



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR - EE184801

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI *CHARGING*
EQUALIZER DENGAN METODE MASTER-SLAVE
PADA BATERAI *LITHIUM-ION***

Miftahul Arifin
NRP 07111640000036

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.
Dedet C. Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro dan Informatika Cerdas
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2020



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR - EE184801

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI *CHARGING EQUALIZER*
DENGAN METODE MASTER-SLAVE PADA BATERAI
*LITHIUM-ION***

Miftahul Arifin
NRP 07111640000036

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.
Dedet C. Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro dan Informatika Cerdas
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2020



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

FINAL PROJECT - EE184801

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF CHARGING
EQUALIZER WITH MASTER-SLAVE METHOD ON
*LITHIUM-ION***

Miftahul Arifin
NRP 07111640000036

Supervisors
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.
Dedet C. Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Intelligent Electrical and Informatics Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2020

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi keseluruhan Tugas Akhir saya dengan judul “**DESAIN DAN IMPLEMENTASI *CHARGING EQUALIZER* DENGAN METODE MASTER-SLAVE PADA BATERAI *LITHIUM-ION***” adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka.

Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, Juni 2020

Miftahul Arifin
0711164000036

Halaman ini sengaja dikosongkan

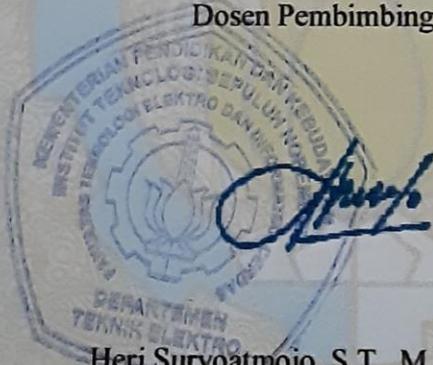
**DESAIN DAN IMPLEMENTASI *CHARGING EQUALIZER*
DENGAN METODE MASTER-SLAVE PADA BATERAI
*LITHIUM-ION***

TUGAS AKHIR

Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada
Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Menyetujui :

Dosen Pembimbing I



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

**SURABAYA
JULI, 2020**

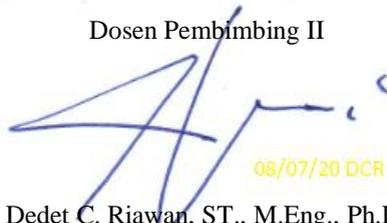
**DESAIN DAN IMPLEMENTASI *CHARGING EQUALIZER*
DENGAN METODE MASTER-SLAVE PADA BATERAI
*LITHIUM-ION***

TUGAS AKHIR

Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada
Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Menyetujui :

Dosen Pembimbing II



08/07/20 DCR

Dedet C. Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
NIP. 197311192000031001

**SURABAYA
JULI, 2020**

DESAIN DAN IMPLEMENTASI *CHARGING EQUALIZER* DENGAN METODE MASTER-SALVE PADA BATERAI *LITHIUM-ION*

Miftahul Arifin
0711164000036

Pembimbing I: Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Pembimbing II: Dedet C. Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

ABSTRAK

Baterai *lithium-ion* digunakan secara luas untuk berbagai aplikasi karena memiliki kepadatan energi yang tinggi, siklus hidup yang baik, tegangan sel yang lebih tinggi, perawatan yang lebih mudah, dan ramah lingkungan dibandingkan dengan jenis baterai lainnya. Untuk menghasilkan tegangan yang diharapkan baterai *lithium-ion* dapat disusun secara seri. Akan tetapi, penyusunan baterai secara seri ini harus memperhatikan kondisi tegangan tiap sel, karena penggunaan baterai secara seri terus menerus akan menyebabkan perbedaan tegangan tiap sel yang dapat menimbulkan kondisi *undercharging* pada salah satu sel baterai. Ketika kondisi tegangan setiap sel tidak sama, proses *charging* pun akan mempunyai waktu yang berbeda untuk mencapai kapasitas penuh masing-masing sel sehingga setiap sel baterai tersebut tidak akan penuh dalam waktu bersamaan. Jika hal tersebut dibiarkan, maka akan menimbulkan *overcharging* pada sel baterai. Oleh karena itu, pada penelitian ini diusulkan metode *charging equalizer* dengan metode master-slave sehingga tiap sel dapat diisi bersamaan secara merata tanpa khawatir terjadi *overcharged* maupun *undercharged* pada salah satu sel baterai. Pada implementasinya, digunakan dua topologi *flyback* konverter dengan mode *step down* dan *step up* yang memiliki efisiensi masing-masing 79,32% dan 78,36%. Hasil pengujian membuktikan *equalizer* sudah bekerja dengan baik, dengan perbedaan tegangan antar baterai hasil ekualisasi maksimal sebesar 0,01 Volt dan lama waktu proses ekualisasi ditentukan oleh perbedaan tegangan antar sel yang diuji.

Kata kunci: *Charging Equalizer*, *Flyback* Konverter, Baterai *Lithium-Ion*, *Bidirectional Cell Switch*

Halaman ini sengaja dikosongkan

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF CHARGING EQUALIZER WITH MASTER-SLAVE METHOD ON LITHIUM-ION BATTERIES

Miftahul Arifin
0711164000036

Supervisor I: Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Supervisor II: Dedet C. Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

ABSTRACT

Lithium-ion batteries are widely used for a variety of applications because they have high energy density, good life cycle, higher cell voltage, easier maintenance, and are environmentally friendly compared to other types of batteries. To produce the expected voltage, lithium-ion batteries can be arranged in series. However, the arrangement of batteries in this series must pay attention to the voltage conditions of each cell, because the use of batteries in series continuously will cause voltage differences for each cell that can lead to undercharging conditions in one of the battery cells. When the voltage conditions of each cell are not the same, the charging process will also have a different time to reach the full capacity of each cell so that each battery cell will not be full at the same time. If this is left unchecked, this will cause overcharging of the battery cell. Therefore, this research proposes the charging equalizer method with the master-slave method so that each cell can be charged together evenly without worrying about overcharged or undercharged in one of the battery cells. In its implementation, two flyback converter topologies are used with step down and step up modes, which have efficiencies of 79.32% and 78.36% respectively. The test results prove the equalizer works well, with a maximum voltage difference between the results of the equalization battery of 0.01 Volts and the length of the equalization process time is determined by the difference in voltage between the cells tested.

Key Word: Charging Equalizer, Flyback Converter, Lithium-Ion Battery, Bidirectional Cell Switch

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Puji syukur Alhamdulillah senantiasa penulis panjatkan kehadiran Allah SWT. Karena atas limpahan rahmat, nikmat, dan hidayah-Nya, penulis dapat menyelesaikan buku penelitian ini dengan judul **“Desain dan Implementasi Charging Equalizer dengan Metode Master-Slave pada Baterai Lithium-Ion”**. Buku ini saya persembahkan khususnya kepada keluarga saya dan umumnya untuk bahan referensi penelitian di masa yang akan datang. Namun, penulis menyadari bahwa buku penelitian ini jauh dari kesempurnaan. Oleh karena itu, penulis mengharapkan kritik dan saran dari pembaca untuk perbaikan pada penulisan buku-buku penelitian selanjutnya.

Penelitian ini dapat diselesaikan tidak terlepas dari bantuan banyak pihak yang telah memberikan masukan dan bimbingan kepada penulis. Untuk itu, penulis mengucapkan terima kasih kepada:

1. Ayah dan Ibu penulis yang selalu memberikan doa serta motivasi kepada penulis.
2. Bapak Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D. dan Dedet C. Riawan, ST., M.Eng., Ph.D. selaku dosen pembimbing yang telah banyak memberikan masukan dan arahan selama proses penyelesaian tugas akhir ini.
3. Teman-teman asisten Laboratorium Konversi Energi Listrik B101 khususnya Fikri Ramadhan S yang satu topik pada penelitian ini dan teman-teman Laboratorium Robot Cerdas Robotika ITS yang selalu memberikan support dan motivasinya.
4. Teman-teman e56 dan semua pihak yang tidak bisa disebutkan satu persatu.

Penulis mengucapkan terima kasih atas segala doa dan dukungan yang telah diberikan kepada penulis selama ini. Penulis juga memohon maaf atas segala kekurangan pada tugas akhir ini. Semoga tugas akhir ini dapat memberikan manfaat bagi mahasiswa Teknik Elektro ITS pada khususnya dan seluruh pembaca pada umumnya.

Surabaya, Juni 2020

Miftahul Arifin

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
PERNYATAAN KEASLIAN	
LEMBAR PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	ix
DAFTAR TABEL	xi
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Masalah	2
1.3 Tujuan	2
1.4 Batasan Masalah.....	2
1.5 Metodologi	3
1.6 Sistematika Penulisan	4
BAB 2 CHARGING EQUALIZER MENGGUNAKAN METODE MASTER-SLAVE PADA BATERAI LITHIUM-ION	7
2.1 Baterai <i>Lithium-Ion</i>	7
2.2 Topologi <i>Charging Equalizer</i>	7
2.2.1 Topologi <i>Charging Equalizer</i> dengan Metode Master-Slave ..	12
2.2.2 Prinsip Kerja <i>Charging Equalizer</i> dengan Metode Master-Slave	13
2.3 <i>Flyback</i> Konverter	16
2.3.1 Analisa Sakelar Tertutup	16
2.3.2 Analisa Sakelar Terbuka	18
2.3.3 Mode Operasi <i>Flyback</i> Konverter	19
2.3.4 Pemodelan Transformator	24
BAB 3 DESAIN, SIMULASI, DAN IMPLEMENTASI	27
3.1 Diagram Blok Sistem.....	27
3.2 Parameter Baterai <i>Lithium-Ion</i>	28
3.3 Desain <i>Flyback</i> Konverter	29
3.3.1 Parameter <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	29
3.3.2 Parameter <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Up</i>	38
3.4 Simulasi Konverter Kondisi Statis	45
3.4.1 Simulasi <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	45
3.4.2 Simulasi <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Up</i>	48

3.5	Simulasi Konverter Kondisi Dinamis	51
3.6	Desain <i>Bidirectional Cell Switch</i>	53
3.7	Algoritma <i>Charging Equalizer</i> Baterai	54
3.8	Implementasi <i>Charging Equalizer</i> Baterai <i>Lithium-Ion</i>	57
BAB 4 HASIL DAN ANALISA DATA		59
4.1	Pengujian Sensor Arus dan Tegangan	59
4.2	Pengujian <i>Flyback</i> Konverter.....	63
4.3	Pengujian Efisiensi Konverter.....	69
4.4	Pengujian <i>Constant Current</i>	71
4.5	Pengujian <i>Equalizer</i> Baterai.....	73
BAB 5 PENUTUP		77
5.1	Kesimpulan	77
5.2	Saran	77
DAFTAR PUSTAKA		79
LAMPIRAN		81

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Macam-macam Topologi <i>Charging Equalizer</i>	8
Gambar 2.2 Metode (a) <i>Switched</i> Kapasitor (b) <i>Double-tiered</i> Kapasitor.....	9
Gambar 2.3 Metode Multi Induktor	10
Gambar 2.4 Metode <i>Single Winding</i> Transformator	11
Gambar 2.5 Topologi <i>Charging Equalizer</i> dengan Metode Master- Slave	12
Gambar 2.6 <i>Equalizer</i> Tahap kedua	14
Gambar 2.7 <i>Equalizer</i> Tahap ketiga	15
Gambar 2.8 <i>Equalizer</i> Mode <i>Discharging</i>	15
Gambar 2.9 Topologi <i>Flyback</i> Konverter.....	16
Gambar 2.10 Sakelar Kondisi Tertutup.....	16
Gambar 2.11 Sinyal Arus primer	17
Gambar 2.12 Sakelar Kondisi Terbuka	18
Gambar 2.13 Mode Operasi DCM	20
Gambar 2.14 Arus Input Primer	21
Gambar 2.15 Mode Operasi CCM	22
Gambar 3.1 Diagram Blok Sistem Konverter.....	27
Gambar 3.2 Simulasi <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i> Kondisi Statis	45
Gambar 3.3 Bentuk Sinyal V_{GS} dan V_{DS} Konverter Mode <i>Step Down</i>	46
Gambar 3.4 Bentuk Sinyal V_{GS} dan Arus Primer Transformator Konverter Mode <i>Step Down</i>	47
Gambar 3.5 Sinyal Tegangan <i>Input</i> dan Tegangan <i>Output</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	47
Gambar 3.6 Simulasi <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Up</i> Kondisi Statis	48
Gambar 3.7 Bentuk Sinyal V_{GS} dan V_{DS} Konverter Mode <i>Step Down</i>	49
Gambar 3.8 Bentuk Sinyal V_{GS} dan Arus Primer Transformator Konverter Mode <i>Step Down</i>	49
Gambar 3.9 Sinyal Tegangan Output dan Tegangan <i>Input</i> Konverter Mode <i>Step Up</i>	50

Gambar 3.10	Simulasi Rangkaian <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i> dengan <i>Constant Current</i>	51
Gambar 3.11	Simulasi CC dengan Perubahan Tegangan <i>Input</i> pada Konverter Mode <i>Step Down</i>	52
Gambar 3.12	Simulasi Rangkaian <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Up</i> dengan <i>Constant Current</i>	52
Gambar 3.13	Simulasi CC dengan Perubahan Tegangan <i>Input</i> pada Konverter Mode <i>Step Up</i>	53
Gambar 3.14	Desain Rangkaian <i>Bidirectional Cell Switch</i>	54
Gambar 3.15	Algoritma <i>Charging Equalizer</i> Baterai	56
Gambar 3.17	Implementasi <i>Charging Equalizer</i> Bagian (a) Master	58
Gambar 4.1	Bentuk Sinyal V_{GS} dan V_{DS} <i>Flyback</i> Konverter Mode..	64
Gambar 4.2	Bentuk Sinyal Arus Primer Transformator <i>Flyback</i> Konverter Mode (a) <i>Step Down</i> (b) <i>Step Up</i>	66
Gambar 4.3	Bentuk Sinyal Tegangan <i>Input</i> dan Tegangan <i>Output</i> <i>Flyback</i> Konverter Mode (a) <i>Step Down</i> (b) <i>Step Up</i> ...	68
Gambar 4.4	<i>Ripple</i> Tegangan <i>Output</i> <i>Flyback</i> Konverter Mode	69
Gambar 4.5	Grafik efisiensi <i>Flyback</i> Konverter Mode (a) <i>Step Down</i> (b) <i>Step Up</i>	70
Gambar 4.6	Pengujian <i>Constant Current</i> <i>Flyback</i> Konverter Mode	72
Gambar 4.7	Grafik Pengujian Ekualisasi <i>Case</i> Pertama	73
Gambar 4.8	Grafik Pengujian Ekualisasi <i>Case</i> Kedua	74
Gambar 4.9	Grafik Pengujian Ekualisasi <i>Case</i> Ketiga.....	75

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1 Spesifikasi Baterai <i>Lithium-Ion</i>	28
Tabel 3.2 Parameter Awal <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	29
Tabel 3.3 Spesifikasi ETD49	34
Tabel 3.4 Parameter <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	37
Tabel 3.5 Parameter Awal <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Up</i>	38
Tabel 3.6 Parameter <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	44
Tabel 3.7 Parameter Komponen Implementasi <i>Charging Equalizer</i>	57
Tabel 4.1 Pengujian Sensor Tegangan <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	60
Tabel 4.2 Pengujian Sensor Tegangan <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Up</i>	60
Tabel 4.3 Pengujian Sensor Tegangan Baterai 1	61
Tabel 4.4 Pengujian Sensor Tegangan Baterai 2	61
Tabel 4.5 Pengujian Sensor Tegangan Baterai 3	62
Tabel 4.6 Pengujian Sensor Arus <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Down</i>	62
Tabel 4.7 Pengujian Sensor Arus <i>Flyback</i> Konverter Mode <i>Step Up</i>	63

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Dalam perkembangan kendaraan listrik, pembangkit listrik dengan sumber energi terbarukan, dan pesawat tanpa awak (UAV), baterai merupakan elemen penting sebagai media penyimpanan energi listrik. Terdapat berbagai macam jenis baterai yang beredar di masyarakat seperti *Lithium-Polymer*, *Lead Acid*, dan *Lithium-Ion*. Dari sekian baterai yang telah disebutkan diatas, baterai *lithium-ion* merupakan salah satu yang paling banyak digunakan karena kepadatan energi yang tinggi, siklus hidup yang baik, tegangan sel yang lebih tinggi, perawatan yang lebih mudah, dan ramah lingkungan dibandingkan dengan jenis baterai lainnya[1].

Untuk menghasilkan tegangan yang diharapkan baterai *lithium-ion* dapat disusun secara seri. Akan tetapi, penyusunan baterai secara seri ini harus memperhatikan kondisi tegangan tiap sel, karena penggunaan baterai secara seri terus menerus akan menyebabkan perbedaan tegangan tiap sel yang dapat menimbulkan kondisi *undercharging* pada salah satu sel baterai. Ketika kondisi tegangan setiap sel tidak sama, proses *charging* akan mempunyai waktu yang berbeda untuk mencapai kapasitas penuh masing-masing sel sehingga setiap sel baterai tersebut tidak akan penuh dalam waktu bersamaan. Jika hal tersebut dibiarkan, akan menimbulkan kondisi *overcharging* pada baterai. Untuk *charging* baterai dengan kondisi tegangan sel yang berbeda terdapat beberapa cara untuk mengatasinya, salah satu caranya menggunakan *charging equalizer* dengan metode master-slave. Metode ini membagi *equalizer* menjadi dua bagian, yaitu master dan slave. Bagian master terdiri dari mikrokontroler dan DC-DC konverter. Untuk bagian slave terdiri dari baterai *lithium-ion*, sensor tegangan baterai, dan *bidirectional cell switch*. Dengan memonitor tegangan tiap sel secara *realtime*, maka dapat mencegah terjadinya *overcharged* maupun *undercharged* pada sel baterai. Kondisi *overcharged* pada sel baterai dapat menyebabkan ledakan. Sedangkan, kondisi *undercharged* pada sel baterai bisa mengurangi usia dari sel baterai tersebut[2]. Proses *charging* maupun *discharging* untuk proses ekualisasi baterai menggunakan *flyback* konverter, pemilihan *flyback* konverter ini dikarenakan *flyback* konverter memiliki efisiensi yang tinggi dan termasuk topologi *isolated* konverter yang membuat bagian

input dan output konverter tidak berhubungan secara elektrik[3]. Sehingga cocok dipadukan dengan *bidirectional cell switch* dan sesuai jika digunakan dalam proses ekualisasi.

Maka dari itu, pada penelitian ini dirancang dan diimplementasikan sebuah *charging equalizer* baterai lithium-ion dengan metode master-slave menggunakan topologi *flyback* konverter sehingga baterai lithium-ion aman selama proses *charging*[4] dan dapat digunakan sesuai kebutuhan.

1.2 Rumusan Masalah

Permasalahan yang akan dibahas pada penelitian ini adalah penyusunan baterai *lithium-ion* secara seri untuk mendapatkan tegangan yang diinginkan menyebabkan kondisi tegangan tiap sel menjadi tidak sama setelah baterai tersebut digunakan. Oleh karena itu, diperlukan suatu *charging equalizer* baterai *lithium-ion* yang bisa menyamakan tegangan baterai tanpa menyebabkan *overcharging* maupun *undercharging* pada salah satu sel baterai.

1.3 Tujuan

Tujuan dari penelitian ini sebagai berikut :

1. Mendesain dan mengimplementasikan *charging equalizer* menggunakan metode master-slave pada baterai *lithium-ion*.
2. Membandingkan dan menganalisis hasil simulasi dengan hasil desain dan implementasi *charging equalizer* menggunakan metode master-slave pada baterai *lithium-ion*.
3. Mendesain dan mengimplementasikan algoritma *charging equalizer* untuk menghasilkan proses ekualisasi yang maksimal.

1.4 Batasan Masalah

Batasan masalah dari penelitian ini sebagai berikut :

1. Perancangan *flyback* konverter mode *step down* dan mode *step up* untuk daya 18 Watt.
2. Proses ekualisasi tidak mempertimbangkan nilai *State of Charge* (SoC), *State of Health* (SoH), dan *Depth of Discharge* (DoD) baterai.
3. Jenis baterai yang digunakan pada penelitian ini adalah tiga buah *Lithium-Ion* yang disusun seri
4. Implementasi alat menyesuaikan dengan kondisi di pasaran dan peralatan Laboratorium Konversi Energi Listrik.

1.5 Metodologi

Metodologi yang digunakan ketika menyusun penelitian ini adalah sebagai berikut :

1. Studi Literatur

Untuk menunjang penelitian ini, dilakukan studi literatur melalui berbagai literasi berupa paper, jurnal, buku, dan tugas akhir yang membahas tentang *charging equalizer* baterai, cara menentukan parameter-parameter dari *flyback* konverter, dan karakteristik baterai *lithium-ion*.

2. Simulasi dan Perancangan Flyback Konverter

Melakukan perancangan dan perhitungan dari parameter-parameter komponen yang ada pada *flyback* konverter sehingga didapatkan nilai arus dan tegangan yang diharapkan. Selanjutnya dilakukan simulasi antara master modul yakni mikrokontroller dan *flyback* konverter dengan slave modul yakni baterai *lithium-ion*, sensor tegangan, dan *bidirectional cell switch* menggunakan *software* PSIM dan Matlab. Hasil dari simulasi nanti dibandingkan dengan perhitungan secara teori.

3. Implementasi Hardware

Setelah hasil simulasi sesuai dengan yang diharapkan, maka tahap selanjutnya adalah implementasi. Dimulai dengan membuat *hardware* dengan mendesain PCB modul master dan slave menggunakan *software* Eagle. Selanjutnya dilakukan pemasangan komponen dan mengunggah algoritma *charging equalizer* ke mikrokontroller.

4. Pengujian Alat dan Analisa Data

Setelah semua komponen dipasang selanjutnya dilakukan pengujian *charging* baterai *lithium-ion*. Pengujian menggunakan baterai yang sudah terpakai sebelumnya sehingga tegangan tiap sel berbeda. Lalu kemudian dilakukan pengambilan data dengan mengamati parameter tegangan tiap sel baterai serta arus dari *flyback* konverter selama proses *charging* maupun *discharging*. Data yang didapat dari pengujian diamati dengan cara membandingkan data hasil simulasi dengan data dari hasil implementasi *hardware*. Jika data hasil dari simulasi tidak sesuai dengan implementasi, maka dilakukan analisis sehingga dapat mengetahui penyebab ketidaksesuaian tersebut. Hasil analisis dibuat landasan untuk melakukan perbaikan pada *hardware* implementasi selanjutnya.

5. Kesimpulan

Setelah semua tahap selesai, maka tahap akhir ditarik kesimpulan berdasarkan hasil analisa data yang didapat dari desain, simulasi, dan implementasi alat.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan pada laporan penelitian ini terdiri dari lima bagian uraian yaitu :

BAB 1 : Pendahuluan

Bab ini berisi tentang penjelasan latar belakang, perumusan masalah, tujuan, batasan masalah, metodologi, dan sistematika penulisan pada penelitian ini.

BAB 2 : Tinjauan Pustaka

Bab ini berisi mengenai teori penunjang yang membahas tentang baterai *lithium-ion*, macam-macam *charging equalizer*, dan topologi *flyback* konverter yang menyangkut mode operasi dan penurunan rumusnya.

BAB 3 : Desain, Simulasi, dan Implementasi

Bab ini membahas mengenai desain atau rancangan *flyback* konverter secara matematis, simulasi menggunakan *software*, dan implementasi *flyback* konverter untuk melakukan proses ekualisasi secara *constant current*. Pada bab ini juga dibahas mengenai algoritma yang digunakan pada penelitian ini.

BAB 4 : Hasil dan Analisa Data

Bab ini membahas mengenai hasil implementasi pengujian dan analisis data dari sinyal pesakelaran *flyback* konverter, efisiensi konverter, dan proses ekualisasi.

BAB 5 : Penutup

Bab ini berisi tentang kesimpulan dari hasil penelitian yang sudah dilakukan dan saran terkait penelitian selanjutnya.

1.7 Relevansi

Hasil dari penelitian ini, diharapkan dapat memberikan manfaat antara lain :

1. Dapat digunakan sebagai referensi dalam pengembangan maupun penelitian *charging equalizer* baterai *lithium-ion* dengan topologi *flyback konverter*.
2. Dapat digunakan sebagai referensi penunjang bagi mahasiswa lain dalam mengerjakan tugas akhir dengan topik yang serupa.

3. Dapat digunakan sebagai referensi yang dapat menunjang perkembangan teknologi kendaraan listrik khususnya pada bidang baterai manajemen sistem.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 2

CHARGING EQUALIZER MENGGUNAKAN METODE MASTER-SLAVE PADA BATERAI LITHIUM-ION

2.1 Baterai *Lithium-Ion*

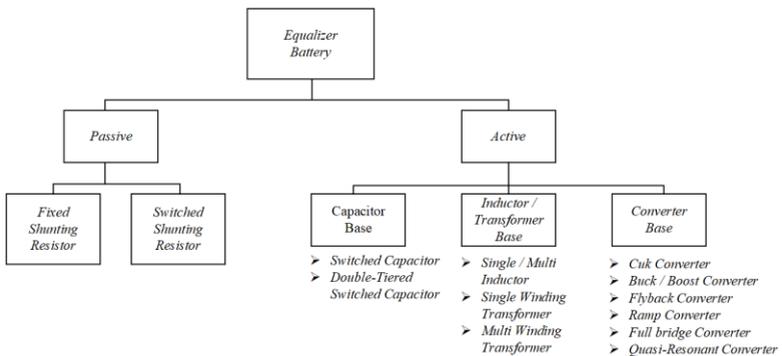
Baterai merupakan suatu peralatan elektronika yang dapat menyimpan energi listrik berbentuk senyawa kimia dari sel elektrokimia yang terkandung didalamnya. Secara umum, terdapat dua macam jenis baterai yaitu baterai yang hanya sekali pakai dan baterai yang dapat diisi ulang. Contoh baterai sekali pakai adalah alkalin. Sedangkan baterai yang bisa diisi ulang dan dipakai secara berulang adalah baterai *Nickel Cadmium* (NiCD), *NICKEL Metal Hybride* (NiMH), *Lead Acid*, dan *Lithium-Ion*. Baterai *lithium-ion* merupakan salah satu teknologi baterai yang paling menjanjikan saat ini dan memiliki potensi tinggi untuk mendominasi bidang baterai untuk aplikasi penyimpanan energi, khususnya dibidang kendaraan listrik. *Lithium* merupakan salah satu elemen paling ringan dengan potensi reaktif dan elektrokimia yang tinggi sehingga menjadikan lithium bahan yang ideal untuk baterai[1]. *Lithium-Ion* digunakan sebagai pengganti logam *lithium* sehingga tidak ada logam *lithium* yang terbentuk dalam reaksi[5]. Baterai *lithium-ion* mempunyai kepadatan energi yang tinggi, siklus hidup yang baik, tegangan sel yang lebih tinggi, perawatan yang lebih mudah, dan ramah lingkungan dibandingkan dengan jenis baterai lainnya. Selain itu, baterai *lithium-ion* tidak memiliki efek memori dan tingkat *self-discharge* yang rendah saat *idle* status. Baterai *lithium-ion* menimbulkan beberapa masalah keamanan terkait dampak listrik, elektromekanis, termal, dan mekanis, namun semua itu masih dapat diminimalisir dengan pengelolaan *Battery Management System* (BMS) yang tepat[1].

2.2 Topologi *Charging Equalizer*

Baterai *lithium-ion* yang disusun seri memungkinkan terjadinya ketidakseimbangan antar sel dikarenakan perbedaan karakteristik kimia dan kelistrikan pada setiap selnya. Ketidakeimbangan antar sel baterai ini dapat mengurangi total kapasitas dan umur dari baterai[2]. Ketika kondisi tegangan setiap sel tidak sama, proses *charging* akan mempunyai waktu yang berbeda untuk mencapai kapasitas penuh masing-masing sel sehingga setiap sel baterai tersebut tidak akan penuh dalam waktu bersamaan. Jika

hal tersebut dibiarkan, akan menimbulkan *overcharging* pada baterai. Oleh karena itu, diperlukan *equalizer charging* untuk mengatasi hal tersebut. Ekualisasi diperlukan agar tidak terjadi perbedaan kapasitas *charging* pada setiap sel baterai. Dengan adanya ekualisasi, ketika proses *charging*, salah satu baterai tidak ada yang mengalami *overcharged* karena perbedaan kapasitas terisi.

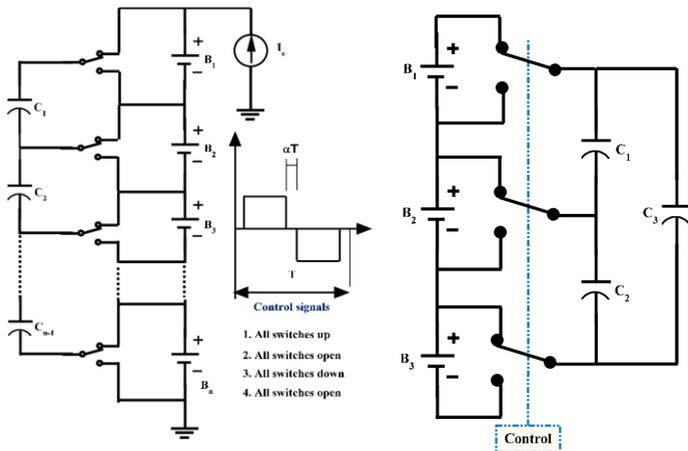
Macam-macam topologi *charging equalizer* untuk baterai yang terhubung seri sangatlah banyak. Secara garis besar, topologi *charging equalizer* dibagi menjadi dua, yaitu *equalizer* aktif dan *equalizer pasif*. Macam-macam topologi *equalizer* yang ditunjukkan pada gambar 2.1.



Pada *Equalizer* pasif, proses ekualisasi dilakukan dengan cara mengurangi energi berlebih baterai dengan menghubungkannya kepada resistor sampai tegangannya terekualisasi. Terdapat dua macam metode ekualisasi. Yang pertama menggunakan *fixed shunting resistor* dan yang kedua menggunakan *switched shunting resistor*. Perbedaan antara kedua metode ini yaitu pada *fixed shunting resistor*, resistornya dipasang tetap pada semua sel, sedangkan pada *switched shunting resistor*, terdapat sakelar yang berfungsi untuk mengatur kapan sel baterai terhubung dengan resistor. Kerugian dari *equalizer* pasif ini adalah energi yang berlebih akan dibuang menjadi panas oleh resistor sehingga *equalizer* ini terdapat banyak rugi-rugi daya dan hanya dapat digunakan pada aplikasi berdaya rendah. Kelebihan dari *equalizer* pasif adalah biaya yang dikeluarkan

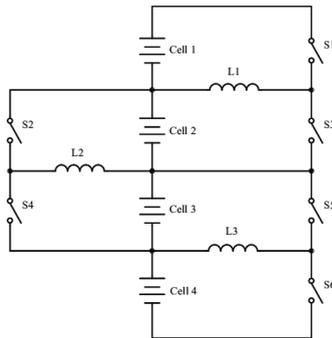
lebih murah, kontrolnya mudah, dan ukuran saat implementasinya relatif kecil.

Pada equalizer aktif, terdapat tiga metode ekualisasi antara lain metode ekualisasi menggunakan kapasitor, induktor atau transformator, dan konverter. Metode ekualisasi menggunakan kapasitor dibagi lagi menjadi *switched* kapasitor dan *double-tiered* kapasitor. Metode *switched* kapasitor dapat dilihat pada gambar 2.2 (a). Metode ini memerlukan $n-1$ kapasitor dan $2n$ sakelar untuk mengekualisasi setiap n sel baterai. Kontrol metode ini sangat sederhana karena hanya memiliki dua kondisi seperti pada gambar dibawah ini. Kelemahan dari metode ini adalah waktu ekualisasi yang diperlukan relatif lama. Tetapi memiliki rugi-rugi daya yang relatif kecil[6].



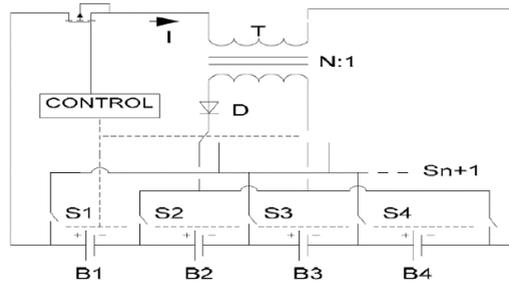
Metode *double-tiered* kapasitor merupakan metode lebih lanjut dari metode *switched* kapasitor. Perbedaannya, pada metode ini memerlukan dua buah kapasitor untuk setiap sel baterai seperti yang terlihat pada gambar 2.2 (b). Kelebihan dari metode *switched* kapasitor adalah waktu ekualisasi dapat dipersingkat menjadi seperempat kali semula.

Selanjutnya metode ekualisasi menggunakan induktor. Metode ini dibagi menjadi beberapa bagian, antara lain *single* atau *multi* induktor, *single winding* transformator, dan *multi winding* transformator. Pada metode *single* atau *multi* induktor menggunakan satu atau lebih induktor untuk proses ekualisasi. Metode *single* induktor menggunakan sebuah induktor untuk menyimpan dan mentransfer energi ke sel baterai. Kontroler akan membaca tegangan baterai dan memilih dua baterai untuk ditransfer energi. Untuk metode *multi* induktor, kontroler akan membaca perbedaan tegangan antara dua sel yang berdekatan lalu mengaktifkan PWM dengan kondisi *switched* pada tegangan yang lebih tinggi di awal. Pada metode ini, menggunakan $n-1$ induktor pada setiap n sel seperti pada gambar 2.3. Kekurangan utama dalam metode ini adalah waktu untuk mentransfer energi dari sel pertama ke sel terakhir membutuhkan waktu yang lama, terutama jika terdapat banyak sel baterai. *Single* induktor memiliki proses waktu ekualisasi lebih cepat dibandingkan *multi* induktor. Pada metode *single winding* transformator terdapat dua teknik



ekualisasi. Teknik pertama menggunakan topologi *pack-to-cell* seperti gambar 2.4. Teknik ini membawa energi dari seluruh sel baterai ke transformator lalu ditransfer ke sel baterai paling lemah menggunakan *switch* yang sesuai. Teknik kedua kebalikan teknik pertama, yaitu *cell-to-pack* yang mana energi ditransfer dari tegangan sel paling tinggi ke seluruh baterai melalui transformator. Pada metode *multi winding* transformator terdapat satu belitan primer dengan banyak belitan sekunder. Metode ini memiliki dua macam konfigurasi yaitu konfigurasi

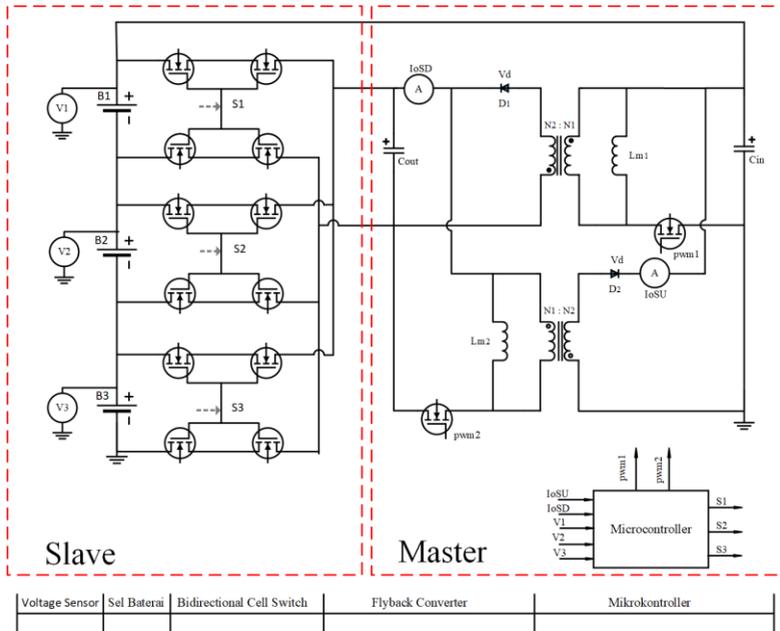
flyback dan konfigurasi *forward*. Kekurangan dari metode ini harganya relatif mahal serta spike tegangan dan arus masih tinggi[6].



Yang terakhir adalah metode ekualisasi dengan dasar konverter. Metode ini dibagi menjadi enam bagian yaitu cuk konverter, *buck boost* konverter, *flyback* konverter, ramp konverter, *full bridge* konverter, dan *quasi-resonant*. Topologi cuk konverter yang digunakan adalah bidirectional cuk konverter. Topologi ini menggunakan $n-1$ cuk konverter untuk setiap n sel baterai. Satu cuk konverter terdiri dari dua induktor, dua sakelar, dan satu kapasitor[7]. Kekurangan dari topologi ini adalah harga pembuatannya relatif mahal, rangkaian kompleks, dan waktu proses ekualisasi lama dengan baterai yang banyak. Topologi *buck boost* konverter banyak digunakan dalam proses ekualisasi baterai. Topologi ini mampu bekerja pada *cell-to-pack* ataupun *cell-to-cell*. Kekurangan topologi ini adalah memiliki kontrol yang kompleks dan harga pembuatan yang relatif mahal. Kelebihan topologi ini yaitu waktu ekualisasinya cepat. Topologi *flyback* konverter memiliki struktur konverter yang *isolated* dan mampu bekerja dua arah. Kelebihan dari konverter ini sangat fleksibel dalam hal mentransmisikan energi. Kekurangan dari metode ini terdapat *magnetic losses*. Metode ramp konverter hanya membutuhkan satu belitan sekunder untuk setiap pasangan sel baterai, bukan satu per sel. Full-bridge konverter dapat dianggap sebagai konverter yang sepenuhnya dikontrol. Sangat cocok digunakan dalam *Plug-in Hybrid Electric Vehicle* (PHEV). Kekurangan metode ini memerlukan biaya yang mahal dan kontrolnya sangat kompleks. Dan yang terakhir adalah topologi *quasi-resonant*. Pada topologi ini, sirkuit resonansi digunakan untuk mentransfer energi dan mengaktifkan sakelar. Komponen L_r dan C_r pada rangkaian resonansi berfungsi sebagai tempat resonansi agar

tercapai *zero current switching*. Kekurangan dari topologi ini sama seperti topologi *buck boost* yaitu memiliki kontrol yang kompleks dan harga pembuatan yang mahal[6].

2.2.1 Topologi *Charging Equalizer* dengan Metode Master-Slave



Topologi yang digunakan pada penelitian ini adalah topologi *charging equalizer* menggunakan metode master-slave. Topologi yang digunakan seperti pada gambar 2.5. Metode ini membagi dua bagian modul implementasi yaitu modul master dan modul slave. Komponen utama modul master terdiri dari mikrokontroler dan dua DC-DC konverter. Sedangkan komponen utama modul bagian slave terdiri dari baterai *lithium-ion*, sensor tegangan baterai, dan *bidirectional cell switch*. Mikrokontroler berfungsi menerima data nilai sensor arus dan sensor tegangan baterai lalu diolah sehingga menghasilkan sinyal PWM untuk mengontrol konverter. Mikrokontroler juga berfungsi untuk memilih *cell switch* mana yang akan diaktifkan untuk proses ekualisasi dan sebagai

tempat menjalankan algoritma *charging equalizer* metode master-slave. Dua DC-DC konverter berfungsi membuat pemerataan arus antara sel yang tidak seimbang dengan baterai secara keseluruhan. Dua DC-DC konverter yang digunakan adalah *step up* dan *step down flyback* konverter[8]. *Flyback* konverter mode *step up* berfungsi untuk melakukan proses ekualisasi dengan cara *cell to pack*. Sedangkan *flyback* konverter mode *step down* berfungsi untuk melakukan proses ekualisasi dengan cara *pack to cell*. Pada bagian modul slave terdiri dari baterai *lithium-ion*, sensor tegangan baterai, dan *bidirectional cell switch*. Sensor tegangan baterai digunakan untuk memantau tegangan tiap sel baterai dan mengirimkan datanya kepada mikronkontroler untuk diolah. *Bidirectional switch* berguna sebagai penghubung antara konverter dengan baterai secara dua arah dan dikontrol melalui kontroler. Masing-masing baterai menggunakan satu paket *cell switch* atau sama dengan empat MOSFET. Dengan konfigurasi ini, pemantauan dan penyeimbangan baterai dapat secara efektif digabung menjadi satu pengontrol. Tidak hanya itu, kelebihan dari metode ini jika terdapat tambahan sel baterai untuk diseimbangkan, maka tidak perlu menambah modul master, hanya perlu menambah modul slave sehingga membuat ukuran *equalizernya* lebih kecil jika dibandingkan dengan *equalizer* lain dengan jumlah sel yang sama. Kelebihan lain dari metode ini adalah proses ekualisasinya cepat, kontrolnya mudah, dan harga cukup murah[2].

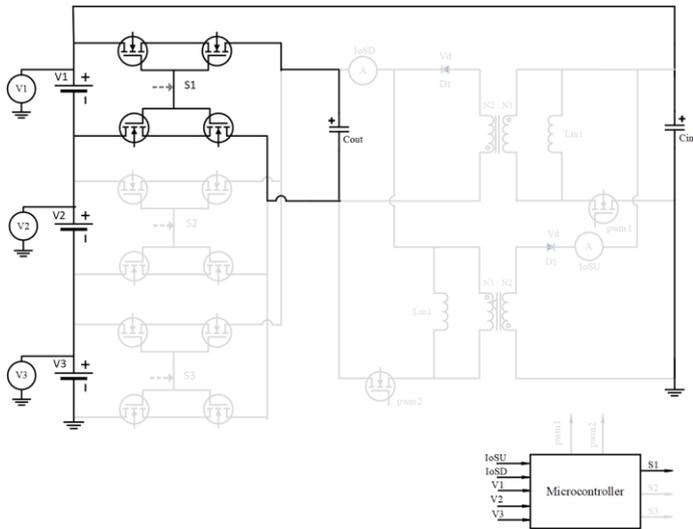
2.2.2 Prinsip Kerja Charging Equalizer dengan Metode Master-Slave

Berikut ini merupakan penjelasan dari prinsip kerja dari *charging equalizer* menggunakan metode master-slave. Untuk memudahkan dalam penjelasan tentang prinsip kerja, maka diibaratkan tegangan baterai sel satu merupakan tegangan terkecil dari dua baterai lain, tegangan baterai sel dua merupakan tegangan tertinggi dari dua baterai lain, sedangkan nilai tegangan baterai ketiga diantara baterai sel satu dan baterai sel dua ($V_1 < V_3 < V_2$). Berikut tahapan dari *charging equalizer* menggunakan metode master-slave.

Tahap pertama, sensor tegangan akan membaca tegangan tiap sel baterai secara *realtime*. Kemudian mikrokontroler akan membandingkan nilai tegangan baterai dengan rata-rata tegangan ketiga baterai.

Tahap kedua, karena diasumsikan tegangan baterai pertama merupakan tegangan terkecil dan terbaca kekurangan energi sel oleh mikrokontroler sehingga ekualisasi dilakukan dengan proses *charging*,

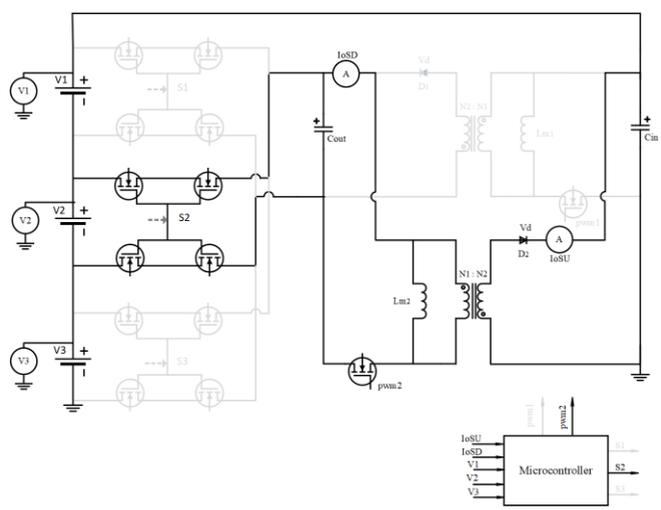
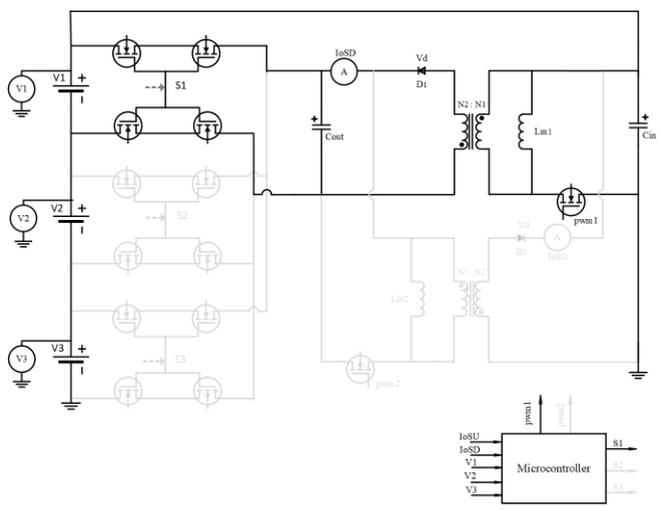
oleh karena itu, mikrokontroler akan mengirim sinyal untuk mengaktifkan *bidirectional cell switch* yang terhubung baterai sel 1 (S_1). Ilustrasi dapat dilihat pada gambar 2.6 dibawah ini. Pada tahap ini jalur arus ekualisasi antara konverter dengan baterai sel satu sudah terhubung. Namun, arus ekualisasi belum mengalir dikarenakan konverter belum beroperasi[5].



Gambar 2.6 Equalizer Tahap Kedua

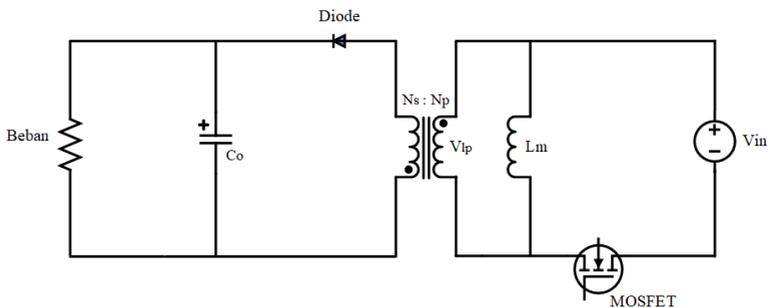
Pada tahap ketiga, mikrokontroler akan mengirimkan sinyal PWM untuk mengaktifkan MOSFET pada *flyback* konverter mode *step down*. Alhasil, konverter dapat beroperasi dan dapat mentransfer energi dari ketiga baterai menuju baterai pertama. Ilustrasi tahap ketiga dapat dilihat pada gambar 2.7.

Sama seperti baterai sel satu, baterai sel dua memiliki nilai tegangan tertinggi dari baterai lain dan terdeteksi sebagai kelebihan energi sel oleh mikrokontroler. Ekualisasi pada baterai ini dengan cara proses *discharging*. Proses ini dilakukan dengan cara mengaktifkan *bidirectional cell switch* yang sesuai dengan baterai sel 2 dan mengirimkan sinyal PWM untuk mengaktifkan MOSFET pada *flyback* konverter mode *step up* seperti pada gambar 2.8.



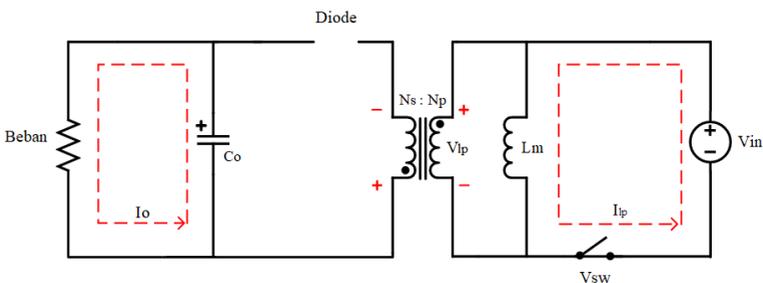
2.3 Flyback Konverter

Pada dasarnya, flyback konverter mirip dengan buck-boost konverter[9], perbedaannya terletak pada penggunaan transformator. Penggunaan transformator membuat konverter ini *isolated* secara electric antara sisi *input* dan sisi *output*. Topologi *flyback* konverter dapat dilihat pada gambar 2.9 dibawah ini.



Komponen utama topologi *flyback* konverter terdiri dari MOSFET, transformator, dioda, dan kapasitor.

2.3.1 Analisa Sakelar Tertutup



Switch atau MOSFET dalam kondisi *closed* ketika periode t_{on} . Pada kondisi ini, rangkaian sisi primer menjadi *closed loop* sehingga timbul arus. Arus ini akan terkumpul pada belitan primer lalu dihantarkan pada belitan sekunder.

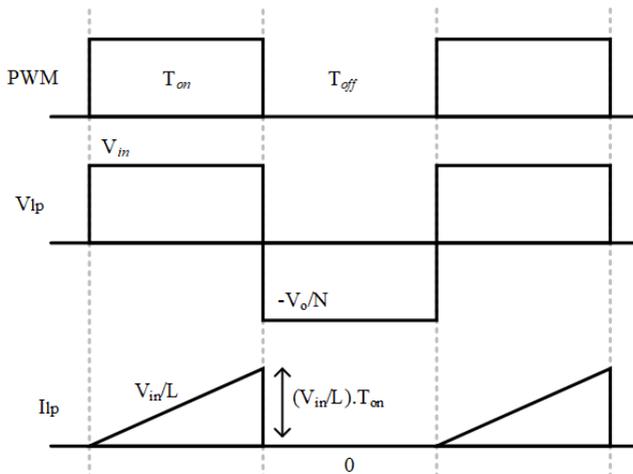
Pada sisi sekunder, dioda akan mengalami *reverse biased* dikarenakan posisi dot belitan sekunder berkebalikan dengan posisi dot pada belitan primer sehingga rangkaian menjadi *open* dan tidak ada arus yang mengalir sehingga *flux magnetic* akan tetap tersimpan pada inti transformator selama t_{on} . Energi ini baru akan bisa mengalir ketika dioda mengalami *forward biased* atau selama periode t_{off} . Pada kondisi ini kapasitor mengalami *discharge* untuk menyuplai beban. Persamaan pada kondisi sakelar tertutup seperti dibawah ini :

$$V_{LP} = V_{in} \quad (2.1)$$

Keterangan :

V_{LP} : Tegangan belitan primer transformator

V_{in} : Tegangan input



Diketahui persamaan *pulse width modulation* ketika periode T_{on} atau sakelar kondisi on yaitu :

$$T_{on} = D \times T_p \quad (2.2)$$

Keterangan :

T_{on} : Periode MOSFET aktif

D : *Duty cycle*

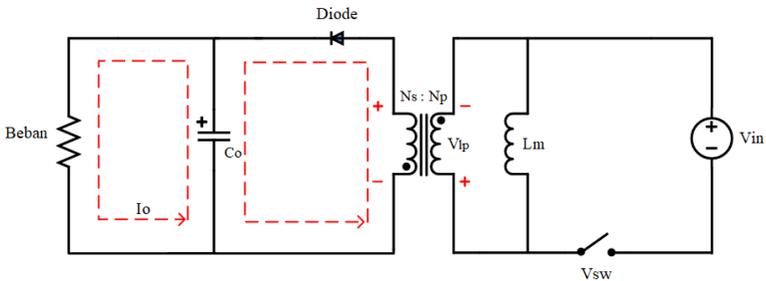
T_p : *Time Period*

Dikarenakan energi yang tersimpan tidak langsung menuju sisi sekunder, maka arus akan naik dalam waktu t_{on} seperti gambar 2.11.

Dari gambar 2.11, maka didapatkan persamaan untuk mencari arus primer adalah

$$i_{LP} = \frac{V_{in}}{L_m} \times T_{on} \quad (2.3)$$

2.3.2 Analisa Sakelar Terbuka



Switch atau MOSFET dalam kondisi *open* ketika periode t_{off} . Pada kondisi ini, rangkaian sisi primer menjadi *open* sehingga tidak timbul arus. Pada sisi sekunder, dioda mengalami *forward biased* sehingga membuat rangkaian menjadi *closed loop*. Kondisi ini membuat energi yang tersimpan pada belitan pada inti transformator dapat dialirkan. Hal ini disebabkan transformator memiliki polaritas yang berbeda antara sisi primer dengan sisi sekunder seperti pada gambar 2.12. Energi yang dari

transformator akan membuat kapasitor mengalami *recharge* dan membuat beban tersuplai. Persamaan dari sakelar terbuka adalah :

$$V_{LP} = -\frac{V_o}{N} \quad (2.4)$$

Diketahui persamaan *pulse width modulation* ketika periode T_{off} atau sakelar terbuka yaitu :

$$T_{off} = (1 - D) \times T_p \quad (2.5)$$

Bentuk gelombang saat kondisi sakelar terbuka dapat dilihat pada gambar 2.11. Dari gambar tersebut maka nilai arus pada sisi primer dalam kondisi t_{off} :

$$i_{LP} = 0 \quad (2.6)$$

2.3.3 Mode Operasi *Flyback* Konverter

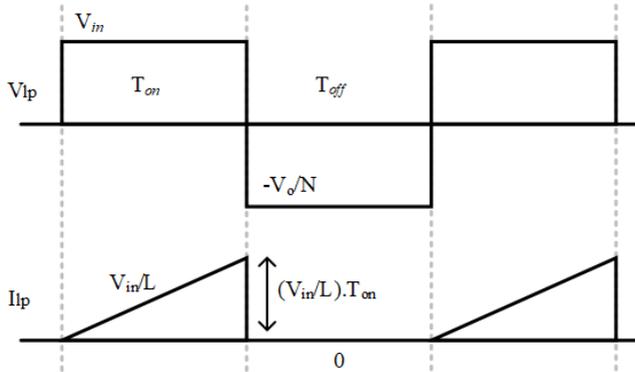
Flyback konverter memiliki dua mode operasi, yaitu *Continuous Conduction Mode* (CCM) dan *Discontinuous Conduction Mode* (DCM) [10]. Kedua mode operasi ini memiliki *transfer function* dan sinyal yang terbangkit juga berbeda-beda. Kedua mode operasi ini memiliki kelebihan dan kekurangan masing-masing. Maka dari itu, diperlukan pemahaman tentang kedua mode operasi ini agar tidak salah dalam mendesain dan saat implementasi. Beberapa bentuk sinyal yang harus diperhatikan adalah arus primer, tegangan MOSFET, dan tegangan yang melalui dioda.

2.3.3.1 *Discontinuous Conduction Mode* (DCM)

Pada mode operasi DCM, energi dari sisi primer akan langsung menuju ke sisi sekunder dalam satu periode. Kondisi awal arus mode ini adalah nol dikarenakan semua energi yang tersimpan inti transformator sudah dialirkan ke sisi sekunder ketika waktu T_{off} [11]. Pada gambar 2.13 menjelaskan tentang hasil bentuk sinyal mode DCM.

Pada sub bab ini akan dibahas penurunan rumus khusus *flyback* konverter mode operasi DCM. Dari substitusi persamaan (2.1) dan (2.2), diperoleh penurunan rumus ketika sakelar dalam kondisi T_{on} seperti dibawah ini :

$$T_{on} \times V_{LP} = V_{in} \times D \times T_p \quad (2.7)$$



Dengan mensubstitusi persamaan (2.4) dengan (2.5), maka diperoleh perolehan penurunan rumus ketika sakelar dalam kondisi T_{off} seperti dibawah ini :

$$T_{off} \times V_{LP} = -\frac{V_o}{N} (1 - D) \times T_p \quad (2.8)$$

Selanjutnya, dengan menggunakan hukum tegangan kedua yang menyatakan bahwa nilai dari rata-rata tegangan yang melewati induktor pada kondisi *steady state* adalah nol. Dari hukum ini didapatkan persamaan baru dengan mensubstitusi persamaan (2.7) dan (2.8).

$$\Sigma = V_{in} \times D \times T_p - \frac{V_o}{N} (1 - D) \times T_p = 0$$

$$V_{in} \times D \times T_p = \frac{V_o}{N} (1 - D) \times T_p$$

$$V_o = \frac{N \times D}{1 - D} \times V_{in} \quad (2.9)$$

Keterangan :

V_o : Tegangan *output*

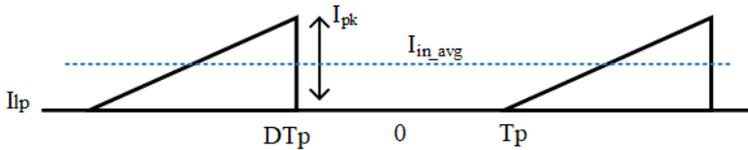
V_{in} : Tegangan *input*

D : *Duty cycle*

N : Rasio belitan transformator

Nilai *duty cycle* dapat dicari dengan menggunakan persamaan (2.9) sebagai berikut :

$$D = \frac{V_o \times N_s}{(V_o \times N_s) + (V_{in} \times N_p)} \quad (2.10)$$



Gambar 2.14 Arus Input Primer

Dimisalkan efisiensi dari konverter 100%, maka arus input primer dapat dicari dengan :

$$I_{avg} = \frac{P_{in}}{V_{in_minimum}} \quad (2.11)$$

Keterangan :

I_{avg} : Arus rata-rata

P_{in} : Daya input

$V_{in_minimum}$: Tegangan input minimum

Oleh karena itu, nilai I_{pk} diperoleh melalui persamaan dibawa ini :

$$I_{avg} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} I_{(t)} dt = \frac{Area}{T_p} = \frac{0.5 \times I_{pk} \times D \times T_p}{T_p}$$
$$I_{avg} = 0.5 \times D \times I_{pk} \quad (2.12)$$

Nilai kapasitor dapat dicari dengan menentukan nilai *ripple* tegangan (ΔV_o) terlebih dahulu. Penentuan nilai *ripple* tegangan *output*

akan dibahas lebih lanjut pada bab 3. Persamaan yang digunakan untuk mencari nilai kapasitor output adalah :

$$C_o = V_{max} \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o} \quad (2.13)$$

$$C_o = (V_o + \Delta V_o) \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o} \quad (2.14)$$

Keterangan :

C_o : Kapasitor *output*

V_{max} : Tegangan *output* maksimal

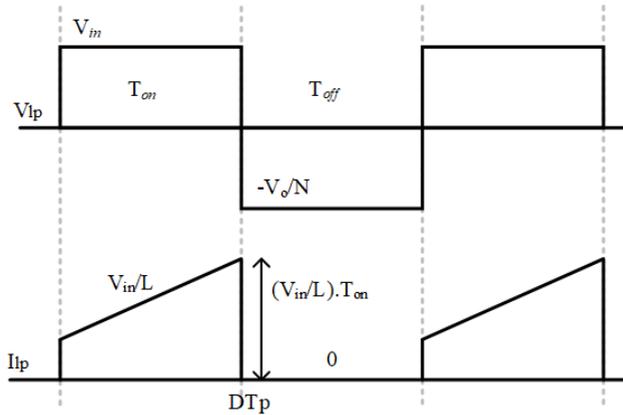
f_s : Frekuensi *switching*

R : Beban output

ΔV_o : *Ripple* tegangan output

2.3.3.2 *Continous Conduction Mode (CCM)*

Berbeda dengan mode DCM, energi yang tersimpan pada inti transformator ketika t_{on} pada mode ini tidak semuanya dialirkan ke sisi sekunder saat *switch* dalam keadaan t_{off} [12].



Gambar 2.15 menunjukkan sinyal yang dihasilkan pada mode operasi CCM. Saat t_{on} , arus yang menuju *magnetizing inductance* naik secara linear dengan asumsi nilai tegangan masukan tetap. Nilai *peak to peak* arus CCM lebih besar dibandingkan DCM dikarenakan saat t_{on} periode selanjutnya masih terdapat energi yang tersimpan pada inti transformator. Nilai ini perlu diperhatikan karena hubungannya dengan nilai *loses* yang timbul pada transformator. Tidak hanya itu, tegangan *peak to peak* pada MOSFET harus diperhatikan karena ini kaitannya dengan pemilihan komponen saat implementasi. Persamaan untuk mencari nilai arus magnetisasi adalah :

$$I_L(t) = \frac{V_{in}}{L_m} T_{on} + I_L(0) \quad (2.15)$$

Keterangan :

$I_L(0)$: nilai awal arus primer saat MOSFET dalam kondisi on (t_{on})

L_m : Induktansi magnetisasi

Nilai *peak* arus ketika $t = DT_p$ adalah :

$$I_L(T_{on}) = \frac{V_{in}(T_{on})}{L_m} + I_L(t) \quad (2.16)$$

Pada awal dioda *forward biased* yaitu $t = T_{on}$, arus yang dialirkan pada sisi sekunder dari sisi primer adalah $I_s = NI_p$ dengan N adalah perbandingan belitan sekunder dengan primer transformator. Tegangan pada MOSFET dapat diketahui melalui persamaan :

$$V_{sw} = V_d - (-NV_o) = V_{in} + NV_o \quad (2.17)$$

Yang mana NV_o merupakan tegangan output dikalikan dengan rasio perbandingan belitan sekunder dan primer transformator. Untuk nilai tegangan rata-rata pada belitan transformator adalah nol. Hal ini disebabkan nilai tegangannya selalu sama untuk setiap periode waktu. Persamaan tegangan output menjadi :

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1}{N} \frac{D}{D-1} \quad (2.18)$$

2.3.4 Pemodelan Transformator

Salah satu komponen utama dalam *flyback* konverter adalah transformator. Transformator mampu menurunkan dan menaikkan tegangan sumber hanya dengan memainkan parameter belitannya. Terdapat banyak jenis transformator, tapi pada penelitian ini digunakan transformator jenis *couple inductor*. Transformator jenis ini memiliki polaritas sisi primer dan sisi sekunder yang saling berkebalikan. Perbandingan atau rasio antara belitan primer dengan belitan sekunder dapat dicari melalui persamaan :

$$N = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.19)$$

Shell type (tipe cangkang) dan *core type* (tipe inti) merupakan jenis-jenis transformator menurut tipe konstruksinya. Perbedaan utamanya, inti besi jenis *shell type* mengelilingi belitan, sedangkan inti besi jenis *core type* dikelilingi belitan. Pada penelitian ini, dipilih transformator jenis *shell type* dikarenakan memiliki *losses* yang lebih kecil dibandingkan *core type*. Untuk menghitung tegangan (E) dalam inti besi berbahan feromagnetis (β), dapat dicari melalui persamaan :

$$E = 4.44 \times f \times n \times \emptyset \quad (2.20)$$

Besar fluks yang dihantarkan pada inti transformator didapat dari nilai medan magnet dikalikan dengan luas penampang transformator, seperti pada persamaan (2.23).

$$\emptyset = B \times A_e \quad (2.21)$$

Dengan mensubstitusi persamaan (2.20) dengan (2.23), maka didapatkan persamaan (2.22) dibawah ini :

$$E = 4.44 \times f \times n \times B \times A_e \quad (2.22)$$

Keterangan :

f : Frekuensi *switching*

n : Jumlah belitan primer

B : Medan magnet

A_e : Luas inti besi

Dalam mendesain transformator, terdapat beberapa hal yang harus diperhatikan seperti kondisi saturasi inti, jumlah belitan, dan besar arus yang mampu dilewati transformator. *Losses* yang dihasilkan saat implementasi dapat diminimalisir dengan pemilihan inti dan teknik pembelitan yang benar. Besar induktansi transformator dapat dicari melalui persamaan (2.23).

$$L_m = A_l \times n^2 \quad (2.23)$$

Nilai ini dipakai untuk mencari besar fluks yang ada pada inti transformator. Setiap transformator memiliki nilai batas fluks B_{max} yang bisa ditampung. Jika melebihi nilai batas tersebut, inti transformator akan mengalami saturasi. Nilai fluks dapat dicari melalui persamaan (2.24).

$$B_{max} = \frac{L_m \times I_{Lmax}}{A_e \times n} \times 10^5 \quad (2.24)$$

Keterangan :

B_{max} : Kerapatan medan magnet

L_m : Induktansi magnetisasi

I_{Lmax} : Arus maksimal yang melewati transformator

A_l : Faktor induktansi

Untuk mencari besar induktansi magnetisasi (L_m) pada *flyback* konverter dapat dicari melalui persamaan :

$$L_m = \frac{V_{in}}{\Delta I_{tp}} \times T_{on} \quad (2.25)$$

$$T_{on} = \frac{D}{f_s} \quad (2.26)$$

Dengan mensubstitusi persamaan (2.26) ke persamaan (2.25), maka persamaan menjadi :

$$L_m = \frac{D \times V_{in}}{\Delta I_{lp} \times f_s} \quad (2.27)$$

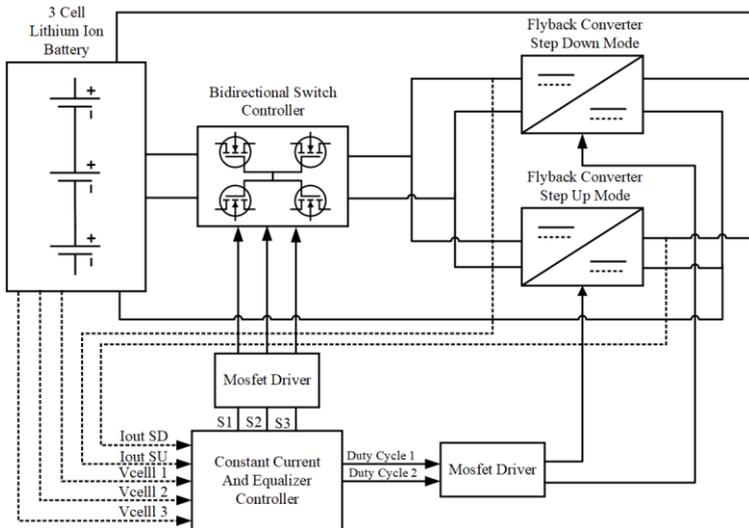
Dengan ΔI_{lp} merupakan nilai *peak to peak ripple* arus transformator.

BAB 3

DESAIN, SIMULASI, DAN IMPLEMENTASI

Pada bab 3 akan dibahas tentang perancangan sistem secara keseluruhan mulai dari tahap desain, simulasi, dan implementasi *charging equalizer* menggunakan metode master-slave pada baterai *lithium-ion*. Tahap desain meliputi perhitungan serta menentukan komponen-komponen yang akan dipakai saat implementasi sesuai persamaan yang sudah dibahas sebelumnya pada bab 2. Tahap simulasi berguna untuk memastikan perhitungan desain awal yang telah ditentukan. Hasil tahap desain dan simulasi akan menjadi dasar untuk implementasi pembuatan *hardware*.

3.1 Diagram Blok Sistem



Gambar 3.1 Diagram Blok Sistem Konverter

Pada penelitian ini, simulasi sistem secara keseluruhan menggunakan aplikasi Psim dan Simulink yang ada pada *software* Matlab. Simulasi secara keseluruhan konverter, *bidirectional switch*, controller, maupun *equalizer* baterai. Pada gambar 3.1 dapat dilihat

bahwa baterai menjadi sumber tegangan sekaligus menjadi output konverter. Pada penelitian ini menggunakan tiga sel baterai *lithium-ion* dengan dua konverter yaitu *flyback mode step up* dan mode *step down*. Sensor arus *output step down* dan sensor arus *output step up* berfungsi untuk membaca arus dari konverter yang kemudian akan menjadi *feedback* ke kontroller untuk diolah kembali sehingga arus *output* konverter tetap stabil. Hasilnya akan berbentuk PWM yang nantinya akan dikuatkan kembali oleh driver MOSFET agar MOSFET dapat melakukan *switching*, karena tegangan minimum untuk *trigger gate* MOSFET minimal 10 Volt. Tidak hanya berfungsi untuk menghasilkan PWM, kontroller juga berfungsi sebagai tempat untuk menjalankan algoritma dari *equalizer*. *Bidirectional switch* dikontrol melalui kontroller dan berguna sebagai penghubung antara konverter dengan baterai secara dua arah. Sensor tegangan baterai berfungsi untuk mengetahui nilai tegangan tiap baterai untuk keperluan proses ekualisasi. Tujuan pemodelan ini berguna untuk mempermudah pembaca melihat sistem secara keseluruhan.

3.2 Parameter Baterai *Lithium-Ion*

Pada penelitian ini menggunakan tiga buah baterai *lithium-ion* yang dipasang secara seri, dimana saat proses ekualisasi akan dilakukan pada tiap sel atau secara sendiri-sendiri. Tipe baterai *lithium-ion* yang digunakan adalah Samsung model SAMSUNG ICR18650-26JM. Untuk spesifikasi lengkap dari baterai *lithium-ion* yang digunakan pada penelitian ini dapat dilihat pada tabel berikut.

Tabel 3.1 Spesifikasi Baterai *Lithium-Ion*[13]

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>	
<i>Capacity</i>	2200mAh	
<i>Nominal Voltage</i>	3.63V	
<i>Charging</i>	<i>Maximum</i>	4.2 ± 0.05V
	<i>Standard</i>	1300mA
	<i>Maximum</i>	2600mA
<i>Discharging</i>	<i>Cutoff</i>	2.75V
	<i>Standard</i>	520mA
	<i>Maximum</i>	5200mA

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>	
<i>Cell Weight</i>	47 gram	
<i>Cell Dimension</i>	<i>Height</i>	64.85±0.15mm
	<i>Diameter</i>	18.33±0.07mm
<i>Number of Cells</i>	3	

3.3 Desain *Flyback* Konverter

Saat mendesain konverter, hal pertama yang harus dilakukan yaitu menentukan nilai dari parameter-parameter elektrik yang akan dipakai seperti halnya kapasitas tegangan input, tegangan output, frekuensi, daya, dan lain sebagainya agar dapat berfungsi dengan baik sesuai desain yang diinginkan. Namun, penentuan parameter tersebut harus memperhatikan ketersediaan komponen yang ada di pasaran dan memperhatikan kesesuaian dengan rating peralatan uji yang terdapat di Laboratorium Konversi Energi Listrik ITS. Tujuan dari penentuan nilai parameter elektrik ini adalah untuk menjadi acuan dalam menentukan komponen yang akan dipakai saat implementasi.

3.3.1 Parameter *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

Tabel 3.2 berisi parameter awal yang digunakan dalam mendesain rangkaian *flyback* konverter mode *step down* pada penelitian ini. Nilai tegangan *input* konverter ditentukan dari tegangan maksimal tiga sel baterai yaitu 12,6V. Tegangan *output* konverter dibuat lebih tinggi dari *rating* tegangan baterai yaitu 8,4V agar arus *output* yang dihasilkan kecil sehingga *losses* yang dihasilkan pun juga kecil. Frekuensi *switching* dipilih 20kHz untuk memperkecil nilai induktansi transformator (L_m) namun konverter dapat bekerja secara optimal. Daya dan ripple tegangan *output* ditentukan masing-masing sebesar 18 Watt dan 3%.

Tabel 3.2 Parameter Awal *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>
<i>Voltage Input</i> (V_{in})	12.6V
<i>Voltage Output</i> (V_o)	8.4V
<i>Capacitor Voltage Ripple</i> (ΔV_o)	3%
<i>Power Output</i> (P_{out})	18 W
<i>Switching Frequency</i> (f_s)	20 kHz

3.4.1.1 Penentuan Rasio Belitan

Penentuan rasio belitan berguna untuk mengetahui perbandingan antara jumlah belitan primer dan jumlah belitan sekunder. Perbandingan jumlah belitan primer dan belitan sekunder yaitu 1 banding 2 agar menghasilkan nilai *duty cycle* yang kecil. Untuk menentukan rasio belitan menggunakan persamaan (2.19) yaitu:

$$N = \frac{N_{sec}}{N_{prim}}$$
$$N = \frac{2}{1} = 2$$

3.4.1.2 Penentuan Nilai Duty Cycle

Duty Cycle merupakan rasio antara antara selang waktu konduksi sakelar dibandingkan dengan lama waktu periode sistem. Untuk menentukan nilai *duty cycle* dengan menggunakan persamaan yang telah dibahas pada bab 2 sebelumnya saat konverter dioperasikan DCM (*Discontinuous Conduction Mode*), yang mana arus mengalir dapat bernilai nol. Berdasarkan persamaan (2.9), maka nilai *duty cycle* adalah sebagai berikut:

$$D = \frac{1}{\left(\frac{N \times V_{in}}{V_{out}}\right) + 1} \times 100\%$$

$$D = \frac{1}{\left(\frac{2 \times 12.6}{8.4}\right) + 1} \times 100\%$$

$$D = 25\%$$

Nilai *duty cycle* yang digunakan sebesar 25% dengan frekuensi *switching* 20 kHz. Kedua nilai ini akan menjadi dasar untuk membangkitkan nilai PWM di mikrokontroler. Nilai *duty cycle* ini hanya berlaku saat konverter berada pada mode statis. Sedangkan saat mode dinamis, nilai *duty cycle* akan berubah untuk mempertahankan nilai arus keluaran konverter.

3.4.1.3 Penentuan Nilai Beban

Untuk menentukan nilai beban maksimum dari konverter, dapat ditentukan dengan dari nilai tegangan dan daya *output*. Penentuan nilai beban ini dapat dihitung menggunakan persamaan (2.23). berdasarkan persamaan tersebut maka nilai beban maksimum dari konverter ini adalah:

$$P = \frac{V_{out}^2}{R} \quad (3.1)$$

$$R = \frac{V_{out}^2}{P} \quad (3.2)$$

$$R = \frac{8.4^2}{18} = 3.92 \Omega$$

3.4.1.4 Penentuan Arus Input dan Arus Output

Penentuan arus input dan arus output digunakan untuk menentukan parameter-parameter komponen rangkaian. Berdasarkan persamaan (2.11), maka arus input dan output konverter dapat dicari dengan cara dibawah ini.

$$I_{avg} = \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

Pada desain simulasi, nilai efisiensi dianggap 100%, sehingga nilai P_{in} sama dengan nilai P_{out} , maka :

$$I_{avg} = \frac{18}{12.6}$$

$$I_{avg} = 1.43 A$$

Dengan nilai *duty cycle* 25%, maka :

$$I_{avg} = 0.5 \times D \times I_{pk}$$

$$I_{avg} = 0.5 \times 0.25 \times I_{pk}$$

$$I_{avg} = 0.125 \times I_{pk}$$

$$I_{pk} = 8 \times 1.43 A$$

$$I_{pk} = 11.43 A$$

Untuk nilai arus output dapat dicari melalui persamaan (3.3) yaitu

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (3.28)$$

$$I_{out} = \frac{18}{8.4}$$

$$I_{out} = 2.14 A$$

3.4.1.5 Penentuan Nilai Kapasitor

Nilai kapasitor filter di sisi tegangan output dapat ditentukan saat konverter dioperasikan DCM (*Discontinuous Conduction Mode*). Berdasarkan persamaan (2.14), untuk mencari nilai kapasitor harus mencari ΔV_o , besar ΔV_o dapat dicari dari persamaan dibawah ini

$$\Delta V_o \% = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_o \% \times V_o}{100\%}$$

$$\Delta V_o = \frac{0.3 \times 8.4}{100}$$

$$\Delta V_o = 25.2 mV$$

Setelah mendapatkan nilai ΔV_o , sesuai persamaan (2.14) maka nilai kapasitor dengan memperhitungkan tegangan *output* dan *ripple* tegangan (ΔV_o %) sebesar 0.3%, yaitu

$$C_o = (V_o + \Delta V_o) \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o}$$

$$C_o = (8.4 + 0.0252) \times \frac{0.25}{20000 \times 3.92 \times 0.0252}$$

$$C_o = 1066.11 \mu F$$

Dikarenakan ketersediaan kapasitor dengan nilai 1066.11 μF tidak ada dipasaran, maka dipilih nilai kapasitor di atasnya yaitu 2200 μF filter jenis elco (*electrolytic condenser*) dengan tegangan rating 50V untuk desain dan implementasi. Pemilihan tegangan 50V dikarenakan untuk alasan keamanan.

3.4.1.6 Penentuan Nilai Induktansi Transformator

Perhitungan nilai induktansi dapat dicari dari persamaan yang sudah dibahas pada bab dua saat konverter dioperasikan DCM (*Discontinuous Conduction Mode*). Pada mode ini, arus primer transformator yang mengalir akan menyentuh nol saat t_{off} atau MOSFET dalam kondisi *open*. Berdasarkan persamaan (2.27), maka besar nilai induktansi transformator yaitu:

$$L_m = \frac{D \times V_{in}}{(\Delta I_{ip}) \times f_s}$$

$$L_m = \frac{0.25 \times 12.6}{9 \times 20000}$$

$$L_m = 17.5 \mu H$$

3.4.1.7 Desain dan Implementasi Transformator

Transformator yang dipakai pada *flyback* konverter penelitian ini merupakan jenis *couple inductor*. Transformator ini digunakan untuk menurunkan nilai tegangan DC dari 12,6 V menjadi 8,4 V. oleh karena itu, diperlukan perhitungan belitan primer maupun sekunder agar tegangan keluaran yang dihasilkan sesuai desain. Jumlah minimal belitan primer dapat diketahui dengan menurunkan persamaan (2.22), sehingga diperoleh persamaan (2.1) di bawah ini.

$$N_p = \frac{E_p}{4.44 \times f_s \times B_{max} \times A_e} \quad (3.4)$$

Keterangan :

E_p : GGL induksi bagian primer (Volt rms)

f_s : Frekuensi *switching* (Hz)

B_{max} : Medan magnet maksimum (Tesla)

A_e : Luas inti transformator

Dikarenakan frekuensi *switching* yang digunakan frekuensi tinggi yaitu 20kHz, maka diperlukan transformator yang mampu bekerja pada frekuensi tersebut. Dalam tahap implementasi, maka dipilih inti jenis ferit ETD49. Spesifikasi, dimensi, dan ukurannya dapat dilihat pada gambar tabel dibawah ini

Tabel 3.3 Spesifikasi ETD49[14]

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>
<i>Core factor</i> ($\Sigma l/A$)	0.54 mm ⁻¹
<i>Effective cross-sectional area</i> (A_e)	211 mm ²
<i>Effective magnetic path length</i> (l_e)	114 mm
A_{min}	209 mm ²
<i>Ungapped permeability</i> (μ_e)	1590
<i>Effective core volume</i> (V_e)	24100 mm ³
<i>Weight</i>	124 g
<i>Magnetic density</i> (B)	200 mT
<i>Inductance factor</i> (A_l)	3700 nH

Dari data spesifikasi diatas, minimal jumlah belitan primer dapat dicari dengan persamaan (3.4). Nilai B_{max} dibuat lebih tinggi didalam perhitungan karena jika tidak, maka saat beban penuh transformator akan mendekati nilai saturasinya.

$$N_{pmin} = \frac{E_p}{4.44 \times f_s \times B_{max} \times A_e}$$

$$N_{pmin} = \frac{12.6}{4.44 \times 20000 \times 0.3 \times 211.10^{-6}}$$

$$N_{pmin} = 2.2 \approx 3 \text{ turn}$$

Setelah mengetahui minimal belitan primer, maka perbandingan antara belitan primer dan sekunder menurut persamaan (2.19) adalah sebagai berikut

$$N = \frac{N_{sec}}{N_{prim}}$$

$$N = \frac{10}{20} = 2$$

Pemilihan jumlah belitan primer menjadi 20 *turn* adalah jika jumlah belitan primer terlalu sedikit maka nilai resistansi belitan lebih dominan dari nilai induktansinya yang menyebabkan rugi-rugi yang dihasilkan besar. Dalam desain serta implementasi dari sebuah transformator, hal lain yang harus diperhatikan adalah penentuan kawat konduktor yang digunakan untuk membelit transformator. Terdapat dua parameter utama yang digunakan untuk menentukan kawat konduktor yaitu frekuensi *switching* konverter dan arus maksimum yang dilewati kawat konduktor. Nilai frekuensi *switching* konverter diatur sebesar 20 kHz, sedangkan arus yang melewati konduktor transformator sisi primer maupun sisi sekunder sesuai perhitungan pada sub bab 3.4.1.4 yaitu 1.43 A dan 2,14 A. Berdasarkan data ini, maka dipilih kawat email yang mampu bekerja sesuai kondisi diatas yaitu AWG 25. AWG 25 memiliki diameter 0,45 mm dengan daya hantar arus sebesar 0.457 A dengan frekuensi kerja maksimal 85 kHz[15]. Diperlukan *stranded* kawat email agar mampu menghantarkan arus sebesar 1,43 A dan 2,14 A. Agar mampu menghantarkan arus tersebut dan juga sebagai faktor keamanan, maka diperlukan kawat email dengan diameter yang lebih besar dari arus ratingnya yaitu 2,3 mm dan 1,83 mm. Maka jumlah *stranded* yang diperlukan:

$$n_{L_{primer}} = \frac{2,3 \text{ mm}}{0,4 \text{ mm}} = 5,75 \approx 6 \text{ pilinan}$$

$$n_{L_{sekunder}} = \frac{1,83 \text{ mm}}{0,4 \text{ mm}} = 4.57 \approx 5 \text{ pilinan}$$

Selain rasio belitan dan diameter kawat email, teknik pembelitan transformatornya pun harus diperhatikan agar rugi-rugi yang dihasilkan dapat diminimalisir. Belitan kawat dibuat selang-seling antara primer dan sekunder agar mengurangi rugi inti. Lapisan terdalam merupakan belitan primer dan lapisan berikutnya adalah belitan sekunder. Antara belitan primer dengan belitan sekunder dan juga setelah lapisan sekunder dilapisi isolasi khusus agar belitan tidak mudah bergerak.

3.4.1.8 Penentuan MOSFET dan Dioda

Mosfet berfungsi sebagai sakelar atau *switching*. Terdapat beberapa parameter yang harus diperhatikan dalam memilih MOSFET yaitu besar frekuensi *switching*, tegangan, dan arus yang dilewati MOSFET. Pada penelitian ini, frekuensi *switching* yang digunakan sebesar 20 kHz dan arus yang melewati MOSFET sama dengan arus *input* konverter yaitu 1,43 A. Untuk tegangan V_{DS} dapat dicari melalui persamaan (3.5).

$$V_{DS-peak} = \left[I_p \left(\sqrt{\frac{L_m}{C_p + C_o}} \right) \right] + V_{in} + \frac{V_{out}}{N} \quad (3.5)$$

Keterangan :

$V_{DS-peak}$: Tegangan maksimal V_{DS}

I_p : Arus primer

L_m : Induktansi magnetisasi

C_p : *Primary winding capacitance*

C_o : Kapasitor *output*

V_{in} : Tegangan *input*

V_{out} : Tegangan *output*

N : Rasio belitan sekunder dengan primer

Maka,

$$V_{DS-peak} = \left[1.42 \left(\sqrt{\frac{17.5 \times 10^{-6}}{40 \times 10^{-9} + 0.0022}} \right) \right] + 12.6 + \frac{8.4}{2}$$

$$V_{DS-peak} = 16.9 \text{ V}$$

Berdasarkan ketiga parameter diatas, maka dipilih MOSFET tipe IRFP4227 yang memiliki spesifikasi tegangan *gate-source* $\pm 30\text{V}$ dan tegangan *drain-source* sebesar 200V . Mampu melewati arus sampai 65A dengan $R_{DS(ON)} 21\text{m}\Omega$. Mosfet ini mampu bekerja sampai frekuensi $3,45\text{MHz}$.

Pada pemilihan dioda harus memperhatikan kondisi saat dioda berfungsi sebagai *forward biased* maupun *reverse biased*. Tidak hanya itu, penentuan dioda juga dipengaruhi oleh frekuensi *switching*. Pada penelitian ini dipilih dioda MUR1560. Dioda ini mampu dilewati arus sampai 15A dengan *blocking voltage* sebesar 600V . Dioda ini termasuk *ultrafast switching* dikarenakan memiliki waktu *recovery time* yang sangat cepat yaitu 60nS atau setara dengan frekuensi *switching* sebesar $16,7\text{MHz}$.

Berdasarkan perhitungan desain yang telah dilakukan dan melihat ketersediaan komponen yang ada di pasaran, maka komponen yang dibutuhkan dalam implementasi *flyback* konverter mode *step down* dapat dilihat pada tabel dibawah:

Tabel 3.4 Parameter Komponen *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

<i>Component</i>	<i>Value</i>	
<i>Load</i>	3.92Ω	
<i>Transformer</i>	<i>Type</i>	ETD49
	L_m	$17.5 \mu\text{H}$
	<i>Winding Ratio</i>	1:2
<i>Capacitor</i>	$2200 \mu\text{F}$	
MOSFET	IRFP4227	
<i>Diode</i>	MUR1560	

3.3.2 Parameter *Flyback* Konverter Mode *Step Up*

Tabel 3.5 berisi parameter awal yang digunakan dalam mendesain rangkaian *flyback* konverter mode *step up* pada penelitian ini. Nilai tegangan *input* konverter ditentukan dari tegangan maksimal satu sel baterai yaitu 4,2V. Tegangan *output* konverter didesain 12,6V karena beban konverter, nilai ini diperoleh dari tegangan maksimal tiga sel baterai. Frekuensi *switching* dipilih 20kHz untuk memperkecil nilai induktansi transformator (L_m) namun konverter dapat bekerja secara optimal. Daya dan ripple tegangan *output* ditentukan masing-masing sebesar 18 Watt dan 3%.

Tabel 3.5 Parameter Awal *Flyback* Konverter Mode *Step Up*

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>
<i>Voltage Input</i> (V_{in})	4.2V
<i>Voltage Output</i> (V_o)	12.6V
<i>Capacitor Voltage Ripple</i> (ΔV_o)	3%
<i>Power Output</i> (P_{out})	18 W
<i>Switching Frequency</i> (f_s)	20 kHz

3.4.2.1 Penentuan Rasio Belitan

Fungsi dan persamaan rasio belitan yang digunakan *flyback* konverter mode *step up* sama dengan *flyback* konverter mode *step down*, perbedaannya pada *flyback* konverter mode *step down* jumlah perbandingan antara belitan primer dengan sekundernya adalah 1 banding 4 seperti dibawah ini:

$$N = \frac{N_{sec}}{N_{prim}}$$

$$N = \frac{4}{1}$$

$$N = 4$$

3.4.2.2 Penentuan Nilai *Duty Cycle*

Tujuan dan juga persamaan penentuan nilai *duty cycle flyback* konverter mode *step up* sama dengan *flyback* konverter mode *step down*.

perbedaannya hanya terletak pada nilai parameter rangkaian. Berdasarkan persamaan (2.9), maka nilai *duty cycle* adalah sebagai berikut:

$$D = \frac{1}{\left(\frac{N \times V_{in}}{V_{out}}\right) + 1} \times 100\%$$

$$D = \frac{1}{\left(\frac{4 \times 4.2}{12.6}\right) + 1} \times 100\%$$

$$D = 42.8\%$$

Nilai *duty cycle* yang digunakan sebesar 42.8% dengan frekuensi *switching* 20 kHz. Kedua nilai ini akan menjadi dasar untuk membangkitkan nilai PWM di mikrokontroler. Sama seperti mode *step down*, nilai *duty cycle* ini hanya berlaku saat konverter berada pada mode statis. Sedangkan saat mode dinamis, nilai *duty cycle* akan berubah untuk mempertahankan nilai arus keluaran konverter.

3.4.2.3 Penentuan Nilai Beban

Sama seperti penentuan nilai rasio belitan dan *duty cycle*, tujuan dan penentuan nilai beban *flyback* konverter mode *step up* juga sama dengan *flyback* konverter mode *step down*, hanya saja nilai parameter yang digunakan berbeda seperti yang terlihat dibawah ini :

$$P = \frac{V_{out}^2}{R}$$

$$R = \frac{V_{out}^2}{P}$$

$$R = \frac{12.6^2}{18} = 8.82 \Omega$$

3.4.2.4 Penentuan Arus Input dan Arus Output

Penentuan arus *input* dan arus *output* digunakan untuk menentukan parameter-parameter komponen rangkaian. Persamaan yang

dipakai sama seperti pada konverter mode *step up*, maka arus *input* dan *output* konverter dapat dicari dengan cara dibawah ini.

$$I_{avg} = \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

Pada desain dan simulasi, nilai efisiensi dianggap 100%, sehingga nilai P_{in} sama dengan nilai P_{out} , maka :

$$I_{avg} = \frac{18}{4.2}$$

$$I_{avg} = 4.28 \text{ A}$$

Dengan nilai *duty cycle* 42,8%, maka :

$$I_{avg} = 0.5 \times D \times I_{pk}$$

$$I_{avg} = 0.5 \times 0.428 \times I_{pk}$$

$$I_{avg} = 0.214 \times I_{pk}$$

$$I_{pk} = 4.67 \times 4.28 \text{ A}$$

$$I_{pk} = 20 \text{ A}$$

Untuk nilai arus output dapat dicari melalui persamaan (3.3) yaitu

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}}$$

$$I_{out} = \frac{18}{12.6} = 1.43 \text{ A}$$

3.4.2.5 Penentuan Nilai Kapasitor

Penentuan Nilai kapasitor mode *step up* sama dengan mode *step down*. Nilai kapasitor filter di sisi tegangan ouput dapat ditentukan saat konverter dioperasikan DCM (*Discontinuous Conduction Mode*).

Berdasarkan persamaan (2.14), untuk mencari nilai kapasitor harus mencari ΔV_o , besar ΔV_o dapat dicari dari persamaan dibawah ini

$$\Delta V_o \% = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_o \% \times V_o}{100\%}$$

$$\Delta V_o = \frac{0.3 \times 12.6}{100}$$

$$\Delta V_o = 3.78 \text{ mV}$$

Setelah mendapatkan nilai ΔV_o , sesuai persamaan (2.14) maka nilai kapasitor dengan memperhitungkan tegangan *output* dan *ripple* tegangan (ΔV_o %) sebesar 0.3%, yaitu

$$C_o = (V_o + \Delta V_o) \times \frac{D}{f_s \times R \times \Delta V_o}$$

$$C_o = (4.2 + 0.0378) \times \frac{0.428}{20000 \times 8.82 \times 0.0378}$$

$$C_o = 812.27 \mu F$$

Dikarenakan ketersediaan kapasitor dengan nilai 812.27 μF tidak ada dipasaran, maka dipilih nilai kapasitor diatasnya yaitu 1000 μF filter jenis elco (*electrolytic condenser*) dengan tegangan rating 50V untuk desain dan implementasi. Pemilihan tegangan 50V dikarenakan untuk alasan keamanan.

3.4.2.6 Penentuan Nilai Induktansi Transformator

Perhitungan nilai induktansi dapat dicari dari persamaan yang sudah dibahas pada bab sebelumnya saat konverter dioperasikan DCM (*Discontinous Conduction Mode*). Pada mode ini, arus primer transformator yang mengalir akan menyentuh nol saat t_{off} atau MOSFET dalam kondisi *open*. Berdasarkan persamaan (2.27), maka besar nilai induktansi transformator yaitu:

$$L_m = \frac{D \times V_{in}}{(\Delta I_{lp}) \times f_s}$$

$$L_m = \frac{0,428 \times 4,2}{20,68 \times 20000}$$

$$L_m = 4,35 \mu H$$

3.4.2.7 Desain dan Implementasi Transformator

Transformator yang dipakai pada *flyback* konverter mode *step up* penelitian ini merupakan jenis yang sama dengan yang dipakai pada mode *step down* yaitu *couple inductor*. Transformator ini digunakan untuk menaikkan nilai tegangan DC dari 4,2 Volt menjadi 12,6 Volt. Dengan alasan yang sama dengan *flyback* konverter mode *step down*, maka dipilih inti jenis ferit ETD49. Spesifikasi, dimensi, dan ukurannya dapat dilihat pada tabel 3.6. Minimal jumlah belitan primer dapat dicari dengan persamaan (3.4) seperti saat mencari minimal jumlah belitan primer mode *step down*. Nilai B_{max} dibuat lebih tinggi didalam perhitungan karena jika tidak, maka saat beban penuh transformator akan mendekati nilai saturasinya.

$$N_{pmin} = \frac{E_p}{4,44 \times f_s \times B_{max} \times A_e}$$

$$N_{pmin} = \frac{4,2}{4,44 \times 20000 \times 0,3 \times 211,10^{-6}}$$

$$N_{pmin} = 0,7 \approx 1 \text{ turn}$$

Setelah mengetahui minimal belitan primer, maka belitan sekunder dapat diketahui melalui perbandingan belitan primer dan sekunder menurut persamaan (2.19) adalah

$$N = \frac{N_{sec}}{N_{prim}}$$

$$N = \frac{24}{8} = 4$$

Dengan pertimbangan yang ada pada mode *step down*, penambahan jumlah belitan primer menjadi 8. Jika jumlah belitan primer terlalu sedikit maka nilai resistansi belitan lebih dominan dari nilai induktansinya yang menyebabkan rugi-rugi yang dihasilkan besar. Dalam desain serta implementasi dari sebuah transformator, hal lain yang harus diperhatikan adalah penentuan kawat konduktor yang digunakan untuk membelit transformator. Terdapat dua parameter utama yang digunakan untuk menentukan kawat konduktor yaitu frekuensi *switching* konverter dan arus maksimum yang dilewati kawat konduktor. Nilai frekuensi *switching* konverter sebesar 20 kHz, sedangkan arus yang melewati konduktor transformator sisi primer maupun sisi sekunder sesuai perhitungan di sub bab 3.4.2.4 yaitu 4,28 A dan 1,43 A. Berdasarkan data ini, maka dipilih kawat email yang mampu bekerja sesuai kondisi diatas yaitu AWG 24. AWG 24 memiliki diameter 0,51 mm dengan daya hantar arus sebesar 0.557 A dengan frekuensi kerja maksimal 68 kHz. Diperlukan *stranded* kawat email agar mampu menghantarkan arus sebesar 4,28 A dan 1,43 A. Agar mampu menghantarkan arus tersebut dan faktor keamanan, maka diperlukan kawat email dengan diameter yang lebih besar dari arus ratingnya yaitu 2,58 mm dan 2,05 mm. Maka jumlah *stranded* yang diperlukan:

$$n_{Lprimer} = \frac{2,58 \text{ mm}}{0,51 \text{ mm}} = 5.05 \approx 6 \text{ pilinan}$$

$$n_{Lsekunder} = \frac{2,05 \text{ mm}}{0,51 \text{ mm}} = 4.01 \approx 5 \text{ pilinan}$$

Selain rasio belitan dan diameter kawat email, teknik pembelitan transformatornya pun harus diperhatikan agar rugi-rugi yang dihasilkan dapat diminimalisir. Belitan kawat dibuat selang-seling antara primer dan sekunder agar mengurangi rugi inti. Lapisan terdalam merupakan belitan primer dan lapisan berikutnya adalah belitan sekunder. Antara belitan primer dengan belitan sekunder dan juga setelah lapisan sekunder dilapisi isolasi khusus agar belitan tidak mudah bergerak.

3.4.2.8 Penentuan MOSFET dan Dioda

Terdapat beberapa parameter yang harus diperhatikan dalam memilih MOSFET yaitu besar frekuensi *switching*, tegangan, dan arus yang dilewati MOSFET. Pada penelitian ini, frekuensi *switching* yang

digunakan sebesar 20 kHz dan arus yang melewati MOSFET sama dengan arus *input* konverter yaitu 4,28 A. Untuk tegangan V_{DS} dapat dicari melalui persamaan

$$V_{DS-peak} = \left[I_p \left(\sqrt{\frac{L_m}{C_p + C_o}} \right) \right] + V_{in} + \frac{V_{out}}{N}$$

$$V_{DS-peak} = \left[4.28 \left(\sqrt{\frac{4.35 \times 10^{-6}}{40 \times 10^{-9} + 0.001}} \right) \right] + 4.2 + \frac{12.6}{4}$$

$$V_{DS-peak} = 7.66 \text{ V}$$

Berdasarkan ketiga parameter diatas, maka dipilih MOSFET tipe IRFP4227 yang memiliki spesifikasi tegangan *gate-source* $\pm 30\text{V}$ dan *drain-source* sebesar 200V. Mampu melewati arus sampai 65A dengan $R_{DS(ON)}$ 21m Ω . Mosfet ini mampu bekerja sampai frekuensi 3,45MHz.

Pada pemilihan dioda harus memperhatikan kondisi dioda ketika berfungsi sebagai *forward biased* maupun *reverse biased*. Tidak hanya itu, penentuan dioda juga dipengaruhi oleh frekuensi *switching*. Pada penelitian ini dipilih dioda MUR1560. Dioda ini mampu dilewati arus sampai 15A dengan *blocking voltage* sebesar 600V. Dioda ini termasuk *ultrafast switching* dikarenakan memiliki waktu *recovery time* yang sangat cepat yaitu 60nS atau setara dengan frekuensi sebesar 16,7MHz.

Berdasarkan perhitungan desain yang telah dilakukan dan melihat ketersediaan komponen di pasaran, maka komponen yang dibutuhkan dalam implementasi *flyback* konverter mode *step down* dapat dilihat pada tabel dibawah:

Tabel 3.6 Parameter Komponen *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

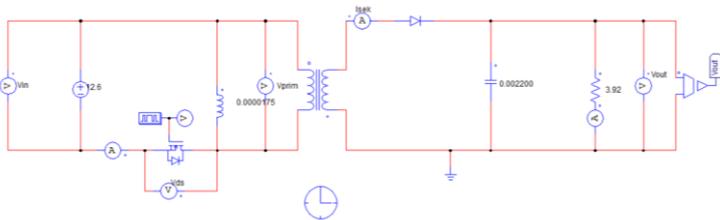
<i>Component</i>	<i>Value</i>	
<i>Load</i>	8.82 Ω	
<i>Transformer</i>	Type	ETD49
	L_m	4.35 μH
	Winding Ratio	1:4

<i>Component</i>	<i>Value</i>
<i>Capacitor</i>	1000 μ F
MOSFET	IRFP4227
<i>Diode</i>	MUR1560

3.4 Simulasi Konverter Kondisi Statis

Simulasi rangkaian *flyback* konverter mode *step down* dan mode *step up* menggunakan software PSIM. Tujuan simulasi adalah untuk mengetahui apakah konverter sudah bekerja sesuai desain atau belum. Semua parameter yang digunakan pada simulasi ini mengacu pada perhitungan yang dibahas sebelumnya. Komponen yang digunakan pada simulasi bersifat ideal atau memiliki efisiensi 100%.

3.4.1 Simulasi *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

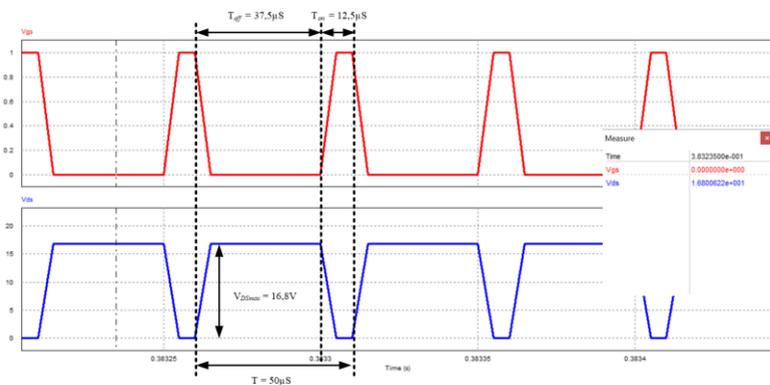


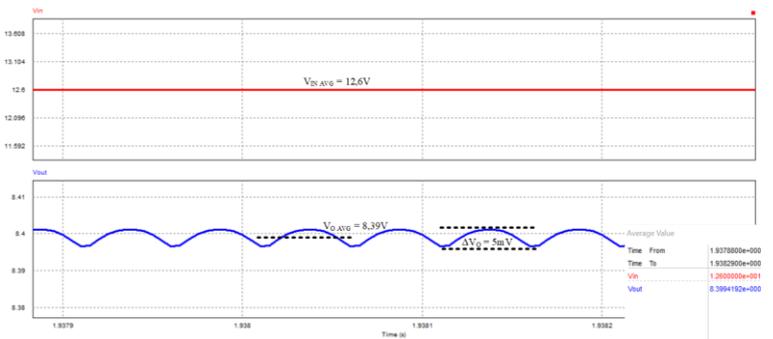
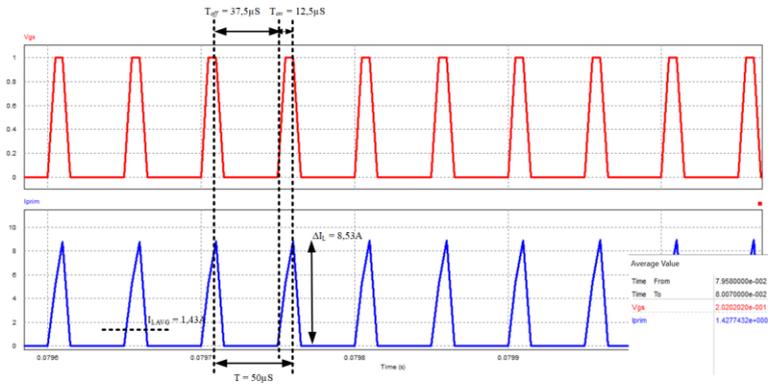
Pada rangkaian diatas, tegangan sumber diatur 12,6V dengan *duty cycle* 25% sehingga menghasilkan tegangan output 8,4V. Pada simulasi ini akan mengamati beberapa sinyal komponen dan melihat kesesuaiannya dengan perhitungan. Sinyal yang akan diamati adalah sinyal tegangan *gate-source* (V_{GS}) dan tegangan *drain-source* (V_{DS}) pada MOSFET, arus primer transformator, tegangan input (V_{in}) dan tegangan output (V_{out}).

Gambar 3.4 dibawah ini merupakan bentuk sinyal tegangan *gate-source* (V_{GS}) dan tegangan *drain-source* (V_{DS}) pada MOSFET. Berdasarkan gambar tersebut dapat ditarik kesimpulan bahwa saat *gate-source* MOSFET dalam kondisi *high* atau *close* (T_{on}), maka tegangan di *drain-source* MOSFET bernilai nol atau dalam keadaan low. Pada

keadaan ini arus akan mengalir dari *drain* ke *source*. Sebaliknya, ketika *gate-source* MOSFET dalam keadaan *low* atau *open* (T_{off}), maka tegangan di *drain-source* MOSFET bernilai *high*. Sehingga tidak terdapat arus yang mengalir dari *drain* ke *source*. Waktu T_{on} MOSFET selama $12,5\mu\text{S}$ dan waktu T_{off} selama $37,5\mu\text{S}$. Nilai tersebut sudah sesuai dengan desain dengan nilai *duty cycle* sebesar 25% dengan frekuensi *switching* sebesar 20kHz. Dari data hasil gambar simulasi 3.4, nilai tegangan maksimal V_{DS} sebesar 16,8 V. Nilai ini sudah sesuai jika dibandingkan dengan perhitungan pada sub bab 3.4.1, namun nilai ini akan berbeda saat implementasi dikarenakan ketidakidealan komponen yang digunakan yang menyebabkan terjadinya *spike* tegangan yang sangat tinggi. Hal ini disebabkan karena saat MOSFET dalam keadaan *low* atau *open* (T_{off}) masih terdapat arus yang tersimpan pada belitan primer yang menyebabkan elektron bergerak menuju arah berlawanan dengan arah arus dan menimbulkan tegangan sesaat yang sangat tinggi.

Gambar 3.5 menggambarkan bentuk sinyal V_{GS} dan arus primer transformator konverter mode *step down*. Berdasarkan simulasi tersebut, diketahui konverter bekerja pada operasi DCM. Nilai arus transformator adalah sebesar 1,43A dengan nilai *peak to peak* sebesar 8,53A. Nilai ini sudah sesuai dengan perhitungan pada sub bab 3.4.1 sehingga dapat dikatakan konverter dapat bekerja dengan baik. Dari hasil simulasi juga dapat diketahui bahwa waktu *charge* transformator terjadi saat MOSFET mengalami konduksi atau *close* (T_{on}) selama $12,5\mu\text{S}$. Sedangkan waktu *discharge* terjadi saat MOSFET mengalami nonkonduksi atau *open* (T_{off}) selama $37,5\mu\text{S}$.





Dari hasil simulasi dapat diketahui dengan tegangan *input* 12,6V output konverter mencapai 8,4V yang mana nilai ini sudah sesuai dengan desain. Nilai ripple tegangan ($\Delta V_o\%$) yang timbul adalah

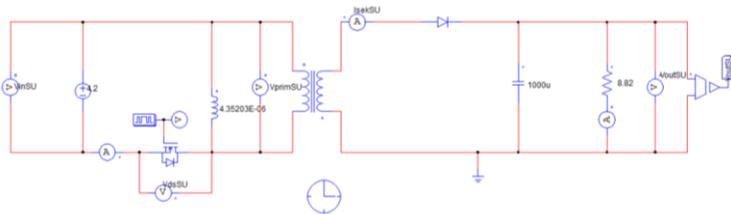
$$\Delta V_o\% = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$$

$$\Delta V_o \% = \frac{5mV}{8.4V} \times 100\%$$

$$\Delta V_o \% = 0.06\%$$

Nilai ripple lebih kecil dari desain awal, hal ini disebabkan nilai kapasitor output diganti menyesuaikan yang ada di pasaran.

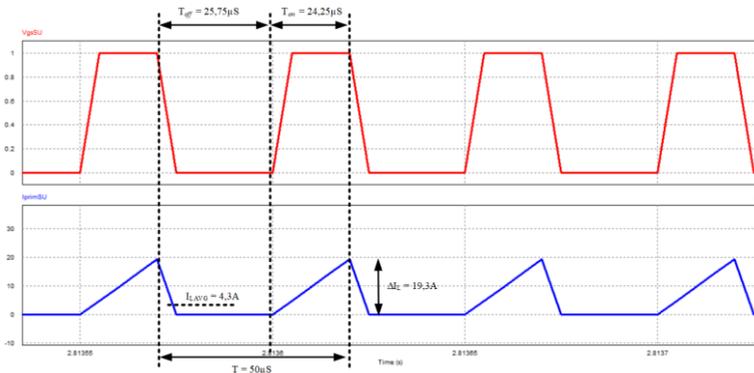
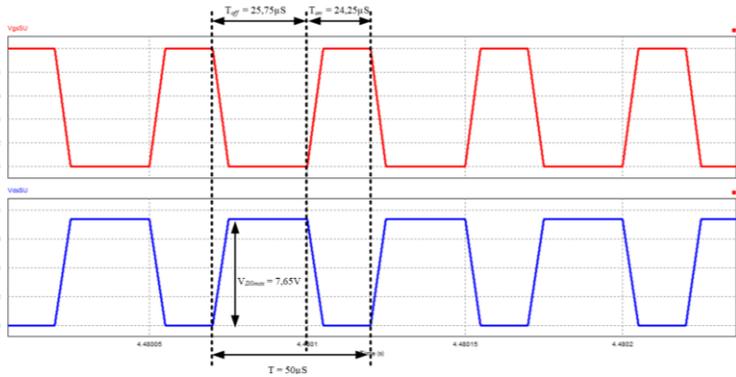
3.4.2 Simulasi *Flyback* Konverter Mode *Step Up*



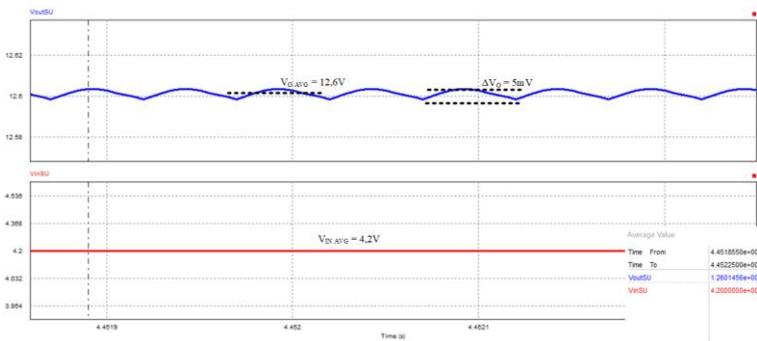
Pada rangkaian diatas, tegangan sumber diatur 4,2V dengan *duty cycle* 42,8% sehingga menghasilkan tegangan output sebesar 12,6V. Pada simulasi ini akan mengamati beberapa sinyal komponen dan melihat kesesuaiannya dengan perhitungan. Sinyal yang akan diamati adalah sinyal tegangan *gate-source* (V_{GS}) dan tegangan *drain-source* (V_{DS}) pada MOSFET, arus primer transformator, tegangan input (V_{in}) dan tegangan output (V_{out}).

Gambar 3.8 dibawah merupakan bentuk sinyal tegangan *gate-source* (V_{GS}) dan tegangan *drain-source* (V_{DS}) pada MOSFET. Berdasarkan gambar tersebut dapat ditarik kesimpulan bahwa saat *gate-source* MOSFET dalam kondisi *high* atau *close* (T_{on}), maka tegangan di *drain-source* MOSFET bernilai nol atau dalam keadaan low. Pada keadaan ini arus akan mengalir dari *drain* ke *source*. Sebaliknya, ketika *gate-source* MOSFET dalam keadaan *low* atau *open* (T_{off}), maka tegangan di *drain-source* MOSFET bernilai *high*. Sehingga tidak terdapat arus yang mengalir dari *drain* ke *source*. Waktu T_{on} MOSFET selama 24,25 μ S dan waktu T_{off} selama 25,75 μ S. Nilai tersebut sudah sesuai dengan desain dengan nilai *duty cycle* sebesar 42,8% dengan frekuensi *switching* sebesar

20kHz. Dari data hasil gambar simulasi 3.8, nilai tegangan maksimal V_{DS} sebesar 7,65 V. Nilai ini sudah sesuai jika dibandingkan dengan perhitungan pada sub bab 3.4.2, namun nilai ini akan berbeda saat implementasi dikarenakan ketidakidealan komponen yang digunakan yang menyebabkan terjadinya *spike* tegangan yang sangat tinggi. Hal ini disebabkan karena saat MOSFET dalam keadaan *low* atau *open* (T_{off}) masih terdapat arus yang tersimpan pada belitan primer yang menyebabkan elektron bergerak menuju arah berlawanan dengan arah arus dan menimbulkan tegangan sesaat yang sangat tinggi.



Gambar 3.9 menggambarkan bentuk sinyal V_{GS} dan arus primer transformator konverter mode *step up*. Berdasarkan simulasi tersebut, diketahui konverter bekerja pada operasi DCM. Nilai arus transformator adalah sebesar 4,3A dengan nilai *peak to peak* sebesar 19,3A. Nilai ini sudah mendekati perhitungan pada sub bab 3.4.1 sehingga dapat dikatakan konverter dapat bekerja dengan baik. Dari hasil simulasi juga dapat diketahui bahwa waktu *charge* transformator terjadi saat MOSFET mengalami konduksi atau *close* (T_{on}) selama 24,25 μ S. Sedangkan waktu *discharge* terjadi saat MOSFET mengalami nonkonduksi atau *open* (T_{off}) selama 25,75 μ S.



Dari hasil simulasi dapat diketahui dengan tegangan *input* 4,2V output konverter mencapai 12,6V yang mana nilai ini sudah sesuai dengan desain. Nilai ripple tegangan (ΔV_o %) yang timbul adalah

$$\Delta V_o \% = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$$

$$\Delta V_o \% = \frac{5mV}{12.6V} \times 100\%$$

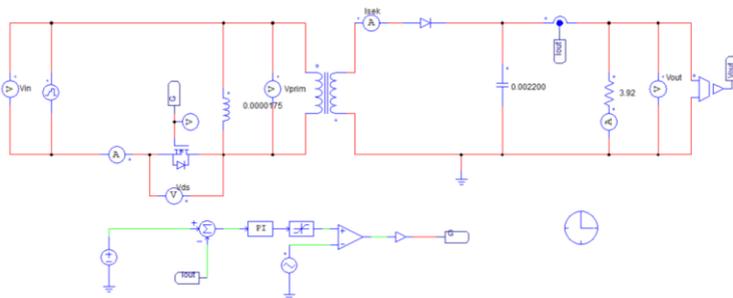
$$\Delta V_o \% = 0.03\%$$

Nilai ripple lebih kecil dari desain awal, hal ini disebabkan nilai kapasitor output diganti menyesuaikan yang ada di pasaran.

3.5 Simulasi Konverter Kondisi Dinamis

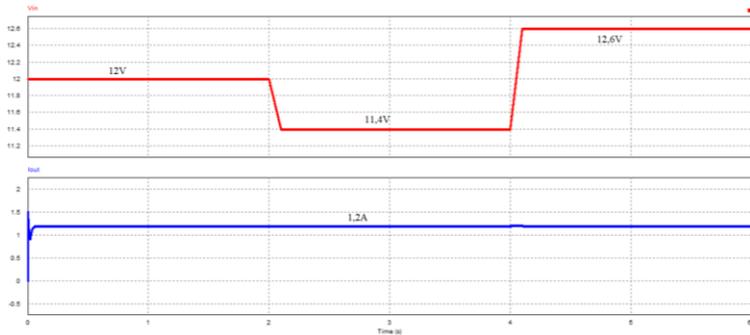
Tujuan dari simulasi kondisi dinamis ini adalah untuk mengetahui apakah konverter mampu menjaga arus tetap konstan (*constant current*) sesuai setpoint ketika terjadi perubahan tegangan *input* ataupun beban. Semakin besar nilai setpoint, maka arus *discharge* baterai semakin besar dan proses ekualisasi semakin cepat. Begitupun sebaliknya, semakin kecil nilai setpoint, arus *discharge* baterai akan semakin kecil dan proses ekualisasi semakin lama. Setpoint arus *output* konverter mode *step down* adalah 1,2 A, sedangkan pada mode *step up* 0,7 A. Pemilihan setpoint 1,2 A mode *step down* dikarenakan arus nominal *charging* baterai 1,3 A dan agar arus *discharge* baterai lain tidak tinggi. Sedangkan pemilihan setpoint 0,7 A mode *step up* agar arus *discharge* baterai tidak sampai 5A saat implementasi karena maksimal arus *discharge* baterai yang dipakai untuk penelitian ini adalah 5A. Semakin tinggi arus *discharge*, semakin tinggi pula rugi-rugi yang dihasilkan selama proses ekualisasi.

3.6.1 Simulasi *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

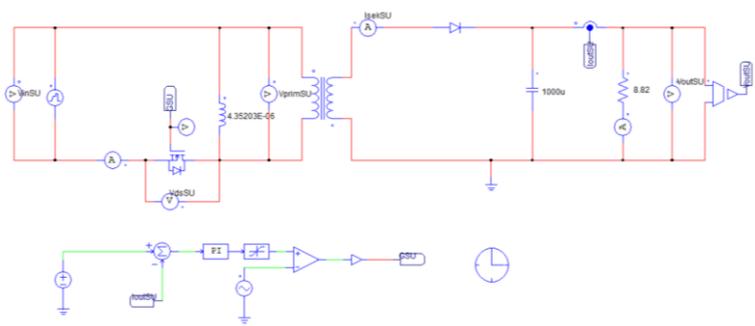


Gambar 3.11 merupakan rangkaian simulasi *flyback* konverter mode *step down* dengan *constant current* dengan controller PI. Beban yang digunakan sebesar 3,92 Ω . Gambar 3.12 menunjukkan hasil simulasi *constant current*. Hasil simulasi memperlihatkan bahwa arus *output*

konstan sebesar 1,2 A ketika terjadi perubahan tegangan *input*. Kontroler PI menggunakan konstanta $P = 0,1$ dan $I = 1/0,005$. Nilai ini didapatkan dari hasil *trial and error*.

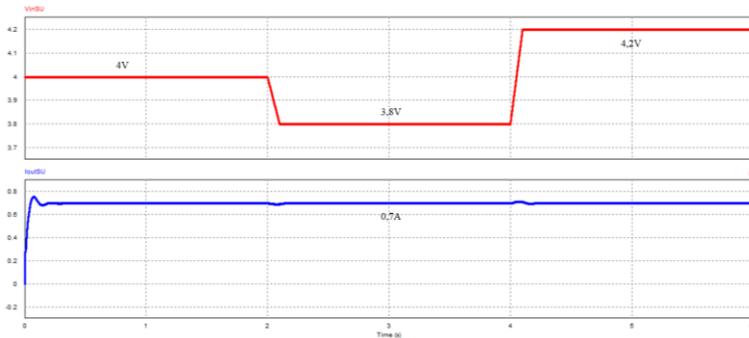


3.6.2 Simulasi *Flyback* Konverter Mode *Step Up*



Gambar 3.13 merupakan rangkaian simulasi *flyback* konverter mode *step up* dengan *constant current* dengan kontroler PI. Beban yang digunakan sebesar 8.82 Ω . Gambar 3.14 menunjukkan hasil simulasi

constant current. Hasil simulasi memperlihatkan bahwa arus *output* konstan sebesar 0,7 A ketika terjadi perubahan tegangan *input*. Kontroler PI menggunakan konstanta $P=0,01$ dan $I=1/0,0005$. Nilai ini didapatkan dari hasil *trial and error*.



3.6 Desain Bidirectional Cell Switch

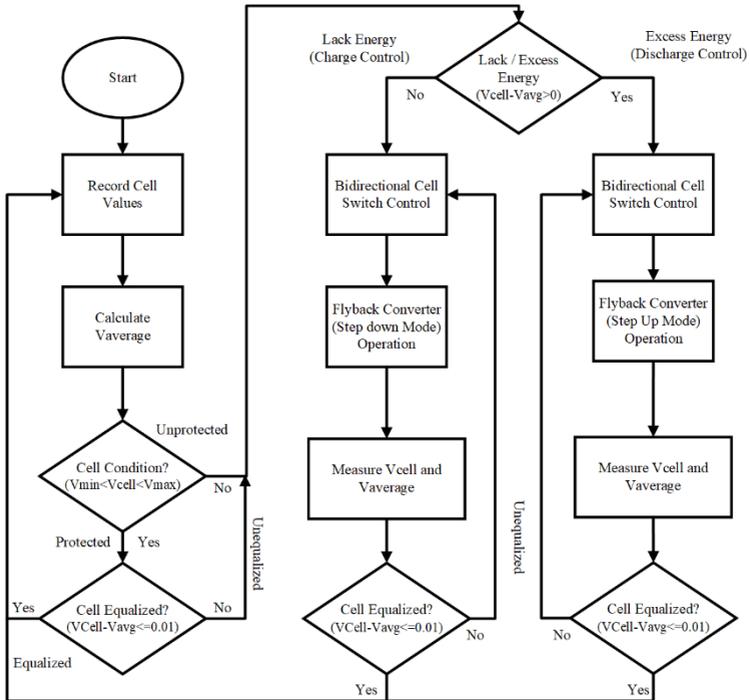
Bidirectional cell switch berfungsi sebagai sakelar untuk menentukan baterai mana yang akan digunakan untuk melakukan proses *charging* ataupun *discharging* sehingga *cell switch* harus mampu bekerja secara dua arah. Tidak hanya itu, *bidirectional cell switch* berfungsi untuk menghubungkan konverter dengan baterai. Gambar 3.15 merupakan desain dari rangkaian *Bidirectional Cell Switch*.

Seperti pada gambar diatas, setiap sel baterai dihubungkan dengan empat MOSFET agar baterai dapat melakukan proses *charging* maupun *discharging*. Proses pemilihan *cell switch* yang digunakan dilakukan otomatis berdasarkan algoritma *equalizer* yang sudah ada pada kontroler. Kontroler akan membandingkan nilai SOC baterai tertentu dengan SOC rata-rata semua baterai. Tapi saat implementasi, yang dibandingkan adalah nilai tegangan baterai. Ketika proses *charging*, ketiga baterai akan menjadi *input flyback* konverter mode *step down* dengan *output* konverter akan terhubung dengan salah satu sel baterai. Sedangkan saat proses *discharging*, salah satu baterai akan menjadi *input*

selanjutnya, nilai V_{cell} sama dengan nilai V_{cell2} , dan yang terakhir nilai V_{cell} sama dengan nilai V_{cell3} .

- 4) Kemudian mikrokontroler akan mengecek nilai tegangan baterai yang lagi diproses (V_{cell}) apakah masuk dalam *range* nilai tegangan baterai yang diperbolehkan yaitu kurang dari V_{max} dan lebih dari V_{min} (*Protected*). V_{max} merupakan nilai *threshold overcharged* baterai yang dianggap *unprotected*. Sedangkan V_{min} merupakan nilai *threshold undercharged* baterai yang dianggap *unprotected*. *Unprotected* merupakan kondisi dimana tegangan baterai berada pada nilai yang tidak dianjurkan yang dapat mengurangi *lifetime* dari baterai itu sendiri.
- 5) Jika ya (*protected*), maka tahap selanjutnya mengecek apakah tegangan baterai telah terekualisasi atau belum. Jika nilai V_{cell} dikurangi nilai tegangan rata-rata kurang dari sama dengan 0,01 Volt, maka baterai telah terekualisasi. Dan dilanjutkan baterai selanjutnya untuk melakukan proses ekualisasi. Jika tidak, maka baterai dinyatakan *protected* namun belum terekualisasi.
- 6) Jika tidak, maka baterai dinyatakan *unprotected* dan belum terekualisasi. Proses selanjutnya mikrokontroler akan menentukan apakah baterai kelebihan atau kekurangan energi.
- 7) Jika $V_{cell} - V_{avg} > 0$, maka baterai termasuk dalam kondisi kelebihan energi. Jika tidak, maka baterai termasuk dalam kondisi kekurangan energi.
- 8) Setelah mengetahui kondisi baterai, maka mikrokontroler akan mengaktifkan *bidirectional cell switch* yang sesuai yang nantinya akan menjadi penghubung antara konverter dengan baterai.
- 9) Selanjutnya mikrokontroler akan membangkitkan sinyal PWM ke driver MOSFET lalu menuju ke MOSFET untuk mengaktifkan konverter yang sesuai dengan operasi *constant current*. Jika kelebihan energi, maka mikrokontroler akan mengaktifkan *flyback* konverter mode *step up*, sedangkan jika kekurangan energi, mikrokontroler akan mengaktifkan *flyback* konverter mode *step down*.
- 10) Selama konverter aktif, mikrokontroler akan menerima data sensor tegangan baterai secara *realtime* dan menghitung tegangan rata-rata dari nilai ketiga tegangan baterai.

- 11) Kemudian mikrokontroller akan mengecek kembali apakah baterai telah terekualisasi atau belum. Jika $V_{cell} - V_{avg} \leq 0,01$ Volt, maka baterai telah terekualisasi dan ekualisasi dilanjutkan dengan baterai berikutnya. Jika belum, maka proses akan diulang kembali ke langkah nomor delapan.
- 12) Jika setelah ketiga baterai mengalami proses ekualisasi dan nilai tegangan baterai masih belum seimbang, maka ekualisasi dilanjutkan kembali ke baterai pertama, kedua, dan ketiga sampai selisih nilai antar tegangan ketiga baterai kurang dari sama dengan 0,01 Volt.



Gambar 3.15 Algoritma *Charging Equalizer* Baterai

3.8 Implementasi *Charging Equalizer* Baterai *Lithium-Ion*

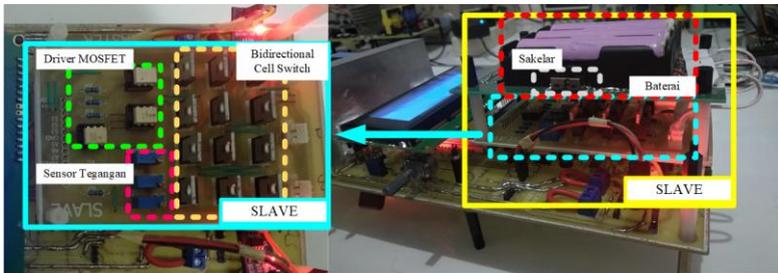
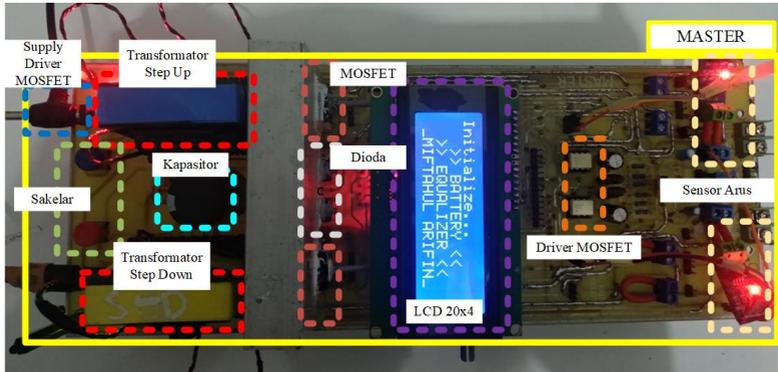
Pada sub bab ini akan dibahas mengenai komponen-komponen yang dipakai saat implementasi dengan didasarkan desain yang telah dilakukan sebelumnya. Komponen *charging equalizer* dibagi menjadi dua bagian yaitu Master dan Slave. Bagian master terdiri dari mikrokontroler, display, dan konverter. Sedangkan bagian slave terdiri dari baterai *lithium-ion*, sensor tegangan baterai, dan *bidirectional cell switch*. Tabel 3.7 dibawah merupakan komponen yang akan digunakan dalam implementasi yang sudah menyesuaikan ketersediaan di pasar.

Tabel 3.7 Parameter Komponen Implementasi *Charging Equalizer*

<i>Component</i>		<i>Value</i>			
Master	<i>Microcontroller</i>	Arduino Nano			
	<i>Display</i>	LCD 20X4			
	<i>Flyback Converter</i>	<i>MOSFET</i>	IRFP4227		
		<i>Driver MOSFET</i>	FOD3182		
		<i>Supply Driver MOSFET</i>	12V		
		<i>Step Down Transformer</i>	<i>Type</i>	ETD49	
			<i>Lm</i>	17.5 μ H	
			<i>Ratio</i>	1:2	
		<i>Step Up Transformer</i>	<i>Type</i>	ETD49	
			<i>Lm</i>	4.35 μ H	
			<i>Ratio</i>	1:4	
		<i>Capacitor</i>	<i>Step Down</i>	2200 μ F	
	<i>Step Up</i>		1000 μ F		
<i>Diode</i>	MUR1560				
<i>Current Sensor</i>	ACS712				
<i>Frequency</i>	20 kHz				
Slave	<i>Voltage Sensor</i>	Multiturn 100k Ω			
	<i>Battery Lithium-ion</i>	3 sel			
	<i>Bidirectional Cell Switch</i>	IRF540N			
	<i>Driver MOSFET</i>	4n25			
	<i>Supply Driver MOSFET</i>	12V			

Perbedaan antara simulasi dan implementasi adalah komponen yang dipakai. Pada simulasi, komponen yang dipakai dianggap ideal

berarti tidak memiliki rugi-rugi daya serta tidak memiliki batas rating tertentu. Sedangkan pada implementasi, setiap komponen dapat menimbulkan rugi-rugi daya serta memiliki batas rating tertentu. Hasil dari implementasi dapat dilihat pada gambar 3.15.



BAB 4

HASIL DAN ANALISA DATA

Pada bab 4 akan dibahas mengenai hasil pengujian dan analisis dari implementasi *charging equalizer* dengan metode Master-Slave pada baterai *Lithium-Ion*. Tujuan dari pengujian ini adalah untuk mengetahui apakah konverter sudah bekerja sesuai desain dan dapat menjalankan proses ekualisasi secara Master-Slave. Hasil pengujian akan dianalisis dan dibandingkan dengan hasil simulasi dan perhitungan. Pengujian yang dilakukan pada tugas akhir ini antara lain pengujian pensakelaran, pengujian induktor, pengujian tegangan input dan output, pengujian *constant current*, pengujian efisiensi, pengujian sensor arus dan sensor tegangan, dan pengujian ekualisasi baterai. Semua pengujian dilakukan menggunakan peralatan yang tersedia di laboratorium konversi energi listrik. Peralatan yang digunakan diantaranya sumber DC variabel, osiloskop, multimeter, clamp meter, reostat, dan baterai *Lithium-Ion*. Sumber DC variabel yang digunakan adalah merk Protek PL-3005D yang memiliki rating arus sampai 30V dengan arus maksimal 5A. Osiloskop yang digunakan adalah merk GW Instek GDS-2202A. Reostat yang digunakan merk langlois, memiliki resistansi sebesar 25Ω dengan rating arus sebesar 5A. Sedangkan untuk baterai yang digunakan adalah baterai 3 sel *Lithium-Ion*.

4.1 Pengujian Sensor Arus dan Tegangan

Sensor arus dan tegangan memiliki peranan penting dalam pengoperasian sistem, seperti pada metode *constant current* sangat bergantung pada keakuratan nilai arus yang terukur pada mikrokontroller dan juga seperti pada sensor tegangan baterai, ketelitian sensor yang sangat berpengaruh saat proses ekualisasi. Pengujian sensor arus dan tegangan bertujuan untuk mengetahui seberapa akurat sensor arus dan tegangan yang digunakan. Pengujian dilakukan dengan membandingkan sensor yang sudah terkalibrasi dengan multimeter. Sensor tegangan yang digunakan adalah multitrans 100k Ω , sedangkan sensor arus yang digunakan adalah ACS 712. Nilai sensor yang terbaca pada serial monitor arduino tersebut akan dibandingkan dengan multimeter merk MASTECH MS8268 untuk sensor tegangan, sedangkan untuk sensor arus dibandingkan dengan ampere meter DC analog merk Kaise Electric model SK-5000E. Tabel dibawah ini adalah hasil pengujian dari sensor arus dan sensor tegangan.

Tabel 4.1 Pengujian Sensor Tegangan *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

<i>Actual Voltage</i> (V)	<i>Voltage Sensor</i> (V)	<i>Error Sensor</i> (%)
1.54	1.53	0.65
2.024	2.02	0.2
2.508	2.5	0.32
2.708	2.7	0.29
3.002	3	0.06
3.554	3.55	0.11
3.87	3.87	0
4.005	4	0.12
4.203	4.2	0.07
5	4.99	0.2
<i>Average Error (%)</i>		0.2

Tabel 4.2 Pengujian Sensor Tegangan *Flyback* Konverter Mode *Step Up*

<i>Actual Voltage</i> (V)	<i>Voltage Sensor</i> (V)	<i>Error Sensor</i> (%)
3.02	2.99	0.99
5.01	4.98	0.6
6.99	6.98	0.14
9.02	8.95	0.78
10.01	9.99	0.2
11	10.99	0.09
11.52	11.49	0.26
12.03	12.01	0.16
12.6	12.59	0.08
13.01	13	0.08
<i>Average Error (%)</i>		0.34

Tabel 4.3 Pengujian Sensor Tegangan Baterai 1

<i>Actual Voltage</i> (V)	<i>Voltage Sensor</i> (V)	<i>Error Sensor</i> (%)
0.997	0.99	0.7
1.501	1.5	0.06
2.021	2.02	0.05
2.5	2.5	0
2.997	3	0.1
3.499	3.5	0.03
3.8	3.8	0
4	4	0
4.49	4.49	0
5.01	5	0.2
<i>Average Error (%)</i>		0.11

Tabel 4.4 Pengujian Sensor Tegangan Baterai 2

<i>Actual Voltage</i> (V)	<i>Voltage Sensor</i> (V)	<i>Error Sensor</i> (%)
1.076	1.07	0.56
1.562	1.56	0.13
2.071	2.07	0.05
2.5	2.499	0.04
3	3	0
3.5	3.51	0.28
3.79	3.79	0
4	4	0
4.5	4.49	0.22
5	4.99	0.2
<i>Average Error (%)</i>		0.15

Tabel 4.5 Pengujian Sensor Tegangan Baterai 3

<i>Actual Voltage</i> (V)	<i>Voltage Sensor</i> (V)	<i>Error Sensor</i> (%)
1.022	1.02	0.19
1.497	1.49	0.47
1.999	2	0.05
2.525	2.53	0.3
3.081	3.08	0.03
3.512	3.51	0.06
3.808	3.81	0.05
4.01	4.01	0
4.51	4.5	0.22
4.99	4.98	0.2
<i>Average Error (%)</i>		0.15

Tabel 4.6 Pengujian Sensor Arus *Flyback* Konverter Mode *Step Down*

<i>Actual Current</i> (A)	<i>Current Sensor</i> (A)	<i>Error Sensor</i> (%)
0.1	0.09	10
0.25	0.26	4
0.6	0.57	5
0.8	0.79	1.25
1	1.01	1
1.2	1.19	0.83
1.4	1.52	8.57
1.6	1.62	1.25
2	1.9	5
2.51	2.38	5.18
<i>Average Error (%)</i>		4.2

Tabel 4.7 Pengujian Sensor Arus *Flyback* Konverter Mode *Step Up*

<i>Actual Current</i> (A)	<i>Current Sensor</i> (A)	<i>Error Sensor</i> (%)
0.1	0.11	10
0.3	0.35	16.67
0.6	0.66	10
0.7	.71	1.43
0.8	0.81	1.25
0.9	0.9	0
1	0.98	2
1.1	1.08	1.82
1.3	1.23	5.38
1.5	1.33	11.33
<i>Average Error (%)</i>		5.99

Berdasarkan tabel diatas, sensor tegangan multiturun 100k Ω *flyback* konverter mode *step up* dan *step down* memiliki error rata-rata sebesar 0.2% dan 0.34% dengan error terbesar yaitu 0.65% dan 0.99%. Untuk sensor tegangan baterai 1, baterai 2, dan baterai 3 memiliki error rata-rata sebesar 0.11%, 0.15% dan 0.15% dengan error terbesar yakni 0.7%, 0.56% dan 0.47%. Sedangkan untuk sensor arus ACS712 memiliki error rata-rata sebesar 4.2% dan 5.99% dengan error terbesar 10% dan 16.67%.

4.2 Pengujian *Flyback* Konverter

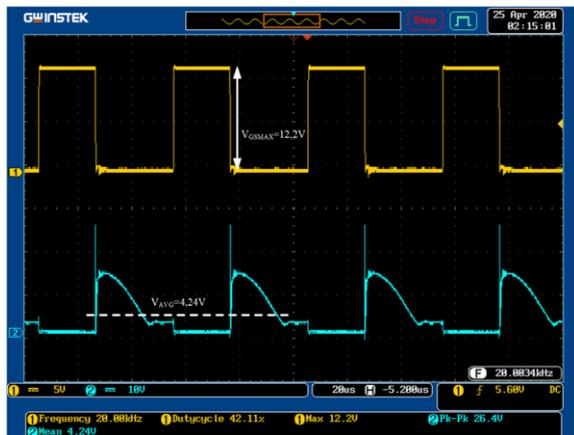
Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui kinerja konverter apakah sudah sesuai desain yang diharapkan atau tidak. Pengujian dilakukan untuk melihat sinyal pensakelaran, arus transformator, tegangan input dan output. Pengujian sinyal dengan osiloskop dilakukan dengan tujuan untuk mengetahui apakah sinyal yang dihasilkan saat implementasi sesuai dengan sinyal saat simulasi. Tidak hanya itu, dilakukan juga pengujian efisiensi, *constant current*, dan ekualisasi baterai.

4.2.1 Pengujian Pensakelaran

Pengujian sinyal pensakelaran dilakukan untuk mengetahui apakah sinyal PWM yang dihasilkan sudah sesuai dengan simulasi.



(a)



(b)

Pengujian ini dilakukan dengan mengamati bentuk gelombang pada MOSFET yakni tegangan *gate-source* dan tegangan *drain-source* yang terbangkitkan baik pada *flyback* konverter mode *step down* maupun pada *flyback* konverter mode *step up*.

Gambar 4.1 merupakan bentuk sinyal yang terbangkit dari V_{GS} dan V_{DS} dari masing-masing MOSFET konverter. Dari gambar tersebut dapat ditarik kesimpulan bahwa saat kaki *gate-source* MOSFET dalam kondisi *high* atau *close* (T_{on}), maka tegangan di kaki *drain-source* MOSFET bernilai nol atau dalam keadaan *low*. Pada keadaan ini arus akan mengalir dari *drain* ke *source*. Sebaliknya, ketika kaki *gate-source* MOSFET dalam keadaan *low* atau *open* (T_{off}), maka tegangan di kaki *drain-source* MOSFET bernilai *high*. Sehingga tidak terdapat arus yang mengalir dari *drain* ke *source*.

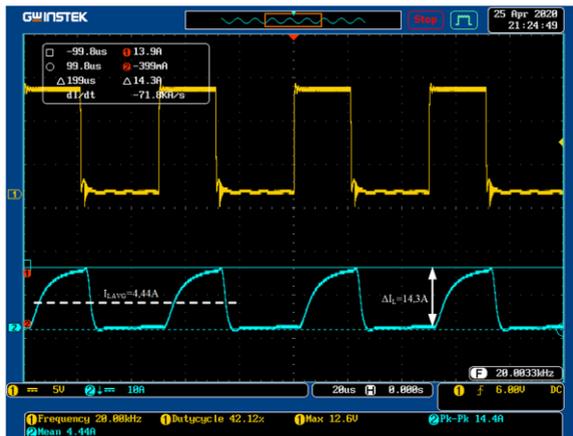
Dapat diamati, pada gambar 4.1 (a) maupun (b) memiliki frekuensi *switching* yang sama yakni bernilai 20kHz dengan masing-masing *duty cycle* adalah 26.19% dan 42.11%. Komponen yang tidak ideal menyebabkan rugi-rugi atau *losses* yang menyebabkan drop tegangan pada sisi output konverter sehingga nilai *duty cycle* implementasi lebih besar dari desain dan simulasi agar tegangan output konverter sesuai dengan desain. Hasil ini sudah membuktikan bahwa pengujian sudah mendekati desain dan simulasi. Terdapat *spike voltage* yang sangat tinggi pada V_{DS} baik gambar 4.1 (a) maupun (b) dikarenakan kondisi pensakelaran berbeban. *Spike voltage* disebabkan MOSFET saat dalam kondisi *low* (T_{off}), arus dalam transformator tidak dapat langsung mengalir ke sisi sekunder dikarenakan sifat induktif dari transformator itu sendiri. Sehingga arus yang masih tersimpan dalam transformator, *electron* akan bergerak melawan arah arus yang menyebabkan kenaikan beda potensial yang sangat besar pada MOSFET. *Spike voltage* yang terlalu tinggi sangat berbahaya dan dapat merusak MOSFET karena MOSFET sendiri memiliki kemampuan menahan spike dengan nilai tertentu. Untuk mengatasi hal tersebut maka digunakan kapasitor snubber dan dioda TVS. Terlihat pada gambar 4.1 (a) maupun (b) *spike voltage* turun menjadi 61.6V dan 26.4V dari yang awalnya sampai 300V dan 200V.

4.2.2 Pengujian Arus Primer Transformator

Pengujian ini dilakukan dengan mengamati apakah arus primer transformator yang terbangkit saat implementasi sesuai dengan desain dan simulasi baik pada *flyback* konverter mode *step down* maupun *flyback* konverter mode *step up*.



(a)



(b)

Gambar 4.2 Bentuk Sinyal Arus Primer Transformator *Flyback* Konverter Mode (a) *Step Down* (b) *Step Up*

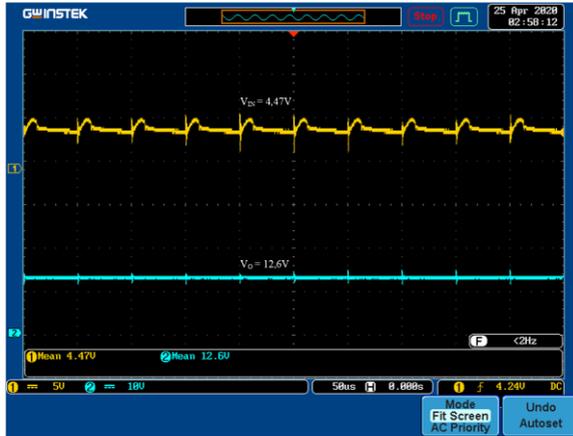
Gambar 4.2 merupakan hasil bentuk sinyal arus primer transformator yang terbangkit dari masing-masing konverter. Dari dua gambar diatas telah membuktikan bahwa konverter bekerja pada kondisi *Discontinuous Conduction Mode* (DCM). Pada mode *step down*, arus induktor bernilai 1,56A, sedangkan pada mode *step up* bernilai 4,44A. Nilai ini lebih besar dari desain dan simulasi awal dikarenakan ketidakidealan komponen yang digunakan seperti rugi-rugi belitan, rugi-rugi inti, dan flux bocor. Akan tetapi nilai tersebut masih ditoleransi dan induktor masih bekerja sesuai yang diinginkan

4.2.3 Pengujian Tegangan *Input* dan Tegangan *Output* Konverter

Pengujian ini bertujuan untuk mengamati kesesuaian bentuk gelombang antara hasil simulasi dengan implementasi dari tegangan *input* dan tegangan *output*. Tidak hanya itu, tujuan pengujian ini juga untuk mengetahui apakah konverter mampu menurunkan tegangan dari 12,6V ke 8,4V saat mode *step down* dan menaikkan tegangan dari 4,2V ke 12,6V saat mode *step up*. Bentuk gelombang dapat ditunjukkan pada gambar 4.3 dibawah ini.



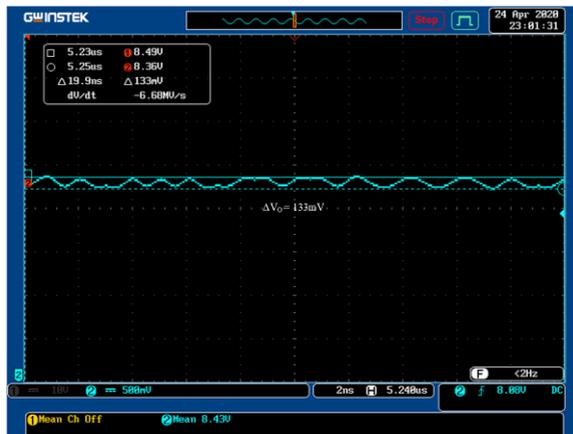
(a)



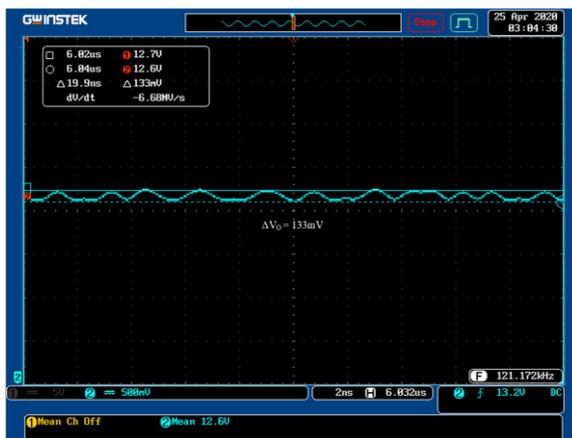
(b)

Gambar 4.3 Bentuk Sinyal Tegangan *Input* dan Tegangan *Output* *Flyback* Konverter Mode (a) *Step Down* (b) *Step Up*

Hasil pengujian didapatkan nilai tegangan *output* saat mode *step down* dan *step up* adalah 8,44V dan 12,6V. Sedangkan untuk nilai tegangan *input* saat mode *step down* dan *step up* adalah 12,9V dan 4,47V. Nilai tegangan *input* lebih besar dari desain dan simulasi dikarenakan untuk mempertahankan tegangan *output* dengan *duty cycle* yang sama.



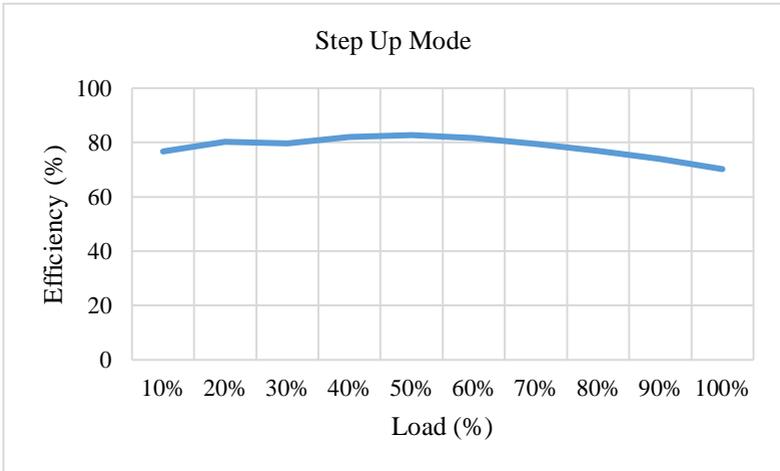
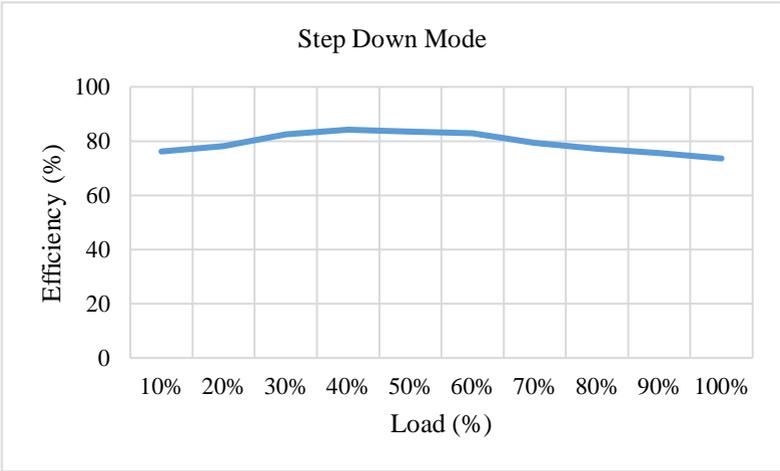
(a)



Gambar 4.4 menunjukkan hasil ripple tegangan output masing-masing konverter. Nilai ripple tegangan terukur pada mode step down maupun step up adalah sama yakni 133mV yang mana lebih besar dari ripple tegangan simulasi dan desain awal. Hal ini dikarenakan penggunaan komponen yang tidak ideal.

4.3 Pengujian Efisiensi Konverter

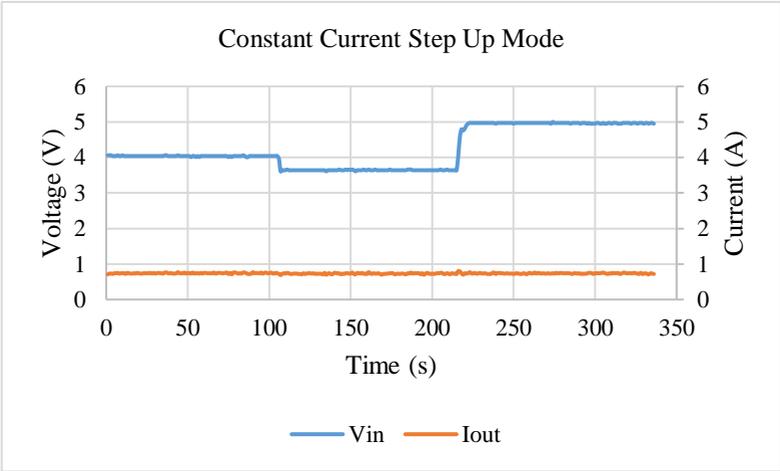
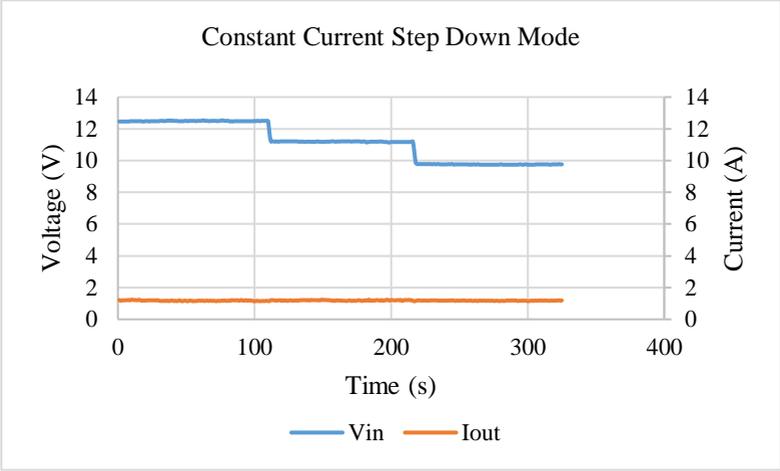
Berikut adalah hasil pengujian efisiensi dari *flyback* konverter mode *step down* maupun mode *step up*. Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui karakteristik dan kinerja dari rangkaian konverter. Pengujian ini dilakukan dengan menjaga tegangan *input* dan *output* konverter dijaga konstan sebesar 12,6V dengan 8,4V saat mode *step down* dan 4,2V dengan 12,6V saat mode *step up* pada daya beban yang diubah-ubah dengan maksimum daya sebesar 18 Watt dengan mengubah-ubah *duty cycle*. Perubahan daya beban dilakukan mulai dari 10% - 100% dari desain yang telah ditentukan. Perhitungan efisiensi sendiri dilakukan dengan cara membandingkan daya *output* dengan daya *input* konverter. Hasil pengujian efisiensi *flyback* konverter saat mode *step down* maupun mode *step up* terlibat pada gambar 4.5.



Dari kedua grafik diatas, dapat diamati bahwa konverter memiliki efisiensi maksimum pada daya *output* 40% dengan efisiensi sebesar 84,21% pada mode *step down*. Sedangkan pada mode *step up*, efisiensi maksimum didapatkan saat daya *output* 50% dengan efisiensi sebesar 82,71%. Untuk efisiensi terendah pada mode *step up* maupun *step down* terdapat pada *output* daya 100% (*full load*) dengan masing-masing efisiensi yaitu 73,6% dan 70,2%. Rata-rata efisiensi dari kedua konverter baik mode *step down* maupun *step up* masing-masing 79,32% dan 78,36%. Berdasarkan kedua grafik diatas, dapat disimpulkan bahwa semakin besar daya output maka efisiensinya akan semakin turun. Hal ini disebabkan karena semakin besar daya akan berbanding lurus dengan besar arus yang dihasilkan. Besar arus berbanding lurus dengan rugi-rugi yang dihasilkan karena sesuai rumus rugi-rugi yaitu kuadrat arus dikalikan R. oleh karena itu semakin besar arus, maka semakin besar pula rugi-rugi yang dihasilkan. Idealnya, saat daya kecil akan menghasilkan efisiensi yang tinggi, akan tetapi pada saat implementasi terdapat *losses switching* pada MOSFET dan dioda, *core losses* pada transformator, maupun *losses* konduksi pada MOSFET, dioda, dan transformator menjadi signifikan sehubungan dengan daya yang dihasilkan sehingga menghasilkan efisiensi yang rendah. Oleh karena itu, saat daya rendah *losses* diatas lebih besar dari daya output yang dihasilkan sehingga menghasilkan efisiensi yang rendah. Selain itu, komponen yang tidak ideal akan mempengaruhi rugi-rugi yang dihasilkan juga.

4.4 Pengujian Constant Current

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui apakah pengontrol konverter sudah bekerja dengan cara menjaga arus tetap konstan. Pengontrol konverter harus dapat mempertahankan arus *output* agar bernilai konstan sesuai setpoint yang sudah ditentukan dengan cara konverter harus dalam keadaan *closed loop* yang mana arus *output* konverter akan menjadi nilai referensi atau feedback untuk dibandingkan dengan nilai setpoint. Hasil perbandingan ini akan menentukan seberapa besar *duty cycle* yang perlu dihasilkan agar arus *output* tetap konstan. Setpoint yang digunakan saat *flyback* konverter dalam mode *step down* dan mode *step up* masing-masing 1,2A dan 0,7A. Pengujian dilakukan dengan menggunakan beban resistif. Gambar 4.6 merupakan grafik hasil pengujian respon secara dinamis konverter saat mode *step up* maupun *step down*.



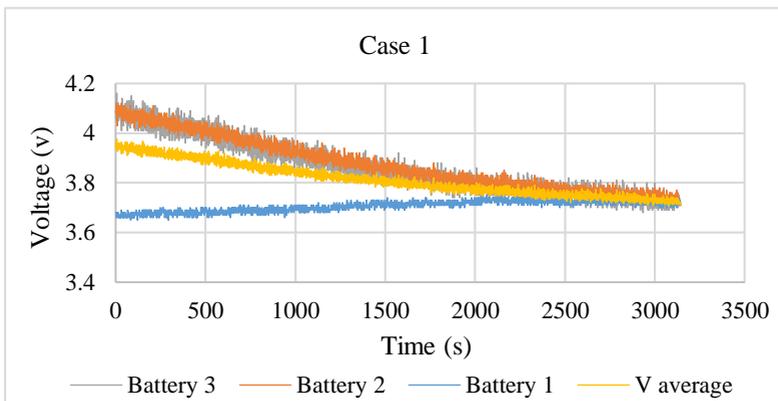
Berdasarkan gambar 4.6, dapat disimpulkan bahwa rangkaian kontrol sudah dapat bekerja dengan baik dengan melihat arus *output* yang dapat mempertahankan nilai setpoint meskipun tegangan input konverter berbeda-beda. Berdasarkan hasil diatas maka konverter sudah bekerja sesuai desain dan simulasi.

4.5 Pengujian *Equalizer* Baterai

Pengujian ekualisasi baterai dilakukan dengan tujuan untuk mengetahui kemampuan konverter dalam melakukan proses ekualisasi tegangan baterai menggunakan metode *constant current*. Baterai yang digunakan dalam penelitian ini adalah tiga sel *lithium-ion*. Saat *flyback* konverter dalam mode *step down (charging)*, setpoint arus diatur pada nilai 1,2A, sedangkan pada mode *step up (discharging)*, setpoint arus diatur pada nilai 0,7A. Pada penelitian ini, dibuat tiga *case* pengujian ekualisasi tegangan baterai.

4.5.1 Pengujian *Equalizer Case* Pertama

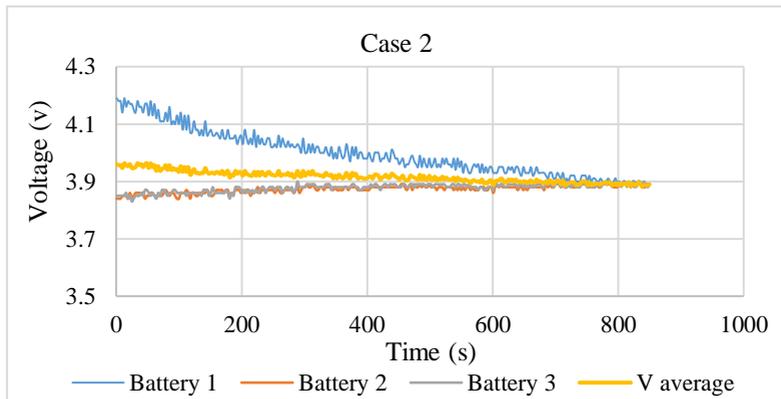
Pada *case* pertama, dua baterai nilai tegangannya dibuat sama dan besarnya lebih tinggi dari tegangan baterai yang lain. Nilai tegangan masing-masing baterai yaitu 4,09V, 4,09V, dan 3,68V. Pengujian berakhir ketika antar ketiga baterai memiliki selisih tegangan kurang lebih sama dengan 0,01V. Berikut adalah grafik hasil pengujian ekualisasi tegangan baterai pada *case* pertama.



Dari gambar 4.7 tersebut dapat disimpulkan bahwa proses ekualisasi berlangsung selama 53 menit. Tegangan akhir baterai satu, dua, dan tiga masing-masing menjadi 3,72V, 3,71V, dan 3,71V. Tegangan total awal ketiga baterai sebesar 11,86V turun 0,71V menjadi 11,15V dikarenakan terdapat *losses* selama proses ekualisasi. Selama proses ekualisasi pada *case* ini, *equalizer* hanya menggunakan *flyback* konverter mode *step down* saja dikarenakan tegangan baterai yang dituju lebih kecil dari tegangan rata-rata ketiga baterai.

4.5.2 Pengujian *Equalizer Case Kedua*

Pada *case* kedua, dua baterai nilai tegangannya dibuat sama dan nilainya lebih rendah dari tegangan baterai yang lain. Nilai tegangan masing-masing baterai yaitu 4,19V, 3,84V, dan 3,84V. Pengujian berakhir ketika antar ketiga baterai memiliki selisih tegangan kurang lebih sama dengan 0,01V. Berikut adalah grafik hasil pengujian ekualisasi tegangan baterai pada *case* kedua.

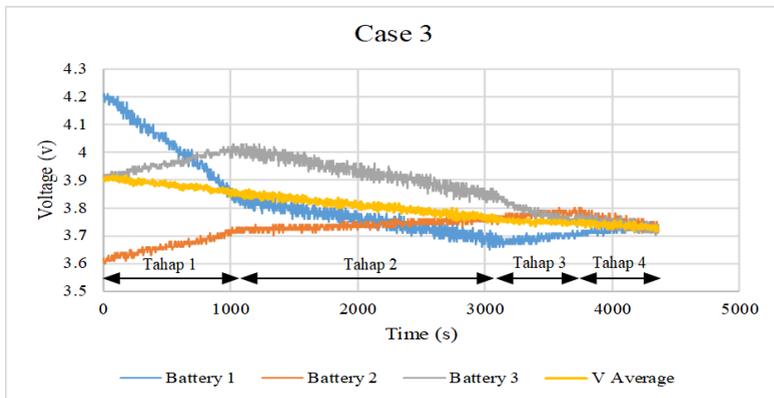


Dari gambar diatas tersebut dapat disimpulkan bahwa proses ekualisasi berlangsung selama 14 menit. Proses ekualisasi pada *case* ini lebih cepat dibandingkan dengan *case* sebelumnya dikarenakan arus discharge baterai pertama pada *case* ini mencapai 4A. Tegangan akhir baterai satu, dua, dan tiga masing-masing menjadi 3,89V, 3,89V, dan 3,89V. Tegangan total awal ketiga baterai sebesar 11,87V turun 0,2V menjadi 11,67V dikarenakan terdapat *losses* selama proses ekualisasi.

Selama proses ekualisasi pada *case* ini, *equalizer* hanya menggunakan *flyback* konverter mode *step up* saja dikarenakan tegangan baterai yang dituju lebih tinggi dari tegangan rata-rata ketiga baterai.

4.5.3 Pengujian *Equalizer Case* Ketiga

Pada *case* ketiga, tegangan ketiga baterai dibuat berbeda dengan rentang tegangan antar baterai sebesar 0,3V. Berikut nilai tegangan masing-masing baterai yaitu 4,2V, 3,62V, dan 3,9V. Pengujian berakhir ketika antar ketiga baterai memiliki selisih tegangan kurang lebih sama dengan 0,01V. Berikut adalah grafik hasil pengujian ekualisasi tegangan baterai pada *case* ketiga.



Proses ekualisasi dimulai dari baterai pertama, dilanjut baterai kedua, dan seterusnya. Pada tahap pertama, konverter berada pada mode *step up*, tegangan baterai satu akan turun sampai mendekati tegangan rata-rata ketiga baterai, sedangkan baterai lainnya akan naik. Pada tahap kedua, konverter berada pada mode *step down*, tegangan baterai dua akan naik sampai mendekati tegangan rata-rata ketiga baterai, sedangkan tegangan dua baterai lainnya akan turun. Selanjutnya pada tahap ketiga, konverter berada pada mode *step up*, tegangan baterai tiga akan turun sampai mendekati tegangan rata-rata ketiga baterai, untuk tegangan dua baterai lainnya akan naik. Dikarenakan setelah ketiga baterai mengalami proses ekualisasi tapi tegangan antar baterai masih belum seimbang, maka proses ekualisasi akan terus diulang kembali sampai tegangan ketiga

baterai memiliki selisih kurang lebih sama dengan 0.01V. Pada tahap terakhir yaitu tahap keempat, konverter berada pada mode *step down*, tegangan baterai pertama akan naik sampai mendekati tegangan rata-rata ketiga baterai, sedangkan tegangan dua baterai lainnya akan turun.

Dari grafik diatas dapat disimpulkan bahwa proses ekualisasi berlangsung selama 73 menit. Proses ekualisasi pada case ini lebih lama dibandingkan dengan *case* sebelumnya dikarenakan tegangan antar baterai bervariasi. Tegangan akhir baterai satu, dua, dan tiga masing-masing menjadi 3,74V, 3,73V, dan 3,73V. Tegangan total awal ketiga baterai sebesar 11,72V turun 0,52V menjadi 11,2V dikarenakan terdapat *losses* selama proses ekualisasi.

BAB 5

PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan dari hasil simulasi dan implementasi *charging equalizer* baterai menggunakan metode master-slave, maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut:

1. Implementasi *flyback* konverter mode *step down* maupun mode *step up* pada penelitian ini mampu bekerja dengan baik dengan efisiensi rata-rata masing-masing yaitu 79,32% dan 78,36%.
2. Implementasi *constant current* untuk mengatur nilai *duty cycle* dapat menghasilkan arus output konverter yang konstan saat pengujian.
3. Lama waktu proses ekualisasi berbeda-beda, tergantung perbedaan tegangan antar sel yang diuji. Semakin besar nilai perbedaan tegangan antar sel, maka waktu proses ekualisasi semakin lama, dan sebaliknya.
4. Dari hasil pengujian membuktikan algoritma *equalizer* sudah bekerja dengan baik dengan perbedaan tegangan baterai hasil ekualisasi maksimal sebesar 0,01 Volt.
5. *Bidirectional cell switch* dapat diterapkan untuk proses *charging* dan *discharging* baterai.

5.2 Saran

Adapun saran pada penelitian ini untuk pengembangan penelitian selanjutnya adalah :

1. Diperlukan sensor tegangan yang presisi dan stabil untuk menghindari kondisi *overcharging* maupun *undercharging* pada baterai.
2. Sebelum memulai pengujian, sebaiknya semua sensor dikalibrasi kembali untuk memastikan sensor bekerja dengan benar.
3. Memilih komponen dengan resistansi *internal* yang kecil untuk mengurangi rugi-rugi pada konverter.
4. Menggunakan sensor tegangan yang *isolated* pada konverter agar antara sisi *input* dan sisi *output* terisolasi secara elektrik.

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR PUSTAKA

- [1] D. Anseán, M. González, V. M. García, J. C. Viera, J. C. Antón, and C. Blanco, "Evaluation of LiFePO₄ Batteries for Electric Vehicle Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1855–1863, Mar. 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2344446.
- [2] M. A. Hannan, M. M. Hoque, S. E. Peng, and M. N. Uddin, "Lithium-Ion Battery Charge Equalization Algorithm for Electric Vehicle Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2541–2549, May 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2672674.
- [3] B. L. Dokić and B. Blanuša, *Power Electronics*. 2015.
- [4] Md. M. Hoque, M. A. Hannan, and A. Mohamed, "Charging and discharging model of lithium-ion battery for charge equalization control using particle swarm optimization algorithm," *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 8, p. 065701, 2016, doi: 10.1063/1.4967972.
- [5] C. Kim, M. Kim, and G. Moon, "A Modularized Charge Equalizer Using a Battery Monitoring IC for Series-Connected Li-Ion Battery Strings in Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp. 3779–3787, Aug. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2227810.
- [6] M. Daowd, N. Omar, P. V. D. Bossche, and J. V. Mierlo, "Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation," in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2011, pp. 1–7.
- [7] T. Subekti, H. Suryoatmojo, and S. Anam, "Rancang Bangun Equalizer Tegangan Sel Menggunakan Flyback Konverter Untuk Baterai Lithium Ion terhubung Seri," Sep. 2016, vol. 5, pp. B142–B148, doi: 10.12962/j23373539.v5i2.16085.
- [8] Md. M. Hoque, M. A. Hannan, and A. Mohamed, "Model Development of Charge Equalization Controller for Lithium-Ion Battery," *Advanced Science Letters*, vol. 23, pp. 5255–5259, 2017, doi: 10.1166/asl.2017.7353.
- [9] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications*, 3rd ed. 2011.
- [10] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, 2nd ed. 2016.

- [11] T. Halder, "A flyback converter topology selection criterion for the practical engineer," in *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2016, pp. 1–6.
- [12] M. A. Al Hilmi, "DESAIN DAN IMPLEMENTASI FLYBACK DC-DC KONVERTER 48-12 VOLT 100 WATT UNTUK SUPPLY AUXILIARY KENDARAAN LISTRIK," *ITS*, 2018.
- [13] "Datasheet ICR18650-26JM." Samsung SDI, Sep. 11, 2014.
- [14] "ETD 49/15/26 Core and Accessories." TDK, 2017.
- [15] "American Wire Gauge Conductor Size Table," vol. 0000, pp. 53–55.
- [16] M. M. Hoque, M. A. Hannan, and A. Mohamed, "Optimal algorithms for the charge equalisation controller of series connected lithium-ion battery cells in electric vehicle applications," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 7, no. 4, pp. 267–277, 2017.

LAMPIRAN

1. Tabel American Wire Gauge (AWG) Conductor Size

AWG	Diameter [mm]	Area [mm²]	Resistance [Ohms/km]	Max Current [Amperes]	Max Frequency For 100% skin depth
4/0	11.684	107	0.16072	302	160 Hz
3/0	10.40384	85	0.202704	239	200 Hz
2/0	9.26592	67.4	0.255512	190	250 Hz
1/0	8.25246	53.5	0.322424	150	325 Hz
1	7.34822	42.4	0.406392	119	410 Hz
2	6.54304	33.6	0.512664	94	500 Hz
3	5.82676	26.7	0.64616	75	650 Hz
4	5.18922	21.2	0.81508	60	810 Hz
5	4.62026	16.8	1.027624	47	1100 Hz
6	4.1148	13.3	1.295928	37	1300 Hz
7	3.66522	10.5	1.634096	30	1650 Hz
8	3.2639	8.37	2.060496	24	2050 Hz
9	2.90576	6.63	2.598088	19	2600 Hz
10	2.58826	5.26	3.276392	15	3200 Hz
11	2.30378	4.17	4.1328	12	4150 Hz
12	2.05232	3.31	5.20864	9.3	5300 Hz
13	1.8288	2.62	6.56984	7.4	6700 Hz
14	1.62814	2.08	8.282	5.9	8250 Hz
15	1.45034	1.65	10.44352	4.7	11 k Hz
16	1.29032	1.31	13.17248	3.7	13 k Hz
17	1.15062	1.04	16.60992	2.9	17 kHz
18	1.02362	0.823	20.9428	2.3	21 kHz
19	0.91186	0.653	26.40728	1.8	27 kHz
20	0.8128	0.518	33.292	1.5	33 kHz
21	0.7239	0.41	41.984	1.2	42 kHz
22	0.64516	0.326	52.9392	0.92	53 kHz
23	0.57404	0.258	66.7808	0.729	68 kHz
24	0.51054	0.205	84.1976	0.577	85 kHz
25	0.45466	0.162	106.1736	0.457	107 kHz
26	0.40386	0.129	133.8568	0.361	130 kHz

2. Program yang digunakan pada arduino

```
#include <LiquidCrystal.h>
LiquidCrystal lcd(13, 12, 11, 6, 5, 2);
int looping = 1;
int i = 1; int n = 0;
double Vmax = 4.1;
double Vmin = 3.7;
double V, delV,delV1,delV2,delV3, Vavgbatt;
bool charge = true;
bool discharge = true;
unsigned long time;
unsigned long interval = 450;
unsigned long previousMillis = 0;

#define VoutSenseSD A1
#define VoutSenseSU A0
#define VsenseCell1 A7
#define VsenseCell2 A6
#define VsenseCell3 A5
double VsampOutSD, VsampOutSU = 0;
double VsampCell1, VsampCell2, VsampCell3 = 0;
int VavgOutSD, VavgOutSU;
int VavgCell1, VavgCell2, VavgCell3;
double VoutSD, VoutSU;
double Vcell1, Vcell2, Vcell3, V1, V2, V3;
int VrawOutSD, VrawOutSU;
int VrawCell1, VrawCell2, VrawCell3;
int bitIOSD = 836;
int bitIOSU = 176;
double delI; int flag;
float R1 = 30000.0;
float R2 = 7500.0;
double VsensorCell1 = 0.0;
double VsensorCell2 = 0.0;
double VsensorCell3 = 0.0;

#define IoutSenseSD A4
#define IoutSenseSu A3
```

```
double IsampOutSD, IsampOutSU;
double IavgOutSD, IavgOutSU;
double IoutSDVAmps, IoutSUVAmps = 0;
double IoutSD, IoutSU = 0;
int IrawOutSD, IrawOutSU;
int ACSoffsetSD = 2475;
int ACSoffsetSU = 2478;
int mVperAmp = 200;
int mVperAmpSU = 100;
```

```
#define buzzer 3
#define PWM_SD 10
#define PWM_SU 9
double D_SD = 0;
double D_SU = 0;
int bz = 1;
int state_cell = 4;
```

```
#define switch_cell1 4
#define switch_cell2 7
#define switch_cell3 8
```

```
void display(void);
void sensor(void);
void equalizer(void);
void ccsd(void);
void ccSU(void);
void alarm(void);
void slave(void);
```

```
void setup() {
  Serial.begin(9600);
  Serial.println("INITIALIZE...");
```

```
  pinMode(VoutSenseSD, INPUT);
  pinMode(VoutSenseSU, INPUT);
  pinMode(VsenseCell1, INPUT);
  pinMode(VsenseCell2, INPUT);
  pinMode(VsenseCell3, INPUT);
```

```

pinMode(IoutSenseSD, INPUT);
pinMode(IoutSenseSu, INPUT);
pinMode(buzzer, OUTPUT);
pinMode(PWM_SD, OUTPUT);
pinMode(PWM_SU, OUTPUT);
pinMode(switch_cell1, OUTPUT);
pinMode(switch_cell2, OUTPUT);
pinMode(switch_cell3, OUTPUT);

TCCR1A = _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1);
TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(CS11);
ICR1 = 50;
D_SD = 0; D_SU = 0;
OCR1A = D_SU*ICR1;
OCR1B = D_SD*ICR1;
Serial.println("// Equalizer Ulang //");
Serial.print("//////////");
Serial.print("  Loop = ");
Serial.print(looping);
Serial.println("  //////////");
sensor();
display();
slave();
alarm();
}

void loop() {
  equalizer();
}

void sensor() {
  VrawOutSD = analogRead(VoutSenseSD)-3;
  VrawOutSU = analogRead(VoutSenseSU)-7;
  VrawCell1  = analogRead(VsenseCell1)-4;
  VrawCell2  = analogRead(VsenseCell2)-4;
  VrawCell3  = analogRead(VsenseCell3)-3;
  IrawOutSD = analogRead(IoutSenseSD)-2;
  IrawOutSU = analogRead(IoutSenseSu)-44;
  VsampOutSD += VrawOutSD;

```

```

VsampOutSU += VrawOutSU;
VsampCell1 += VrawCell1;
VsampCell2 += VrawCell2;
VsampCell3 += VrawCell3;
IsampOutSD += IrawOutSD;
IsampOutSU += IrawOutSU;
unsigned long currentMillis = millis();
n=n+1;
if ((currentMillis - previousMillis)>=interval){
  VavgOutSD = VsampOutSD/n;
  VavgOutSU = VsampOutSU/n;
  VavgOutSD = VsampOutSD/n;
  VavgCell1 = (VsampCell1/n)+11.25;
  VavgCell2 = (VsampCell2/n)+23.97;
  VavgCell3 = (VsampCell3/n)+35.19;
  IavgOutSD = IsampOutSD/n;
  IavgOutSU = IsampOutSU/n;
  VoutSD = (VavgOutSD*5.2397)/1023.0;
  if (flag==0){
    VoutSU = (VavgOutSU*33.9)/1023.0;
    ACSoffsetSU = 2508;
  }
  else {
    VoutSU = (VavgOutSU*41.15)/1023.0;
    ACSoffsetSU = 5160;
  }
  VsensorCell1 = (VavgCell1*4.8365)/1023.0;
  VsensorCell2 = (VavgCell2*4.7170)/1023.0;
  VsensorCell3 = (VavgCell3*4.7494)/1023.0;
  Vcell1 = VsensorCell1 / (R2/(R1+R2));
  Vcell2 = VsensorCell2 / (R2/(R1+R2));
  Vcell3 = VsensorCell3 / (R2/(R1+R2));
  V1 = Vcell1;
  V2 = Vcell2 - Vcell1;
  V3 = Vcell3 - Vcell2 ;
  IoutSDVAmps = (IavgOutSD/1023.0)*5000;
  IoutSUVAmps = (IavgOutSU/1023.0)*5000;
  IoutSD = (IoutSDVAmps-ACSoffsetSD)/mVperAmp;
  IoutSU = (IoutSUVAmps-ACSoffsetSU)/ mVperAmpSU;
}

```

```

display(); n=0;
VsampOutSD,VsampOutSU,VsampCell1,VsampCell2=0;
VsampCell3,IsampOutSD,IsampOutSU=0;
previousMillis = currentMillis;
}
}

```

```

void equalizer() {
  sensor();
  if ( i == 1 ) V = V1;
  else if ( i == 2 ) V = V2;
  else if ( i == 3 ) V = V3;
  else if ( i == 4 ) {
    delV1 = abs(V1 - Vavgbatt);
    delV2 = abs(V2 - Vavgbatt);
    delV3 = abs(V3 - Vavgbatt);
    if ((delV1<0.01)&&(delV2<0.01)&&(delV3<0.01)){
      Serial.println("!!!BATERAI TEREQUALIZER!!!");
    }
    else{
      Serial.println("///Equalizer Ulang///");
      looping++;
      Serial.print("//////////");
      Serial.print("  Loop = ");
      Serial.print(looping);
      Serial.println("  //////////");
      i=5;
    }
  }
}

```

```

if ( i < 4 ){
  if ( V < Vmax && V > Vmin ){
    Vavgbatt = (V1+V2+V3)/3;
    delV = abs(V - Vavgbatt);
    if ( delV < 0.01 ){
      state_cell = 4;
      slave();
      OCR1A = 0;
      OCR1B = 0;
    }
  }
}

```

```

Serial.print("Protected and Equalised =");
Serial.println(i);
Serial.println();
i = i + 1;
}
else{
Serial.println("// Protected&Unequalised //");
if ((V - Vavgbatt) > 0){
discharge = true;
D_SU = 0.8;
while (discharge){
ccsu;
state_cell = i;
slave();
Vavgbatt = (V1+V2+V3)/3;
delV = abs(V - Vavgbatt);
if (delV <= 0.01){
state_cell = 4;
slave();
OCR1A = 0;
OCR1B = 0;
Serial.print("Equalised = ");
Serial.println(i);
Serial.println();
i = i + 1;
discharge = false;
}
else discharge = true;
}
}
else{
charge = true;
D_SD = 0.15;
while (charge){
ccsd;
state_cell = i;
slave();
Vavgbatt = (V1+V2+V3)/3;
delV = abs(V - Vavgbatt);
}
}
}
}

```



```

deIV = abs(V - Vavgbatt);
if (deIV <= 0.01){
    state_cell = 4;
    slave();
    OCR1A = 0;
    OCR1B = 0;
    Serial.print("Equalised = ");
    Serial.println(i);
    Serial.println();
    i = i + 1;
    discharge = false;
}
else discharge = true;
}
}
else{
    charge = true;
    D_SD = 0.15;
    while (charge){
        ccSD;
        state_cell = i;
        slave();
        Vavgbatt = (V1+V2+V3)/3;
        Serial.println(V1+V2+V3);
        deIV = abs(V - Vavgbatt);
        if (deIV <= 0.01){
            state_cell = 4;
            slave();
            OCR1A = 0;
            OCR1B = 0;
            Serial.print("Equalised = ");
            Serial.println(i);
            Serial.println();
            i = i + 1;
            charge = false;
        }
        else charge = true;
    }
}
}
}

```

```

    }
  }
}
else if(i==5) i=1;
else i=6;
}

void ccscd() {
  sensor();
  flag = 1;
  if ( IrawOutSD < bitIOSD ){
    if ( D_SD >= 0.7 ) D_SD = 0.5;
    else{
      deII = abs(IrawOutSD - bitIOSD);
      D_SD = D_SD + 0.0005;
      OCR1A = 0;
      OCR1B = D_SD * ICR1;
    }
  }
  else{
    if ( D_SD <= 0.05 ) D_SD = 0.05;
    else{
      deII = abs(IrawOutSD - bitIOSD);
      D_SD = D_SD - 0.0005;
      OCR1A = 0;
      OCR1B = D_SD * ICR1;
    }
  }
}

void ccscu() {
  flag = 0;
  sensor();
  if ( IrawOutSU < bitIOSU ){
    if ( D_SU >= 0.7 ) D_SU = 0.5;
    else{
      deII = abs(IrawOutSU - bitIOSU);
      D_SU = D_SU + 0.0005;
      OCR1B = 0;

```

```

    OCR1A = D_SU * ICR1;
  }
}
else{
  if ( D_SU <= 0.05 ) D_SU = 0.05;
  else{
    deII = abs(IrawOutSU - bitIOSU);
    D_SU = D_SU - 0.0005;
    OCR1B = 0;
    OCR1A = D_SU * ICR1;
  }
}
}
}

```

```

void display() {
  Serial.print("V1 =");
  Serial.print(V1,2);
  Serial.print("\t");
  Serial.print("V2 =");
  Serial.print(V2,2);
  Serial.print("\t");
  Serial.print("V3 =");
  Serial.print(V3,2);
  Serial.print("\t");
  Serial.print("IoSD =");
  Serial.print(IoutSD,2);
  Serial.print("\t");
  Serial.print("IoSU =");
  Serial.println(IoutSU,2);
}

```

```

void alarm() {
  if ( bz == 1 ) {
    digitalWrite(buzzer, HIGH);
    delay(75);
    digitalWrite(buzzer, LOW);
    delay(50);
    digitalWrite(buzzer, HIGH);
    delay(75);
  }
}

```

```

    digitalWrite(buzzer, LOW);
    delay(50);
    digitalWrite(buzzer, HIGH);
    delay(75);
    digitalWrite(buzzer, LOW);
    delay(50);
}
else if ( bz == 2 ) {
    digitalWrite(buzzer, HIGH);
    delay(50);
    digitalWrite(buzzer, LOW);
    delay(50);
}
else if ( bz == 3 ) digitalWrite(buzzer, HIGH);
else digitalWrite(buzzer, LOW);
}

void slave() {
    if ( state_cell == 1 ){
        digitalWrite(switch_cell1, LOW);
        digitalWrite(switch_cell2, HIGH);
        digitalWrite(switch_cell3, HIGH);
    }
    else if ( state_cell == 2 ){
        digitalWrite(switch_cell1, HIGH);
        digitalWrite(switch_cell2, LOW);
        digitalWrite(switch_cell3, HIGH);
    }
    else if ( state_cell == 3 ){
        digitalWrite(switch_cell1, HIGH);
        digitalWrite(switch_cell2, HIGH);
        digitalWrite(switch_cell3, LOW);
    }
    else if ( state_cell == 4 ){
        digitalWrite(switch_cell1, HIGH);
        digitalWrite(switch_cell2, HIGH);
        digitalWrite(switch_cell3, HIGH);
    }
}
}

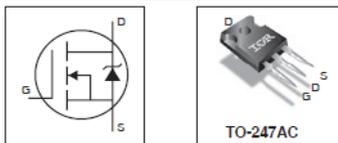
```

3. Datasheet IRFP4227

Features

- Advanced Process Technology
- Key Parameters Optimized for PDP Sustain, Energy Recovery and Pass Switch Applications
- Low E_{PULSE} Rating to Reduce Power Dissipation in PDP Sustain, Energy Recovery and Pass Switch Applications
- Low Q_d for Fast Response
- High Repetitive Peak Current Capability for Reliable Operation
- Short Fall & Rise Times for Fast Switching
- 175°C Operating Junction Temperature for Improved Ruggedness
- Repetitive Avalanche Capability for Robustness and Reliability

Key Parameters		
$V_{GS\ max}$	200	V
V_{DS} (Avalanche) typ.	240	V
$R_{\theta(GN)}$ typ. @ 10V	21	m ² /2
$I_{RP\ max}$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	130	A
$T_J\ max$	175	°C



G	D	S
Gate	Drain	Source

Description

This HEXFET® Power MOSFET is specifically designed for Sustain; Energy Recovery & Pass switch applications in Plasma Display Panels. This MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve low on-resistance per silicon area and low E_{PULSE} rating. Additional features of this MOSFET are 175°C operating junction temperature and high repetitive peak current capability. These features combine to make this MOSFET a highly efficient, robust and reliable device for PDP driving applications.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±30	V
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	65	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	46	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	260	
I_{RPM} @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Repetitive Peak Current ②	130	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	330	W
P_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Power Dissipation	190	
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-40 to +175	°C
T_{SOL}	Soldering Temperature for 10 seconds	300	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10lb-in (1.1N-m)	
			N

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta(JC)}$	Junction-to-Case ③	—	0.45	°C/W
$R_{\theta(CS)}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta(JA)}$	Junction-to-Ambient ④	—	62	

Notes ① through ④ are on page 8

www.irf.com

1
09/14/07

4. Driver MOSFET FOD3182





February 2011

FOD3182 3A Output Current, High Speed MOSFET Gate Driver Optocoupler

Features

- High noise immunity characterized by 50kV/μs (Typ.) common mode rejection @ $V_{CM} = 2,000V$
- Guaranteed operating temperature range of -40°C to +100°C
- 3A peak output current
- Fast switching speed
 - 210ns max. propagation delay
 - 65ns max pulse width distortion
- Fast output rise/fall time
 - Offers lower dynamic power dissipation
- 250kHz maximum switching speed
- Wide V_{DD} operating range: 10V to 30V
- Use of P-Channel MOSFETs at output stage enables output voltage swing close to the supply rail (rail-to-rail output)
- 5000Vrms, 1 minute isolation
- Under voltage lockout protection (UVLO) with hysteresis – optimized for driving MOSFETs
- Minimum creepage distance of 8.0mm
- Minimum clearance distance of 10mm to 16mm (option TV or TSV)
- Minimum insulation thickness of 0.5mm
- UL and VDE*
- 1,414 peak working insulation voltage (V_{IORM})

Applications

- Plasma Display Panel
- High performance DC/DC converter
- High performance switch mode power supply
- High performance uninterruptible power supply
- Isolated Power MOSFET gate drive

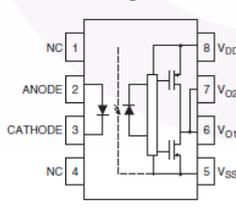
Description

The FOD3182 is a 3A Output Current, High Speed MOSFET Gate Drive Optocoupler. It consists of a aluminium gallium arsenide (AlGaAs) light emitting diode optically coupled to a CMOS detector with PMOS and NMOS output power transistors integrated circuit power stage. It is ideally suited for high frequency driving of power MOSFETs used in Plasma Display Panels (PDPs), motor control inverter applications and high performance DC/DC converters.

The device is packaged in an 8-pin dual in-line housing compatible with 260°C reflow processes for lead free solder compliance.

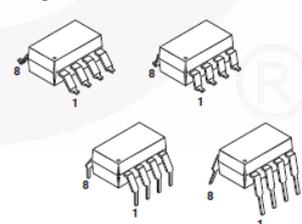
*Requires 'V' ordering option

Functional Block Diagram



Note:
A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

Package Outlines



©2010 Fairchild Semiconductor Corporation
FOD3182 Rev. 1.0.9

www.fairchildsemi.com

FOD3182 — 3A Output Current, High Speed MOSFET Gate Driver Optocoupler

5. Datasheet IRF540N

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

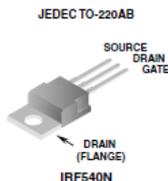
IRF540N

Data Sheet

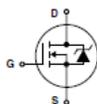
January 2002

33A, 100V, 0.040 Ohm, N-Channel, Power MOSFET

Packaging



Symbol



Features

- Ultra Low On-Resistance
 - $r_{DS(ON)} = 0.040\Omega$, $V_{GS} = 10V$
- Simulation Models
 - Temperature Compensated PSPICE™ and SABER® Electrical Models
 - Spice and SABER® Thermal Impedance Models
 - www.fairchildsemi.com
- Peak Current vs Pulse Width Curve
- UIS Rating Curve

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF540N	TO-220AB	IRF540N

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

	IRF540N	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DSS}	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	V
Gate to Source Voltage	± 20	V
Drain Current		
Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{GS} = 10V$) (Figure 2)	33	A
Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$, $V_{GS} = 10V$) (Figure 2)	23	A
Pulsed Drain Current	I_{DM}	Figure 4
Pulsed Avalanche Rating	UIS	Figures 6, 14, 15
Power Dissipation	P_D	120
Derate Above 25°C		0.80
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 175
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	T_L	300
Package Body for 10s, See Techbrief TB334.	T_{pkg}	260

NOTES:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C .

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

6. Datasheet ETD49



ETD 49/25/16

Core

B66367

- To IEC 62317-6
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 0.54 \text{ mm}^{-1}$$

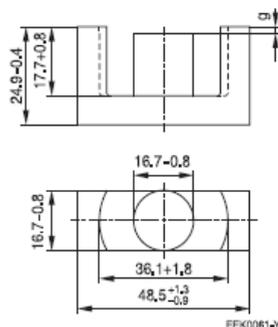
$$l_e = 114 \text{ mm}$$

$$A_e = 211 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 209 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 24100 \text{ mm}^3$$

Approx. weight 124 g/set



FEK0061-W

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	B_G^* mT	P_V W/set	Ordering code
N27	3700 +30/-20%	1590	320	< 4.59 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66367G0000X127
N87	3800 +30/-20%	1630	320	< 12.40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66367G0000X187
N97	3900 +30/-20%	1680	320	< 10.60 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66367G0000X197

* $H = 250 \text{ A/m}$; $f = 10 \text{ kHz}$; $T = 100 \text{ °C}$

Gapped (A_L values/air gaps examples)

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27, N87	0.20 ± 0.02	1035	444	B66367G0200X1**
	0.50 ± 0.05	525	225	B66367G0500X1**
	1.00 ± 0.05	314	135	B66367G1000X1**
	1.50 ± 0.05	230	100	B66367G1500X1**
	2.00 ± 0.05	188	81	B66367G2000X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0 \text{ mm}$) and one gapped core (dimension $g > 0 \text{ mm}$).

Other A_L values/air gaps and materials available on request – see Processing remarks on page 5.

BIODATA PENULIS



Terlahir di kota kecil paling timur pulau Madura, yaitu Sumenep pada 18 Juli 1998. Penulis yang bernama lengkap Miftahul Arifin, biasa dipanggil Miftah. Penulis dibesarkan di Sumenep. Menempuh pendidikan formal dimulai dari tingkat dasar di SDN Karduluk 1, dilanjutkan dengan pendidikan tingkat menengah pertama di SMPN 2 Pamekasan, pendidikan tingkat lanjut di SMAN 1 Pamekasan, dan saat ini sedang menempuh pendidikan Strata 1 di Departemen Teknik Elektro Institut Teknologi Sepuluh Nopember. Selama masa studi tingkat lanjut, banyak organisasi yang telah diikuti, seperti : Wakil ketua OSIS masa bakti 2014/2015, Pecinta alam RESACITA angkatan 30, dan anggota Ekskul Robotika. Selama masa perkuliahan, penulis aktif di unit kegiatan mahasiswa Robotika ITS dan *event* seperti pada kegiatan Baronas dan ITS Expo. Pada semester 7 dan 8, penulis diamanahi menjadi koordinator asisten di Laboratorium Konversi Energi Listrik Teknik Elektro ITS. Penulis juga aktif mengikuti perlombaan dengan pengalaman diantaranya adalah menjadi Juara 3 Asean ROV Contest 2017, Juara 4 Kontes Robot Indonesia divisi KRSTI Regional IV 2018, Juara 2 Kontes Robot Indonesia divisi KRSTI Nasional 2018, Juara 1 Singapore Robotic Games divisi Humanoid Competition 2019, Juara 1 dan Best Desain Kontes Robot Indonesia divisi KRSTI Regional IV dan Nasional 2019. Perihal lain yang ingin diketahui lebih lanjut tentang penulis dapat menghubungi via email : marifin.stan@gmail.com.

Halaman ini sengaja dikosongkan