



UNIVERSITAS INDONESIA

RANCANG BANGUN BUCK BOOST KONVERTER

SKRIPSI

**SURYO MOCHAMAD HIDAYAT
0806366390**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI ELEKTRO
DEPOK
JUNI2010**



UNIVERSITAS INDONESIA

RANCANG BANGUN BUCK BOOST KONVERTER

SKRIPSI

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik

**SURYO MOCHAMAD HIDAYAT
0806366390**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI ELEKTRO
DEPOK
JUNI2010**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

**Skripsi ini adalah hasil karya saya sendiri,
dan semua sumber baik yang dikutip maupun dirujuk
telah saya nyatakan dengan benar.**

Nama : SuryoMochamadHidayat
NPM : 0806366390
Tanda Tangan :
Tanggal : 1 Juli 2010

HALAMAN PENGESAHAN

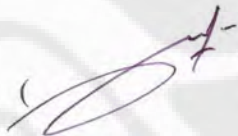
Skripsi ini diajukan oleh:

Nama : Suryo Mochamad Hidayat
NPM : 0806366390
Program Studi : Elektro
Judul Skripsi : Rancang Bangun Buck Boost Konverter

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik pada Program Studi Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng

()

Penguji 1 : Dr. Abdul Muis ST, M.Eng

()

Penguji 2 : Ir. Aries Subiantoro M. SEE

()

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 1 Juli 2010

UCAPAN TERIMA KASIH

Puji syukur saya panjatkan kepada Tuhan Yang Maha Esa, karena atas berkat dan rahmat-Nya, saya dapat menyelesaikan skripsi ini. Penulisan skripsi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Sarjana Teknik Jurusan Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan skripsi ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan skripsi ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) **Dr. Ir. Feri Yusivar, M.Eng.** selaku dosen pembimbing yang telah menentukan dan menyetujui judul skripsi dan membantu dalam konsep dan ide serta mendorong semangat untuk menyelesaikan tahap demi tahap hingga terlaksananya penulisan skripsi ini.
- (2) Orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral.

Akhir kata, saya berharap Tuhan Yang Maha Esa berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu. Semoga skripsi ini membawa manfaat bagi pengembangan ilmu pengetahuan.

Depok, 15 Juni 2010

Penulis

HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI

TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS

Sebagai sivitas akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan di bawah ini:

Nama : SuryoMochamadHidayat
NPM : 0806366390
Program Studi : Elektro
Departemen : Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis karya : Skripsi

demi pengembangan ilmu pengetahuan, menyetujui untuk memberikan kepada Universitas Indonesia **Hak Bebas Royalti Noneksklusif** (*Non-exclusive Royalty-Free Right*) atas karya ilmiah saya yang berjudul :

RANCANG BANGUN BUCK BOOST KONVERTER

beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia / formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan memublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di: Depok
Pada tanggal: 15 Juni 2010
Yang menyatakan

(SuryoMochamadHidayat)

ABSTRAK

Nama : Suryo Mochamad Hidayat
Program Studi : Elektro
Judul : Rancang Bangun Buck Boost Konverter

Perkembangan teknologi saat ini, banyak aplikasi yang membutuhkan sumber catu daya dc di mana tegangan keluarannya dapat diubah-ubah sesuai kebutuhan pemakaian. Penerapan sistem *buckboost* konverter sebagai salah satu regulator dc tipe *switching* dapat menjawab kebutuhan tersebut dengan mewujudkan sebuah sumber tegangan searah dengan tegangan keluaran yang variabel. Dengan sistem *buckboost* konverter, nilai tegangan keluaran dapat diatur untuk lebih besar maupun lebih kecil dari nilai tegangan masukannya dengan mengatur lebar pulsa (*duty cycle*) pada PWM yang dihasilkan dari pemrograman pada mikrokontroler. Sehingga proses regulasi tegangan keluaran pada *buckboost* konverter dapat dilakukan lebih mudah. Pada laporan skripsi ini dibahas rancang bangun *buckboost* konverter. Tingkat efisiensi dan pengaruh dari penggunaan komponen *switching* merupakan faktor utama dalam menganalisa performansi dari *buckboost* sebagai salah satu regulator dc tipe pensaklaran.

Kata kunci:
buckboost konverter, PWM, efisiensi

ABSTRACT

Name : SuryoMochamadHidayat
Study Program : Electrical Engineering
Topic : Design of Buck Boost Converter

Current technological developments, many applications that require dc power supply source where the output voltage can be altered according to usage needs. Implementation buckboost converter system as one type dc switching regulator can answer those needs by establishing a DC voltage source with variable output voltage. With buckboost converter system, the value of the output voltage can be adjusted for larger or smaller than the value of the input voltage by adjusting the pulse width (duty cycle) at the PWM generated from the microcontroller programming. So that the regulatory process in buckboost converter output voltage can be done more easily. In this thesis report buckboost converter design are discussed. Level of efficiency and impact of the use of switching component main factor in analyzing the performance of buckboost as one type of dc switching regulators.

Key words:
buckboost converter, PWM, efficiency

DAFTAR ISI

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	iii
HALAMAN PENGESAHAN.....	iv
UCAPAN TERIMA KASIH	v
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI.....	vi
TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS	vi
ABSTRAK	vii
DAFTAR ISI.....	ix
DAFTAR TABEL	xi
DAFTAR GAMBAR.....	xii
BAB I PENDAHULUAN.....	1
1.1 Latar Belakang Masalah	1
1.2 Rumusan Masalah.....	1
1.3 Tujuan Penulisan.....	2
1.4 Batasan Masalah	2
1.5 Sistematika Penulisan	2
BAB II DASAR TEORI	4
2.1 DC DC Konverter	4
2.2 Dasar Switching Konverter.....	6
2.3 Buck Boost Konverter	7
2.3.1 Analisa Switch ON.....	10
2.3.2 Analisa SwitchOFF	11

2.3.3	Ripple Tegangan pada Buckboost Konverter	12
2.3.4	Ripple Arus pada Buckboost Konverter	13
2.3.5	Power Losses dan Efisiensi Buckboost Konverter.....	14
2.4	PWM dengan ATMEGA8535	15
BAB III PERANCANGAN SISTEM		19
3.1	Deskripsi Sistem	19
3.2	Perancangan Buckboost Konverter.....	19
3.3	Perancangan Driver PWM MOSFET	29
3.4	Perancangan Pembangkit Frekuensi dan PWM.....	31
3.5	Perancangan Algoritma Pengaturan PWM.....	32
BAB IV DATA DAN ANALISA		34
4.1	Pengujian dan Analisa Buckboost Konverter.....	34
4.1.1	Pengujian Efisiensi Buckboost Konverter	34
4.1.2	Analisa penggunaan F_s yang sama dengan MOSFET yang berbeda	43
4.1.3	Analisa penggunaan F_s terhadap keluaran buckboost.....	46
4.1.4	Pengujian PWM	47
4.1.5	Bentuk Gelombang pada Masukan, Induktor dan Output.....	48
4.2	Pengujian Respon Keluaran Buckboost Konverter pada Fungsi Step.....	50
4.2.1	Data dan Pemodelan Sistem saat PWM 30% ke 50%.....	53
4.2.2	Data dan Pemodelan Sistem saat PWM 40% ke 60%.....	55
4.2.3	Data dan Pemodelan Sistem saat PWM 50% ke 70%.....	57
BAB V KESIMPULAN		60
DAFTAR ACUAN.....		62
DAFTAR PUSTAKA.....		63

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1 Spesifikasi <i>Buckboost</i> Konverter	19
Tabel 3.2 Nilai V_{out} terhadap V_s berdasarkan <i>duty cycle</i>	21
Tabel 3.3 Nilai V_{out}	21
Tabel 3.4 Nilai I_{out}	22
Tabel 3.5 Nilai P_{out}	22
Tabel 3.6 Daftar Komponen	30
Tabel 3.7 Nilai <i>compare</i> PWM berdasarkan <i>duty cycle</i>	32
Tabel 4.1 Hasil pengukuran pada beban resistansi 20Ω	37
Tabel 4.2 Analisa <i>power losses</i> pada komponen <i>switching</i> dengan beban resistansi 20Ω serta <i>duty cycle</i> 5% dan 15%	38
Tabel 4.3 Hasil pengukuran pada beban resistansi 8Ω	39
Tabel 4.4 Analisa <i>power losses</i> pada komponen <i>switching</i> dengan <i>duty cycle</i> 5% dan beban resistansi 20Ω serta 8Ω	39
Tabel 4.5 Hasil pengukuran pada beban resistansi 2.5Ω	40
Tabel 4.6 Analisa <i>power losses</i> pada R_{load} 2.5Ω dan $D = 65\%$	41
Tabel 4.7 Tegangan keluaran pada beban 2.5Ω dan F_s 31.37 KHz	44
Tabel 4.8 Analisa PFET pada R_{load} 2.5Ω , $D = 55\%$ dan F_s 31.37 KHz	44
Tabel 4.9 Nilai tegangan keluaran pada F_s 31.37 KHz dan 16.2 KHz	46

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1.1	Blok diagram <i>buckboost</i> konverter.....	3
Gambar 2.1	Dc-dc konverter	4
Gambar 2.2	<i>Pulse Width Modulation</i> (PWM).....	5
Gambar 2.3	<i>Pulse Frequency Modulation</i> (PFM).....	5
Gambar 2.4	Rangkaian dasar <i>switching</i> konverter.....	6
Gambar 2.5	Tegangan keluaran.....	6
Gambar 2.6	<i>Buckboost</i> konverter	7
Gambar 2.7	Mode CCM.....	8
Gambar 2.8	Mode DCM.....	9
Gambar 2.9	Siklus kerja <i>buckboost</i> konverter baik pada saat switch ON dan OFF.....	9
Gambar 2.10	Tegangan dan arus pada induktor, kapasitor an dioda	11
Gambar 2.11	Rangkaian output <i>buckboost</i> konverter untuk menentukan tegangan ripple output	12
Gambar 2.12	Bentuk gelombang arus induktor pada mode CCM dan DCM	13
Gambar 2.13	Rangkaian equivalen <i>buckboost</i> konverter.....	14
Gambar 2.14	Proses pembangkitan PWM pada AVR	16
Gambar 2.15	Pembentukan PWM dengan <i>clear up</i> dan <i>clear down</i>	17
Gambar 3.1	Diagram blok <i>buckboost</i> konverter	19
Gambar 3.2	Rangkaian rancangan <i>Buck Boost Converter</i>	20
Gambar 3.3	Rangkaian <i>driver</i> PWM.....	29
Gambar 3.4	Rangkaian <i>buckboost</i> konverter	30
Gambar 3.5	Pulsa keluaran mikrokontroler dan <i>gate</i> MOSFET	31
Gambar 3.6	<i>Flowchart</i> algoritma kontrol PWM dan respon fungsi step	
33	Gambar 4.1	Konfigurasi pengujian <i>buckboost</i> konverter
35		
Gambar 4.2	Grafik perbandingan efisiensi terhadap perubahan beban dan <i>duty cycle</i> PWM pada F_s 31.37 KHz	36

Gambar 4.3	Grafik perbandingan efisiensi terhadap perubahan beban dan <i>duty cycle</i> PWM pada F_s 16.2 KHz.....	36
Gambar 4.4a	Nilai <i>power losses</i> pada induktor, dioda dan MOSFET dengan $F_s = 31.37$ KHz dan IRF4905 Hasil Perhitungan atau teori	42
Gambar 4.4b	Nilai <i>power losses</i> pada induktor, dioda dan MOSFET dengan $F_s = 31.37$ KHz dan IRF4905 Hasil pengujian.....	42
Gambar 4.5a	<i>Power losses</i> pada kondisi $D_{max} = 65\%$, $F_s = 31.37$ KHz, IRF4905 dan $R_{load} = 2.5 \Omega$ teori.....	43
Gambar 4.5b	<i>Power losses</i> pada kondisi $D_{max} = 65\%$, $F_s = 31.37$ KHz, IRF4905 dan $R_{load} = 2.5 \Omega$ pengujian	43
Gambar 4.6a	Grafik efisiensi pada kondisi $F_s = 31.37$ KHz dan $F_s = 16.2$ KHz, $R_{load} = 20 \Omega$ dan 2.5Ω . IRF4905.....	45
Gambar 4.6b	Grafik efisiensi pada kondisi $F_s = 31.37$ KHz dan $F_s = 16.2$ KHz, $R_{load} = 20 \Omega$ dan 2.5Ω . IRF9540.....	45
Gambar 4.7.a	Channel 1 V_{GS} dan Channel 2 PWM $D=15\%$	47
Gambar 4.7.b	Channel 1 V_{GS} dan Channel 2 PWM $D=30\%$	47
Gambar 4.7.c	Channel 1 V_{GS} dan Channel 2 PWM $D=45\%$	48
Gambar 4.7.d	Channel 1 V_{GS} dan Channel 2 PWM $D=60\%$	48
Gambar 4.8.a	Bentukgelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 20\Omega$ di V_{out}	48
Gambar 4.8.b	Bentukgelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 20\Omega$ di V_{in}	48
Gambar 4.8.c	Bentukgelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 20\Omega$ di V_{GATE}	49
Gambar 4.8.d	Bentukgelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 20\Omega$ di $V_{induktor}$	49
Gambar 4.9.a	Bentukgelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 5\Omega$ di V_{out}	49
Gambar 4.9.b	Bentukgelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 5\Omega$ di V_{in}	49
Gambar 4.9.c	Bentukgelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 5\Omega$ di V_{GATE}	49

Gambar 4.9.d Bentuk gelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} 12V$, $R_{load} 5\Omega$ di $V_{induktor}$	49
Gambar 4.10 <i>Process Reaction Curve</i> Metode1	52
Gambar 4.11 <i>Process Reaction Curve</i> Metode2	52
Gambar 4.12 Data output sistem terhadap input step 0.3 ke 0.5	54
Gambar 4.13 Simulink MATLAB dengan input step 0.3 ke 0.5.....	55
Gambar 4.14.a Respon keluaran dan input step 0.3 ke 0.5. Hasil simulasi	55
Gambar 4.14.b Respon keluaran dan input step 0.3 ke 0.5. Pengukuran.....	55
Gambar 4.15 Data output sistem terhadap input step 0.4 ke 0.6.....	56
Gambar 4.16 Simulink MATLAB dengan input step 0.4 ke 0.6.....	57
Gambar 4.17.a Respon keluaran dan input step 0.4 ke 0.6. Hasil simulasi	57
Gambar 4.17.b Respon keluaran dan input step 0.4 ke 0.6. Pengukuran.....	57
Gambar 4.18 Data output sistem terhadap input step 0.5 ke 0.7.....	57
Gambar 4.19 Simulink MATLAB dengan input step 0.5 ke 0.7.....	58
Gambar 4.20.a Respon keluaran dan input step 0.5 ke 0.7. Hasil simulasi	59
Gambar 4.20.b Respon keluaran dan input step 0.5 ke 0.7. Pengukuran.....	59

BAB I PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang Masalah

Perkembangan teknologi komponen dan rangkaian elektronika telah mampu menghasilkan sistem penyedia daya tegangan searah (dc), yang dihasilkan melalui konversi tegangan dc masukan ke bentuk tegangan dc keluaran yang lebih tinggi atau lebih rendah. Konversi tegangan dc ini biasa disebut sebagai dc–dc konverter. Pada perkembangannya, penerapan dc–dc konverter telah memungkinkan suatu perangkat elektronika dapat berfungsi dengan menggunakan sumber energi baterai yang berukuran kecil di mana tegangan keluarannya dapat diubah-ubah sesuai kebutuhan pemakaian. Hingga saat ini, berbagai konfigurasi dc–dc konverter telah banyak dikembangkan, diantaranya adalah jenis dc–dc konverter yang tidak memiliki isolasi dielektrik antara tegangan masukan dan keluaran, atau biasa disebut sebagai *non-isolated* dc–dc konverter.

Sistem *buckboost* konverter merupakan salah satu regulator dc tipe *switching non-isolated* yang dapat menjawab kebutuhan akan sebuah sumber tegangan searah dengan tegangan keluaran yang variabel. Dengan sistem *buckboost* konverter, nilai tegangan keluaran dapat diatur untuk lebih besar maupun lebih kecil dari nilai tegangan masukannya dengan mengatur besar lebar pulsa (*duty cycle*) dari PWM (*Pulse Width Modulation*). Karena itu, dibandingkan dengan regulator dc tipe pensaklaran lainnya, *buckboost* konverter memiliki range tegangan keluaran yang lebih lebar.

Pembangkit PWM digunakan mikrokontroler yang telah diprogram untuk menghasilkan PWM dengan beberapa besar lebar pulsa dan frekuensi. Jadi, dengan adanya skripsi ini akan diketahui tingkat efisiensi dan pengaruh komponen *switching* dari penggunaan *buckboost* konverter sebagai salah satu regulator dc tipe pensaklaran.

1.2 Rumusan Masalah

Pada awal perencanaan, *dc–dc converter* yang telah dirancang harus mampu mengeluarkan tegangan keluaran yang variabel dengan arus keluaran yang besar. Tegangan keluaran tersebut dapat diatur lebih rendah ataupun lebih

tinggi dari tegangan masukan *buckboost* konverter. Di mana tegangan keluaran ini digunakan sebagai catu daya elektrolisis untuk menguraikan air menjadi hidrogen dan oksigen. Dari hasil perancangan, didapatkan arus keluaran yang dihasilkan tidak mencukupi untuk kontrol elektrolisis dan efisiensi dari *buckboost* juga rendah. Jadi, dengan adanya skripsi ini dapat diketahui tingkat efisiensi dari penggunaan *buckboost* konverter sebagai salah satu regulator dc tipe pensaklaran dengan mengatur lebar pulsa PWM dari 0% hingga 65% dan dalam beberapa besar beban.

1.3 Tujuan Penulisan

Tujuan skripsi ini adalah sebagai berikut: Merancang dan membuat rangkaian dc–dc konverter dengan menggunakan sistem *buckboost* konverter yang dapat menghasilkan tegangan keluaran lebih besar maupun lebih kecil dari tegangan masukan. Nilai tegangan keluaran diharapkan dapat diatur dengan mudah melalui penerapan mikrokontroler sebagai pengendali pensaklaran *buckboost* konverter. Kemudian menentukan model empiris dari *buckboost* konverter. Pada akhirnya, penerapan sistem *buckboost* konverter ini diharapkan akan dapat menghasilkan sebuah DC *power supply* dengan faktor daya dan efisiensi yang tinggi.

1.4 Batasan Masalah

Mengacu pada hal di atas, penulis melakukan pembatasan masalah dengan batasan-batasan sebagai berikut : Bagaimana sistem *buckboost* bekerja dengan adanya perubahan lebar pulsa PWM pada pengendali pensaklaran saat adanya perubahan nilai beban untuk mengetahui tingkat efisiensi dari sistem *buckboost* konverter. Serta pengaruh dari penggunaan besarnya frekuensi *switching* dan komponen *switching*. Sistem dalam fungsi *open loop*.

1.5 Sistematika Penulisan

Dalam penulisan tugas akhir ini akan disusun secara sistematis yang terdiri atas bagian–bagian yang saling berhubungan sehingga diharapkan menjadi mudah dipahami dan dapat diambil manfaatnya. Adapun uraian singkat tentang hal ini adalah sebagai berikut.

BAB I PENDAHULUAN

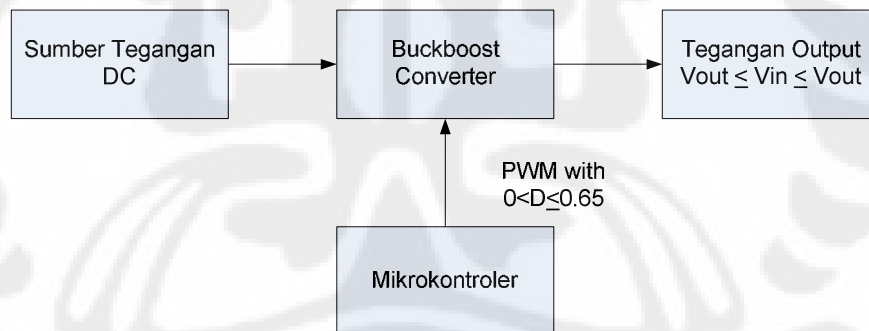
Pada bab ini berisi tentang latar belakang, perumusan masalah, tujuan penelitian, pembatasan masalah dan sistematika penulisan.

BAB II DASAR TEORI

Pada bab ini berisi tentang konsep yang mendasari prinsip dan cara kerja dari *buckboost* konverter.

BAB III PERANCANGAN SISTEM

Merupakan penjelasan pembuatan rancangan sistem *buckboost* konverter di mana pada prinsipnya, regulator dc ini bekerja berdasarkan *switching frequency* dari mosfet. Untuk mengontrol besar nilai tegangan keluaran dari regulator ini maka perlu dilakukan pengendalian terhadap besar kecilnya nilai *duty cycle*, di mana dalam perencanaannya *duty cycle* tersebut dibangkitkan oleh PWM dari mikrokontroler. Besar kecilnya nilai *duty cycle* dapat menentukan waktu yang dibutuhkan mosfet saat mengalami kondisi on maupun off. Perubahan waktu tersebut kemudian mempengaruhi perubahan siklus dari *buckboost* sehingga tegangan keluaran dari *buckboost* dapat berubah.



Gambar 1.1 Blok diagram *buckboost* konverter

BAB IV DATA DAN ANALISA

Pada bab ini akan dibahas tentang pengujian dan analisa dari proses kerja alat sehingga dapat diketahui hasil dari alat yang didesain, setelah didapatkan hasil pada kondisi yang telah ditentukan kemudian dilakukan analisa.

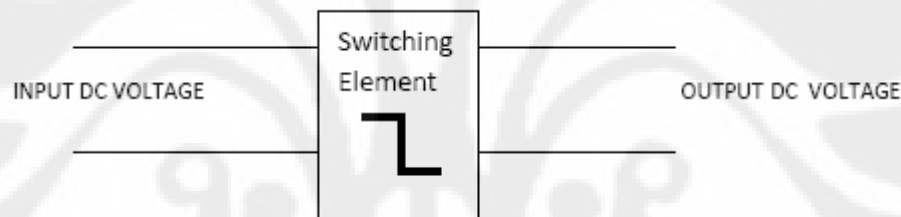
BAB V KESIMPULAN

Pada bab ini berisi tentang kesimpulan dari hasil pengujian

BAB II DASAR TEORI

2.1 DC DC Converter

Dc-dc converter merupakan rangkaian elektronika power untuk mengubah suatu masukan tegangan dc menjadi tegangan dc keluaran dengan nilai yang lebih besar atau kecil dari tegangan masukan.[2] Pada skripsi ini, rangkaian *dc-dc converter* yang akan dibahas merupakan *switched-mode dc-dc converter*, atau biasa disebut dengan *switching power supply*. Tegangan dc masukan dari proses *dc-dc converter* tersebut adalah berasal dari sumber tegangan dc yang biasanya memiliki tegangan masukan yang tetap. Pada dasarnya, tegangan keluaran dc yang ingin dicapai adalah dengan cara pengaturan lamanya waktu perhubungan antara sisi keluaran dan sisi masukan pada rangkaian yang sama.



Gambar 2.1 *Dc-dc converter*[4]

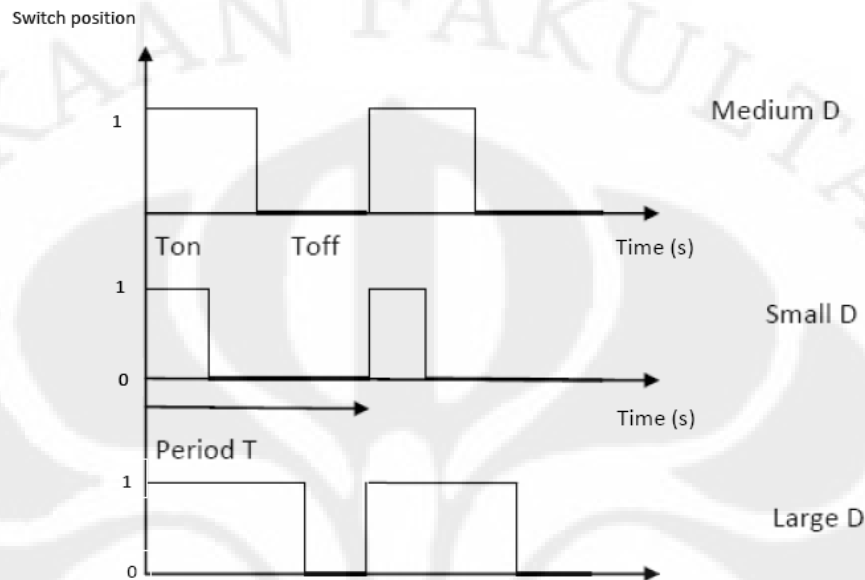
Dasar dari *switching power supply* terdiri dari tiga topologi yaitu *buck (step-down)*, *boost (step-up)* dan *buckboost (step-up/down)*. Ketiga rangkaian dasar *switching power supply* ini merupakan *nonisolated dc-dc converter* di mana masukan dan keluaran dengan *grounding* yang sama. Pada dasarnya ada dua cara untuk meregulasi tegangan pada *switching power supply*, yaitu dengan *Pulse Width Modulation (PWM)* dan *Pulse Frequency Modulation (PFM)*. [4]

- *Pulse Width Modulation (PWM)*

Merupakan suatu metode pengaturan tegangan dengan mengubah atau mengatur periode ON (T_{on}) pada tegangan berfrekuensi dengan periode frekuensi yang tetap atau sama. Siklus kerja ini didapatkan dari perbandingan antara lamanya tegangan pada nilai maksimum (T_{on}) dengan lamanya

tegangan pada nilai minimum atau nol (T_{off}) dan biasa disebut *duty cycle* (D). Untuk menentukan besarnya *duty cycle* digunakan persamaan 2.1:

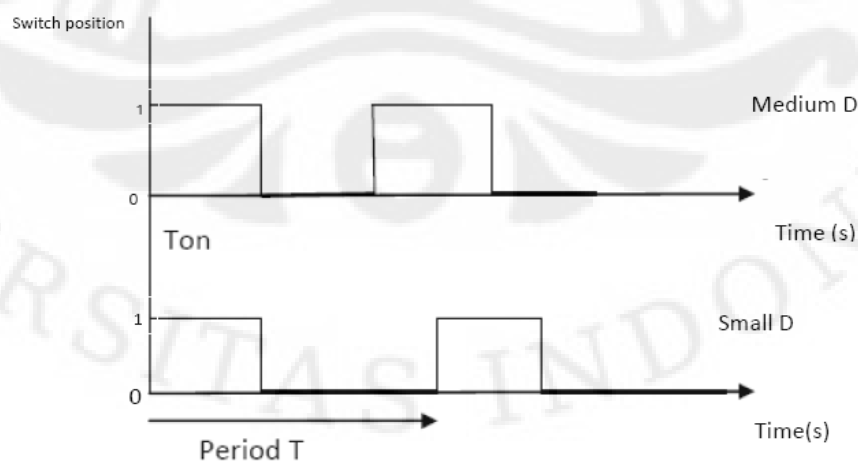
$$duty\ cycle\ (D) = \frac{T_{on}}{T_{on}+T_{off}} = \frac{T_{on}}{T} = T_{on} \cdot F \quad (2.1)$$



Gambar 2.2 *Pulse Width Modulation* (PWM) [4]

- *Pulse Frequency Modulation* (PFM)

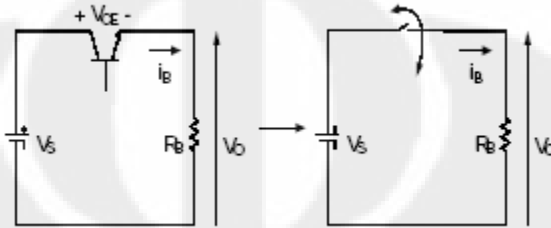
Merupakan suatu metode pengaturan tegangan dengan menjaga T_{on} tetap konstan dan periode *switching* (T) dibuat variable terlihat seperti pada Gambar 2.3. Kelemahan menggunakan metode ini salah satunya adalah sulitnya untuk mendesain LC filter yang tepat.



Gambar 2.3 *Pulse Frequency Modulation* (PFM) [2]

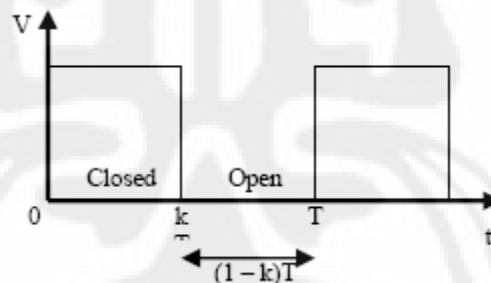
2.2 Dasar Switching Konverter

Rangkaian alternatif untuk regulator dengan efisiensi yang lebih baik dapat digunakan rangkaian *switching* konverter. Pada *switching converter* terlihat fungsi transistor sebagai *electronic switch* yang dapat dibuka (OFF) dan ditutup (ON). Sehingga hanya ada 2 keadaan yaitu saturasi dan *cutoff*. Rangkaian ini juga biasa disebut *DC Chopper*.



Gambar 2.4 Rangkaian dasar *switching converter*

Dengan asumsi bahwa *switch* tersebut ideal, jika *switch* ditutup maka tegangan keluaran akan sama dengan tegangan masukan, sedangkan jika *switch* dibuka maka tegangan keluaran akan menjadi nol. Dengan demikian tegangan keluaran yang dihasilkan akan berbentuk pulsa seperti pada Gambar 2.5.[2]



Gambar 2.5 Tegangan keluaran

Besaran rata-rata atau komponen DC dari tegangan keluaran dapat diturunkan dari persamaan berikut:

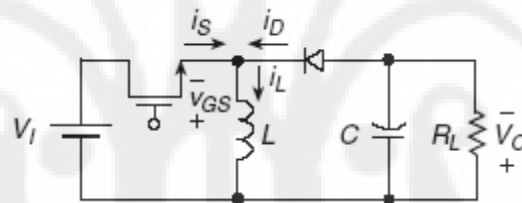
$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} V_s dt = V_s \cdot D \quad (2.2)$$

Dari persamaan (2.2) terlihat bahwa tegangan keluaran DC dapat diatur besarnya dengan menyesuaikan parameter D . Parameter D dikenal sebagai *duty cycle* yaitu rasio antara lamanya waktu *switch* ditutup (*ton*) dengan periode T dari pulsa tegangan keluaran, atau (lihat Gambar 2.5) dan perhitungan nilai D dapat

dilihat pada persamaan 2.1. Daya yang diserap oleh *switch* yang ideal adalah nol. Saat *switch open*, tidak ada arus yang mengalir. Sedangkan saat *switch closed*, tidak ada tegangan yang melewatinya. Dengan demikian seluruh daya diserap oleh beban dan efisiensi energinya adalah 100%. Namun pada kenyataannya akan terjadi hilangnya sebagian daya yang dikarenakan tegangan yang melewati *switch* tidak bernilai nol saat *switch closed*. [2]

2.3 Buckboost Konverter

Buckboost konverter berfungsi untuk mengubah level tegangan DC, baik ke level yang lebih tinggi maupun ke level yang lebih rendah. Namun *buckboost* konverter mengubah polaritas dari tegangan output terhadap tegangan input. [2] Pada Gambar 2.6 merupakan rangkaian dasar *buckboost* konverter yang terdiri dari power MOSFET sebagai *switching* komponen, induktor (L), dioda, kapasitor filter (C) dan resistor sebagai beban (R_L).



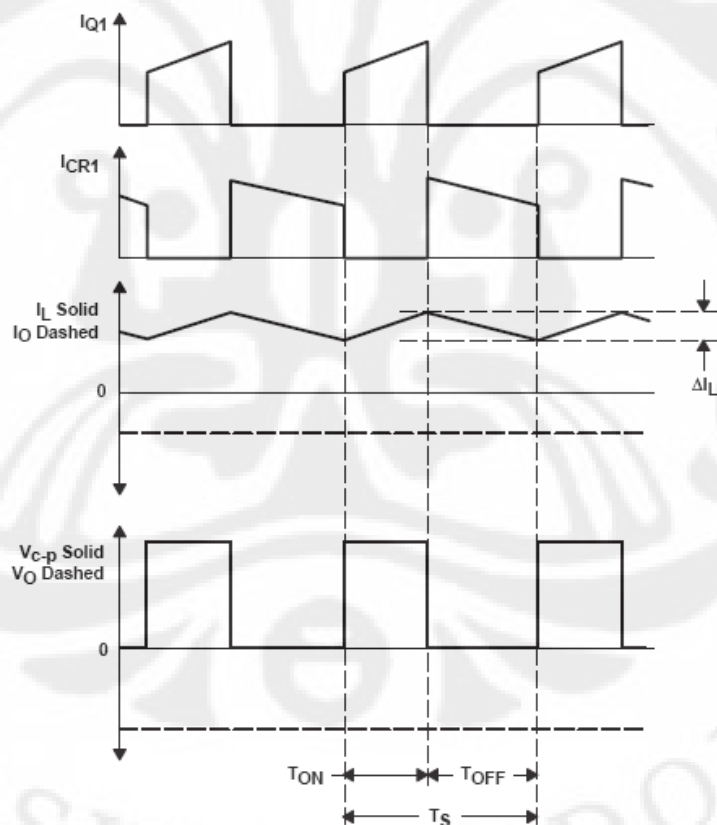
Gambar 2.6 *Buckboost* converter [1]

Induktor digunakan sebagai filter untuk mengurangi ripple arus. Sedangkan kapasitor digunakan sebagai filter untuk mengurangi ripple tegangan. Dioda digunakan sebagai komponen *switching* yang bekerja pada keadaan *switch open*, sehingga arus tetap mengalir ke induktor.

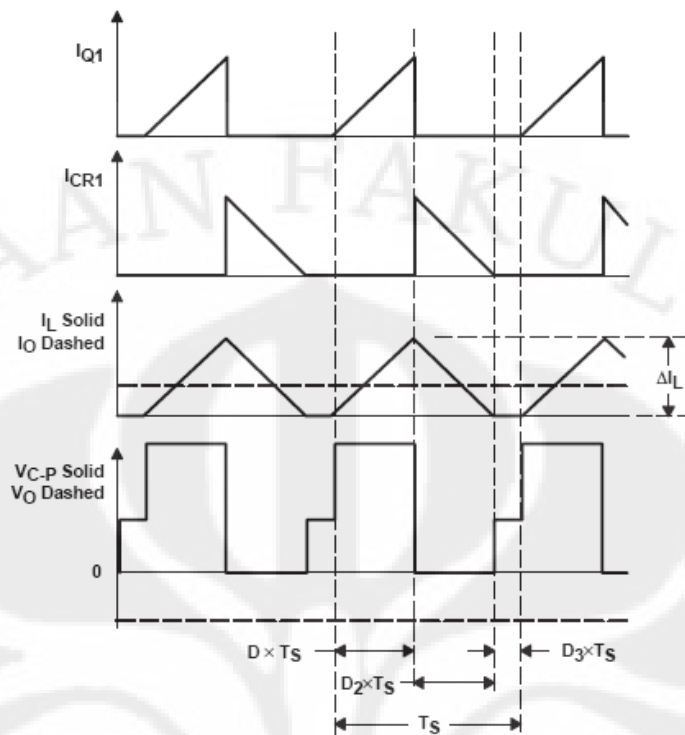
Buckboost converter dapat dioperasikan dengan dua mode yaitu *continuous current mode* (CCM) dan *discontinuous current mode* (DCM). *Continuous current mode* ditandai oleh arus yang mengalir secara terus-menerus pada induktor selama *switching cycle*-nya pada keadaan mantap (*steady state*). Sehingga pada CCM, tegangan output dapat diatur dengan mengubah *duty cycle* pada range 0-0.65. Selain itu, mode CCM tidak tergantung dari nilai induktor dan kapasitor. Sedangkan *discontinuous current mode* ditandai dengan arus induktor menjadi nol pada setiap *switching cycle*-nya. Untuk mode DCM, tegangan output

tergantung pada nilai induktor dan besarnya *duty cycle*. Pada pembahasan ini, penulis menggunakan mode CCM.[4] Bentuk sinyal I_L pada mode CCM dan DCM dapat dilihat pada Gambar 2.7 dan 2.8.

Pada rangkaian *buckboost* ini, MOSFET power yang digunakan bertipe p-channel dengan $(-V_{DS})$ dan $V_{GS(ON)}$ untuk men-*drive* MOSFET sesuai dengan *duty cycle* pada PWM. Keuntungan penggunaan MOSFET tipe p-channel adalah mudah dalam perancangan *driver*-nya karena tidak dibutuhkan keadaan *floating*. Selain itu, pemilihan jenis MOSFET sebagai komponen utama *switching* juga penting. Parameter yang harus diperhatikan dalam pemilihan MOSFET adalah V_{DS} , I_D , $R_{DS(ON)}$ dan frekuensi kerja maksimumnya yang harus memenuhi dari spesifikasi yang kita butuhkan. Sehingga kerja dari rangkaian *buckboost* dapat maksimal. Untuk MOSFET tipe p-channel usahakan $R_{DS(ON)}$ sekecil mungkin, hal ini untuk mengurangi daya yang hilang pada Q.



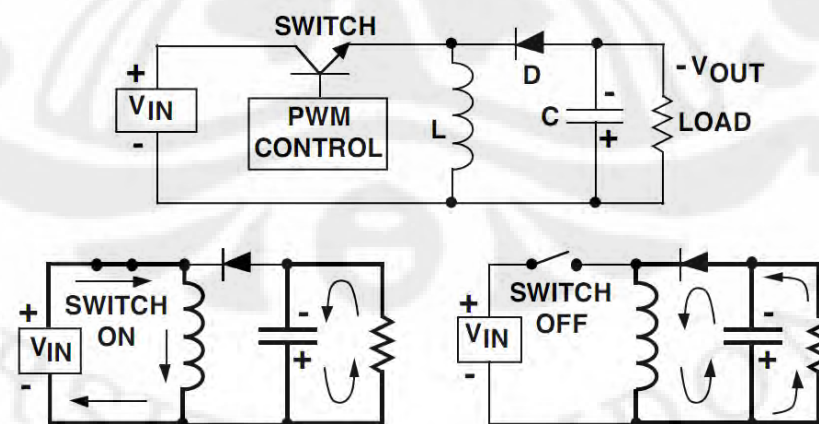
Gambar 2.7 Mode CCM [1]



Gambar 2.8 Mode DCM [1]

Prinsip Kerja Buckboost Konverter

Prinsip kerja rangkaian ini dibagi menjadi 2 mode yaitu mode 1 saat switch di-ON-kan dan mode 2 saat switch di-OFF-kan. Siklus kerja *buckboost* konverter terlihat seperti pada Gambar 2.9.

Gambar 2.9 Siklus kerja *buckboost* konverter baik pada saat switch ON dan OFF

Saat *switch on*, induktor mendapat tegangan dari input dan mengakibatkan adanya arus yang melewati induktor berdasarkan waktu dan dalam waktu yang sama kapasitor dalam kondisi membuang (*discharge*) dan menjadi sumber tegangan dan arus pada beban.

Saat *switch off*, tegangan input terputus menyebabkan mulainya penurunan arus dan menyebabkan ujung dioda bernilai negatif dan induktor mensuplai kapasitor (*charge*) dan beban. Jadi pada saat *switch on* arus beban disuplai oleh kapasitor, namun pada saat *switch off* disuplai oleh induktor.

Besar dan kecilnya nilai tegangan output diatur berdasarkan *duty cycle* (D) PWM pada *switch*. Bila $D > 0,5$ maka output akan lebih besar dari input. Sedangkan bila $D < 0,5$ maka output akan lebih kecil dari input dan $V_{in} = V_{out}$ saat $D = 0,5$.

2.3.1 Analisa Switch ON

Selama switch ON dan dioda OFF, tegangan pada dioda v_D mendekati sama dengan $-(V_s + V_{out})$. Hal ini dikarenakan dioda bekerja pada *reverse* bias. Tegangan pada switch v_s dan arus yang mengalir pada dioda nol (kondisi ideal). [1] Tegangan pada induktor L seperti pada persamaan berikut:

$$v_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.3)$$

Perubahan arus induktor adalah konstan, mengindikasikan peningkatan arus induktor menjadi linear. Besar perubahan arus induktor dapat dihitung dengan persamaan berikut:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.4)$$

Untuk Δi_L saat switch ON,

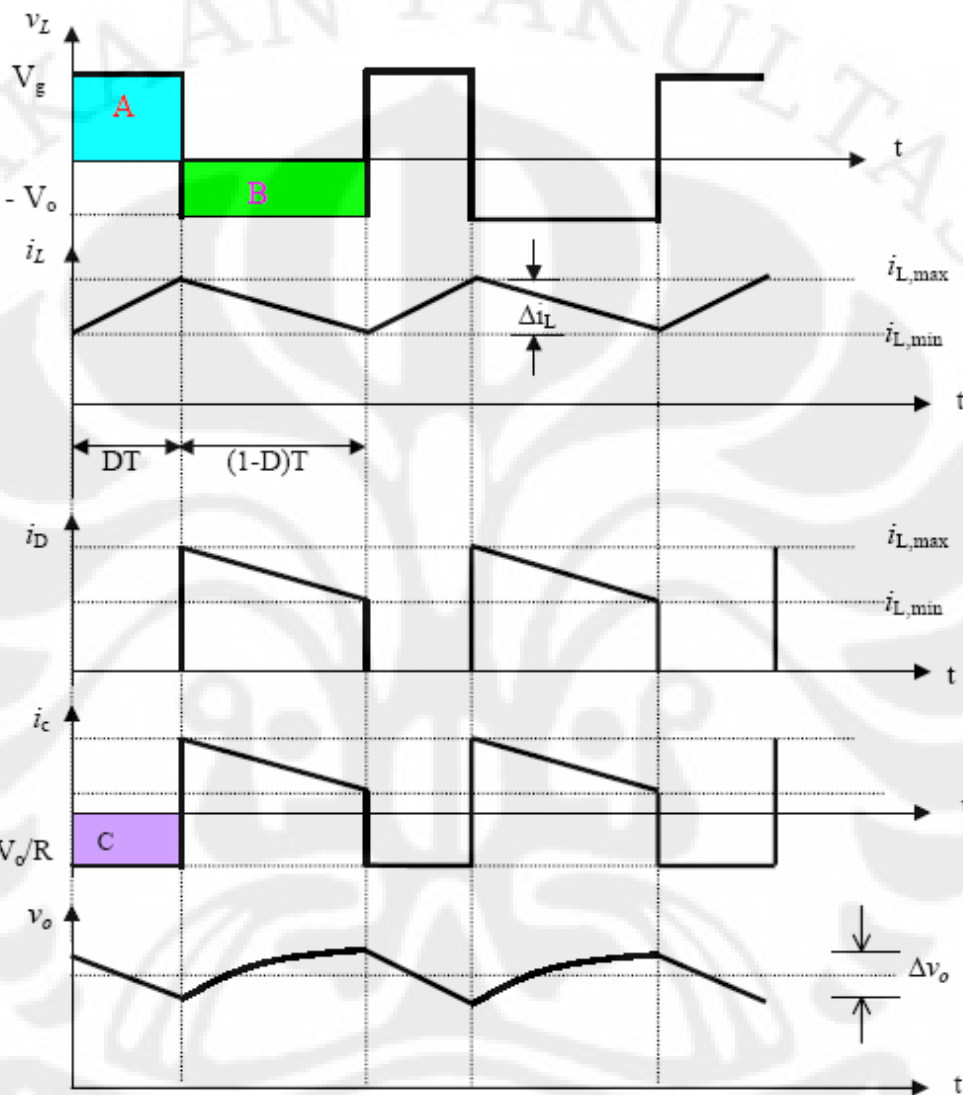
$$\Delta i_{L(ON)} = \frac{V_s DT}{L} = \frac{V_s D}{FSL} \quad (2.5)$$

Fungsi transfer tegangan dc adalah $M_{VDC} = V_o/V_s = I_s/I_o = D/(1-D)$. Sehingga, tegangan dioda saat switch on adalah:

$$v_D = -(V_s + V_o) = -V_o \left(\frac{1}{M_{VDC}} + 1 \right) = -\frac{V_o}{D} \quad (2.6)$$

Nilai rata-rata arus pada induktor sama dengan jumlah arus input I_s dan arus keluaran I_o . Sehingga arus pada switch I_{SM} adalah:

$$I_{SM} = I_L(\text{peak}) = I_s + I_o + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.7)$$



Gambar 2.10 Tegangan dan arus pada induktor, kapasitor dan dioda

2.3.2 Analisa Switch OFF

Selama switch OFF dan dioda ON, arus pada switch i_s dan tegangan dioda v_D menjadi nol.[1] Sehingga tegangan pada induktor L adalah:

$$v_L = V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.8)$$

Maka, nilai *peak-to-peak* arus ripple pada induktor menjadi,

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (2.9)$$

Untuk Δi_L dan tegangan pada switch saat switch OFF,

$$\Delta i_{L(OFF)} = \frac{V_o(1-D)T}{L} = \frac{V_o(1-D)}{f_s L} \quad (2.10)$$

$$v_s = V_{SM} = V_s + V_o = \frac{V_o}{D} \quad (2.11)$$

Nilai maksimum tegangan pada switch dan dioda,

$$V_{SM(max)} = V_{DM(max)} = V_s + V_o = \frac{V_o}{D_{min}} \quad (2.12)$$

Nilai maksimum arus pada switch dan dioda,

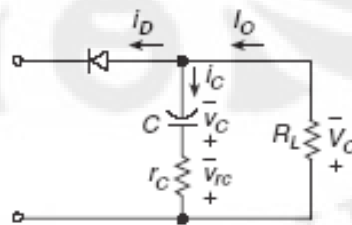
$$I_{DM} = I_L(\text{peak}) = I_s + I_o + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.13)$$

Sehingga didapat nilai tegangan keluaran dari buckboost converter adalah

$$\begin{aligned} \Delta i_{L(ON)} + \Delta i_{L(OFF)} &= 0 \\ \frac{V_s D T}{L} + \frac{V_o(1-D)T}{L} &= 0 \\ V_o &= -V_s \left(\frac{D}{1-D} \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.3.3 Ripple Tegangan pada Buckboost Konverter

Tegangan keluaran pada *buckboost* konverter di-filter dengan kapasitor yang memiliki kapasitansi C dan ESR (*Equivalent Series Resistance*) r_c . Selain itu kapasitor juga sebagai penyimpan energi pada saat switch OFF.



Gambar 2.11 Rangkaian output *buckboost* konverter untuk menentukan tegangan ripple output [1]

Nilai arus *peak-to-peak* pada kapasitor seperti berikut:

$$I_{C_{pp}} = I_{DM} \approx I_s + I_o = \frac{I_o}{1-D} \quad (2.15)$$

Nilai tegangan *peak-to-peak* pada kapasitor r_C seperti berikut:

$$V_{r_{cpp}} = r_C \cdot I_{C_{pp}} = r_C \cdot I_{DM_{max}} \approx \frac{r_C I_{o_{max}}}{1-D_{max}} \quad (2.16)$$

Maka, nilai maksimum *peak-to-peak* pada komponen ac yang melewati kapasitansi C adalah:

$$V_{C_{pp}} \approx V_r - V_{r_{cpp}} = \frac{I_{o_{max}} D_{max} T}{C_{min}} = \frac{V_o D_{max}}{R_{L_{min}} C_{min} F_s} \quad (2.17)$$

Karena *buckboost* ini bekerja pada mode CCM, maka C_{min} dapat ditentukan sebagai berikut:

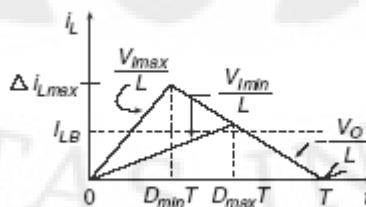
$$C_{min} = \frac{I_{o_{max}} D_{max} T}{V_{C_{pp}}} = \frac{I_{o_{max}} D_{max}}{F_s V_{C_{pp}}} = \frac{V_o D_{max}}{R_{L_{min}} F_s V_{C_{pp}}} \quad (2.18)$$

2.3.4 Ripple Arus pada Buckboost Konverter

Pada *switching power supply*, fungsi dari induktor adalah sebagai penyimpan energi dan menentukan nilai ripple arus. Pada Gambar 2.12 merupakan bentuk gelombang arus induktor pada mode CCM dan DCM. Di mana V_{imin} merupakan *low level* dari mode CCM. Arus yang melewati induktor dapat dilihat pada persamaan berikut:[1]

$$I_L = \frac{V_o^2}{V_s R_{L_{max}} D_{min}} = \frac{P_o}{V_s D_{min}} = \frac{V_s D_{min}}{R_{L_{max}} (1-D_{min})^2} \quad (2.19)$$

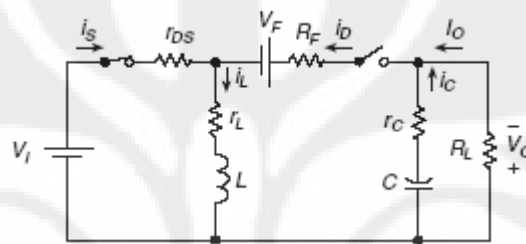
$$L_{min} = \frac{R_{L_{max}} (1-D_{min})^2}{2F_s} \quad (2.20)$$



Gambar 2.12 Bentuk gelombang arus induktor pada mode CCM dan DCM [1]

2.3.5 Power Losses dan Efisiensi Buckboost Konverter

Rugi-rugi pada saat switch konduksi diasumsikan arus ripple induktor i_L adalah nol dan arus dc yang mengalir adalah $I_s + I_o$. [1] *Power losses* (PLS) diperhitungkan untuk memperkirakan berapa nilai efisiensi dari rangkaian *buckboost* yang dirancang. Sehingga dari perkiraan ini, dapat ditentukan komponen yang cocok dengan karakteristik dan spesifikasi rangkaian *buckboost*. Rangkaian ekuivalen *buckboost* konverter dengan hambatan dalam dari masing-masing komponen terlihat seperti pada Gambar 2.13.



Gambar 2.13 Rangkaian ekuivalen *buckboost* konverter [1]

PLS merupakan jumlah dari daya pada r_{DS} , *switching*, dioda, induktor dan kapasitor: $PLS = P_{r_{DS}} + P_{sw} + P_D + P_{rL} + P_{rC}$. Untuk efisiensi rangkaian dapat dihitung dengan persamaan:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + PLS} \times 100\% \quad (2.21)$$

Di mana rugi-rugi pada MOSFET seperti pada persamaan berikut (r_{DS} merupakan hambatan dalam MOSFET),

$$P_{r_{DS}} = r_{DS} \cdot I_{s_{rms}}^2 = \frac{D r_{DS} I_o^2}{(1-D)^2} = \frac{D r_{DS} P_o}{(1-D)^2 \cdot R_L} \quad (2.22)$$

Asumsi, kapasitansi output transistor C_o adalah linear, maka rugi-rugi *switching* adalah,

$$P_{sw} = F_s \cdot C_o \cdot V_{sm}^2 = F_s \cdot C_o \cdot (V_s + V_o)^2 \quad (2.23)$$

Sehingga total disipasi daya pada MOSFET,

$$P_{FET} = Pr_{DS} + \frac{P_{sw}}{2} = \frac{Dr_{DS}I_o^2}{(1-D)^2} + \frac{1}{2} F_s \cdot C_o \cdot (V_s + V_o)^2 \quad (2.24)$$

Rugi-rugi pada dioda adalah (R_F merupakan hambatan dalam dioda saat bias maju),

$$P_D = P_{VF} + P_{RF} = V_{FIO} + \frac{R_F I_o^2}{1-D} = \left[\frac{V_F}{V_o} + \frac{R_F}{(1-D)R_L} \right] P_o \quad (2.25)$$

Rugi-rugi pada induktor adalah (r_L merupakan hambatan dalam induktor),

$$Pr_L = r_L I_{Lrms}^2 = \frac{r_L I_o^2}{(1-D)^2} = \frac{r_L P_o}{(1-D)^2 R_L} \quad (2.26)$$

Rugi-rugi pada kapasitor filter adalah (r_C merupakan hambatan dalam kapasitor/ESR),

$$Pr_C = r_C I_{Cms}^2 = \frac{Dr_C I_o^2}{1-D} = \frac{Dr_C P_o}{(1-D)R_L} \quad (2.27)$$

Sehingga didapat untuk rugi-rugi keseluruhan (PLS) adalah,

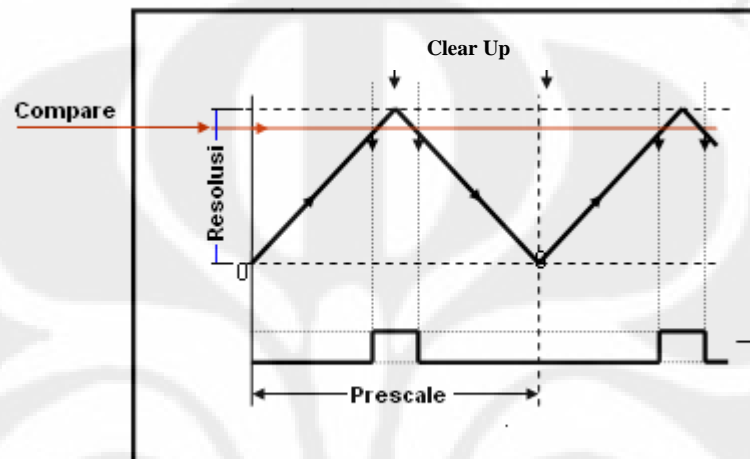
$$PLS = Pr_{DS} + P_{sw} + P_D + Pr_L + Pr_C \quad (2.28)$$

Untuk menghindari rugi-rugi yang besar, pemilihan komponen sangat penting dengan memperhatikan hambatan dalam, arus dan tegangan maksimum komponen sehingga dapat digunakan sebagai komponen buckboost.

2.4 PWM dengan ATMEGA8535[6]

Sinyal PWM dapat dibangun dengan banyak cara, bisa menggunakan metode analog menggunakan rangkaian op-amp juga bisa dengan menggunakan metode digital. Dengan metode analog setiap perubahan PWM-nya sangat halus, sedangkan menggunakan metode digital setiap perubahan PWM dipengaruhi oleh resolusi dari PWM itu sendiri. Misalkan PWM digital 8 bit berarti PWM tersebut memiliki resolusi $2^8 = 256$, maksudnya nilai keluaran PWM ini memiliki 256

variasi, variasinya mulai dari 0 – 255 yang mewakili *duty cycle* 0 – 100% dari keluaran PWM tersebut. PWM dalam mikrokontroler AVR dibangkitkan oleh *timer*, pada mikrokontroler jenis AVR Atmega8535 memiliki 3 buah timer di mana 2 timer 8 bit dan sebuah timer 16 bit. Proses pembangkitan sinyal PWM pada mikrokontroler AVR dapat dilihat pada Gambar 2.14:



Gambar 2.14 Proses pembangkitan PWM pada AVR

Berdasarkan Gambar 2.14, terdapat beberapa parameter di mana parameter tersebut mempengaruhi nilai dari PWM. Parameter ini adalah:

1. Resolusi

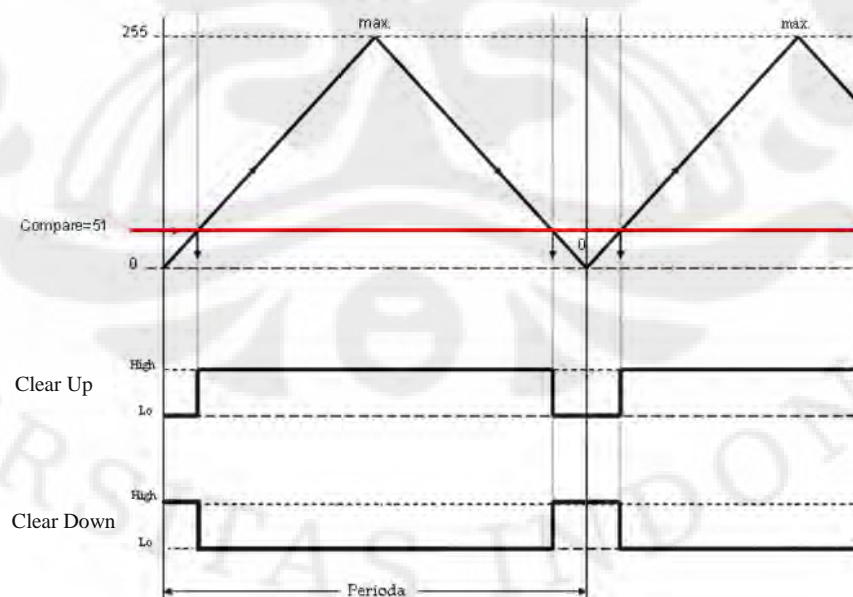
Resolusi adalah jumlah variasi perubahan nilai dalam PWM tersebut. Misalkan suatu PWM memiliki resolusi 8 bit berarti PWM ini memiliki variasi perubahan nilai sebanyak $2^8 = 256$ variasi mulai dari 0 – 255 perubahan nilai, apabila diberikan nilai melebihi dari batas resolusi tersebut maka akan terjadi *overflow* maksudnya nilai yang diambil adalah sejumlah bit yang disediakan dan diambil mulai dari bit terendah (LSB). Kebanyakan dalam mikrokontroler 8 bit menggunakan resolusi timer 8 bit. Pada Gambar 2.12 resolusi PWM digambarkan berawal dari dasar segitiga dan berakhir pada ujung segitiga.

2. Compare

Compare adalah nilai pembanding yang dijadikan referensi untuk menentukan besar *duty cycle* dari PWM. Nilai *compare* bervariasi sesuai dengan resolusi dari PWM tersebut. Pada Gambar 2.15 nilai *compare* ditandai dengan garis warna merah, di mana posisinya diantara dasar segitiga dan ujung segitiga.

3. Clear

Clear digunakan untuk penentuan jenis komparator apakah komparator *inverting* atau *non-inverting*. Dari Gambar 2.15 bila PWM diatur pada *clear down*, berarti apabila garis segitiga berada di bawah garis merah (*compare*) maka PWM akan mengeluarkan logika 1. Dan sebaliknya apabila garis segitiga berada di atas garis merah (*compare*) maka PWM akan mengeluarkan logika 0. Sehingga lebar sempitnya logika 1 ditentukan oleh posisi *compare*, lebar sempitnya logika 1 itulah yang menjadi nilai keluaran PWM dan kejadian ini terjadi secara harmonik terus-menerus. Maka dari itu nilai *compare* inilah yang dijadikan nilai *duty cycle* PWM. *Clear Up* adalah kebalikan (invers) dari *Clear Down* pada keluaran logikanya. Untuk lebih jelas silahkan lihat Gambar 2.15 berikut:



Gambar 2.15 Pembentukan PWM dengan *clear up* dan *clear down*

4. Prescale

Prescale digunakan untuk menentukan waktu perioda dari pada PWM tersebut. *Prescale* bervariasi: 1, 8, 32, 64, 128, 256, 1024. Maksud dari *prescale* adalah saat *prescale* 64 di-set berarti timer/PWM akan menghitung 1 kali bila *clock* di CPU sudah 64 kali, *clock* CPU adalah *clock* mikrokontroler itu sendiri (nilai *clock* tergantung dari penggunaan XTAL). Periode dari PWM dapat dihitung menggunakan rumus berikut:

$$T = (1/\text{Clock CPU}) * \text{Prescale} * \text{Resolusi} \quad (2.29)$$

Mengaktifkan PWM1 pada Atmega8535

PWM1 pada mikrokontroler ini memiliki 2 keluaran, yaitu PWM1a dikeluarkan pada port OCR1A (PORTD.5) dan PWM1b dikeluarkan pada port OCR1A (PORTD.4) masing-masing mempunyai resolusi yang dapat diubah-ubah antara 8 bit, 9 bit dan 10 bit. Untuk mengatur PWM1 dapat dilakukan dengan mengatur timer 1 berikut dengan list program berbasis *Basic Compiler* (BASCOM):

Config Timer1 = Pwm , Pwm = 8 / 9 /10 , Compare A Pwm = Clear Down/Up ,
Compare B Pwm = Clear Down/Up , Prescale = 1 /8/64/256/1024

Pwm1a = 50 ; 50 adalah compare

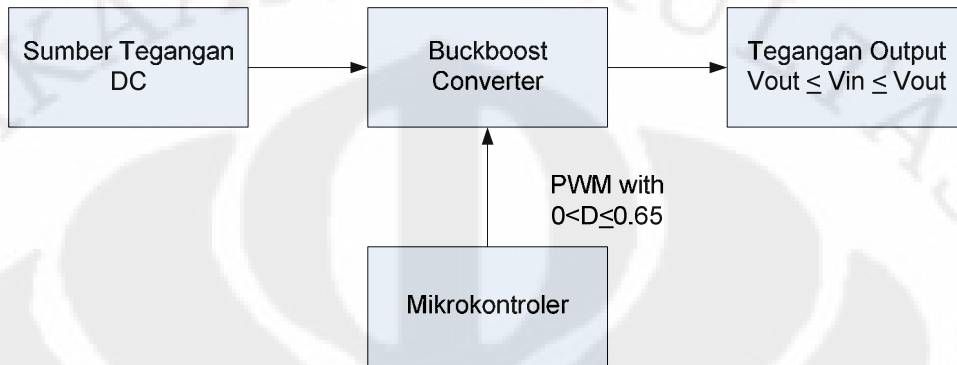
Pwm1b =100 ; 100 adalah compare

*ket: tanda miring (/) menandakan pilihan

Pengaturan besar PWM dapat diatur nilai *compare* pada Pwm1a atau Ocr1a dan pada PWM1b atau Ocr1b. Aplikasi yang sering digunakan untuk PWM pada mikrokontroler ini adalah untuk kontrol kecepatan motor DC, FAN, mengatur terang redupnya lampu DC dan sebagainya. Dalam hal ini PWM digunakan sebagai pembangkit *switching* pada *buckboost* konverter.

BAB III PERANCANGAN SISTEM

3.1 Deskripsi Sistem



Gambar 3.1 Diagram blok *buckboost* konverter

Buckboost konverter berfungsi untuk mengubah level tegangan DC, baik ke level yang lebih tinggi maupun ke level yang lebih rendah. Namun *buckboost* konverter mengubah polaritas dari tegangan output terhadap tegangan input. Penggunaan *buckboost* konverter ini karena tegangan output dari *solar cell* selalu berubah berdasarkan perubahan intensitas cahaya yang jatuh pada permukaan *solar cell*.

Besar dan kecilnya nilai tegangan output diatur berdasarkan *duty cycle* (D) PWM pada *switch*. Bila $D > 0,5$ maka output akan lebih besar dari input. Sedangkan bila $D < 0,5$ maka output akan lebih kecil dari input dan $V_{in} = V_{out}$ saat $D = 0,5$.

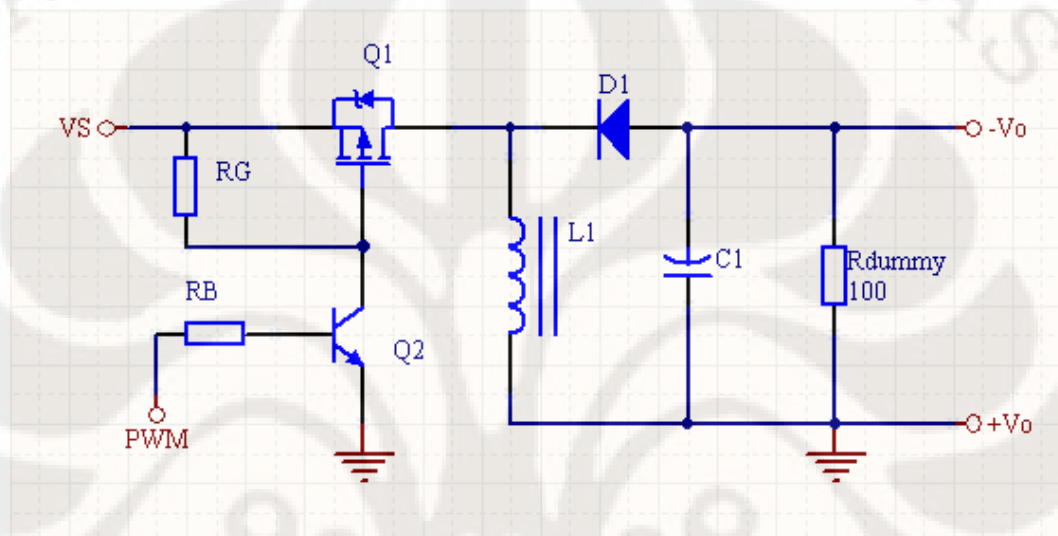
3.2 Perancangan Buckboost Konverter

Tabel 3.1 Spesifikasi *Buckboost* Konverter

Parameter	Nilai
Tegangan Input (Vs)	12 Vdc
Duty Cycle (D)	Dmin = 5 % Dmax = 65 %
Resistansi Beban (RL)	RL(max) = 100 Ω RL(min) = 2.5 Ω

Frekuensi Switching (F_s)	$F_{s1} = 16.2 \text{ KHz}$ $F_{s2} = 31.37 \text{ KHz}$
Kontroler PWM	Mikrokontroler ATMEGA8535
Ripple Tegangan (ΔV_o)	< 1%

Rancangan Buckboost Konverter:



Gambar 3.2 Rangkaian rancangan *Buck Boost Converter*

Prinsip Kerja Rangkaian:

DC DC konverter yang digunakan adalah *buck boost converter* dengan kontrol PWM (*Pulse Width Modulation*). *Buckboost* konverter adalah tipe konverter yang berfungsi meregulasi tegangan input ke tegangan yang lebih rendah atau lebih tinggi levelnya dengan polaritas yang berbeda dengan inputnya. Ada 4 komponen utama yaitu MOSFET sebagai saklar, dioda, induktor, kapasitor sebagai filter dan resistor yang bisa dianggap sebagai beban. MOSFET digunakan sebagai *power* komponen dan kontrol *switching* yang menggunakan PWM, di mana *switching* diaplikasikan dengan perbandingan T_{on} (waktu saat switch tertutup) dan T (waktu satu periode pulsa = $T_{on} + T_{off}$), atau diketahui dengan nama *Duty cycle* (D).

Perbedaan nilai *duty cycle* ini akan menyebabkan perubahan juga pada *duty ratio* pada komponen lain sehingga menyebabkan perubahan tegangan rata-

rata pada output. Bila $D > 0,5$ maka nilai tegangan output akan lebih besar dari tegangan input dan bila $D < 0,5$ maka tegangan output akan lebih kecil dari tegangan input.

Tabel 3.2 Nilai V_{out} terhadap V_s berdasarkan *duty cycle* (D)

Duty Cycle PWM (D)	V_s, V_{out}
$D > 0,5$	$V_{out} > V_s$
$D < 0,5$	$V_{out} < V_s$
$D = 0,5$	$V_{out} = V_s$

Saat *switch on*, induktor mendapat tegangan dari input dan mengakibatkan adanya arus yang melewati induktor berdasarkan waktu dalam waktu yang sama, kapasitor dalam kondisi membuang (*discharge*) dan menjadi sumber tegangan dan arus pada beban. Saat *switch off*, tegangan input terputus menyebabkan mulainya penurunan arus dan menyebabkan ujung dioda bernilai negatif dan induktor mensuplai kapasitor (*charge*) dan beban. Jadi pada saat *switch on* arus beban disuplai oleh kapasitor, namun pada saat *switch off* disuplai oleh induktor.

Perancangan Buckboost Konverter

1. Step – 1: Menentukan tegangan output (V_{out})

Seperti pada persamaan 2.14, maka nilai tegangan output adalah:

Tabel 3.3 Nilai V_{out}

$D_{min} = 5\%$	$D_{max} = 65\%$
$V_{out} = -12 \left(\frac{0.05}{1-0.05} \right)$	$V_{out} = -12 \left(\frac{0.65}{1-0.65} \right)$
$V_{out} = -0.63 \text{ V}$	$V_{out} = -22.3 \text{ V}$

2. Step – 2: Menentukan arus output (I_{out})

$$I_{out(min)} = \frac{V_{out}}{R_{L(max)}} \quad I_{out(max)} = \frac{V_{out}}{R_{L(min)}} \quad (3.1)$$

Dengan $R_{L(max)} = 100 \Omega$ dan $R_{L(min)} = 2.5 \Omega$

Tabel 3.4 Nilai Iout

Iout	Dmin = 5%	Dmax = 65%
Minimum	Iout(min) = 6.3 mA	Iout(min) = 223 mA
Maximum	Iout(max) = 252 mA	Iout(max) = 8.92 A

3. Step – 3: Menentukan daya output (Pout)

Menentukan daya output maksimum dan minimum adalah $P_{out(min)} = V_{out} \times I_{out(min)}$ dan $P_{out(max)} = V_{out} \times I_{out(max)}$.

Tabel 3.5 Nilai Pout

Pout	Dmin = 5%	Dmax = 65%
Pout(min)	0.00397 W	4.97 W
Pout(max)	0.16 W	198.9 W

4. Step – 4: Menentukan nilai induktor minimum (Lmin)

Pada perancangan buckboost ini digunakan mode CCM, sehingga digunakan parameter Lmin. Induktor berfungsi sebagai pengatur ripple arus pada rangkaian dan penyimpanan energi. Untuk menentukan nilai Lmin dapat dilihat pada persamaan 2.20.

a. Dmin = 5%

- $F_s = 31.37 \text{ KHz}$

$$L_{min} = \frac{100(1-0.05)^2}{2 \times 31.37 \times 10^3}$$

$$L_{min} = 1.44 \text{ mH}$$

- $F_s = 16.2 \text{ KHz}$

$$L_{min} = \frac{100(1-0.05)^2}{2 \times 16.2 \times 10^3}$$

$$L_{min} = 2.78 \text{ mH}$$

b. Dmax = 65%

- $F_s = 31.37 \text{ KHz}$

$$L_{min} = \frac{100(1-0.65)^2}{2 \times 31.37 \times 10^3}$$

$$L_{min} = 15 \text{ uH}$$

- $F_s = 16.2 \text{ KHz}$

$$L_{min} = \frac{100(1-0.65)^2}{2 \times 16.2 \times 10^3}$$

$$L_{min} = 378 \text{ uH}$$

Jadi, dari data di atas dengan perhitungan pada dua frekuensi dan duty cycle yang berbeda, nilai Lmin terbesar adalah 2.78 mH ($F_s = 16.2 \text{ KHz}$ dan $D = 0.05$). Maka dipilih induktor dengan nilai 100 mH. Pemilihan nilai induktor lebih besar dari Lmin ($L > L_{min}$) agar sistem buckboost konverter bekerja pada

Continuous Current Mode (CCM). Paling tidak harus lebih besar 25% dari nilai minimum (sumber = Introduction to power electronic, Daniel W Hart). Sehingga arus induktor selalu dalam nilai yang tidak pernah 0 saat *steady state* (mode CCM).

5. Step – 5: Menentukan arus peak to peak pada induktor ($\Delta i_L(\min)$)

Untuk menentukan $\Delta i_L(\min)$ dapat dilihat pada persamaan 2.10:

a. $D_{\min} = 5\%$

• $F_s = 31.37 \text{ KHz}$

$$\Delta i_L(\min) = \frac{0.63(1-0.05)}{31.37 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-3}}$$

$$\Delta i_L(\min) = 0.19 \text{ mA}$$

• $F_s = 16.2 \text{ KHz}$

$$\Delta i_L(\min) = \frac{0.63(1-0.05)}{16.2 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-3}}$$

$$\Delta i_L(\min) = 0.37 \text{ mA}$$

b. $D_{\max} = 65\%$

• $F_s = 31.37 \text{ KHz}$

$$\Delta i_L(\min) = \frac{22.3(1-0.65)}{31.37 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-3}}$$

$$\Delta i_L(\min) = 2.5 \text{ mA}$$

• $F_s = 16.2 \text{ KHz}$

$$\Delta i_L(\min) = \frac{22.3(1-0.65)}{16.2 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-3}}$$

$$\Delta i_L(\min) = 4.8 \text{ mA}$$

6. Step – 6: Menentukan fungsi transfer tegangan (M_{VDC})

Fungsi transfer tegangan digunakan untuk menentukan D_{\min} , D_{nom} dan D_{\max} saat perancangan dengan nilai output yang tetap serta memperhatikan juga nilai efisiensi dari spesifikasi rangkaian.

$$M_{VDC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.2)$$

a. $D_{\min} = 5\%$

$$M_{VDC} = \frac{0.63}{12} = 0.0525$$

b. $D_{\max} = 65\%$

$$M_{VDC} = \frac{22.3}{12} = 1.86$$

7. Step – 7: Menentukan arus dc input maksimum dengan $V_{in} 12V$ (I_{imax})

I_{imax} merupakan arus input yang mengalir pada rangkaian. Untuk menentukan nilai arus input dapat dilihat pada persamaan berikut:

$$I_{imax} = M_{VDC} \times I_{out}(\max) \quad (3.3)$$

- | | |
|---------------------------------|-------------------------------|
| a. $D_{min} = 5\%$ | b. $D_{max} = 65\%$ |
| $I_{imax} = 0.052 \times 0.252$ | $I_{imax} = 1.86 \times 8.92$ |
| $I_{imax} = 0.013 \text{ A}$ | $I_{imax} = 16.59 \text{ A}$ |

8. Step – 8: Menentukan current stresses pada komponen semikonduktor ($I_{SM}(\max)$)

$$I_{SM}(\max) = I_{DM}(\max) = I_{imax} + I_{out}(\max) + \frac{\Delta iL(\min)}{2} \quad (3.4)$$

- | | |
|--|--|
| a. $D_{min} = 5\%$ | b. $D_{max} = 65\%$ |
| $I_{SM}(\max) = 0.013 + 0.252 + 0.00019$ | $I_{SM}(\max) = 16.59 + 8.92 + 0.0024$ |
| $I_{SM}(\max) = 0.265 \text{ A}$ | $I_{SM}(\max) = 25.51 \text{ A}$ |

9. Step – 9: Menentukan voltage stresses pada komponen semikonduktor ($V_{SM}(\max)$)

Untuk menentukan nilai $V_{SM}(\max)$, dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan 2.12:

- | | |
|----------------------------------|---------------------------------|
| a. $D_{min} = 5\%$ | b. $D_{max} = 65\%$ |
| $V_{SM}(\max) = 0.63 + 12$ | $V_{SM}(\max) = 22.3 + 12$ |
| $V_{SM}(\max) = 12.63 \text{ V}$ | $V_{SM}(\max) = 34.3 \text{ V}$ |

Dari data hasil perancangan di atas, dipilih MOSFET sebagai komponen switching dengan tipe p-channel yaitu power MOSFET produksi International Rectifier IRF4905 dengan spesifikasi $V_{DSS} = -55 \text{ V}$, $I_{SM} = -74 \text{ A}$, $r_{DS} = 0.02 \Omega$, $C_o = 1400 \text{ pF}$ dan $Q_g = 180 \text{ nC}$. Penggunaan p-channel dikarenakan lebih sesuai dengan karakteristik buckboost konverter sebagai *voltage inverting*. Selain itu, p-channel tidak terjadi pengurangan tegangan akibat V_T . Sehingga pada rangkaian buckboost konverter, nilai tegangan level high pada induktor hampir mendekati atau sama dengan nilai tegangan input ($V_{LON} \approx V_{in}$).

Untuk dioda dipilih dioda schottky 1N5822 dengan spesifikasi $I_{F(AV)} = 3\text{A}$, $V_F = 0.525 \text{ V}$, $V_{DM} = 40\text{V}$ dan $R_F = 0.175 \Omega$. Selanjutnya merupakan perancangan untuk menentukan nilai C_{out} untuk mengurangi ripple tegangan pada output.

10. Step – 10: Menentukan nilai kapasitor output (Cout)

Kapasitor output digunakan sebagai pengurang ripple tegangan yang disebabkan kenaikan nilai beban. Selain nilai kapasitansi dari kapasitor, nilai ESR kapasitor juga menentukan nilai ripple tegangan. Untuk performance yang baik, maka gunakan kapasitor dengan nilai ESR yang rendah atau lebih kecil dari nilai ESR dari perancangan.

- Ripple Voltage = $V_r = \frac{1}{100} \times V_{out}$ (3.5)

- Equivalent Series Resistance (ESR)

$$r_{cmax} = \frac{V_{rcpp}}{I_{DM(max)}} = ESR \quad (3.6)$$

Di mana, V_{rcpp} adalah tegangan ripple peak-to-peak dan $I_{DM(max)} = I_{SM(max)}$.

- Ripple Voltage pada kapasitor filter (V_{cpp})

$$V_{cpp} = V_r - V_{rcpp} \quad (3.7)$$

- Nilai kapasitor minimum (C_{min})

$$C_{min} = \frac{D}{F_s \cdot R_{Lmin}} \times \frac{V_{out}}{V_{cpp}} \quad (3.8)$$

- a. $D = 5\%$

$$V_r = \frac{1}{100} \times 0.63 \text{ V} = 6.3 \text{ mV}$$

Asumsi, $V_{rcpp} = 5 \text{ mV}$

$$r_{cmax} = \frac{5 \times 10^{-3}}{0.265} = 18.87 \text{ m}\Omega$$

$$V_{cpp} = (6.3 - 5) \text{ mV}$$

$$V_{cpp} = 1.3 \text{ mV}$$

- $F_s = 31.37 \text{ KHz}$

$$C_{min} = \frac{0.05}{31.37 \times 10^3 \times 2.5} \times \frac{0.63}{1.3 \times 10^{-3}}$$

$$C_{min} = 309 \text{ uF}$$

- $F_s = 16.2 \text{ KHz}$

$$C_{min} = \frac{0.05}{16.2 \times 10^3 \times 2.5} \times \frac{0.63}{1.3 \times 10^{-3}}$$

$$C_{min} = 598 \text{ uF}$$

- b. $D = 65\%$

$$V_r = \frac{1}{100} \times 22.3 \text{ V} = 223 \text{ mV}$$

Asumsi, $V_{rpp} = 200 \text{ mV}$

$$r_{cmax} = \frac{200 \times 10^{-3}}{25.51} = 7.8 \text{ m}\Omega$$

$$V_{cpp} = (223 - 220) \text{ mV}$$

$$V_{cpp} = 23 \text{ mV}$$

- $F_s = 31.37 \text{ KHz}$

$$C_{min} = \frac{0.65}{31.37 \times 10^3 \times 2.5} \times \frac{22.3}{23 \times 10^{-3}}$$

$$C_{min} = 8036 \text{ uF}$$

- $F_s = 16.2 \text{ KHz}$

$$C_{min} = \frac{0.65}{16.2 \times 10^3 \times 2.5} \times \frac{22.3}{23 \times 10^{-3}}$$

$$C_{min} = 15561 \text{ uF}$$

Jadi, untuk penggunaan kapasitor filter ripple dipilih 10000uF/50V dengan asumsi nilai ESR 10 mΩ.

11. Step – 11: Menentukan power losses (PLS)

a. Arus rms induktor (I_{Lrms}) dan daya

$$I_{Lrms} = \frac{I_{out(max)}}{1-D} \quad (3.9)$$

- $D = 5\%$, $I_{Lrms} = \frac{0.252}{1-0.05} = 0.265 \text{ A}$

- $D = 65\%$, $I_{Lrms} = \frac{8.92}{1-0.65} = 25.486 \text{ A}$

b. Asumsi, nilai ESR induktor adalah 50 mΩ. maka daya yang dihasilkan pada induktor (Pr_L) menjadi: $Pr_L = r_L \times I_{Lrms}^2$ (3.10)

- $D = 5\%$, $Pr_L = 0.05 \times 0.265^2 = 0.0035 \text{ W}$

- $D = 65\%$, $Pr_L = 0.05 \times 25.486^2 = 32.5 \text{ W}$

c. Total power losses pada MOSFET dapat dihitung dengan menentukan daya switching (P_{sw}) dan daya saat MOSFET konduksi ($Pr_{ds(on)}$) terlebih dahulu. Arus switching dapat dihitung dengan persamaan:

$$I_{srms} = \frac{I_{out(max)}\sqrt{D}}{1-D} \quad (3.11)$$

- $D = 5\%$, $I_{srms} = \frac{0.252\sqrt{0.05}}{1-0.05} = 0.0593 \text{ A}$

- $D = 65\%$, $I_{srms} = \frac{8.92\sqrt{0.65}}{1-0.65} = 20.55 \text{ A}$

Daya saat MOSFET konduksi: $Pr_{ds(on)} = r_{DS} \times I_{srms}^2$. Dan r_{DS} MOSFET 20 m Ω .

- $D = 5\%$, $Pr_{ds} = 0.02 \times 0.0593^2 = 0.7 \text{ mW}$
- $D = 65\%$, $Pr_{ds} = 0.02 \times 20.55^2 = 8.45 \text{ W}$

Daya switching MOSFET: $P_{sw} = F_s \cdot C_o \cdot V_{SM}^2 = F_s \cdot C_o (V_{in} + V_{out})^2$

- $D = 5\%$

$$P_{sw}(31.37\text{KHz}) = 31.37 \times 10^3 \times 1400 \times 10^{-12} (12 + 0.63)^2 = 7 \text{ mW}$$

$$P_{sw}(16.2\text{KHz}) = 16.2 \times 10^3 \times 1400 \times 10^{-12} (12 + 0.63)^2 = 3.62 \text{ mW}$$

- $D = 65\%$

$$P_{sw}(31.37\text{KHz}) = 31.37 \times 10^3 \times 1400 \times 10^{-12} (12 + 22.3)^2 = 52 \text{ mW}$$

$$P_{sw}(16.2\text{KHz}) = 16.2 \times 10^3 \times 1400 \times 10^{-12} (12 + 22.3)^2 = 27 \text{ mW}$$

Sehingga P_{FET} dapat dihitung dengan persamaan (tanpa power gate driver):

$$P_{FET} = Pr_{ds} + \frac{P_{sw}}{2} \quad (3.12)$$

- $D = 5\%$

$$P_{FET}(31.37\text{KHz}) = \left(0.07 + \frac{7}{2}\right) \text{ mW} = 3.57 \text{ mW}$$

$$P_{FET}(16.2\text{KHz}) = \left(0.07 + \frac{3.62}{2}\right) \text{ mW} = 1.88 \text{ mW}$$

- $D = 65\%$

$$P_{FET}(31.37\text{KHz}) = \left(8.45 + \frac{0.052}{2}\right) \text{ W} = 8.476 \text{ W}$$

$$P_{FET}(16.2\text{KHz}) = \left(8.45 + \frac{0.027}{2}\right) \text{ W} = 8.4635 \text{ W}$$

- d. Daya saat dioda konduksi, $P_D = P_{VF} + P_{RF}$

Pada rangkaian buckboost ini digunakan dioda diparalel empat buah untuk menghindari kerusakan komponen akibat arus yang berlebih. Sehingga nilai R_F menjadi 0.044 Ω .

$$\text{Di mana, } P_{RF} = R_F \cdot I_{Drms}^2 = R_F \times \left(\frac{I_{out(max)}}{\sqrt{1-D}}\right)^2 \quad (3.13)$$

$$P_{VF} = V_F \times I_{out(max)} \quad (3.14)$$

- $D = 5\%$

$$P_{RF} = 0.044 \times \left(\frac{0.252}{\sqrt{1-0.05}}\right)^2$$

- $D = 65\%$

$$P_{RF} = 0.044 \times \left(\frac{8.92}{\sqrt{1-0.65}}\right)^2$$

$$P_{RF} = 0.75 \text{ mW}$$

$$P_{VF} = 0.525 \times 0.252 = 132 \text{ mW}$$

$$P_D = (0.75 + 132) \text{ mW} = 132.75 \text{ mW}$$

$$P_{RF} = 10 \text{ W}$$

$$P_{VF} = 0.525 \times 8.92 = 4.683 \text{ W}$$

$$P_D = 10 + 4.683 = 14.683 \text{ W}$$

e. Daya yang disebabkan ESR pada kapasitor filter adalah: (Asumsi, $ESR = r_c = 0.01\Omega$). Untuk menentukan nilai P_{rc} , dapat dilihat pada persamaan 2.27.

- $D = 5\%$

$$P_{rc} = 0.01 \times \left(0.252 \sqrt{\frac{0.05}{1-0.05}} \right)^2 = 0.58 \text{ mW}$$

- $D = 65\%$

$$P_{rc} = 0.01 \times \left(8.92 \sqrt{\frac{0.65}{1-0.65}} \right)^2 = 1.479 \text{ W}$$

Jadi, total power losses (PLS) adalah $PLS = P_{rds} + P_{sw} + P_D + P_{rL} + P_{rc}$

- $D = 5\%$

$$P_{LS(31.37\text{KHz})} = 0.00007 + 0.007 + 0.13275 + 0.0035 + 0.00058$$

$$P_{LS(31.37\text{KHz})} = 0.14615 \text{ W}$$

$$P_{LS(16.2\text{KHz})} = 0.00007 + 0.00362 + 0.13275 + 0.0035 + 0.00058$$

$$P_{LS(16.2\text{KHz})} = 0.14277 \text{ W}$$

- $D = 65\%$

$$P_{LS(31.37\text{KHz})} = 8.45 + 0.052 + 14.683 + 1.479 + 32.5 = 57.164 \text{ W}$$

$$P_{LS(16.2\text{KHz})} = 8.45 + 0.027 + 14.683 + 1.479 + 32.5 = 57.137 \text{ W}$$

12. Step – 12: Efisiensi (η) buckboost konverter

$$\eta = \frac{P_{out(max)}}{P_{out(max)} + P_{LS}} \times 100\% \quad (3.15)$$

- $D = 5\%$

$$\eta_{(31.37\text{KHz})} = \frac{0.16}{0.16 + 0.14615} \times 100\% = 52.26\%$$

$$\eta_{(16.2\text{KHz})} = \frac{0.16}{0.16 + 0.14277} \times 100\% = 52.85\%$$

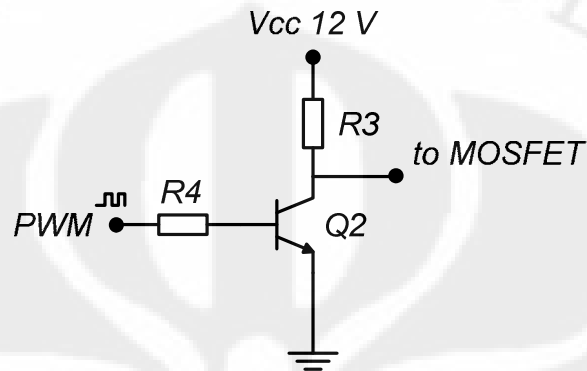
- $D = 65\%$

$$\eta_{(31.37\text{KHz})} = \frac{198.9}{198.9 + 57.164} \times 100\% = 77.67\%$$

$$\eta_{(16.2\text{KHz})} = \frac{198.9}{198.9 + 57.137} \times 100\% = 77.68\%$$

Dari data perancangan buckboost konverter pada kondisi D_{max} dan $I_{out(max)}$ nilai efisiensi rangkaian buckboost (η) adalah 77.67% ($F_s = 31.37$ KHz) dan 77.68% ($F_s = 16.2$ KHz).

3.3 Perancangan Driver PWM MOSFET



Gambar 3.3 Rangkaian *driver* PWM

$$V_{cc} = 12 \text{ V}$$

$$R_c = R_G = R_3 = 100 \ \Omega \ (2W)$$

$$I_E \approx I_C$$

$$I_C = \frac{V_{cc} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{12 - 0,2}{100} = 118 \text{ mA}$$

Dengan data yang diperoleh dapat ditentukan transistor yang akan digunakan yaitu 2N2222 dengan $h_{fe(min)} = 200$ dan $I_{c(max)} = 800$ mA.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{118 \text{ mA}}{200} = 0,59 \text{ mA}$$

Menentukan nilai $R_B = R_4$

$V_B = 5$ V dari mikrokontroler. Maka:

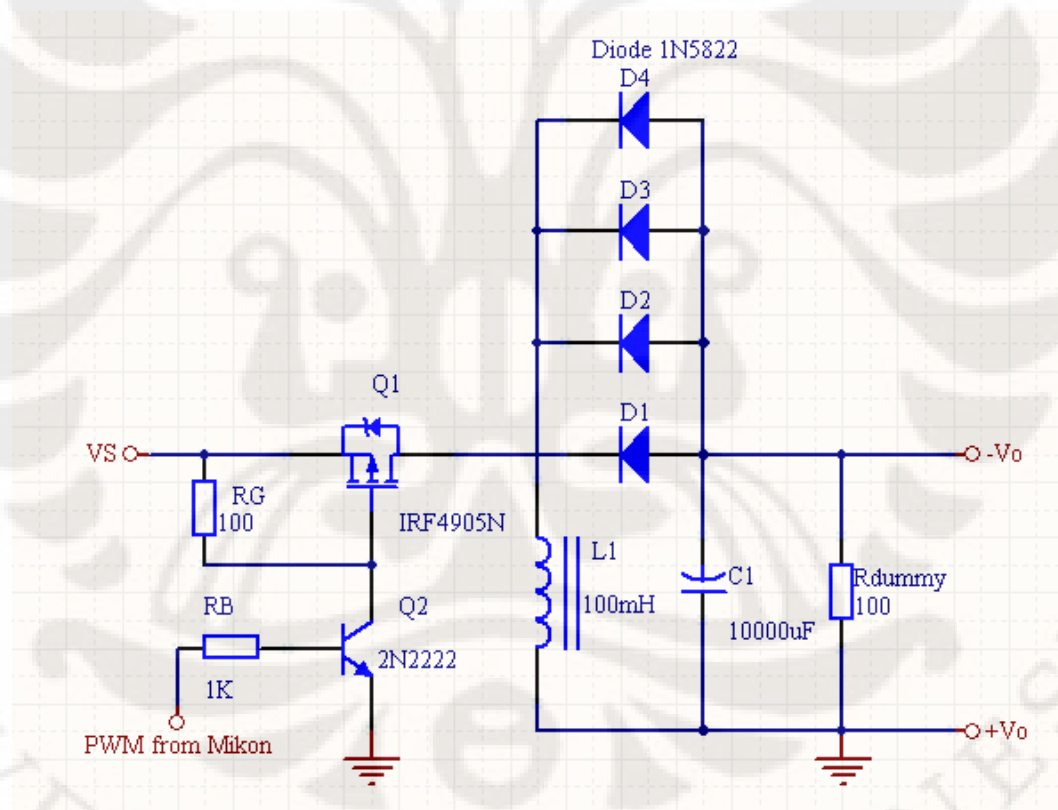
$$R_B = \frac{V_B - V_{BE}}{I_B} = \frac{5 - 0,7}{0,268 \times 10^{-3}} = 16 \text{ K}\Omega$$

Karena kita memerlukan I_c yang besar untuk men-*drive* MOSFET, maka digunakan $R_B = R_4 = 1 \text{ K}\Omega \pm 1\%$ (1/2W)

Tabel 3.6 Daftar Komponen

Komponen	Spesifikasi
Q1	IRF4905N
L1	100 mH
C1	10000 μ F/50 V
D1	1N5822
RB	1 K Ω \pm 1% (1/2W)
RG	100 Ω \pm 5% (2W)
Rdummy	100 Ω \pm 5% (5W)
Q2	2N2222N
U1	ATMEGA8535

Rancangan Rangkaian Buck Boost Converter:

Gambar 3.4 Rangkaian *buckboost* konverter

3.4 Perancangan Pembangkit Frekuensi dan PWM

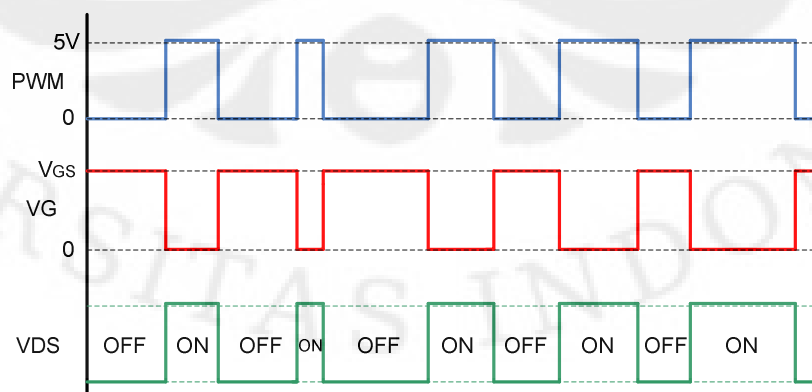
PWM (*Pulsed Width Modulation*) merupakan parameter yang penting agar rangkaian *buckboost* konverter dapat bekerja sesuai dengan fungsinya. PWM merupakan suatu metode pengaturan tegangan dengan mengubah atau mengatur periode ON (T_{on}) pada tegangan berfrekuensi dengan periode frekuensi yang tetap atau sama. Frekuensi *switching* (F_s) pada rangkaian *buckboost* dibangkitkan dengan fungsi timer1 pada PWM1a (PORTD.5) mikrokontroler. Dengan mikrokontroler, nilai frekuensi dan duty cycle untuk PWM dapat diatur sesuai dengan spesifikasi yang dibutuhkan. Mikrokontroler yang digunakan ATMEGA8535.

Pada minimum sistem untuk AVR terpasang kristal (XTAL) sebesar 16 M sebagai clock CPU mikrokontroler. Dengan resolusi 8 bit, maka variasi perubahan PWM sebanyak $2^8 = 256$ variasi mulai dari 0 – 255 perubahan nilai. Untuk mengatur nilai *duty cycle*, dapat diatur nilai pembandingnya (*compare*) mulai dari 0 berarti 0% hingga 255 berarti 100%. Periode dari PWM dapat dihitung menggunakan persamaan 2.29.

Pada perancangan frekuensi *switching*, nilai frekuensi diharapkan besar. Maka dengan kristal sebesar 16 M, prescale 1, compare A dan jenis komparator *clear down*, didapat nilai frekuensi *switching* sebesar:

$$F_s = \frac{16000000}{255} \times \frac{1}{2} = 31.37 \text{ KHz}$$

Penggunaan *clear down* dikarenakan MOSFET yang digunakan jenis p-channel di mana V_{DS} akan saturasi saat V_G low level. Perbandingan PWM antara keluaran OC1A dengan V_G terlihat seperti pada gambar berikut:



Gambar 3.5 Pulsa keluaran mikrokontroler dan *gate* MOSFET

Perancangan nilai duty cycle tergantung nilai compare-nya, di mana $0 - 255 = 0 - 100\%$. Maka nilai compare untuk setiap *duty cycle*:

- $D = 5\% \Rightarrow (255 \cdot 5) / 100 = 12.75 \approx 13$
- $D = 25\% \Rightarrow (255 \cdot 25) / 100 = 63.75 \approx 64$
- $D = 50\% \Rightarrow (255 \cdot 50) / 100 = 127.5 \approx 128$
- $D = 65\% \Rightarrow (255 \cdot 65) / 100 = 165.75 \approx 166$

Tabel 3.7 Nilai *compare* PWM berdasarkan nilai *duty cycle*

D (%)	Nilai Compare	D (%)	Nilai Compare
5	13	40	104
10	26	45	115
15	38	50	128
20	52	55	140
25	64	60	153
30	78	65	166
35	89	70	179

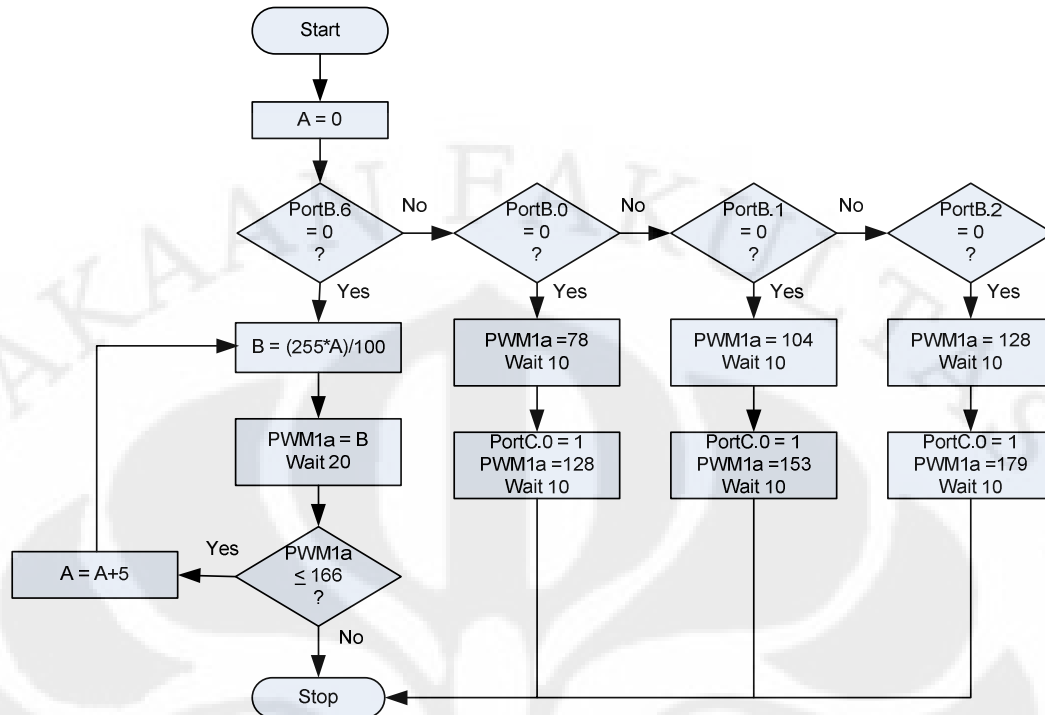
Dalam perancangan ini digunakan PWM1a dan untuk mengatur PWM dan besar frekuensi dapat dilakukan dengan mengatur timer 1 dengan perintah program pada Basic Compiler seperti berikut:

Config Timer1 = Pwm , Pwm = 8, Compare A Pwm = Clear Down, Prescale = 1

Pwm1a = 13 ; Nilai duty cycle = 5%

3.5 Perancangan Algoritma Pengaturan PWM

Perancangan dan aplikasi *buckboost* ini, bertujuan untuk menentukan nilai efisiensi dan pengaruh penggunaan frekuensi switching serta MOSFET sebagai komponen switching. Maka nilai tegangan keluaran diatur dengan mengatur besar duty cycle dalam kelipatan 5, yang dimulai dari 5% hingga 65%. Sehingga tegangan keluaran dapat bekerja pada saat buck konverter (*step down*) dan boost konverter (*step up*). Setiap kenaikan *duty cycle* dikenakan delay waktu sebesar 20 detik, sehingga tegangan keluaran dapat teranalisa. Sistem kontrol PWM adalah sistem *open loop*. Berikut algoritma pemrograman perubahan PWM:



Gambar 3.6 Flowchart algoritma kontrol PWM dan respon fungsi step

Penjelasan Algoritma:

1. Saat sistem aktif, mikrokontroler mengidentifikasi trigger masukan pada PORTB.
2. Bila PORTB.6 ter-trigger 0, maka kontroler menjalankan program kenaikan PWM dengan kelipatan 5 hingga $D = 65\%$ atau data compare = 166.
3. Apabila $D > 65\%$, maka sistem berhenti dan menunggu perintah atau trigger masukan selanjutnya.
4. Bila PORTB.0 ter-trigger 0, maka kontroler menjalankan program fungsi step dengan perubahan *duty cycle* dari 30% menjadi 50% dengan delay 10 detik dan program berhenti.
5. Bila PORTB.1 ter-trigger 0, maka kontroler menjalankan program fungsi step dengan perubahan *duty cycle* dari 40% menjadi 60% dengan delay 10 detik dan program berhenti.
6. Bila PORTB.2 ter-trigger 0, maka kontroler menjalankan program fungsi step dengan perubahan *duty cycle* dari 50% menjadi 70% dengan delay 10 detik dan program berhenti.

BAB IV DATA DAN ANALISA

Dalam bab ini akan dibahas mengenai hasil dari pengujian *buckboost* dan analisa dari data yang didapatkan.

4.1 Pengujian dan Analisa Buckboost Konverter

Pengujian dilakukan pada beban, frekuensi dan nilai *dutycycle* yang bervariasi, untuk mengetahui karakteristik tegangan keluaran serta efisiensi daya dari *buckboost* konverter. Pengujian dilakukan dengan tegangan masukan dari *power supply* dengan spesifikasi 12V-60A. Awal perancangan *buckboost* ditujukan sebagai catu daya untuk kontrol elektrolisis. Sebelum merealisasikan *buckboost* sebagai sumber catu daya, maka perlu dilakukan pengujian dalam berbagai besar beban dan penggunaan frekuensi serta komponen *switching* yang tepat. Efisiensi perlu dianalisa untuk menghindari penggunaan daya masukan berlebihan yang tidak sebanding dengan daya yang terdapat pada keluaran *buckboost*.

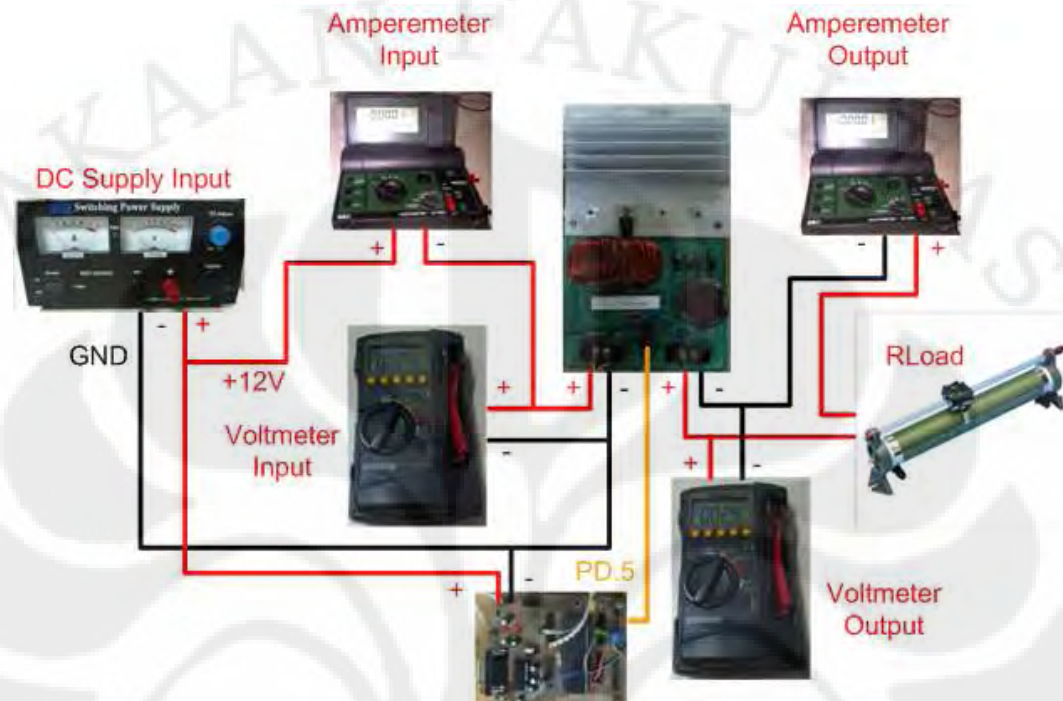
4.1.1 Pengujian Efisiensi Buckboost Konverter

Pengujian efisiensi *buckboost* konverter dilakukan dengan memberikan sumber tegangan dc 12V dan diberikan beban bervariasi. Beban yang diberikan berupa variabel resistansi (*rheostat*) dengan nilai resistansi maksimum 40 Ω . Besar beban resistansi yang akan diuji adalah 100 Ω , 35 Ω , 20 Ω , 8 Ω , 4.6 Ω dan 2.5 Ω . Sedangkan frekuensi *switching* yang akan diujikan sebesar 31.37 KHz dan 16.2 KHz.

Pada rangkaian *buckboost* terpasang *dummy load* sebesar 100 Ω sehingga bila beban resistansi terpasang maka nilai resistansi pada beban tidak sesuai dengan beban resistansi yang akan diuji. Nilai beban resistansi saat terpasang menjadi 25.9 Ω (RL = 35 Ω), 16.67 Ω (RL = 20 Ω), 7.4 Ω (RL = 20 Ω), 4.4 Ω (RL = 4.6 Ω) dan 2.4 Ω (RL = 2.5 Ω).

Dari data hasil pengukuran didapat nilai efisiensi dari perbandingan antara daya pada beban dengan daya pada masukan atau sumber. Untuk pengaturan

tegangan keluaran digunakan PWM sebagai *switching* dengan besar *duty cycle* kelipatan lima ($5\% \leq D \leq 65\%$). Konfigurasi pengujian seperti pada Gambar 4.1.



Gambar 4.1 Konfigurasi pengujian *buckboost* converter

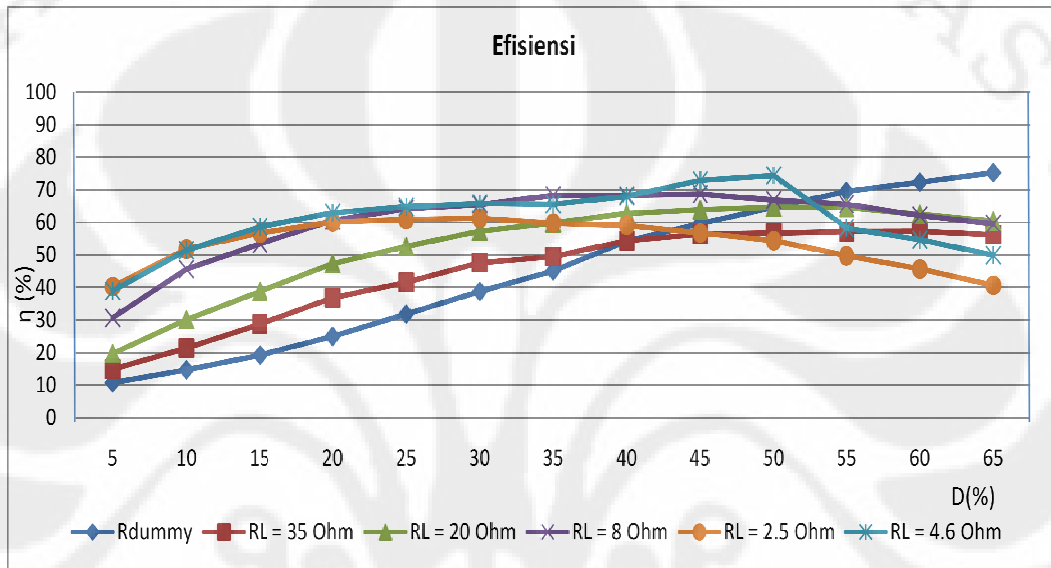
Penjelasan konfigurasi pengujian sebagai berikut:

1. Atur tegangan masukan sebesar 12Vdc dari *power supply*.
2. Frekuensi yang digunakan pada PWM sebesar 31.37 KHz yang dibangkitkan dari mikrokontroler.
3. Parameter yang diukur adalah V_{in} , I_{in} , V_{out} dan I_{out} .
4. Atur beban resistansi dimulai dari 100 Ω dan aktifkan mikrokontroler untuk membangkitkan PWM pada PORTD.5.
5. Ukur seluruh parameter pada masing-masing *duty cycle*, dimulai dari 5%, 10%, 15%, 20% hingga 65% (kelipatan lima).
6. Setelah *duty cycle* mencapai 65% atur beban resistansi menjadi 35 Ω kemudian lakukan pengukuran dan ulangi proses di atas hingga beban 2.5 Ω .
7. Pengujian juga dilakukan dengan penggunaan F_s sebesar 16.2 KHz.

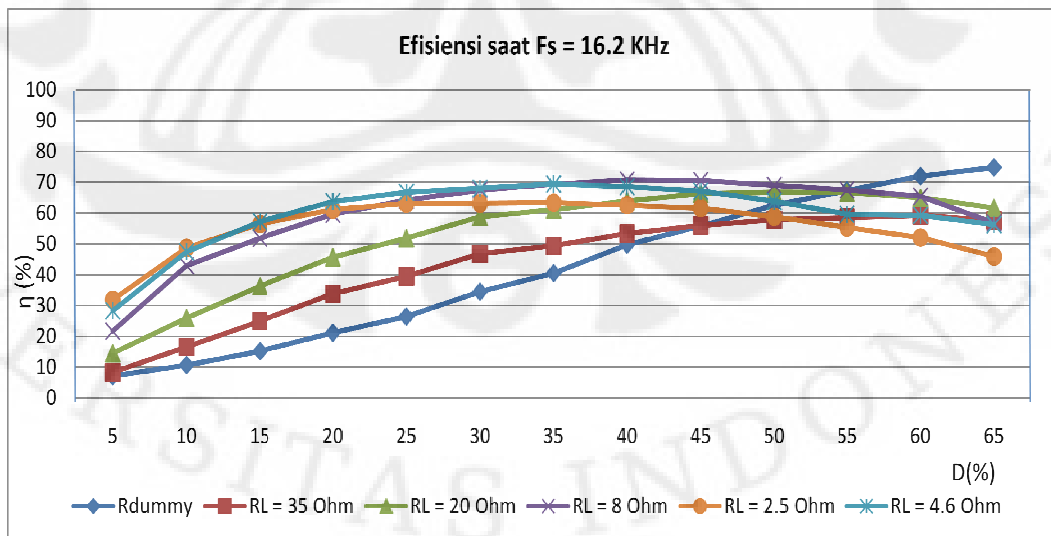
Dari hasil pengukuran dengan konfigurasi di atas didapat nilai parameter-parameter yang terukur untuk diproses menjadi suatu nilai efisiensi. Di mana nilai

$$\text{efisiensi } (\eta) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \quad (4.1)$$

Dengan menggunakan persamaan 4.1, didapat nilai efisiensi dari data hasil pengukuran yang telah dikonversikan ke dalam grafik seperti pada Gambar 4.2 dan 4.3.



Gambar 4.2 Grafik perbandingan efisiensi terhadap perubahan beban dan *duty cycle* PWM pada F_s 31.37 KHz



Gambar 4.3 Grafik perbandingan efisiensi terhadap perubahan beban dan *duty cycle* PWM pada F_s 16.2 KHz

Berdasarkan Gambar 4.2 dan 4.3 dapat dianalisa:

1. Efisiensi dari dua besar frekuensi *switching* yang berbeda dengan beban yang sama nilai efisiensi tidak jauh berbeda. Hanya pada saat Rload 4.6 Ω , pada Fs 31.37 KHz nilai efisiensi naik pada D=50%.
2. Nilai efisiensi tertinggi terjadi pada saat beban 100 Ω dengan *duty cycle* 65% sebesar 75.276%. Besarnya nilai efisiensi pada kondisi ini disebabkan nilai tegangan keluaran (V_{out}) mencapai 27.62 V dan arus keluaran (I_{out}) 0.282 A.
3. Pada kondisi *duty cycle* rendah nilai efisiensi relatif lebih kecil dibanding pada saat *duty cycle* di atas 30%. Rendahnya nilai efisiensi dikarenakan tegangan dan arus keluaran yang kecil. Faktor lain penyebab rendahnya efisiensi pada PWM rendah dikarenakan adanya *power losses* pada komponen *switching*. Analisa adanya *power losses* pada pada komponen *switching* secara teori dijelaskan pada Tabel 4.2. Sedangkan pada Tabel 4.1 adalah data hasil pengukuran dengan beban resistansi 20 Ω yang akan digunakan untuk menganalisa *power losses* pada komponen *switching*.

Tabel 4.1 Hasil pengukuran pada beban resistansi 20 Ω

D (%)	Rload = 20//100 Ω						
	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	η (%)
5	12	0.029	0.348	1.164	0.059	0.069	19.734
10	12	0.051	0.612	1.905	0.097	0.185	30.194
15	12	0.078	0.936	2.689	0.135	0.363	38.784
20	12	0.122	1.464	3.731	0.186	0.694	47.402
25	12	0.177	2.124	4.74	0.236	1.119	52.667
30	12	0.272	3.264	6.09	0.307	1.870	57.280
35	12	0.373	4.476	7.3	0.367	2.679	59.855
40	12	0.572	6.864	9.23	0.467	4.310	62.797
45	12	0.779	9.348	10.88	0.549	5.973	63.897
50	11.9	1.132	13.471	13.14	0.663	8.712	64.672
55	11.8	1.607	18.963	15.57	0.786	12.238	64.538
60	11.8	2.37	27.966	18.65	0.937	17.475	62.487
65	11.6	3.55	41.180	22.22	1.12	24.886	60.433

Berdasarkan Tabel 4.1, terbukti bahwa *buckboost* konverter merupakan dc-dc konverter yang dapat menghasilkan tegangan keluaran lebih kecil dan lebih besar dari tegangan masukan ($V_{out} \leq V_{in} \leq V_{out}$). Selain itu, polaritas tegangan keluaran berbanding terbalik dengan tegangan masukan (*voltage inverting*).

Tabel 4.2 Analisa *power losses* pada komponen *switching* dengan beban resistansi 20Ω serta *duty cycle* 5% dan 15%

Parameter	D = 5%	D = 15%
I/O	$V_{out} = 1.164V$, $I_{out} = 0.059A$ $P_{out} = 0.069 W$, $P_{in} = 0.348 W$ $\eta = 19.734\%$, $P_{LS} = 0.281 W$	$V_{out} = 2.689 V$, $I_{out} = 0.135A$ $P_{out} = 0.363 W$, $P_{in} = 0.936 W$ $\eta = 38.784\%$, $P_{LS} = 0.573 W$
MOSFET	$P_{rds(on)} = 3.85 \mu W$ $P_{sw} = 0.0076 W$ $P_G = 0.0678 W$	$P_{rds(on)} = 75.7 \mu W$ $P_{sw} = 0.0095 W$ $P_G = 0.0678 W$
Dioda	$P_D = 0.031 + 0.00016$ $P_D = 0.0312 W$	$P_D = 0.071 + 0.0009$ $P_D = 0.0719 W$
Induktor	$P_{rL} = 0.0012 W$	$P_{rL} = 0.0076 W$
Kapasitor	$P_{rC} = 2.2 \mu W$	$P_{rC} = 32 \mu W$
Indikator	$P_{LED} = 0.128 W$	$P_{LED} = 0.128 W$
η (%) (Teori)	$P_{LS} = 0.2358 W$ $\eta = 22.5\%$	$P_{LS} = 0.2848$ $\eta = 56.03\%$

Dari Tabel 4.2 hasil analisa berdasarkan teori, didapat faktor *power losses* terbesar terdapat pada MOSFET dan dioda. Analisa secara teori dilakukan dengan kondisi komponen dalam keadaan ideal, di mana hambatan dalam komponen berdasarkan spesifikasi komponen. Pada MOSFET *power losses* cukup besar pada *gate driver* dan *switching* MOSFET. Penggunaan indikator juga mempengaruhi nilai efisiensi, karena daya pada indikator cukup besar sebesar $0.128W$.

- Setiap meningkatnya besar beban dan pada kondisi *buck* dengan *duty cycle* kurang dari 50% ($D < 50\%$) nilai efisiensi meningkat hingga beban 4.6Ω . Pada kondisi *boost* dengan *duty cycle* lebih dari 50% ($50\% < D < 65\%$) dan

Rload hingga 8Ω nilai efisiensi juga meningkat. Faktor penyebab meningkatnya efisiensi pada saat beban meningkat dilakukan analisa secara teori di mana parameternya dari hasil pengukuran dengan membandingkan efisiensi pada $D = 5\%$ dan $R_{load} = 20\Omega$ dengan $D = 5\%$ dan $R_{load} 8\Omega$. Analisa terdapat pada Tabel 4.4.

Tabel 4.3 Hasil pengukuran pada beban resistansi 8Ω

D (%)	Rload = 8Ω						
	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	η (%)
5	12	0.04	0.480	-1.06	-0.139	0.147	30.696
10	12	0.075	0.900	-1.779	-0.231	0.411	45.661
15	12	0.129	1.548	-2.522	-0.328	0.827	53.438
20	12	0.218	2.616	-3.493	-0.454	1.586	60.620
25	12	0.33	3.960	-4.42	-0.575	2.542	64.179
30	12	0.528	6.336	-5.64	-0.736	4.151	65.515
35	12	0.72	8.640	-6.72	-0.878	5.900	68.289
40	12	1.117	13.404	-8.37	-1.094	9.157	68.314
45	11.8	1.525	17.995	-9.73	-1.271	12.367	68.724
50	11.8	2.191	25.854	-11.51	-1.503	17.300	66.913
55	11.6	3.033	35.183	-13.31	-1.735	23.093	65.637
60	11.5	4.348	50.002	-15.43	-2.012	31.045	62.088
65	11.1	6.29	69.819	-17.8	-2.336	41.581	59.555

Tabel 4.4 Analisa *power losses* pada komponen *switching* dengan *duty cycle* 5% dan beban resistansi 20Ω serta 8Ω

Parameter	Rload = 20Ω	Rload = 8Ω
Efisiensi	Vout = 1.164V, Iout = 0.059A Pout = 0.069 W, Pin = 0.348 W $\eta = 19.734\%$, $P_{LS} = 0.281$ W	Vout = 1.06V, Iout = 0.139A Pout = 0.147 W, Pin = 0.48 W $\eta = 30.696\%$, $P_{LS} = 0.333$ W
MOSFET	Prds(on) = 3.85 uW Psw = 0.0076 W $P_G = 0.0678$ W	Prds(on) = 21 uW Psw = 0.0075 W $P_G = 0.0678$ W
Dioda	$P_D = 0.00016 + 0.031$ $P_D = 0.0312$ W	$P_D = 0.00089 + 0.073$ $P_D = 0.074$ W

Induktor	$P_{rL} = 0.0012 \text{ W}$	$P_{rL} = 0.00649 \text{ W}$
Kapasitor	$P_{rC} = 2.2 \text{ uW}$	$P_{rC} = 10 \text{ uW}$
Indikator	$P_{LED} = 0.128 \text{ W}$	$P_{LED} = 0.128 \text{ W}$
η (%) (Teori)	$P_{LS} = 0.2358 \text{ W}$ $\eta = 22.5\%$	$P_{LS} = 0.284$ $\eta = 34.11\%$

Dari Tabel 4.4, nilai *power losses* (P_{LS}) pada $D = 5\%$ dengan beban resistansi 20Ω dan 8Ω tidak berbeda jauh. Berdasarkan pengukuran ΔP_{LS} antara kedua beban sebesar 0.052 W sedangkan teori 0.0482 W . Namun pada arus keluaran, arus keluaran (I_{out}) pada $R_{load} 8\Omega$ lebih besar dibandingkan arus keluaran pada $R_{load} 20\Omega$. Sedangkan tegangan keluarannya tidak berbeda jauh dengan selisih tegangan keluaran $\Delta V_{out} = 0.104\text{V}$. Jadi bila dihitung nilai daya pada kedua beban, maka P_{out} pada beban 8Ω lebih besar daripada $P_{out} 20\Omega$.

- Dari masing-masing keadaan beban didapat bahwa pada kondisi *boost* atau dengan nilai *duty cycle* yang besar, nilai efisiensi cenderung menurun. Keadaan efisiensi tertinggi pada masing-masing beban berkisar pada kondisi *duty cycle* $45 - 50\%$.
- Saat beban besar atau $R_{load} = 2.5\Omega$, nilai efisiensi terus menurun setiap kenaikan *duty cycle*. Nilai efisiensi hasil pengukuran pada $R_{load} = 2.5\Omega$ dapat dilihat pada Tabel 4.5.

Tabel 4.5 Hasil pengukuran pada beban resistansi 2.5Ω

D (%)	Rload = 2.5Ω						
	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	η (%)
5	12	0.076	0.912	-0.872	-0.422	0.368	40.349
10	12	0.169	2.028	-1.472	-0.714	1.051	51.825
15	12	0.306	3.672	-2.073	-1.005	2.083	56.737
20	11.9	0.544	6.474	-2.833	-1.374	3.893	60.129
25	11.9	0.837	9.96	-3.535	-1.717	6.07	60.938

30	11.8	1.317	15.541	-4.444	-2.141	9.515	61.224
35	11.8	1.821	21.488	-5.14	-2.5	12.85	59.801
40	11.6	2.7	31.32	-6.17	-3	18.51	59.1
45	11.3	3.669	41.46	-6.95	-3.385	23.526	56.744
50	11.1	5.048	56.033	-7.92	-3.85	30.492	54.418
55	11.1	6.59	73.149	-8.64	-4.214	36.409	49.774
60	10.8	8.864	95.731	-9.46	-4.627	43.771	45.723
65	10.5	11.843	124.352	-10.18	-4.973	50.625	40.711

Keterangan: Warna merah ($D = 60\%$ dan 65%) merupakan daerah kritis, karena besarnya arus yang mengalir mengakibatkan PFET meningkat sehingga menyebabkan MOSFET *damage* karena *over current* dan kelebihan disipasi daya.

Dari Tabel 4.5 hasil pengukuran pada beban resistansi 2.5Ω dapat dianalisa tentang faktor berkurangnya nilai efisiensi. Beban resistansi sebesar 2.5Ω merupakan beban yang cukup besar, karena arus yang mengalir semakin besar sehingga power losses juga semakin besar. Berikut merupakan analisa berdasarkan teori untuk mengetahui faktor *power losses* terbesar (Tabel 4.6):

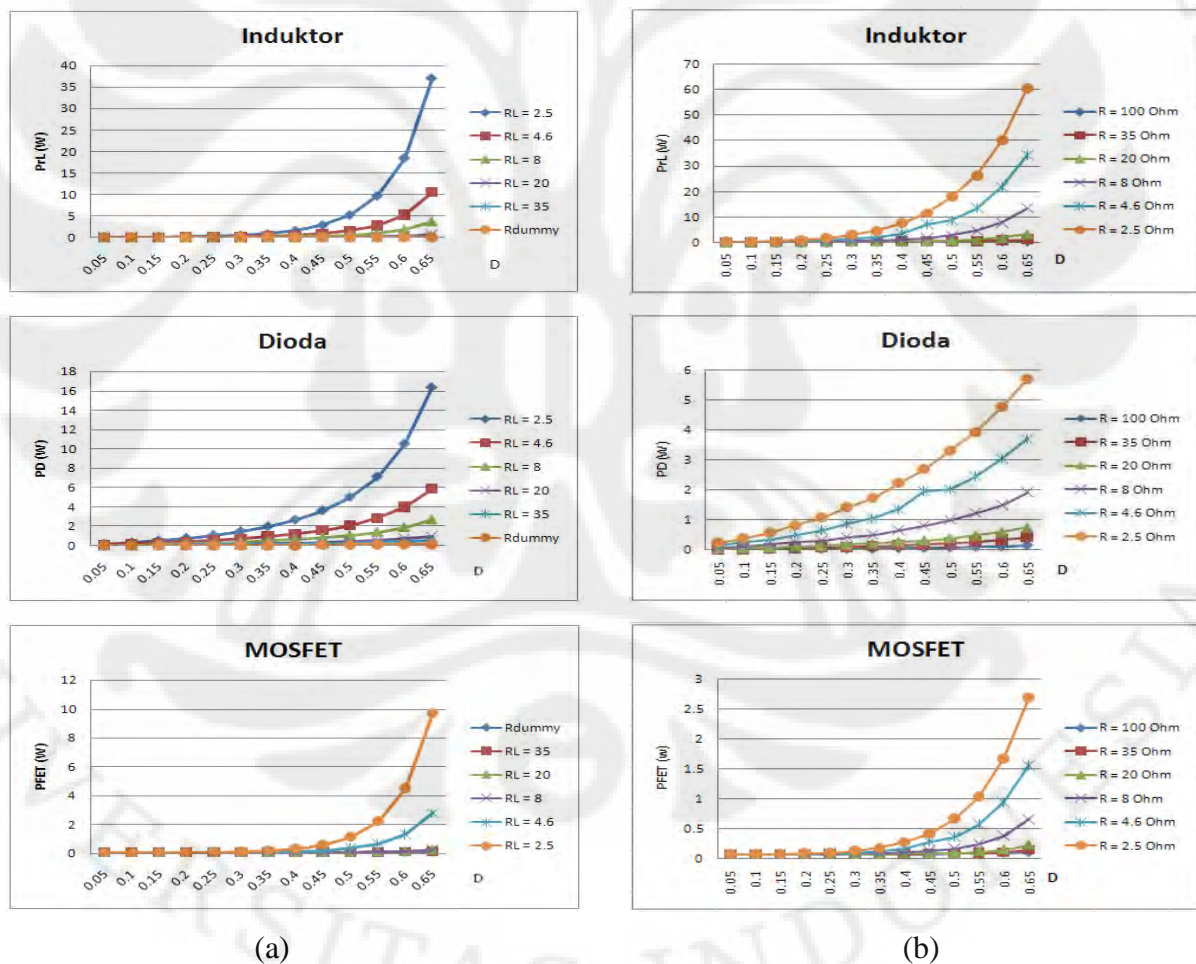
Tabel 4.6 Analisa power losses pada Rload 2.5Ω dan $D = 65\%$

Parameter	Rload = 2.5Ω ; D = 65%
Efisiensi	$V_{out} = 10.18V$, $I_{out} = 4.973A$ $P_{out} = 50.625 W$, $P_{in} = 124.352 W$, $\eta = 40.711\%$, $P_{LS} = 73.727 W$
MOSFET	$P_{rds(on)} = 2.62 W$; $P_{sw} = 0.019 W$; $P_G = 0.0678 W$
Dioda	$P_D = 3.1 + 2.6 = 5.7 W$
Induktor	$P_{rL} = 60.56 W$
Kapasitor	$P_{rC} = 0.392 W$
Indikator	$P_{LED} = 0.128 W$
η (%) (Teori)	$P_{LS} = 69.5 W$ $\eta = 42.14\%$

Dari data di atas dapat disimpulkan bahwa faktor penyebab rendahnya efisiensi *buckboost* konverter pada beban besar adalah induktor. Selain nilai hambatan dalamnya yang besar, induktor juga langsung terhubung ke ground (GND). Sehingga ada arus yang besar melewati induktor tersebut, di mana arus

yang besar akan meningkatkan daya pada induktor dan MOSFET. Hal ini dapat dilihat pada tabel 4.6, bahwa pada saat $D > 50\%$ maka efisiensi akan turun dikarenakan level high dari PWM lebih dominan sehingga arus yang besar akan dominan terhubung ke GND. Arus yang besar ini yang mengakibatkan daya pada induktor meningkat. Keadaan seperti ini yang menyebabkan nilai *duty cycle* tidak boleh 100%, karena bila $D = 100\%$, maka arus akan langsung mengalir ke GND dan MOSFET menjadi *damage* karena *over current*. Sebaiknya penggunaan *duty cycle* lebih kecil sama dengan 80% bila beban kecil.

Perbandingan nilai *power losses* pada induktor, dioda dan MOSFET IRF4905 antara perhitungan secara teori dan pengujian dapat dilihat pada Gambar 4.4.

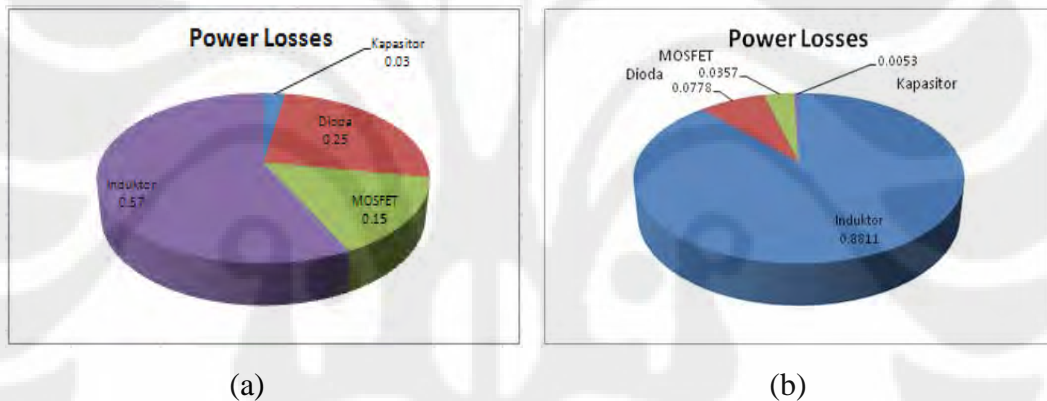


Gambar 4.4 Nilai *power losses* pada induktor, dioda dan MOSFET dengan $F_s = 31.37$ KHz dan IRF4905. (a) Hasil perhitungan atau teori. (b) Hasil pengujian

Dari Gambar 4.4 didapat nilai *power losses* pada induktor, dioda dan MOSFET terjadi perbedaan yang signifikan. Hal ini dikarenakan:

1. Pada teori nilai tegangan output dan input ideal, tidak mengalami perubahan nilai saat beban ditingkatkan sedangkan hasil pengujian nilai tegangan output dan input mengalami perubahan saat beban ditingkatkan sehingga nilai *power losses* pada dioda dan MOSFET secara teori lebih besar dari pada pengujian.
2. Besarnya *power losses* pada induktor yang berbeda antara teori dan pengujian dikarenakan pada teori nilai hambatan dalam rL induktor sebesar $50 \text{ m}\Omega$. Sedangkan pada praktiknya nilai rL sebesar 0.32Ω .

Perbandingan *power losses* pada kondisi $D_{\max} = 65\%$, $F_s = 31.37 \text{ KHz}$, IRF4905 dan $R_{\text{load}} = 2.5 \Omega$ terlihat pada Gambar 4.5.



Gambar 4.5 *Power losses* pada kondisi $D_{\max} = 65\%$, $F_s = 31.37 \text{ KHz}$, IRF4905 dan $R_{\text{load}} = 2.5 \Omega$. (a) Teori (b) Pengujian

4.1.2 Analisa penggunaan F_s yang sama dengan MOSFET yang berbeda

Dalam pengujian digunakan dua jenis MOSFET p-channel yaitu IRF4905 dan IRF9540. Di mana kedua jenis MOSFET ini berbeda spesifikasi dan karakteristik. Pada IRF4905 nilai $V_{\text{DSS}} = -55\text{V}$, $I_{\text{D}} = -74\text{A}$ dan $R_{\text{DS(ON)}} = 20\text{m}\Omega$. Sedangkan IRF9540, nilai $V_{\text{DSS}} = -100\text{V}$, $I_{\text{D}} = -23\text{A}$ dan $R_{\text{DS(ON)}} = 117\text{m}\Omega$. Dari penggunaan dua jenis ini dapat diketahui nilai tegangan keluaran dan efisiensi berbeda.

Berdasarkan perancangan, perbedaan nilai efisiensi dan tegangan keluaran pada dua jenis MOSFET yang berbeda ini dikarenakan nilai R_{DS} pada IRF9540 lebih besar dari pada IRF4905. Maka daya yang diserap oleh IRF9540 lebih besar

dibanding IRF4905. Berikut merupakan tabel hasil pengujian pada beban 2.5Ω dan $F_s = 31.37 \text{ KHz}$: (Tabel 4.7 Hasil pengujian dan Tabel 4.8 Analisa)

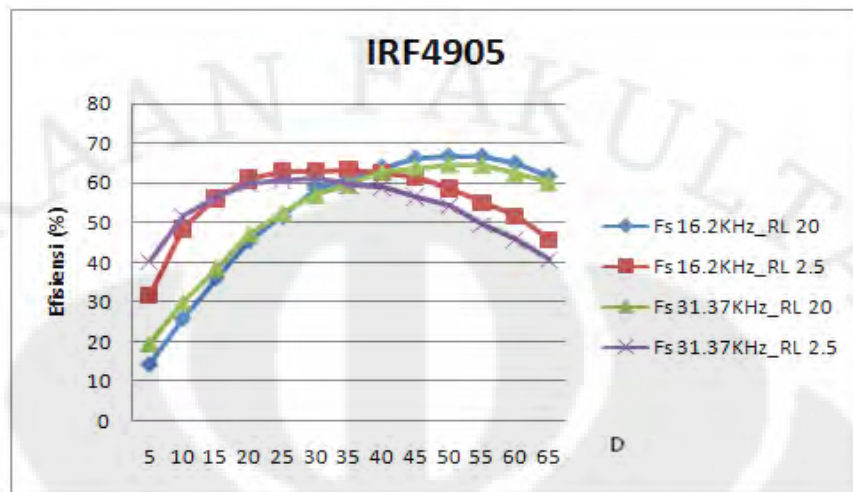
Tabel 4.7 Tegangan keluaran pada beban 2.5Ω dan $F_s 31.37 \text{ KHz}$

D (%)	IRF4905			IRF9540		
	Vin (V)	Vout (V)	Iout (A)	Vin (V)	Vout (V)	Iout (A)
5	12	0.872	0.422	12	0.555	0.567
10	12	1.472	0.714	12	1.014	1.037
15	12	2.073	1.005	11.9	1.459	1.493
20	11.9	2.833	1.374	11.9	1.997	2.043
25	11.9	3.535	1.717	11.8	2.469	2.527
30	11.8	4.444	2.141	11.7	3.019	3.09
35	11.8	5.14	2.5	11.7	3.44	3.6
40	11.6	6.17	3	11.6	3.961	4.067
45	11.3	6.95	3.385	11.5	4.27	4.414
50	11.1	7.92	3.85	11.4	4.54	4.695
55	11.1	8.64	4.214	11.1	4.64	4.789
60	10.8	9.46	4.627			
65	10.5	10.18	4.973			

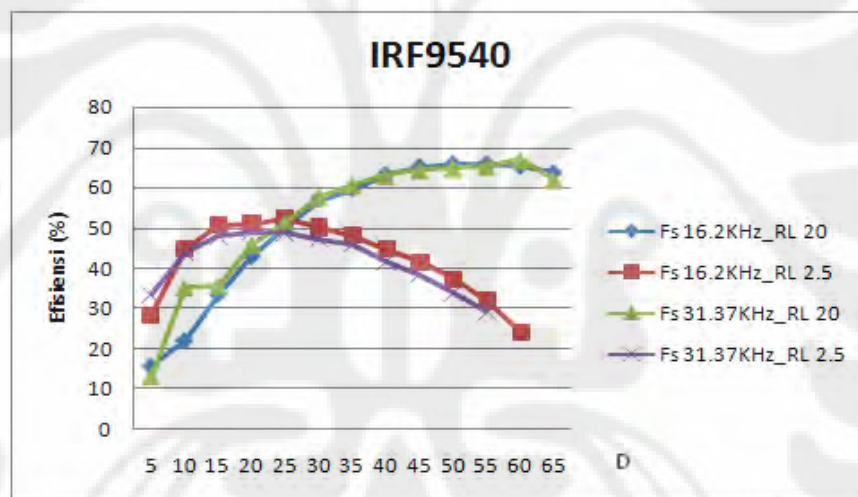
Tabel 4.8 Analisa PFET pada Rload 2.5Ω , D = 55% dan $F_s 31.37 \text{ KHz}$

Parameter	IRF4905	IRF9540
Prds(on)	$r_{DS} = 0.02 \Omega$; $C_o = 1400 \times 10^{-12} \text{F}$ $\text{Prds(on)} = 0.02 \times \left(\frac{4.214 \sqrt{0.55}}{1-0.55} \right)^2$ $\text{Prds(on)} = 0.96 \text{ W}$	$r_{DS} = 0.117 \Omega$; $C_o = 400 \times 10^{-12} \text{F}$ $\text{Prds(on)} = 0.117 \times \left(\frac{4.784 \sqrt{0.55}}{1-0.55} \right)^2$ $\text{Prds(on)} = 7.273 \text{ W}$
Psw	$31370 \times 1400 \times 10^{-12} (11.1 + 8.64)^2$ $\text{Psw} = 0.017 \text{ W}$	$31370 \times 400 \times 10^{-12} (11.1 + 4.64)^2$ $\text{Psw} = 0.003 \text{ W}$
PFET	PFET = 0.9685 W	PFET = 7.2745 W

Grafik efisiensi antara IRF4905 dn IRF9540 seperti pada Gambar 4.6.



(a)



(b)

Gambar 4.6 Grafik efisiensi pada kondisi $F_s = 31.37$ KHz dan $F_s = 16.2$ KHz, $R_{load} = 20 \Omega$ dan 2.5Ω . (a) IRF4905 (b) IRF9540

Dari analisa pada Tabel 4.8 dan grafik efisiensi pada Gambar 4.6 di atas telah dibuktikan bahwa nilai $R_{DS(ON)}$ sangat mempengaruhi efisiensi dari rangkaian. Karena semakin besar nilai $R_{DS(ON)}$ maka disipasi daya pada MOSFET semakin besar, sehingga efisiensi semakin kecil.

4.1.3 Analisa penggunaan F_s terhadap tegangan keluaran buckboost konverter

Dari hasil pengujian dengan menggunakan dua besar frekuensi yang berbeda yaitu 31.37 KHz dan 16.2 KHz didapat nilai tegangan keluaran antara dua frekuensi tersebut berbeda. Pada Tabel 4.9 merupakan besar nilai tegangan keluaran pada F_s 31.37 KHz dan 16.2 KHz dengan kondisi $R_{load} = 20 \Omega$ dan IRF4905.

Tabel 4.9 Nilai tegangan keluaran pada F_s 31.37 KHz dan 16.2 KHz

D (%)	$F_s = 16.2 \text{ KHz}$		$F_s = 31.37 \text{ KHz}$	
	Vin (V)	Vout (V)	Vin (V)	Vout (V)
5	12	0.825	12	1.164
10	12	1.52	12	1.905
15	12	2.265	12	2.689
20	12	3.254	12	3.731
25	12	4.21	12	4.74
30	12	5.48	12	6.09
35	12	6.63	12	7.3
40	12	8.44	12	9.23
45	11.9	9.98	12	10.88
50	11.9	12.1	11.9	13.14
55	11.9	14.4	11.8	15.57
60	11.8	17.29	11.8	18.65
65	11.5	20.67	11.6	22.22

Dari data pada Tabel 4.9, nilai tegangan keluaran pada F_s 31.37 KHz dan 16.2 KHz terjadi perbedaan. Pada F_s 31.37 KHz tegangan keluaran lebih besar dari pada tegangan keluaran F_s 16.2 KHz. Hal ini dikarenakan faktor ripple tegangan pada output ($\Delta V_o/V_o$) pada F_s 31.37 KHz lebih kecil sehingga tegangan rata-rata (V_{mean}) yang terbaca pada multimeter lebih besar dibanding pada F_s 16.2 KHz. Di mana:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R_{load} \cdot C \cdot F_s}$$

4.1.4 Pengujian PWM

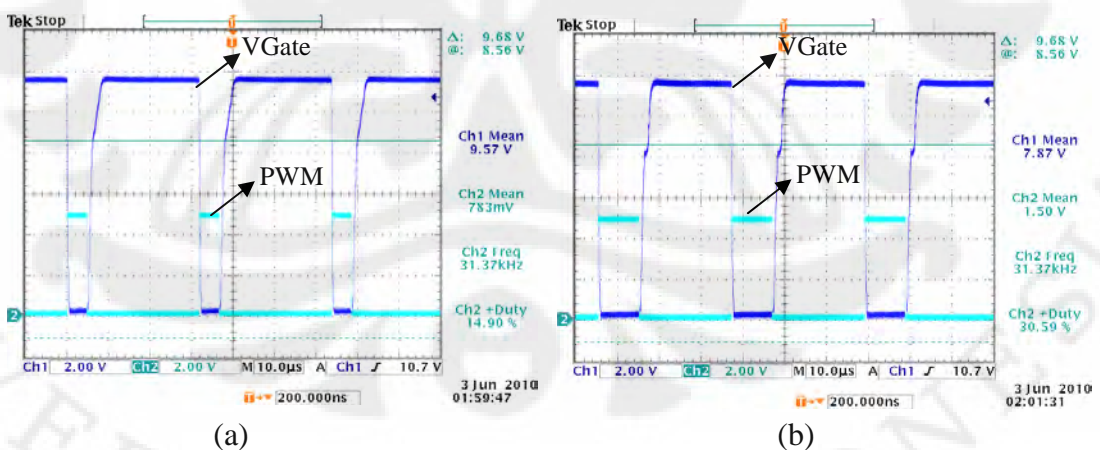
Perubahan nilai bit pada register PWM1a akan merubah nilai %*dutycycle*, perubahan nilai %D akan menyebabkan perubahan pada tegangan output, semakin besar nilai %D maka semakin besar nilai tegangan output. Pada perancangan PWM, besar frekuensi tergantung dari pengaturan prescale dan XTAL. Pada pengujian, besar prescale = 1 dan XTAL = 16 M. Maka nilai frekuensi:

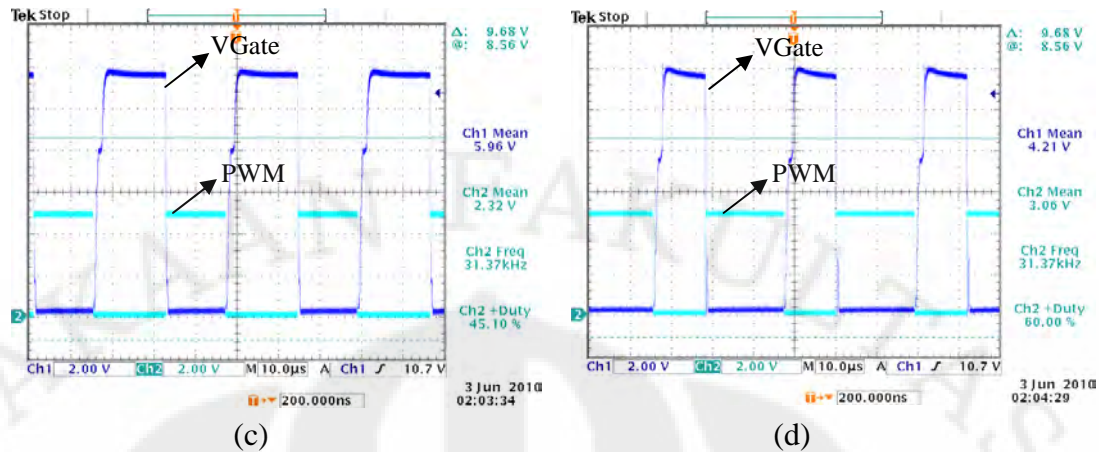
$$F_s = \frac{16000000}{255} \times \frac{1}{2} = 31.37 \text{ KHz}$$

Untuk mengatur *duty cycle*, pada program diatur nilai compare-nya.

- D = 15 % $\Rightarrow (255 \cdot 15) / 100 = 38.25 \approx 38$
- D = 30 % $\Rightarrow (255 \cdot 30) / 100 = 76.5 \approx 78$
- D = 45 % $\Rightarrow (255 \cdot 45) / 100 = 114.75 \approx 115$
- D = 60 % $\Rightarrow (255 \cdot 60) / 100 = 153 \approx 153$

Hasil pengujian PWM dapat dilihat pada Gambar 4.7 di mana $F_s = 31.37 \text{ KHz}$. Ch 1 = VGate dan Ch 2 = PWM. Duty cycle yang diuji adalah D = 15%, D = 30%, D = 45% dan D = 60%.



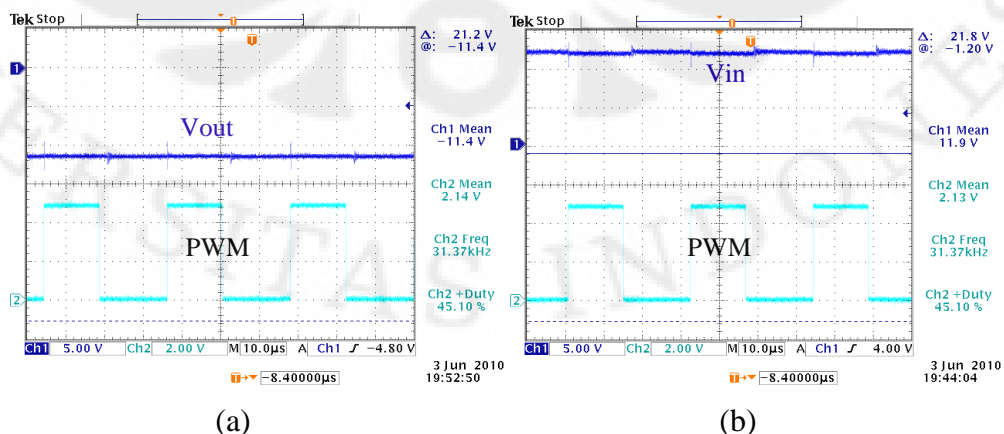


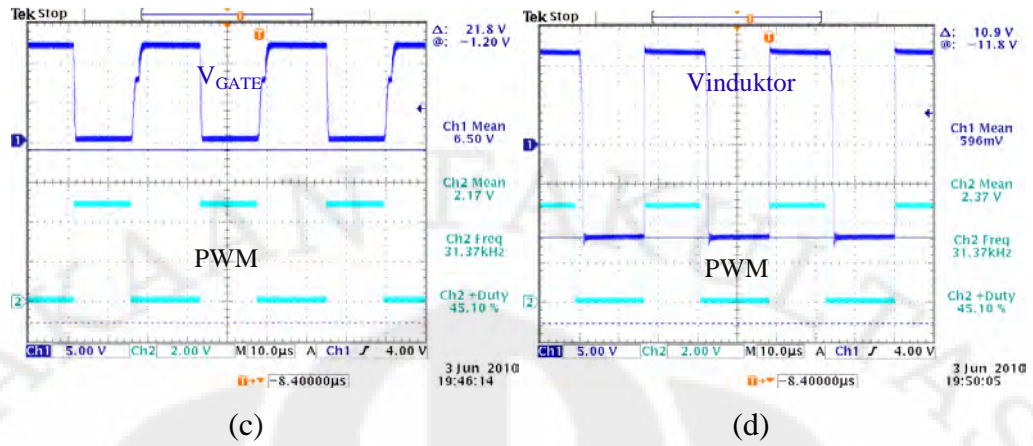
Gambar 4.7 Channel 1 V_{GS} dan Channel 2 PWM (a) $D=15\%$, (b) $D=30\%$,
(c) $D=45\%$, (d) $D=60\%$

Dari pengujian PWM, terjadi perbedaan antara nilai D hasil perancangan dan hasil pengujian. Namun perbedaannya tidak signifikan, hal ini disebabkan pembulatan nilai compare pada program PWM1a. Pada channel 1 merupakan V_{GS} yang besar *duty cycle*-nya berbanding terbalik dengan PWM. Untuk pengujian PWM, tingkat kesalahannya kecil. Sehingga nilai *duty cycle* PWM pengujian dengan perancangan sesuai.

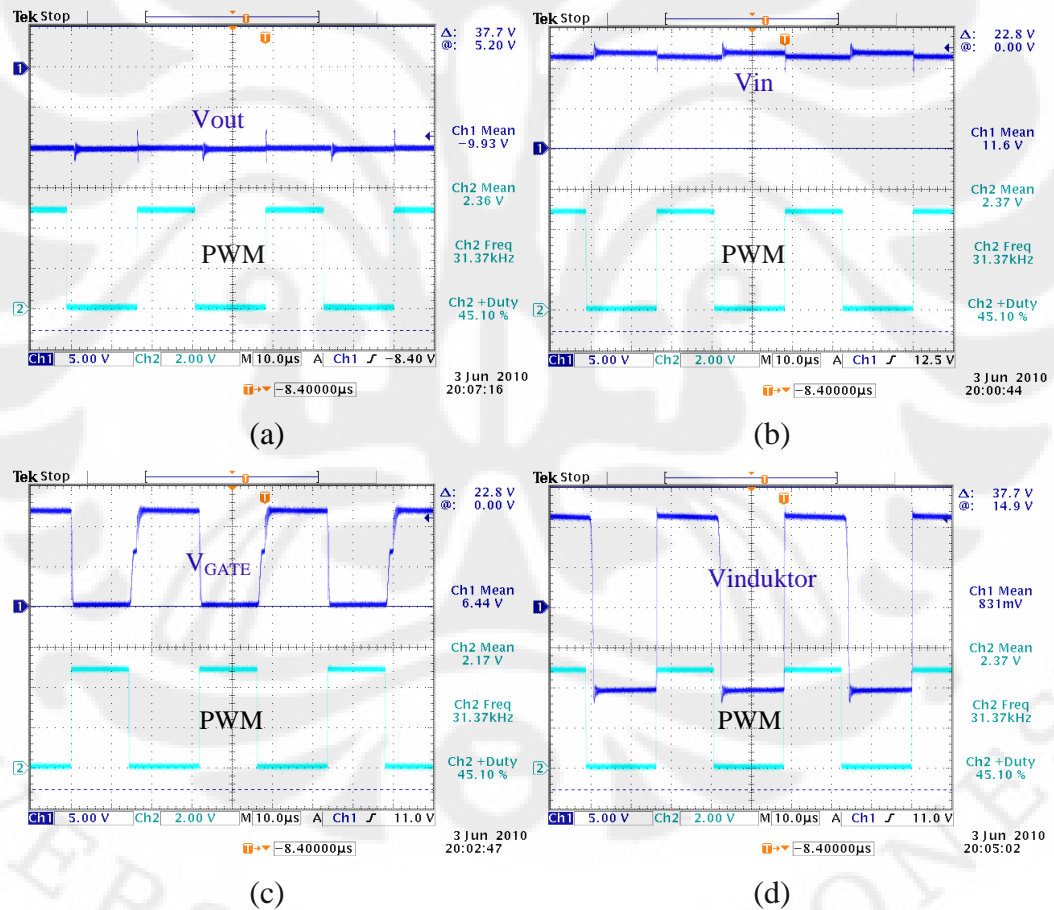
4.1.5 Bentuk Gelombang pada Masukan, Induktor dan Output

Pada subbab ini dibahas tentang bentuk gelombang pada rangkaian *buckboost* konverter. Untuk melihat bentuk gelombang digunakan oscilloskop merk Tektronik dengan membandingkan besar PWM terhadap bentuk gelombang lainnya dan pada beban bervariasi. Sehingga dapat diketahui pengaruh dari kenaikan beban.





Gambar 4.8 Bentuk gelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} = 12V$ dan $R_{load} = 20\Omega$. (a) V_{out} , (b) V_{in} , (c) V_{GATE} , (d) $V_{induktor}$



Gambar 4.9 Bentuk gelombang PWM dengan $D=45\%$, $V_{in} = 12V$ dan $R_{load} = 5\Omega$. (a) V_{out} , (b) V_{in} , (c) V_{GATE} , (d) $V_{induktor}$

Keterangan Gambar 4.8 dan 4.9:

a. Channel 1 pada:

- Gambar 4.8(a) adalah V_{out} pada beban 20Ω dan 4.9(a) adalah V_{out} pada beban 5Ω .
- Gambar 4.8(b) adalah V_{in} pada beban 20Ω dan 4.9(b) adalah V_{in} pada beban 5Ω .
- Gambar 4.8(c) adalah V_{GATE} pada beban 20Ω dan 4.9(c) adalah V_{GATE} pada beban 5Ω .
- Gambar 4.8(d) adalah $V_{induktor}$ pada beban 20Ω dan 4.9(d) adalah $V_{induktor}$ pada beban 5Ω .

b. Channel 2 adalah PWM dengan $D = 45\%$.

Berdasarkan Gambar 4.8 dan 4.9, kenaikan beban mempengaruhi bentuk gelombang pada masukan, induktor dan keluaran. Pada masukan dan keluaran muncul *ripple noise* saat beban bertambah. Ripple noise ini dikarenakan arus yang mengalir pada rangkaian menjadi besar sehingga V_{rcpp} (tegangan ripple peak-to-peak) pada kapasitor membesar. Hal ini dapat diketahui dari persamaan: $V_{rcpp} = ESR \times I_{DM}$, di mana ESR adalah hambatan dalam kapasitor dan I_{DM} adalah arus yang mengalir. Pada bentuk gelombang induktor, ada dua level yang dihasilkan yaitu level *high* di mana besar tegangannya sama dengan tegangan masukan dan level *low* di mana besar tegangannya sama dengan tegangan keluaran.

4.2 Pengujian Respon Keluaran Buckboost Konverter pada Fungsi Step

Pengujian dilakukan dengan cara memberikan nilai keluaran pada pwm 30 - 50%, 40 - 60% ,50 - 70% dan dalam fungsi step. Pengujian dilakukan pada beban 20Ω dan $V_{in} = 12V$ dan $V_g = V_{in}$. Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui nilai fungsi transfer rangkaian dengan pendekatan orde 1. Sehingga bisa dibuat model empirisnya. Model ini yang nantinya digunakan untuk pengontrolan. Kronologis pengujian yaitu pertama *duty cycle* di-set pada D terendah seperti 30%, kemudian dengan masa delay pada kondisi tersebut telah habis (10 detik) maka secara bersamaan nilai D berubah menjadi 50% dan pada PC.0 di-set '1' (sebagai fungsi

step). Lalu ulang pengujian di atas dengan PWM 40 - 60% dan 50 - 70%. Alat ukur yang digunakan osciloskop sehingga respon antara perubahan Vout dan fungsi step dapat terlihat.

Untuk menentukan parameter dari model yang telah dibuat tersebut, akan dilakukan perhitungan sederhana dari grafik (dengan menggunakan metode *process reaction curve*) yang dihasilkan selama pengambilan data. Model dinamis yang didapatkan ini kemudian akan digunakan sebagai model untuk menentukan parameter tuning pada PID sehingga didapatkan hasil pengendalian yang optimal.

Metode Process Reaction Curve

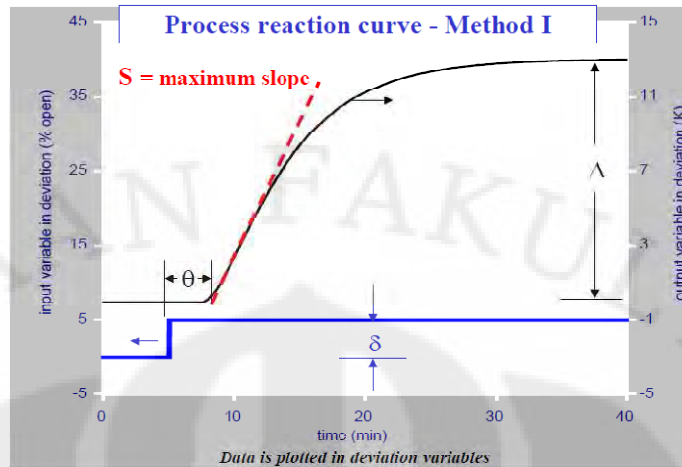
Metode ini merupakan metode yang umum digunakan untuk mendapatkan model secara empiris dan mampu menghasilkan model yang cukup akurat untuk aplikasi proses kendali. Terdapat 4 hal yang harus diperhatikan dalam pemodelan dinamis dengan menggunakan metode ini, yaitu:

1. Biarkan proses mencapai keadaan *steady state*
2. Berikan masukan sinyal step sebagai variabel input
3. Kumpulkan respons data input dan output sampai proses mencapai keadaan *steady state*
4. Lakukan kalkulasi dari grafik *process reaction curve* yang telah didapat

Hasil dari pengkalkulasian grafik *process reaction curve* tersebut akan digunakan untuk menghitung parameter-parameter model sistem ber-orde satu dengan *dead time*. Bentuk dari sistem ber-orde satu dengan *dead time* adalah sebagai berikut:

$$G_p(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_p e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (4.2)$$

Terdapat 2 teknik dalam menganalisa hasil grafik yang didapatkan. Metode yang pertama diadaptasi dari metode Ziegler Nichols (1942). Metode ini dapat ditunjukkan oleh grafik di bawah ini:



Gambar 4.10 *Process Reaction Curve* metode I[8]

Nilai parameter dari metode ini dicari dengan menggunakan rumus:

$$K_p = \Delta / \delta \quad (4.3)$$

$$\tau = \Delta / S \quad (4.4)$$

θ = pertemuan antara slope maksimum dengan nilai awal

Keterangan: K_p = gain

τ = time konstan

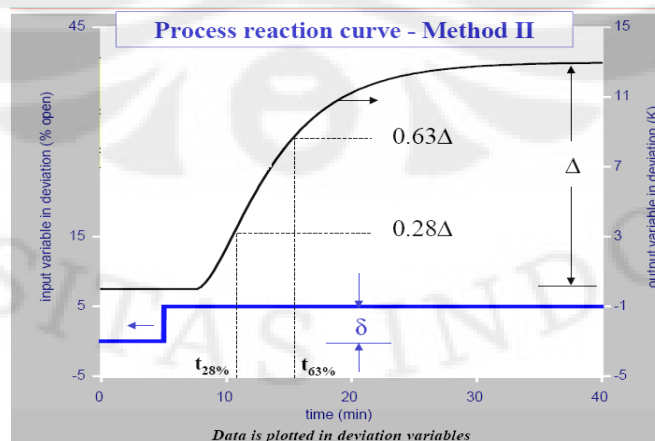
θ = dead time

Δ = perubahan magnitude steady state pada output

δ = perubahan magnitude steady state pada input

S = kemiringan/slope maksimum pada kurva output vs plot.

Selain cara diatas, terdapat juga metode kedua yang ditunjukkan oleh gambar di bawah ini:



Gambar 4.11 *Process Reaction Curve* metode II[8]

Langkah identifikasi model dengan metode ini adalah sebagai berikut:

1. Mencari kurva response tanpa sistem pengendali yang dianggap paling ideal dengan mengatur besar input step
2. Menghitung parameter K_p (gain), θ (dead time), dan τ (time constant) yang didapatkan berdasarkan Gambar 4.11 di atas, dimana:

$$K_p = \Delta/\delta \qquad \tau = 1.5 (t_{63\%} - t_{28\%}) \qquad \theta = t_{63\%} - \tau$$

Keterangan: Δ = perubahan magnitude steady state pada output

δ = perubahan magnitude steady state pada input

$t_{63\%}$ = waktu dibutuhkan untuk mencapai 63% dari nilai akhir

$t_{28\%}$ = waktu dibutuhkan untuk mencapai 28% dari nilai akhir

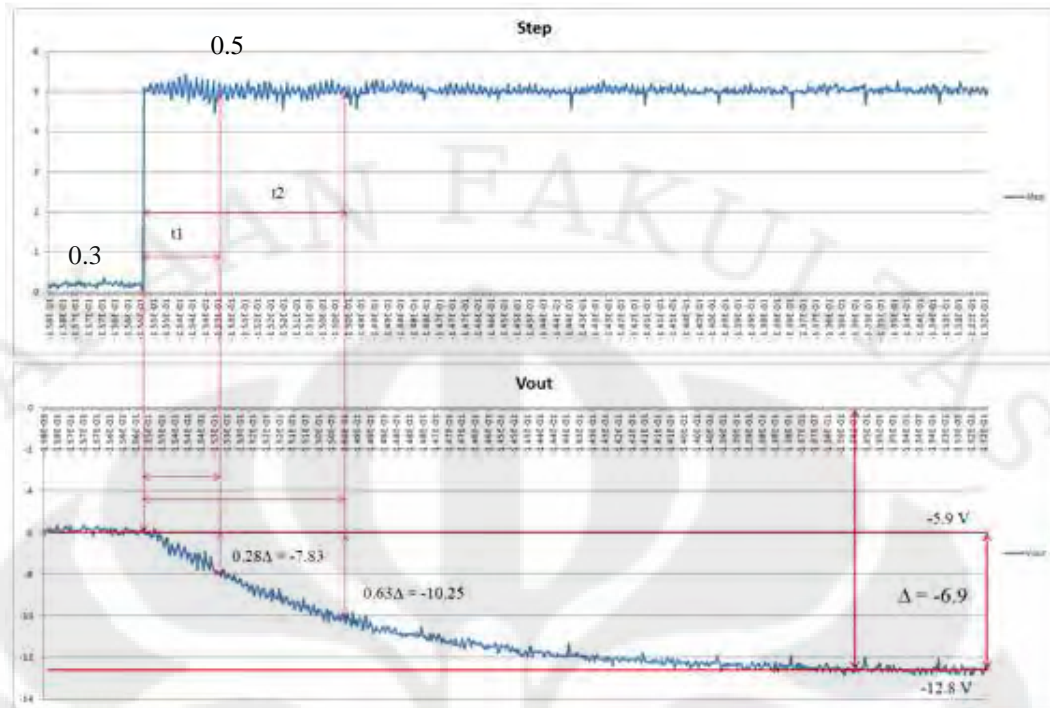
(dapat dilihat pada gambar respons keluaran)

3. Memodelkan sistem $G_p(s)$ sebagai model orde satu dengan *dead time* sesuai persamaan 4.2.

Di dalam penulisan skripsi ini digunakan metode yang kedua karena pada metode yang pertama terdapat kesulitan dalam menentukan besar slope terutama apabila sinyalnya memiliki frekuensi tinggi sehingga dapat mengakibatkan error estimasi parameter yang lebih besar.

4.2.1 Data dan Pemodelan Sistem saat PWM 30% ke 50%

Pada teori nilai δ (perubahan magnitude steady state pada input step) adalah 0.3 – 0.5. Namun pada pengujian nilai δ diubah dengan perubahan step 0 – 5 V. Berdasarkan pengambilan data yang telah dilakukan, grafik dari karakteristik output terhadap input adalah sebagai berikut:



Gambar 4.12 Data output sistem terhadap input step 0.3 ke 0.5

Pemodelan sistem dilakukan antara input tegangan step dan tegangan keluaran sehingga didapatkan hasil sebagai berikut:

$$\Delta = V_{50\%} - V_{30\%} = -12.8 - (-5.9) = -6.9$$

$$0.63\Delta = 0.63 \times (-6.9) = -4.347 \quad \Rightarrow V_{63\%} = -5.9 + (-4.347) = -10.247$$

$$0.28\Delta = 0.28 \times (-6.9) = -1.932 \quad \Rightarrow V_{28\%} = -5.9 + (-1.932) = -7.832$$

$$T1 = 1.9 \text{ ms} \quad ; \quad T2 = 5.6 \text{ ms}$$

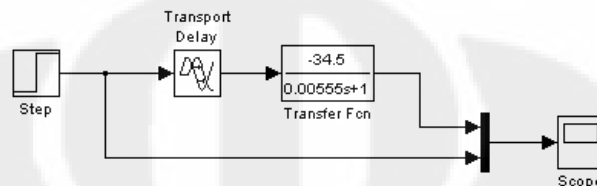
Analisa:

- $\delta = 50\% - 30\% = 20\% = 0.2$
- $K_p = \Delta / \delta = -6.9 / 0.2 = -34.5$
- $\tau = 1.5(5.6 - 1.9) \times 10^{-3} = 5.55 \times 10^{-3} \text{ s} = 0.00555 \text{ s}$
- $\theta = (5.6 - 5.55) \times 10^{-3} = 0.00005 \text{ s}$

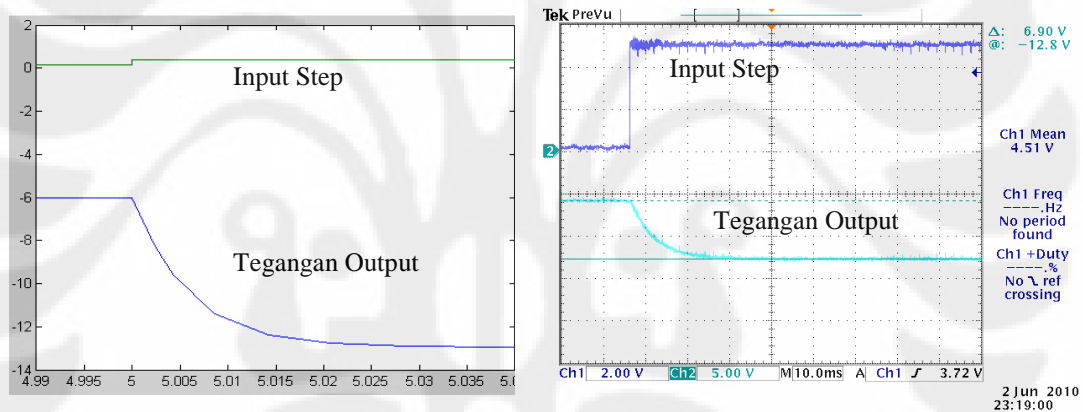
Jadi, Fungsi Step pada PWM 30 - 50%:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-34.5 \cdot e^{-(0.05 \times 10^{-3})s}}{0.00555s + 1}$$

Setelah mendapatkan fungsi step respon, maka dilakukan simulasi pada simulink MATLAB. Di mana blok fungsi step diisi parameter δ , transport delay diisi θ dan blok transfer function untuk numerator adalah K_p sedangkan denominator τ . Hasil simulasi MATLAB sebagai berikut:



Gambar 4.13 Simulink MATLAB dengan input step 0.3 ke 0.5



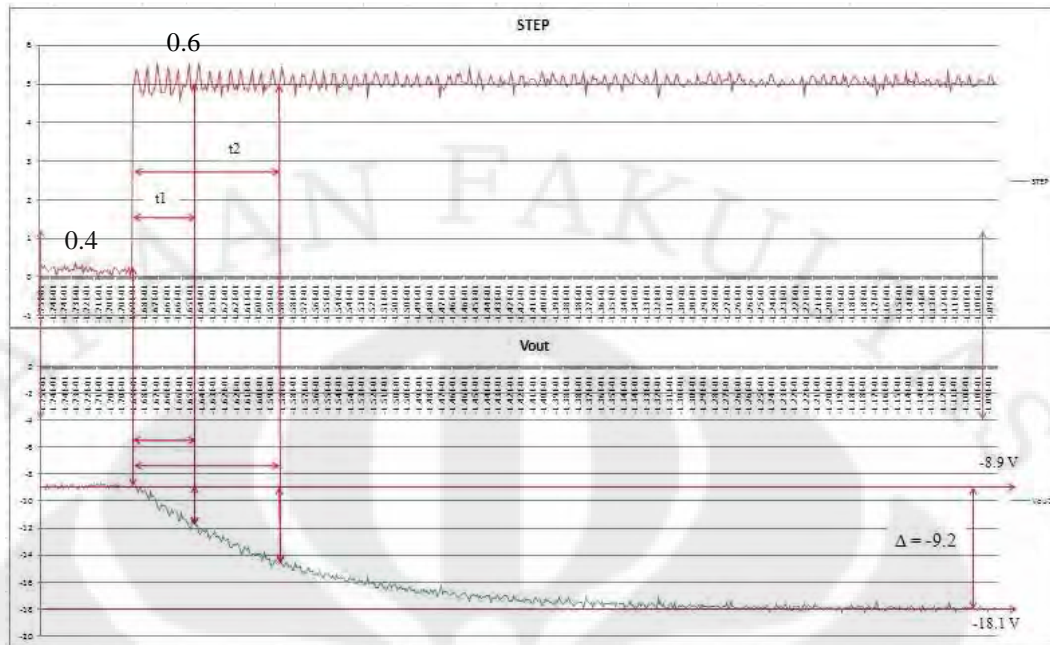
(a)

(b)

Gambar 4.14 Respon keluaran dan input step 0.3 ke 0.5 (a) Hasil simulasi (b) Pengukuran

4.2.2 Data dan Pemodelan Sistem saat PWM 40% ke 60%

Pada teori nilai δ (perubahan magnitude steady state pada input step) adalah 0.4 – 0.6. Namun pada pengujian nilai δ diubah dengan perubahan step 0 – 5 V. Berdasarkan pengambilan data yang telah dilakukan, grafik dari karakteristik output terhadap input adalah sebagai berikut:



Gambar 4.15 Data output sistem terhadap input step 0.4 ke 0.6

Pemodelan sistem dilakukan antara input tegangan step dan tegangan keluaran sehingga didapatkan hasil sebagai berikut:

$$\Delta = V_{60\%} - V_{40\%} = -18.1 - (-8.9) = -9.2$$

$$0.63\Delta = 0.63 \times (-9.2) = -5.796 \quad \Rightarrow V_{63\%} = -8.9 + (-4.347) = -11.476$$

$$0.28\Delta = 0.28 \times (-9.2) = -2.576 \quad \Rightarrow V_{28\%} = -8.9 + (-1.932) = -10.832$$

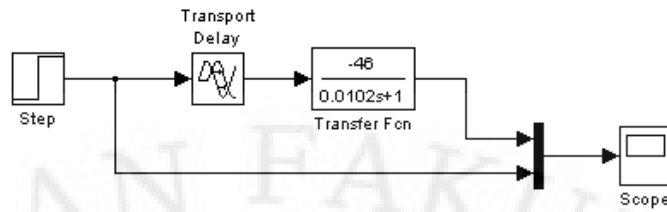
$$T1 = 3.6 \text{ ms} \quad ; \quad T2 = 10.4 \text{ ms}$$

Analisa:

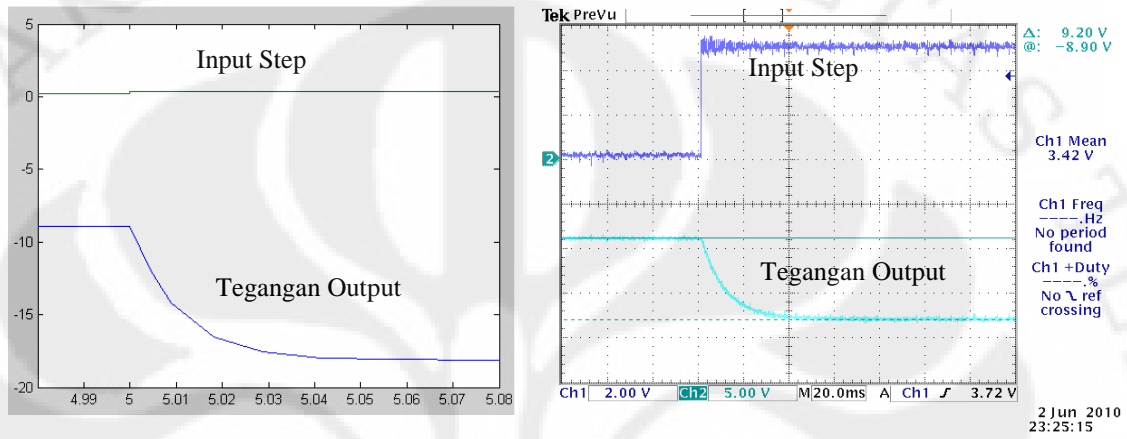
- $\delta = 60\% - 40\% = 20\% = 0.2$
- $K_p = \Delta / \delta = -9.2 / 0.2 = -46$
- $\tau = 1.5(10.4 - 3.6) \times 10^{-3} = 10.2 \times 10^{-3} \text{ s} = 0.0102 \text{ s}$
- $\theta = (10.4 - 10.2) \times 10^{-3} = 0.2 \text{ ms} = 0.0002 \text{ s}$

Jadi, Fungsi Step pada PWM 40 - 60%:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-46.e^{-(0.2 \times 10^{-3})s}}{0.0102s + 1}$$



Gambar 4.16 Simulink MATLAB dengan input step 0.4 ke 0.6

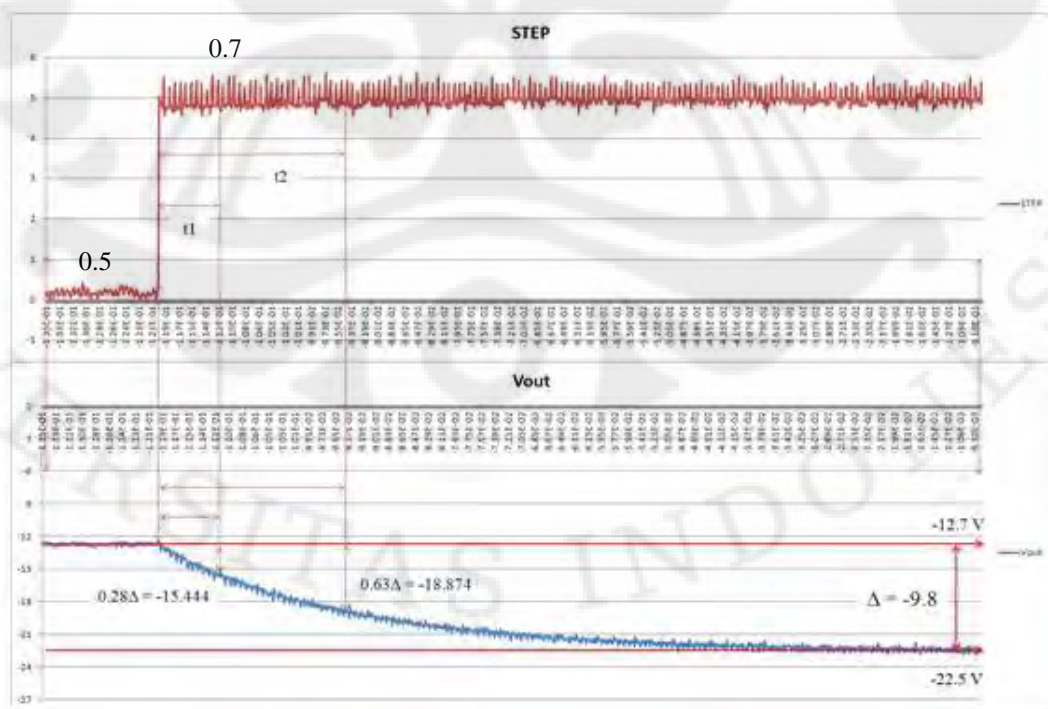


(a)

(b)

Gambar 4.17 Respon keluaran dan input step 0.4 ke 0.6 (a) Hasil Simulasi (b) Pengukuran

4.2.3 Data dan Pemodelan Sistem saat PWM 50% ke 70%



Gambar 4.18 Data output sistem terhadap input step 0.5 ke 0.7

Pada teori nilai δ (perubahan magnitude steady state pada input step) adalah 0.5 – 0.7. Namun pada pengujian nilai δ diubah dengan perubahan step 0 – 5 V. Berdasarkan pengambilan data yang telah dilakukan, grafik dari karakteristik output terhadap input terlihat seperti pada Gambar 4.18.

Pemodelan sistem dilakukan antara input tegangan step dan tegangan keluaran sehingga didapatkan hasil sebagai berikut:

$$\Delta = V_{70\%} - V_{50\%} = -22.5 - (-12.7) = -9.8$$

$$0.63\Delta = 0.63 \times (-9.8) = -6.174 \quad \Rightarrow V_{63\%} = -12.7 + (-6.174) = -18.874$$

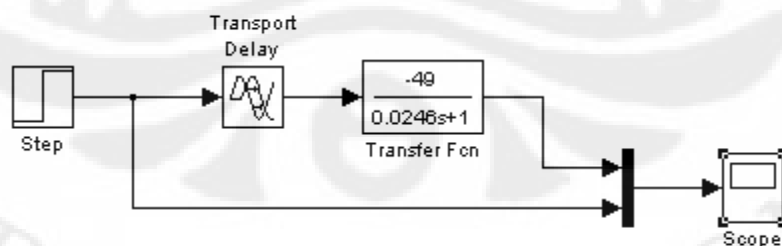
$$0.28\Delta = 0.28 \times (-9.8) = -2.744 \quad \Rightarrow V_{28\%} = -12.7 + (-2.744) = -15.444$$

$$T1 = 0.8 \text{ ms} \quad ; \quad T2 = 26.2 \text{ ms}$$

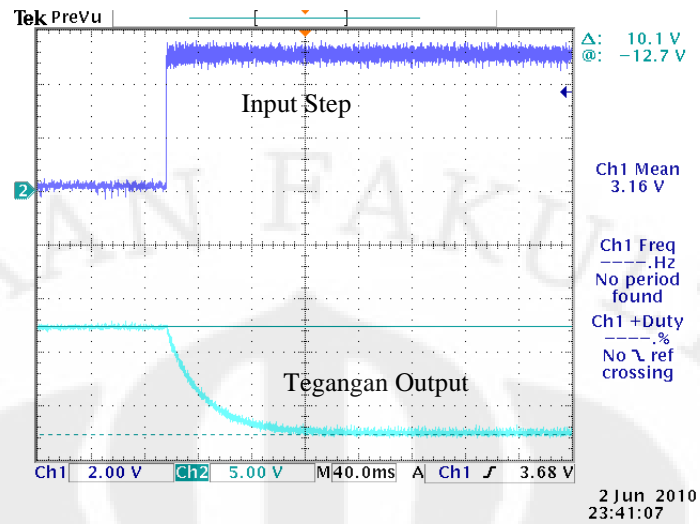
Analisa:

- $\delta = 70\% - 50\% = 20\% = 0.2$
- $Kp = \Delta / \delta = -9.8 / 0.2 = -49$
- $\tau = 1.5(26.2 - 0.8) \times 10^{-3} = 0.0261 \text{ s}$
- $\theta = (26.2 - 26.1) \times 10^{-3} = 0.0001 \text{ s}$

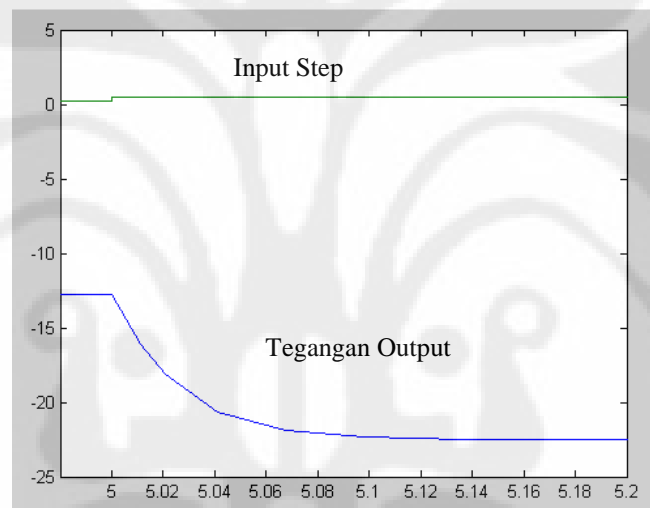
Jadi, Fungsi Step pada PWM 50 - 70%:
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-49.e^{(0.1 \times 10^{-3})s}}{0.0261s + 1}$$



Gambar 4.19 Simulink MATLAB dengan input step 0.5 ke 0.7



(a)



(b)

Gambar 4.20 Respon keluaran dan input step 0.5 ke 0.7 (a) Hasil simulasi (b) Pengukuran

BAB V KESIMPULAN

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil pengujian dan analisa dapat disimpulkan bahwa:

1. Buckboost dapat menghasilkan tegangan keluaran lebih besar atau lebih kecil dari tegangan masukan. Polaritas tegangan keluaran buckboost berbanding terbalik dengan tegangan masukan (*voltage inverting*).

Tabel 5.1 Nilai Vout terhadap Vs berdasarkan *duty cycle* (D)

Duty Cycle PWM (D)	Vs, Vout
$D > 0,5$	$V_{out} > V_s$
$D < 0,5$	$V_{out} < V_s$
$D = 0,5$	$V_{out} = V_s$

2. Nilai efisiensi pada rangkaian *buckboost* adalah rendah. Terutama pada beban yang besar. Hal ini dikarenakan banyaknya daya yang hilang pada komponen *switching*.
3. Pada PWM rendah, nilai efisiensi juga rendah. Hal ini dikarenakan nilai tegangan dan arus keluaran kecil. Sedangkan pada saat arus mengalir maka ada daya yang hilang pada komponen *switching*.
4. Dari data analisa dan pengujian, penggunaan jenis MOSFET sangat mempengaruhi efisiensi dan tegangan keluaran. Nilai R_{DS} yang besar mengakibatkan *power losses* yang besar pada MOSFET sehingga efisiensi semakin turun.
5. Faktor terbesar daya yang hilang adalah induktor sekitar 88% dari keseluruhan *power losses*. Nilai r_L yang besar sekitar 0.32Ω mengakibatkan *power losses* yang besar terutama pada arus yang besar. Kondisi *power losses* terbesar terjadi pada beban 2.5Ω .
6. Pada pengujian PWM, nilai *duty cycle* masih dalam toleransi perancangan. Perbedaan nilai yang kecil dikarenakan pembulatan nilai *compare* pada program PWM.

7. Meningkatnya besar beban mengakibatkan ripple voltage tegangan keluaran meningkat, karena pada peningkatan besar beban maka arus yang mengalir juga meningkat. Sehingga tegangan ripple output juga meningkat. $V_{r\text{cpp}} = ESR_{\text{kapasitor}} \times I_{\text{DM}}$.
8. Penggunaan *duty cycle* di atas 50% cukup kritis dan sebaiknya digunakan pada *duty cycle* di bawah 80 % untuk beban kecil, karena pada kondisi tersebut level high lebih dominan sehingga arus lebih mengalir ke GND. Bila *duty cycle* terus dinaikan maka arus akan lebih banyak mengalir ke GND. Sehingga terjadi *over current* dan bisa merusak MOSFET.
9. Fungsi step dari respon buck boost konverter adalah sebagai berikut:

- Fungsi Step pada PWM 30 - 50%:
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-34.5.e^{-(0.05 \times 10^{-3})s}}{0.00555s + 1}$$

- Fungsi Step pada PWM 40 - 60%:
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-46.e^{-(0.2 \times 10^{-3})s}}{0.0102s + 1}$$

- Fungsi Step pada PWM 50 - 70%:
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-49.e^{(0.1 \times 10^{-3})s}}{0.0261s + 1}$$

DAFTAR ACUAN

- [1] Kazimierczuk, Marian. (2008). *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*". Wright state University Dayton, Ohio, USA.
- [2] W.Hart, Danil. (1997). *Introduction to Power Electronics*. Valparaiso University, Indiana: Prentice-Hall International, Inc.
- [3] Yuk-Ming Lai, Siew-Chong Tan, and Chi-Kin Wu. *Design of a PWM Based Sliding Mode Controlled Buck-Boost Converter in Continuous-Conduction-Mode*. Hongkong Polytechnic University.
- [4] Ananaba, Kemjika. Design and Implementation of a Buck Converter.
- [5] Arindra, D Dharma. (2008). Desain Buckboost Konverter pada Rectifier tak Terkontrol 1 Phase Berbasis Mikrokontroler. Elektro Industri Politeknik Elektronika Negeri Surabaya.
- [6] Membangun Sinyal PWM pada AVR dengan BASCOM AVR
www.juraganelektro.com . 27 Maret 2010.
- [7] Marlin, Thomas E. (1999). "Process Control, Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance". McGraw-Hill International Editions.
- [8] Roger, Everett. (2002). *Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies*. Texas Instrument.

DAFTAR PUSTAKA

- Kazimierczuk, Marian. (2008). *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. Wright state University Dayton, Ohio, USA.
- W.Hart, Danil. (1997). *Introduction to Power Electronics*. Valparaiso University, Indiana: Prenice-Hall International, Inc.
- Yuk-Ming Lai, Siew-Chong Tan, and Chi-Kin Wu. *Design of a PWM Based Sliding Mode Controlled Buck-Boost Converter in Continuous-Conduction-Mode*. Hongkong Polytechnic University.
- Ananaba, Kemjika. Design and Implementation of a Buck Converter.
- Arindra, D Dharma. (2008). Desain Buckboost Konverter pada Rectifier tak Terkontrol 1 Phase Berbasis Mikrokontroler. Elektro Industri Politeknik Elektronika Negeri Surabaya.
- Membangun Sinyal PWM pada AVR dengan BASCOM AVR
www.juraganelektro.com . 27 Maret 2010.
- Marlin, Thomas E. (1999). "Process Control, Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance". McGraw-Hill International Editions.
- Roger, Everett. (2002). *Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies*. Texas Instrument.



LAMPIRAN 1
SKEMATIK RANGKAIAN BUCK BOOST
KONVERTER

LAMPIRAN 2
FOTO ALAT





Tampak Atas



Tampak Depan