:0: Compare Output Mode for Channel A
- Bit 5:4 – COM1B1:0: Compare Output Mode for Channel B

The COM1A1:0 and COM1B1:0 control the Output Compare pins (OC1A and OC1B respectively) behavior. If one or both of the COM1A1:0 bits are written to one, the OC1A output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. If one or both of the COM1B1:0 bit are written to one, the OC1B output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. However, note that the Data Direction Register (DDR) bit corresponding to the OC1A or OC1B pin must be set in order to enable the output driver.

When the OC1A or OC1B is connected to the pin, the function of the COM1x1:0 bits is dependent of the WGM13:0 bits setting. Table 16-1 shows the COM1x1:0 bit functionality when the WGM13:0 bits are set to a Normal or a CTC mode (non-PWM).

Table 16-1. Compare Output Mode, non-PWM

COM1A1/COM1B1	COM1A0/COM1B0	Description
0	0	Normal port operation, OC1A/OC1B disconnected.
0	1	Toggle OC1A/OC1B on Compare Match.
1	0	Clear OC1A/OC1B on Compare Match (Set output to low level).
1	1	Set OC1A/OC1B on Compare Match (Set output to high level).

Table 16-2 shows the COM1x1:0 bit functionality when the WGM13:0 bits are set to the fast PWM mode.

Table 16-2. Compare Output Mode, Fast PWM⁽¹⁾

COM1A1/COM1B1	COM1A0/COM1B0	Description
0	0	Normal port operation, OC1A/OC1B disconnected.
0	1	WGM13:0 = 14 or 15: Toggle OC1A on Compare Match, OC1B disconnected (normal port operation). For all other WGM1 settings, normal port operation, OC1A/OC1B disconnected.
1	0	Clear OC1A/OC1B on Compare Match, set OC1A/OC1B at BOTTOM (non-inverting mode)
1	1	Set OC1A/OC1B on Compare Match, clear OC1A/OC1B at BOTTOM (inverting mode)

Note: 1. A special case occurs when OCR1A/OCR1B equals TOP and COM1A1/COM1B1 is set. In this case the compare match is ignored, but the set or clear is done at BOTTOM. See "Fast PWM Mode" on page 123 for more details.

Table 16-3 shows the COM1x1:0 bit functionality when the WGM13:0 bits are set to the phase correct or the phase and frequency correct, PWM mode.

Table 18-3. Compare Output Mode, Phase Correct and Phase and Frequency Correct PWM⁽¹⁾

COM1A1/COM1B1	COM1A0/COM1B0	Description
0	0	Normal port operation, OC1A/OC1B disconnected.
0	1	WGM13:0 = 9 or 11: Toggle OC1A on Compare Match, OC1B disconnected (normal port operation). For all other WGM1 settings, normal port operation, OC1A/OC1B disconnected.
1	0	Clear OC1A/OC1B on Compare Match when up-counting. Set OC1A/OC1B on Compare Match when downcounting.
1	1	Set OC1A/OC1B on Compare Match when up-counting. Clear OC1A/OC1B on Compare Match when downcounting.

Note: 1. A special case occurs when OCR1A/OCR1B equals TOP and COM1A1/COM1B1 is set. See "Phase Correct PWM Mode" on page 125 for more details.

• Bit 1:0 – WGM11:0: Waveform Generation Mode

Combined with the WGM13:2 bits found in the TCCR1B Register, these bits control the counting sequence of the counter, the source for maximum (TOP) counter value, and what type of waveform generation to be used, see Table 16-4. Modes of operation supported by the Timer/Counter unit are: Normal mode (counter), Clear Timer on Compare match (CTC) mode, and three types of Pulse Width Modulation (PWM) modes. (See "Modes of Operation" on page 122).

Table 18-4. Waveform Generation Mode Bit Description⁽¹⁾

Mode	WGM13	WGM12 (CTC1)	WGM11 (PWM11)	WGM10 (PWM10)	Timer/Counter Mode of Operation	TOP	Update of OCR1X at	TOV1 Flag Set on
0	0	0	0	0	Normal	0xFFFF	Immediate	MAX
1	0	0	0	1	PWM, Phase Correct, 8-bit	0x00FF	TOP	BOTTOM
2	0	0	1	0	PWM, Phase Correct, 9-bit	0x01FF	TOP	BOTTOM
3	0	0	1	1	PWM, Phase Correct, 10-bit	0x03FF	TOP	BOTTOM
4	0	1	0	0	CTC	OCR1A	Immediate	MAX
5	0	1	0	1	Fast PWM, 8-bit	0x00FF	BOTTOM	TOP
6	0	1	1	0	Fast PWM, 9-bit	0x01FF	BOTTOM	TOP
7	0	1	1	1	Fast PWM, 10-bit	0x03FF	BOTTOM	TOP
8	1	0	0	0	PWM, Phase and Frequency Correct	ICR1	BOTTOM	BOTTOM
9	1	0	0	1	PWM, Phase and Frequency Correct	OCR1A	BOTTOM	BOTTOM
10	1	0	1	0	PWM, Phase Correct	ICR1	TOP	BOTTOM
11	1	0	1	1	PWM, Phase Correct	OCR1A	TOP	BOTTOM
12	1	1	0	0	CTC	ICR1	Immediate	MAX

Table 16-4. Waveform Generation Mode Bit Description⁽¹⁾ (Continued)

Mode	WGM13	WGM12 (CTC1)	WGM11 (PWM11)	WGM10 (PWM10)	Timer/Counter Mode of Operation	TOP	Update of OCR1X at	TOV1 Flag Set on
13	1	1	0	1	(Reserved)	–	–	–
14	1	1	1	0	Fast PWM	ICR1	BOTTOM	TOP
15	1	1	1	1	Fast PWM	OCR1A	BOTTOM	TOP

Note: 1. The CTC1 and PWM11:0 bit definition names are obsolete. Use the WGM12:0 definitions. However, the functionality and location of these bits are compatible with previous versions of the timer.

16.11.2 TCCR1B – Timer/Counter1 Control Register B

Bit (Out1)	7	6	5	4	3	2	1	0	TCCR1B
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

• Bit 7 – ICNC1: Input Capture Noise Canceler

Setting this bit (to one) activates the Input Capture Noise Canceler. When the noise canceler is activated, the input from the Input Capture pin (ICP1) is filtered. The filter function requires four successive equal valued samples of the ICP1 pin for changing its output. The Input Capture is therefore delayed by four Oscillator cycles when the noise canceler is enabled.

• Bit 6 – ICES1: Input Capture Edge Select

This bit selects which edge on the Input Capture pin (ICP1) that is used to trigger a capture event. When the ICES1 bit is written to zero, a falling (negative) edge is used as trigger, and when the ICES1 bit is written to one, a rising (positive) edge will trigger the capture.

When a capture is triggered according to the ICES1 setting, the counter value is copied into the Input Capture Register (ICR1). The event will also set the Input Capture Flag (ICF1), and this can be used to cause an Input Capture Interrupt, if this interrupt is enabled.

When the ICR1 is used as TOP value (see description of the WGM13:0 bits located in the TCCR1A and the TCCR1B Register), the ICP1 is disconnected and consequently the Input Capture function is disabled.

• Bit 5 – Reserved

This bit is reserved for future use. For ensuring compatibility with future devices, this bit must be written to zero when TCCR1B is written.

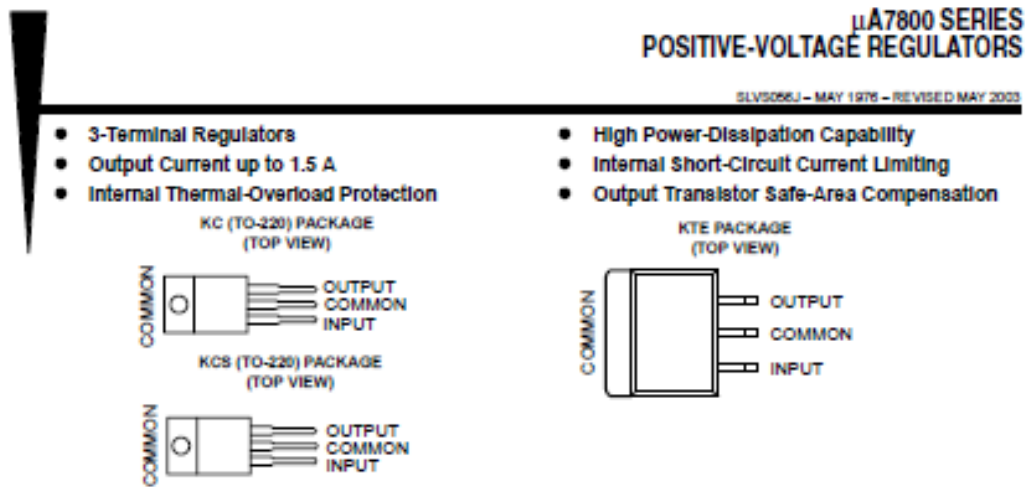
• Bit 4:3 – WGM13:2: Waveform Generation Mode

See TCCR1A Register description.

• Bit 2:0 – CS12:0: Clock Select

The three Clock Select bits select the clock source to be used by the Timer/Counter, see [Figure 16-10 on page 129](#) and [Figure 16-11 on page 129](#).

2. Datasheet LM7805 dan LM7815



description/ordering information

This series of fixed-voltage Integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 A of output current. The internal current-limiting and thermal-shutdown features of these regulators essentially make them immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents, and also can be used as the power-pass element in precision regulators.

ORDERING INFORMATION

T _J	V _{O(NOM)} (V)	PACKAGE†	ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING	
0°C to 125°C	5	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	µA7805CKTER	µA7805C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	µA7805CKC	µA7805C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	µA7805CKCS	µA7805C
	8	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	µA7808CKTER	µA7808C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	µA7808CKC	µA7808C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	µA7808CKCS	µA7808C
	10	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	µA7810CKTER	µA7810C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	µA7810CKC	µA7810C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	µA7810CKCS	µA7810C
	12	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	µA7812CKTER	µA7812C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	µA7812CKC	µA7812C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	µA7812CKCS	µA7812C
15	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	µA7815CKTER	µA7815C	
	TO-220 (KC)	Tube of 50	µA7815CKC	µA7815C	
	TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	µA7815CKCS	µA7815C	
24	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	µA7824CKTER	µA7824C	
	TO-220 (KC)	Tube of 50	µA7824CKC	µA7824C	

†Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/package.



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.

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



Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated



μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS066J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

recommended operating conditions

PARAMETER	PART NUMBER	MIN	MAX	UNIT
		V_I Input voltage	μA7805C	
	μA7808C	10.5	25	
	μA7810C	12.5	28	
	μA7812C	14.5	30	
	μA7815C	17.5	30	
	μA7824C	27	38	
I_O Output current			1.5	A
T_J Operating virtual junction temperature	μA7800C series	0	125	°C

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 10\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	μA7805C			UNIT	
			MIN	TYP	MAX		
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$	$V_I = 7\text{ V to }20\text{ V}$	25°C	4.8	5	5.2	V
			0°C to 125°C	4.75		5.25	
Input voltage regulation	$V_I = 7\text{ V to }25\text{ V}$	25°C		3	100	mV	
			$V_I = 8\text{ V to }12\text{ V}$	1	50		
Ripple rejection	$V_I = 8\text{ V to }18\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	0°C to 125°C	62	78		dB	
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$ $I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$	25°C		15	100	mV	
				5	50		
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.017			Ω	
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	0°C to 125°C	-1.1			mV/°C	
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	40			μV	
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V	
Bias current		25°C	4.2	8		mA	
Bias current change	$V_I = 7\text{ V to }25\text{ V}$ $I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$	0°C to 125°C		1.3		mA	
				0.5			
Short-circuit output current		25°C	750			mA	
Peak output current		25°C	2.2			A	

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 19\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	μA7812C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_D < 15\text{ W}$, $V_I = 14.5\text{ V to }27\text{ V}$	25°C	11.5	12	12.5	V
		0°C to 125°C	11.4		12.6	
Input voltage regulation	$V_I = 14.5\text{ V to }30\text{ V}$	25°C	10			mV
	$V_I = 16\text{ V to }22\text{ V}$		3			
Ripple rejection	$V_I = 15\text{ V to }25\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	0°C to 125°C	55	71		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	25°C	12			mV
	$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		4			
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.018			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	0°C to 125°C	-1			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	75			μV
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.3	8		mA
Bias current change	$V_I = 14.5\text{ V to }30\text{ V}$	0°C to 125°C	1			mA
	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		0.5			
Short-circuit output current		25°C	350			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 23\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	μA7815C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_D < 15\text{ W}$, $V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	25°C	14.4	15	15.6	V
		0°C to 125°C	14.25		15.75	
Input voltage regulation	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	25°C	11			mV
	$V_I = 20\text{ V to }26\text{ V}$		3			
Ripple rejection	$V_I = 18.5\text{ V to }28.5\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	0°C to 125°C	54	70		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	25°C	12			mV
	$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$		4			
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.019			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	0°C to 125°C	-1			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	90			μV
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.4	8		mA
Bias current change	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	0°C to 125°C	1			mA
	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		0.5			
Short-circuit output current		25°C	230			mA
Peak output current		25°C	2.1			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.



3. Datasheet dioda 1N4004

1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

Axial Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

Features

- Shipped in Plastic Bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Available in Fan-Fold Packaging, 3000 per box, by adding a "FF" suffix to the part number
- Pb-Free Packages are Available

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds, 1/16 in. from case
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band



ON Semiconductor®

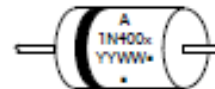
<http://onsemi.com>

LEAD MOUNTED RECTIFIERS
50–1000 VOLTS
DIFFUSED JUNCTION



CASE 59-10
AXIAL LEAD
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
1N400x = Device Number
x = 1, 2, 3, 4, 5, 6 or 7
YY = Year
WW = Work Week
• = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 5 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
†Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{WRM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
†Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (half-wave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	V
†RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
†Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, $T_A = 75^\circ\text{C}$)	I_O	1.0							A
†Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							A
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	-65 to +175							$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

†Indicates JEDEC Registered Data

THERMAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	Max	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	Note 1	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS†

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop, ($I_F = 1.0$ Amp, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.98	1.1	V
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop, ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	-	0.8	V
Maximum Reverse Current (rated DC voltage) ($T_J = 25^\circ\text{C}$) ($T_J = 100^\circ\text{C}$)	I_R	0.05 1.0	10 50	μA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current, ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	-	30	μA

†Indicates JEDEC Registered Data

<http://onsemi.com>

4. Datasheet IC TLP250

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

TLP250

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

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

This unit is 8-lead DIP package.

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

- Input threshold current: $I_T = 5\text{mA (max.)}$
- Supply current (I_{CC}): 11mA (max.)
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A (max.)}$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $0.5\mu\text{s (max.)}$
- Isolation voltage: 2500Vrms (min.)
- UL recognized: UL1577, file No. E67549

• Option(D4)

VDE Approved : DIN EN60747-5-2

Maximum Operating Insulation Voltage : 800Vpk

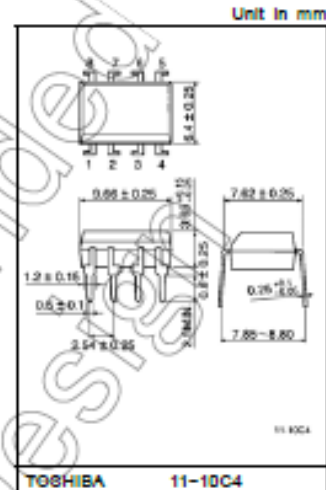
Highest Permissible Over Voltage : 4000Vpk

(Note):When a EN60747-5-2 approved type is needed,

Please designate "Option(D4)"

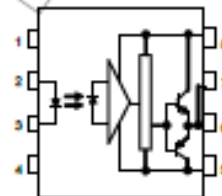
Truth Table

		Tr1	Tr2
		On	Off
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On



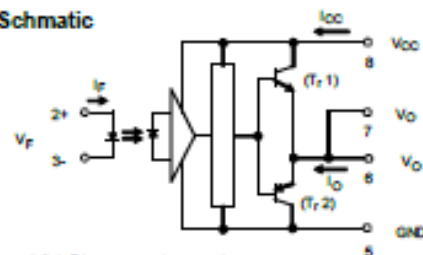
Weight: 0.54 g (typ.)

Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C. 5 : GND
 2 : Anode 6 : V_O (Output)
 3 : Cathode 7 : V_O
 4 : N.C. 8 : V_{CC}

Schematic



A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

TOSHIBA

TLP250

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I_F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA/°C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FPT}	1	A	
	Reverse voltage	V_R	5	V	
	Junction temperature	T_J	125	°C	
Detector	"H" peak output current (P _{VY} ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current (P _{VY} ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	V_O	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Supply voltage	V_{CC}	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V/°C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V/°C	
	Junction temperature	T_J	125	°C	
	Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz	
Operating temperature range	T_{opr}	-20-85	°C		
Storage temperature range	T_{stg}	-55-125	°C		
Lead soldering temperature (10 s)	T_{sld}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	BV_G	2500	Vrms		

Note: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings.

Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/"Derating Concept and Methods") and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc.).

Note 1: Pulse width P_{VY} ≤ 1μs, 300pps.

Note 2: Exponential waveform.

Note 3: Exponential waveform; I_{OPH} ≤ -1.0A (≤ 2.5μs); I_{OPL} ≤ +1.0A (≤ 2.5μs)

Note 4: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 5: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Input current, on (Note 6)	$I_{i(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{i(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30 20	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	70 85	°C

Note: Recommended operating conditions are given as a design guideline to obtain expected performance of the device. Additionally, each item is an independent guideline respectively. In developing designs using this product, please confirm specified characteristics shown in this document.

Note 6: Input signal rise time(fall time) < 0.5μs.

5. Datasheet dioda 6A100



6A05 - 6A10

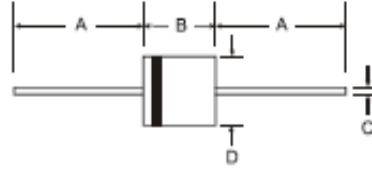
6.0A SILICON RECTIFIER

Features

- High Surge Current Capability
- Low Leakage and Forward Voltage Drop
- Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 1)

Mechanical Data

- Case: R-6
- Case Material: Molded Plastic. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020C
- Terminals: Finish — Tin. Axial Leads, Solderable per MIL-STD-202, Method 208 (8)
- Polarity: Color Band Indicates Cathode
- Ordering Information: See Page 3
- Approximate Weight: 2.1 grams



R-6		
Dim	Min	Max
A	25.40	-
B	8.60	9.10
C	1.20	1.30
D	8.60	9.10
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @TA = 25°C unless otherwise specified

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, halfwave, 60Hz, resistive or inductive load.

Characteristic	Symbol	6A05	6A1	6A2	6A4	6A6	6A8	6A10	Unit
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current 9.5mm lead length @ TA = 75°C (See Fig. 1)	I_{AV}	6.0							A
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	400							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 6.0A DC	V_{FM}	0.90							V
Maximum DC Reverse Current @ TA = 25°C	I_{RM}	10							μ A
at Rated Blocking Voltage @ TA = 100°C		100							
Operating and Storage Temperature Range	T_j, T_{STG}	-65 to +175							°C

Notes: 1. RoHS revision 13.2.2003. Glass and high temperature solder exemptions applied, see EU Directive Annex Notes 5 and 7.

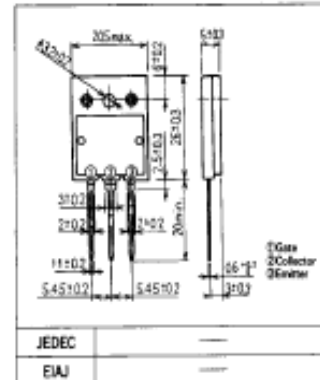
6. Datasheet IGBT 1MBH65-100

1MBH65-100

富士IGBT

IGBT

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

■外形寸法：Outline Drawings**■特長：Features**

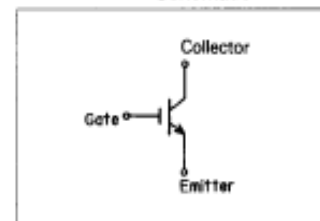
- 高速スイッチング High Speed Switching
- 低飽和電圧 Low Saturation Voltage
- 高入力ゲート抵抗(MOSゲート構造) High Impedance Gate
- 小型パッケージ Small Package

■用途：Applications

- 電圧共振型電源 Voltage Resonance Power Supply
- 誘導加熱 Induction Heater

■定格と特性：Maximum Ratings and Characteristics●絶対最大定格：Absolute Maximum Ratings($T_c=25^\circ\text{C}$)

Items	Symbols	Ratings	Units
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CES}	1000	V
ゲート・エミッタ間電圧	V_{GES}	± 20	V
コレクタ電流	I_C	65	A
	$I_{CM}(50\mu\text{s})$	195	A
コレクタ損失	P_C	300	W
接合部温度	T_j	+150	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	$-40 \sim +150$	$^\circ\text{C}$

■等価回路：Equivalent Circuit Schematic●電気的特性：Electrical Characteristics($T_c=25^\circ\text{C}$)

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
コレクタしや断電流	I_{CIS}	$V_{CE}=1000\text{V}, V_{GE}=0\text{V}$			1.0	mA
ゲート漏れ電流	I_{GOS}	$V_{CE}=\pm 20\text{V}, V_{GE}=0\text{V}$			100	nA
しきい値電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=10\text{mA}, V_{GE}=10\text{V}$	2.0		6.0	V
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=65\text{A}, V_{GE}=15\text{V}$			3.2	V
入力容量	C_{ies}	$V_{CE}=25\text{V}, V_{GE}=0\text{V}, f=1\text{MHz}$		3000		pF
スイッチング特性	t_f	$V_{CE}=200\text{V}, I_C=65\text{A}, V_{GE}=\pm 15\text{V}$ $R_G=6.6\Omega, R_E=3.3\Omega$			11.0	μs

●熱的特性：Thermal Characteristics

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
熱抵抗	$R_{th(j-c)}$				0.416	$^\circ\text{C}/\text{W}$



RURG8060

Data Sheet

November 2013

80 A, 600 V, Ultrafast Diode

Description

The RURG8060 is an ultrafast diode with low forward voltage drop. This device is intended for use as freewheeling and clamping diodes in a variety of switching power supplies and other power switching applications. It is specially suited for use in switching power supplies and industrial application.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
RURG8060	TO-247-2L	RURG8060

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



Features

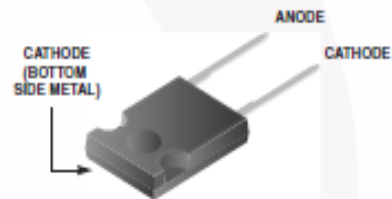
- Ultrafast Recovery $t_r = 85$ ns (@ $I_F = 80$ A)
- Max Forward Voltage, $V_F = 1.6$ V (@ $T_C = 25^\circ\text{C}$)
- 600 V Reverse Voltage and High Reliability
- Avalanche Energy Rated
- RoHS Compliant

Applications

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging

JEDEC STYLE 2 LEAD TO-247



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	RURG8060	UNIT
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM} 600	V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM} 600	V
DC Blocking Voltage	V_R 600	V
Average Rectified Forward Current	$I_{F(AV)}$ 80	A
($T_C = 72^\circ\text{C}$)		
Repetitive Peak Surge Current	I_{FRM} 160	A
(Square Wave, 20kHz)		
Nonrepetitive Peak Surge Current	I_{FSM} 800	A
(Halfwave, 1 Phase, 60Hz)		
Maximum Power Dissipation	P_D 180	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8)	E_{AVL} 50	mJ
Operating and Storage Temperature	T_{STG}, T_J -65 to 175	$^\circ\text{C}$