



TUGAS AKHIR -TE 141599

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI KONVERTER DC-DC RASIO
TINGGI BERBASIS PENSAKLARAN KAPASITOR DAN
INDUKTOR TERKOPEL UNTUK APLIKASI PADA
*PHOTOVOLTAIC***

Gusti Rinaldi Zulkarnain
NRP 2212 100 118

Dosen Pembimbing
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D.

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2016



FINAL PROJECT-TE 141599

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH SWITCHED-CAPACITOR AND COUPLED-INDUCTOR FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATION

Gusti Rinaldi Zulkarnain
NRP 2212 100 118

Advisor

Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D.

ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTEMENT
Faculty of Industrial Technology
Sepuluh Nopember Institute of Technology
Surabaya 2016

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI KONVERTER DC-DC RASIO
TINGGI BERBASIS PENSAKLARAN KAPASITOR DAN
INDUKTOR TERKOPEL UNTUK APLIKASI PADA
PHOTOVOLTAIC**

TUGAS AKHIR

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

Menyetujui :

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II



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

Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D.
NIP. 196608111992031003



DESAIN DAN IMPLEMENTASI KONVERTER DC-DC RASIO TINGGI BERBASIS PENSAKLARAN KAPASITOR DAN INDUKTOR TERKOPEL UNTUK APLIKASI PADA PHOTOVOLTAIC

ABSTRAK

Seiring dengan berkembangnya pembangkit listrik yang menggunakan *photovoltaic* sebagai salah satu energi terbarukan, maka berdampak kepada perkembangan teknologi konverter. Tegangan *output* dari sel surya masih perlu ditingkatkan agar mampu dihubungkan pada jala-jala. Konverter boost merupakan alat yang digunakan untuk meningkatkan keluaran dari modul *photovoltaic*. Salah satu pengembangan topologi konverter boost untuk aplikasi keluaran *photovoltaic* yaitu konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. Konverter ini merupakan pengembangan dari konverter gabungan *boost-flyback* yang ditambahkan rangkaian pensaklaran kapasitor. Kelebihan dari konverter ini adalah memiliki rasio konversi dan efisiensi yang lebih tinggi dibanding konverter gabungan *boost-flyback*. Tegangan keluaran konverter ini dapat digunakan untuk aplikasi inverter *grid connected* dengan menggunakan sumber modul *photovoltaic*. Efisiensi konverter mencapai 91,73%. Konverter memiliki rasio konversi hingga 12 kali dengan *duty cycle* sebesar 50%. Konverter ini mampu menjaga tegangan output konstan ketika tegangan inputnya berubah-ubah. Jadi konverter ini sangat cocok diaplikasikan pada sumber energi alternatif yang menghasilkan tegangan DC rendah seperti *photovoltaic*.

Kata kunci : Induktor-Kopel, Konverter DC-DC, Pensaklaran Kapasitor, *Photovoltaic*.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH SWITCHED-CAPACITOR AND COUPLED-INDUCTOR FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATION

ABSTRACT

During the development of power plants using photovoltaic as renewable energy, then impact to development of the converter technology. Output voltage of photovoltaic must step up for grid connected. Boost converter is circuit that can boost output voltage of photovoltaic modules. One topologies development of boost converter is high step up DC-DC converter with switched capacitor and coupled inductor. This converter is developed from integrated boost-flyback converter which is added with switched-capacitor technology. The advantages of this converter is having high efficiency and voltage gain. The output voltage of this converter can be used for grid connected inverter application using photovoltaic. Efficiency of converter up to 91,73%. Converter has high ratio conversion 12 times with duty cycle 50%. This converter can maintain constant output voltage for variable input voltage. So this converter is proper for used in renewable energy that produce low output DC voltage such as photovoltaic.

Keywords : Coupled inductor, DC-DC converter, Switched Capacitor, Photovoltaic

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
LEMBAR KEASLIAN TUGAS AKHIR	
LEMBAR PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	ix
DAFTAR TABEL	xi
BAB 1 PENDAHULUAN	
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah	2
1.3 Tujuan	2
1.4 Batasan Masalah	3
1.5 Metodologi	3
1.6 Sistematika Penulisan	4
1.7 Relevansi	5
BAB 2 KONVERTER DC-DC RASIO TINGGI BERBASIS PENSAKLARAN KAPASITOR DAN INDUKTOR TERKOPEL	
2.1 Integrated Boost-Flyback Converter (IBFC)	7
2.1.1 Analisis Saklar Tertutup	8
2.1.2 Analisis Saklar Terbuka	9
2.2 Konverter DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel	11
2.2.1 Induktor Kopel	12
2.2.2 Pensaklaran Kapasitor	14
2.2.3 Analisis Kondisi Tunak	16
2.2.4 Penurunan Persamaan Rasio Konversi Konverter	21
2.2.5 Penurunan Parameter Komponen	25
2.2.6 Analisis Kondisi Dinamis	27
BAB 3 DESAIN, SIMULASI DAN IMPLEMENTASI KONVERTER	
3.1 Diagram Blok Sistem	29

3.2	Modul <i>Photovoltaic</i> sebagai Input Konverter.....	30
3.3	Desain Konverter DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel.....	32
3.3.1	Penentuan Rasio Konversi dan <i>Duty Cycle</i>	33
3.3.2	Penentuan Nilai Beban	34
3.3.3	Penentuan Rasio Konversi dan <i>Duty Cycle</i>	34
3.3.4	Penentuan Nilai Kapasitor	36
3.3.5	Penentuan Dioda.....	38
3.3.6	Penentuan MOSFET.....	39
3.3.7	Simulasi pada Kondisi Tunak	40
3.4	Konverter pada Kondisi Dinamis.....	43
3.5	Implementasi.....	45
 BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA		
4.1	Alat Pengujian	47
4.2	Pengujian Sinyal PWM.....	48
4.3	Pengujian Sinyal Pensaklaran pada Dioda.....	49
4.4	Pengujian Arus dan Tegangan pada Induktor Terkopel.....	50
4.5	Pengujian Tegangan Kapasitor	52
4.6	Pengujian Rasio Konversi.....	54
4.7	Pengujian Efisiensi	55
4.8	Pengujian Menggunakan Modul <i>Photovoltaic</i>	56
4.9	Pengujian Respon Dinamik Konverter	57
 BAB 5 PENUTUP		
5.1	Kesimpulan	59
5.2	Saran	59
 DAFTAR PUSTAKA		61
RIWAYAT HIDUP PENULIS.....		63
LAMPIRAN.....		65

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1	Spesifikasi Awal Desain Konverter	31
Tabel 3.2	Rasio Konversi pada Konverter	32
Tabel 3.3	Parameter Kopel Induktor	35
Tabel 3.4	Parameter Komponen Berdasarkan Hasil Perhitungan	39
Tabel 3.5	Parameter Komponen Konverter Implementasi	44

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Rangkaian Konverter Boost.....	7
Gambar 2.2	Rangkaian Konverter Flyback	8
Gambar 2.3	Rangkain Integrasi Boost-Flyback.....	8
Gambar 2.4	Konverter Integrasi <i>Boost-Flyback</i> pada saat sakelar S1 konduksi.	9
Gambar 2.5	Konverter Integrasi <i>Boost-Flyback</i> saat sakelar S1 terbuka	9
Gambar 2.6	Rangkaian Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel.....	11
Gambar 2.7	Arah Aliran Fluks Induktor Kopel.....	12
Gambar 2.8	Pemodelan Induktor Terkopel	13
Gambar 2.9	Pensaklaran Kapasitor Saat Saklar ON dan OFF.....	14
Gambar 2.10	Mode Operasi I (t_0-t_1).....	16
Gambar 2.11	Mode Operasi II (t_1-t_2).....	17
Gambar 2.12	Mode Operasi III (t_2-t_3)	18
Gambar 2.13	Mode Operasi IV (t_3-t_4).....	18
Gambar 2.14	Mode Operasi V (t_4-t_5).....	19
Gambar 2.15	Bentuk Gelombang Karakteristik Konverter.....	20
Gambar 2.16	Diagram Blok Sistem saat Kondisi Dinamis	27
Gambar 3.1	Diagram Blok Keseluruhan Sistem Konverter	29
Gambar 3.2	Kurva I-V Photovoltaic dengan Perubahan Iradiasi	30
Gambar 3.3	Kurva P-V Photovoltaic dengan Perubahan Iradiasi.....	31
Gambar 3.4	Nameplate Modul Photovoltaic	31
Gambar 3.5	Grafik Penguatan Tegangan pada Konverter.....	33
Gambar 3.6	Dioda MUR 1560.....	39
Gambar 3.7	MOSFET IRFP 460.....	40
Gambar 3.8	Simulasi <i>Steady State</i> Konverter.....	40
Gambar 3.9	Bentuk Gelombang Pensaklaran pada Dioda dan MOSFET	41
Gambar 3.10	Gelombang Arus Induktor I_k dan I_{Lm}	42
Gambar 3.11	Gelombang Tegangan Kapasitor.....	43
Gambar 3.12	Simulasi Kondisi Dinamis	44
Gambar 3.13	Respon Kontroller Akibat Perubahan Tegangan Input.....	44
Gambar 3.15	Implementasi Alat	46
Gambar 4.1	Alat Pengujian.....	47
Gambar 4.2	Sinyal Pensaklaran MOSFET	48
Gambar 4.3	Sinyal Pensaklaran pada Dioda D_1 , D_3 dan D_5	49

Gambar 4.4	Sinyal Pensaklaran pada Dioda D_2 , D_4 dan D_0	50
Gambar 4.5	Gelombang Tegangan dan Arus Kopel Induktor Sisi Primer.....	51
Gambar 4.6	Gelombang Tegangan dan Arus Kopel Induktor Sekunder.	51
Gambar 4.7	Tegangan Kapasitor C_1 , C_3 dan C_4	52
Gambar 4.8	Tegangan kapasitor C_2 , C_5 dan C_0	53
Gambar 4.9	Grafik Pengujian Rasio Konversi	54
Gambar 4.10	Grafik Pengujian Efisiensi Konverter	56
Gambar 4.11	Peralatan Pengujian Menggunakan <i>Photovoltaic</i> sebagai <i>Input</i> Konverter	57
Gambar 4.12	Grafik Pengujian Menggunakan Modul Photovoltaic.....	57
Gambar 4.13	Hasil Pengujian Respon Dinamik Konverter.....	58

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Saat ini sistem pembangkit menggunakan energi terbarukan banyak dikembangkan di berbagai daerah. Salah satu sistem energi terbarukan yang banyak digunakan yaitu sel surya. Sel surya atau sering disebut *photovoltaic* merupakan alat yang digunakan untuk mengkonversi cahaya matahari menjadi energi listrik. Intensitas cahaya matahari sangat berpengaruh terhadap sistem kerja sel surya. Hal tersebut mengakibatkan tegangan dan daya *output* yang dihasilkan sel surya bervariasi. Masih rendahnya tegangan *output* sel surya mengakibatkan sel surya tidak bisa langsung dihubungkan pada sistem *grid*. Sehingga dibutuhkan konverter DC-DC yang memiliki rasio konversi tinggi untuk menaikkan tegangan *output* sel surya agar bisa dihubungkan pada sistem *grid* [1].

Konverter *boost* adalah konverter DC-DC yang digunakan untuk meningkatkan tegangan DC *output* sel surya dengan cara mengatur *duty cycle*. Semakin tinggi tegangan rasio konversi maka semakin besar nilai *duty cycle* [2]. Namun dalam prakteknya tingginya nilai *duty cycle* tidak sesuai dengan kondisi dari peralatan yang ada seperti meningkatnya rugi-rugi konduksi dan tingginya arus transien pada sistem pensaklaran. Selain itu, semakin besar nilai *duty cycle* maka mengakibatkan adanya masalah *reverse recovery*, efisiensi rendah dan pengaruh elektromagnetik (EMI) [3].

Beberapa konverter seperti konverter *forward* dan *flyback* telah digunakan untuk mendapatkan rasio konversi yang tinggi dengan mengatur perbandingan belitan menggunakan trafo frekuensi tinggi atau sering disebut induktor terkopel. Konverter ini hanya bergantung pada perbandingan belitan antara sisi primer dan sekunder dari induktor terkopel. Sehingga sistem pensaklaran utama akan mengalami tegangan *spike* yang tinggi dan banyak kehilangan daya yang diakibatkan oleh induktansi bocor dari induktor terkopel [4]. Rangkaian snubber digunakan untuk mengurangi permasalahan tegangan *spike* pada sistem pensaklaran. Namun, hal tersebut menambah biaya pembuatan serta mengurangi efisiensi dari peralatan.

Berbagai topologi dapat digunakan untuk memperoleh efisiensi dan rasio konversi yang tinggi tanpa harus beroperasi pada *duty cycle* yang tinggi. Konverter DC-DC dengan menggunakan induktor terkopel

telah banyak digunakan untuk meningkatkan rasio konversi dengan cara mengatur perbandingan lilitan pada sisi primer dan sekunder [5]. Penambahan rangkaian clamper dapat mengurangi tegangan *spike* pada sistem pensaklaran [6]. Sisi sekunder dari induktor terkopel difungsikan sebagai rangkaian *flyback* dan rangkaian *forward* untuk meningkatkan rasio konversi serta mampu *me-recycle* energi pada induktansi bocor dari induktor terkopel. Peningkatan rasio pada konverter juga dapat diperoleh dengan menggunakan pensaklaran kapasitor atau teknik *voltage-lift*.

Pada Tugas Akhir ini akan diusulkan konverter DC-DC penguat tegangan tinggi berbasis teknik pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel untuk memperoleh rasio konversi yang tinggi. Induktor terkopel akan dipersikan sebagai konverter *flyback* dan *forward*. Kapasitor akan *charge* secara parallel dan kemudian *dishrage* secara seri oleh bagian sekunder dari induktor terkopel. Disamping itu, pada sisi sekunder induktor terkopel dapat mengurangi masalah *reverse recovery* pada diode sehingga rugi-rugi dapat dikurangi. Rangkaian *passive clamp* ditambahkan untuk mempertahankan tegangan pada pensaklaran dan *merecycle* energi dari induktor bocor pada induktor terkopel sehingga diperoleh efisiensi dan rasio konversi yang tinggi.

1.2 Perumusan Masalah

Permasalahan yang akan dibahas dalam Tugas Akhir ini adalah:

1. Mendesain dan mengimplementasikan konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor menggunakan beban resistif.
2. Melakukan analisis rasio konversi dan efisiensi daya pada konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor.
3. Melakukan pengujian konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor pada kondisi *steady state* dan kondisi dinamis.

1.3 Tujuan

Tujuan yang ingin dicapai pada Tugas Akhir ini adalah :

1. Mendesain dan mengimplementasikan konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor untuk aplikasi photovoltaic.

2. Mengetahui rasio konversi dan efisiensi dari implementasi konverter pada daya *output* minimum hingga daya *output* maksimum.

1.4 Batasan Masalah

Adapun batasan masalah pada Tugas Akhir ini adalah:

1. Implementasi alat disesuaikan dengan komponen-komponen yang ada dipasaran dan peralatan pendukung yang tersedia di laboratorium.
2. Pengujian alat menggunakan sumber tegangan *input* DC *variable* yang terdapat di laboratorium dan beban menggunakan resistor.
3. Semua analisis perhitungan dilakukan pada kondisi tunak dan semua komponen dianggap ideal.
4. Perancangan dan implementasi belum menggunakan kontrol *Maximum Power Point Tracking* (MPPT).

1.5 Metodologi

Metode penelitian yang digunakan pada Tugas akhir ini adalah sebagai berikut :

1. Studi Literatur

Kegiatan mempelajari hal-hal yang berkaitan dengan konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor. Beberapa hal yang perlu dipelajari diantaranya prinsip kerja konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor, rangkaian terintegrasi *boost-flyback* konverter, rangkain *passive clamp* yang mampu me-*recycle* energi dari induktor bocor pada induktor-kopel, pembuatan induktor-kopel, prinsip kerja dan cara pembuatan PWM menggunakan Arduino-Uno dan mempelajari karakteristik setiap komponen yang digunakan untuk implementasi konverter.

2. Desain dan Simulasi

Pada tahap ini dilakukan perhitungan secara matematis mengenai rasio konversi dari konverter yang diusulkan, menghitung nilai-nilai komponen yang digunakan pada konverter. Selanjutnya dilakukan simulasi menggunakan *software* untuk memastikan bahwa konverter dapat bekerja sesuai dengan desain yang diinginkan.

3. Implementasi Alat

Pada tahap ini dilakukan pembuatan konverter sesuai dengan perhitungan hasil desain. Beberapa komponen yang diperlukan yaitu satu saklar MOSFET, 6 kapasitor, 6 dioda, resistor dan sebuah induktor-kopel. Setelah tersedia semua komponen diatas, kemudian dilakukan perangkaian komponen.

4. Pengujian

Pada tahap ini dilakukan pengujian konverter yang telah didesain dan diimplementasikan. Pengujian dilakukan menggunakan sumber DC *variable* yang ada di laboratorium dan beban yang digunakan yaitu resistor. Pada tahap pengujian dilakukan pengambilan data sinyal menggunakan osiloskop dan pengukuran menggunakan peralatan pendukung lainnya. Pengujian juga dilakukan menggunakan *photovoltaic* sebagai input dari konverter.

5. Analisis data

Setelah dilakukan pengujian dan diperoleh data hasil pengujian maka kemudian dilakukan analisis dari data yang telah diperoleh. Analisis dilakukan untuk mengetahui apakah konverter yang diimplementasikan apakah sesuai dengan desain yang diinginkan. Analisis data meliputi rasio konversi dan efisiensi daya dari konverter.

6. Kesimpulan

Kesimpulan didapatkan berdasarkan hasil analisis data yang diperoleh dari simulasi, perhitungan dan pengujian dari konverter.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan laporan tugas akhir ini terbagi atas lima bagian dan masing-masing bab akan terurai sebagai berikut:

BAB 1 Pendahuluan

Bab ini berisikan penjelasan tentang latar belakang, permasalahan, tujuan, metodologi, sistematika penulisan, dan relevansi Tugas Akhir ini.

BAB 2 Dasar Teori

Bab ini berisi teori penunjang yang membahas tentang Konverter Integrasi *Boost-Flyback*, Konverter DC-DC Rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor, induktor-kopel, teknik pensaklaran kapasitor, dan *Photovoltaic* (PV).

BAB 3 Perancangan dan Implementasi Sistem

Bab ini berisi mengenai perancangan konverter secara sistematis, simulasi menggunakan *software* PSIM dan implementasi konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor untuk aplikasi pada *photovoltaic*.

BAB 4 Pengujian Sistem dan Analisis Data

Bab ini berisikan pengujian dan analisis data terhadap konverter DC-DC rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor untuk aplikasi pada *photovoltaic*.

BAB 5 Kesimpulan dan Saran

Bab ini berisikan kesimpulan dari analisis yang dilakukan dan berisi tentang saran untuk pengembangan selanjutnya.

1.7 Relevansi

Hasil yang diperoleh dari pelaksanaan tugas akhir diharapkan dapat memberikan manfaat, antara lain :

1. Menjadi referensi untuk penelitian dan pengembangan konverter khususnya mengenai konverter DC-DC *step-up* rasio tinggi berbasis induktor terkopel dan pensaklaran kapasitor.
2. Menjadi referensi untuk pengembangan pembangkit listrik yang memanfaatkan energy terbarukan seperti *photovoltaic (PV)*
3. Menjadi referensi bagi mahasiswa yang hendak mengambil masalah serupa untuk Tugas Akhir.

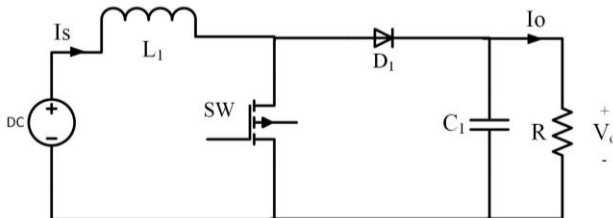
BAB II

KONVERTER DC-DC RASIO TINGGI BERBASIS PENSAKLARAN KAPASITOR DAN INDUKTOR TERKOPEL

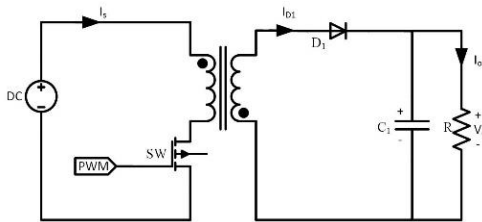
Konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel merupakan jenis konverter yang memiliki rasio konversi tinggi sehingga mampu meningkatkan tegangan DC *input* konverter dengan *duty cycle* yang rendah. Konverter ini merupakan pengembangan dari konverter *flyback* yang terintegrasi dengan konverter *boost* atau disebut *Integrated Boost-Flyback Converter* (IBFC).

2.1 *Integrated Boost-Flyback Converter* (IBFC)

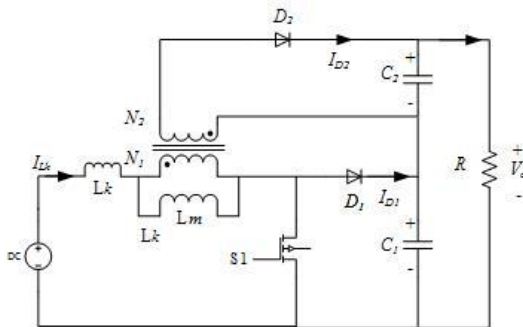
Integrated Boost-Flyback Converter merupakan jenis konverter yang merupakan gabungan antara konverter *boost* dan konverter *flyback* yang disusun secara seri. Konverter ini merupakan jenis konverter penaik tegangan yang memiliki efisiensi tinggi dibanding dengan konverter *boost* konvensional karena konverter ini mengintegrasikan induktor pada konverter *boost* dan konverter *flyback* pada satu inti untuk mengurangi rugi-rugi akibat resistansi (ESR) pada induktor [9]. Konverter ini juga memiliki rasio konversi yang lebih tinggi dibanding konverter *boost* konvensional karena tegangan *output* yang dihasilkan merupakan penjumlahan dari rangkain seri antara konverter *boost* dan konverter *flyback* [9]. Gambar 2.1, 2.2 dan 2.3 dibawah ini menunjukkan rangkaian konverter *boost*, *flyback* dan integrasi antara *boost* dan *flyback*.



Gambar 2.1 Rangkaian Konverter *Boost*



Gambar 2.2 Rangkaian Konverter *Flyback*

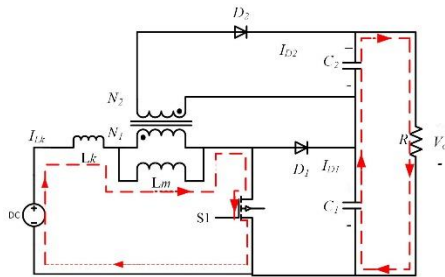


Gambar 2.3 Rangkaian Konverter Integrasi *Boost-Flyback*

Prinsip kerja konverter integrasi *boost-flyback* merupakan gabungan dari prinsip kerja konverter *boost* dan *flyback*. Rasio konversi pada rangkaian konverter integrasi *boost-flyback* dapat dianalisis pada kondisi *steady state* saat sakelar tertutup dan terbuka.

2.1.1 Analisis Sakelar Tertutup

Pada saat sakelar S_1 konduksi, dioda D_1 dan D_2 dalam kondisi *reverse-biased*. Arus akan mengalir melewati induktor kopel bagian primer dan melewati sakelar kemudian kembali ke sumber. Pada waktu bersamaan, *output* dari kapasitor C_1 dan C_2 akan menyalurkan energi pada beban R [9].



Gambar 2.4 Konverter Integrasi *Boost-Flyback* pada saat sakelar S1 Konduksi

Gambar 2.4 diatas merupakan rangkaian ekuivalen konverter pada saat sakelar konduksi. Persamaan yang dapat diturunkan pada saat sakelar koduski yaitu:

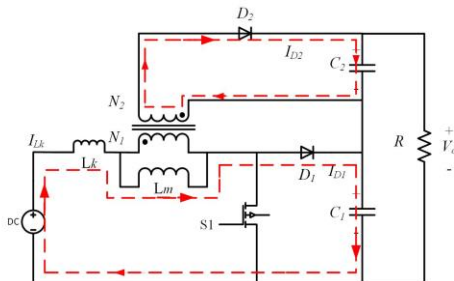
$$V_{in} = V_{L1(on)} \quad (2.1)$$

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} \quad (2.2)$$

$$V_{L2(ON)} = nV_{in} \quad (2.3)$$

2.1.2 Analisis Sakelar Terbuka

Ketika sakelar S_1 terbuka, diode D_1 dan D_2 dalam kondisi *forward-biased*. Arus magnetisasi I_{d1} mengalir pada kapasitor C_1 sehingga kondisi kapasitor C_1 dalam kondisi *charge*. Sisi sekunder dari kopel induktor timbul tegangan, sehingga mengalir arus I_{d2} menuju kapasitor C_2 .



Gambar 2.5 Konverter Integrasi *Boost-Flyback* saat Sakelar S_1 Terbuka.

Gambar 2.5 merupakan rangkaian ekuivalen pada saat sakelar terbuka. Dari rangkaian diatas dapat diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$V_{in} = V_{L1(off)} + V_{C1} \quad (2.4)$$

$$V_{L2(off)} = -V_{C2} \quad (2.5)$$

Menggunakan prinsip *inductor volt-second balance* [8] pada induktor kopel sisi primer L_1 didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\int_0^{DT} V_{L1(on)} dt + \int_{DT}^T V_{L1(off)} dt = 0 \quad (2.6)$$

$$\int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T (V_{in} - V_{C1}) dt = 0 \quad (2.7)$$

$$DTV_{in} + (1-D)T(V_{in} - V_{C1}) = 0 \quad (2.8)$$

$$TV_{in} - (1-D)TV_{C1} = 0 \quad (2.9)$$

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.10)$$

Menggunakan metode yang sama pada kopel induktor sisi sekunder L_2 didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\int_0^{DT} V_{L2(on)} dt + \int_{DT}^T V_{L2(off)} dt = 0 \quad (2.11)$$

$$\int_0^{DT} nV_{in} dt + \int_{DT}^T -V_{C2} dt = 0 \quad (2.12)$$

$$DTnV_{in} - (1-D)TV_{C2} = 0 \quad (2.13)$$

$$V_{C2} = \frac{nD}{1-D} V_{in} \quad (2.14)$$

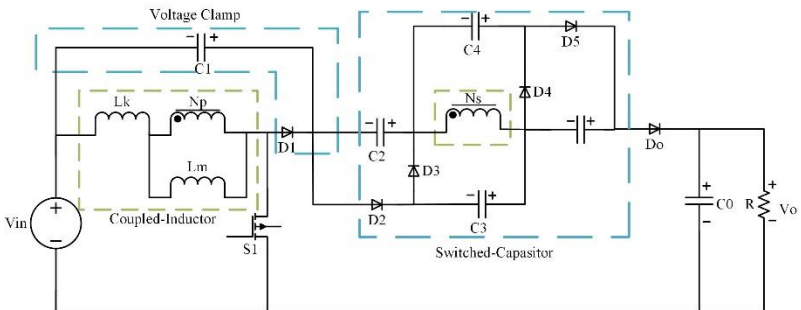
Dengan substitusi persamaan 2.10 dan 2.14 pada persamaan 2.2 diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_{in} + \frac{nD}{1-D} V_{in} \quad (2.15)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (2.16)$$

2.2 Konverter DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkoppel.

Konverter DC-DC rasio tinggi dengan pensaklaran kapasitor dan induktor terkoppel merupakan modifikasi dari konverter integrasi *boost-flyback* yang ditambah dengan teknik pensaklaran kapasitor. Konverter ini mampu menghasilkan rasio konversi tegangan yang lebih tinggi dibanding konverter integrasi *boost-flyback*. Hal ini dikarenakan adanya pengaruh dari perbandingan belitan induktor koppel dan adanya teknik pensaklaran kapasitor. Sehingga, konverter beroperasi pada *duty cycle* yang rendah untuk mencapai nilai rasio konversi yang tinggi [9].

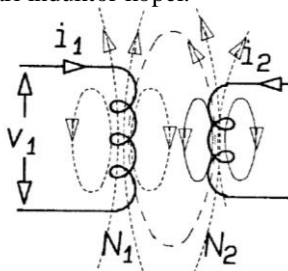


Gambar 2.6 Rangkaian Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkoppel

Gambar 2.6 merupakan rangkaian konverter DC-DC rasio tinggi dengan pensaklaran kapasitor dan induktor terkoppel. Seperti yang terlihat bahwa konverter terdiri dari satu buah sakelar S_1 , induktor koppel yang dimodelkan sebagai transformator ideal dengan induktansi L_m dan induktansi bocor L_k . Konverter ini memiliki rangkaian *voltage clamp* yang terdiri dari C_1 dan D_1 yang berfungsi untuk *me-recycle* arus bocor dari sisi primer induktor terkoppel. Kemudian terdapat rangkaian pensaklaran kapasitor yang berfungsi sebagai penaik tegangan sekaligus berfungsi untuk *me-recycle* arus bocor pada sisi sekunder induktor terkoppel. Rangkaian pensaklaran kapasitor terdiri dari empat buah diode D_2, D_3, D_4, D_5 dan empat buah kapasitor yaitu C_2, C_3, C_4, C_5 . Kemudian terdapat rangkaian output yang terdiri dari diode D_0 , kapasitor C_0 dan beban R .

2.2.1 Induktor Kopel

Induktor terkopel merupakan sebuah rangkaian gandeng magnetik yang terdiri dua atau lebih induktor yang dikopel menjadi satu inti. Jika salah satu induktor dialiri arus, maka akan terbangkit *fluks* yang menginduksi induktor lainnya [10]. Gambar 2.7 dibawah ini merupakan aliran fluks magnet dari induktor kopel.



Gambar 2.7 Arah Aliran Fluks Induktor Kopel

Arus yang mengalir pada induktor L_1 akan membangkitkan dua buah fluks magnetik. Fluks magnetik yang disimbolkan dengan ϕ_{11} merupakan fluks yang melingkupi L_1 , sedangkan fluks magnetik yang disimbolkan dengan ϕ_{12} merupakan fluks yang melingkupi L_1 dan mempengaruhi L_2 . Analisis ini juga berlaku pada arus yang mengalir pada induktor L_2 . Fluks magnetik yang disimbolkan dengan ϕ_{22} merupakan fluks yang melingkupi L_2 , sedangkan fluks magnetik yang disimbolkan dengan ϕ_{21} merupakan fluks yang melingkupi L_2 dan mempengaruhi L_1 . Hubungan antara tegangan yang terinduksi pada masing – masing induktor dapat dituliskan sebagai berikut:

$$V_{L_1} = N_1 \frac{d\phi_{11}}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{12}}{dt} \quad (2.17)$$

$$V_{L_2} = N_2 \frac{d\phi_{21}}{dt} + N_2 \frac{d\phi_{22}}{dt} \quad (2.18)$$

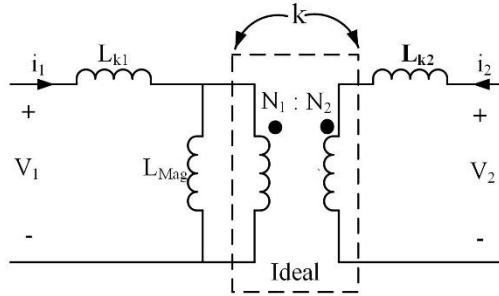
Tegangan pada L_1 dan L_2 dapat ditulis

$$V_{L_1} = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (2.19)$$

$$V_{L2} = L_{21} \frac{di_1}{dt} + L_{22} \frac{di_2}{dt} \quad (2.20)$$

dimana V_{L1} , V_{L2} , N_1 , N_2 , i_1 , i_2 masing masing merupakan tegangan, jumlah lilitan dan arus pad induktor 1 dan induktor 2. ϕ_{11} dan ϕ_{22} merupakan fluks yang terbangkit pada induktor 1 dan induktor 2. ϕ_{12} merupakan fluks pada induktor 1 akibat pengaruh dari induktor 2 dan ϕ_{21} merupakan fluks pada induktor 2 akibat pengaruh dari induktor 1. L_{11} dan L_{22} merupakan induktansi sendiri pada induktor primer dan induktor sekunder. L_{12} dan L_{21} adalah induktansi bersama induktor-kopel. Karena L_{12} dan L_{21} besarnya sama, maka induktansi magnetisasi dapat juga ditulis sebagai L_{Mag} [10].

Induktor kopel dapat dimodelkan sebagai trafo ideal yang mengandung induktansi bocor L_k dan induktansi magnetisasi L_m . Berikut adalah pemodelan dari induktor terkopel.



Gambar 2.8 Pemodelan Induktor Terkopel

Gambar 2.8 menunjukkan pemodelan dari induktor terkopel. Hubungan antara induktansi magnetisasi, induktansi bocor dan perbandingan belitan adalah sebagai berikut:

$$L_{Mag} = \frac{N_1}{N_2} \sqrt{L_{11}L_{22} - L_{leak12}L_{22}} \quad \text{atau} \quad L_{Mag} = \frac{N_1}{N_2} \sqrt{L_{11}L_{22} - L_{leak21}L_{11}} \quad (2.21)$$

Induktor kopel memiliki koefisien kopling yang dilambangkan k . Koefisien kopling mereperesentasikan kerapatan dari kopel induktor yang dibuat. Semakin besar nilai koefisien kopling akan semakin bagus kualitas dari kopel induktor. Pada kondisi nyata tidak ada nilai koefisien

kopling sama dengan 1. Batasan maksimum dari nilai koefisien yaitu 1 dan batasan terendah yaitu 0.

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \quad (2.22)$$

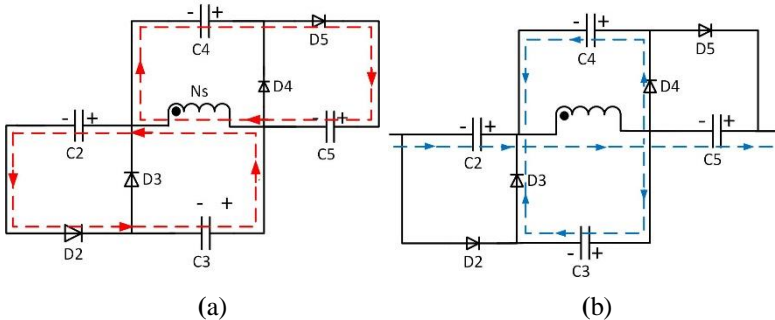
dimana nilai L_{12} dapat dihitung dengan rumus

$$L_{12} = L_{Mag} \frac{N_2}{N_1} \quad (2.23)$$

Jika koefisien bernilai 1 maka seluruh daya dari salah satu induktor ditransfer ke induktor yang lain, dan tidak terdapat arus bocor pada induktor tersebut. Dapat dipastikan jika nilai koefisien bernilai lebih dari 0, induktor saling terhubung secara magnetik. Sedangkan jika nilai koefisien bernilai 0 maka tidak ada daya yang ditransfer, karena induktor – induktor tersebut tidak saling berhubungan secara magnetik.

2.2.2 Pensaklaran Kapasitor

Pensaklaran kapasitor merupakan teknik yang digunakan untuk meningkatkan rasio konversi dari sebuah konverter. Prinsip kerja utama dari pensaklaran kapasitor ini yaitu kapasitor akan diisi muatan secara paralel dan kemudian melepaskan muatannya secara seri. Sehingga tegangan output akan bertambah ketika kapasitor dalam kondisi *discharge*.



Gambar 2.9 (a) Kondisi Saklar ON, (b) Kondisi Saat Sakelar OFF

Gambar 2.9 diatas menunjukkan merupakan kondisi saat sakelar konduksi dan terbuka. Analisis kondisi tunak dari pensaklaran kapasitor yaitu pada saat sakelar konduksi, dioda D_3 dan D_4 dalam kondisi *reverse bias* sehingga energi akan dialirkan mengisi kapasitor C_2 dan C_5 . Tegangan pada kapasitor C_2 merupakan penjumlahan dari tegangan pada induktor V_{L2} dan kapasitor C_3 [8]. Sehingga dapat dituliskan dalam persamaan:

$$V_{C2} = V_{L2(ON)} + V_{C3} \quad (2.24)$$

Nilai tegangan pada kapasitor C_5 merupakan penjumlahan dari tegangan pada induktor V_{L2} dan kapasitor C_4 . Sehingga dapat dituliskan dalam persamaan:

$$V_{C5} = V_{L2(ON)} + V_{C4} \quad (2.25)$$

dengan besarnya nilai V_{L2} pada saat kondisi sakelar konduksi yaitu

$$V_{L2(on)} = nV_{in} \quad (2.26)$$

Kemudian pada saat sakelar terbuka, maka dioda D_2 dan D_5 dalam kondisi *reverse biased*. Kapasitor C_3 dan C_4 dalam kondisi *charge*, sedangkan kapasitor C_2 dan C_5 dalam kondisi *discharge*.

$$V_{L2(off)} = -V_{C3} = -V_{C4} \quad (2.27)$$

dengan menggunakan voltage sequence balance didapat:

$$V_{L2(off)} = \frac{-nD}{1-D} V_{in} \quad (2.28)$$

maka substitusi persamaan (2.28) ke persamaan (2.27) didapatkan nilai:

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{nD}{1-D} V_{in} \quad (2.29)$$

Sehingga nilai tegangan V_{C2} dan V_{C5} yang disubangkan pada saat discharge sebesar :

$$V_{C2} = V_{C5} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (2.30)$$

apabila dimasukkan dalam rasio konversi maka tegangan output akan bertambah ketika V_{C2} dan V_{C5} discharge, sehingga dapat dituliskan

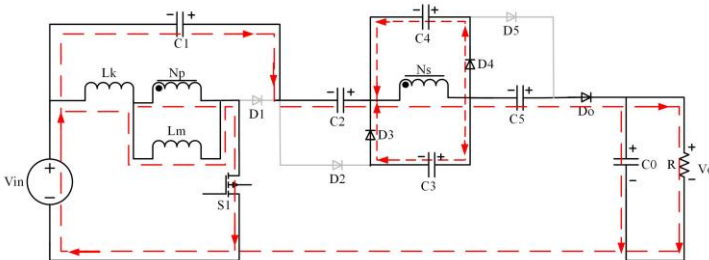
$$V_o = V_{C2} + V_{C5} = \frac{2n}{1-D} V_{in} \quad (2.31)$$

atau apabila dituliskan sebagai rasio konversi yaitu

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n}{1-D} \quad (2.30)$$

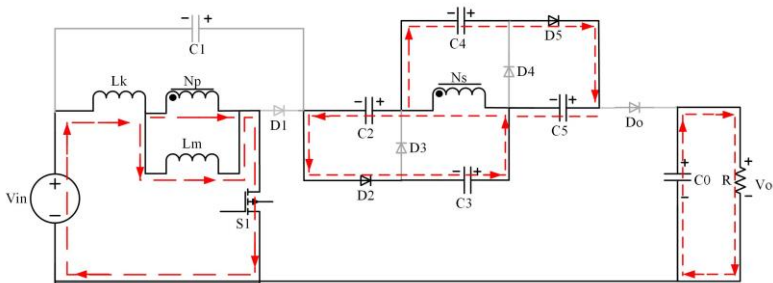
2.2.3 Analisis Kondisi Tunak

Analisis kondisi tunak merupakan analisis prinsip kerja dari konverter melalui mode operasinya. Konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel memiliki lima mode operasi. Mode operasi konverter dapat dianalisis dengan mengamati perilaku masing-masing komponen pada saat kondisi tunak. Semua komponen dianggap dalam kondisi ideal kecuali induktor kopel yang dimodelkan sebagai induktansi bocor dan transformator ideal. Tegangan pada kapasitor juga dianggap konstan selama satu periode pensaklaran dan konverter beroperasi secara *continuous conduction mode* (CCM) atau arus induktor I_{Lm} selalu kontinyu.



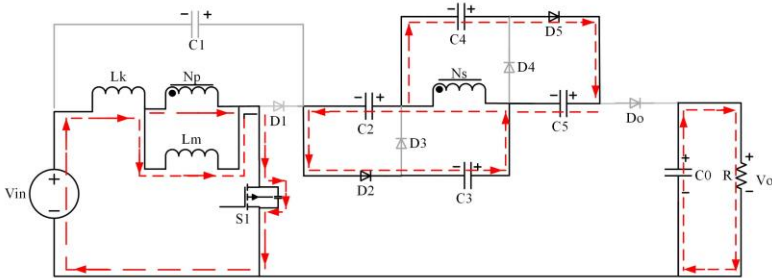
Gambar 2.10 Mode Operasi I (t_0-t_1)

Gambar diatas merupakan mode operasi I dari konverter. Pada saat t_0-t_1 , switch S_1 konduksi dan mengawali mode ON dari konverter. Dioda D_1 , D_2 dan D_5 dalam kondisi *reverse-biased* sedangkan diode D_3 , D_4 dan D_0 dalam kondisi *forward-biased*. Aliran arus sesuai pada gambar diatas. Arus primer I_{Lk} akan meningkat secara linear, kemudian induktor magnetisasi L_m akan mulai untuk menyimpan energi dari sumber DC V_{in} . Pada sisi sekunder induktor kopel, tegangan V_{L2} , V_{C2} , dan V_{C5} dihubungkan secara seri untuk *charge* kapasitor C_0 dan menyalurkan energi ke beban R . Operasi pada mode ini berakhir ketika nilai arus yang mengalir pada D_0 (I_{D0}) bernilai nol.



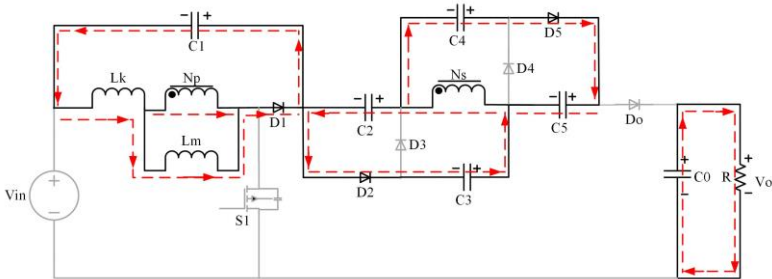
Gambar 2.11 Mode Operasi II (t_1-t_2)

Mode operasi II pada konverter merupakan mode operasi dengan waktu yang panjang. Pada mode operasi ini sakelar tetap dalam kondisi ON. Dioda D_1 , D_2 , D_3 dan D_0 dalam kondisi *reverse biased* sedangkan diode D_2 dan D_5 dalam kondisi *forward biased*. Aliran arus pada konverter dapat dilihat pada gambar 2.11. Induktor magnetisasi menyimpan energi dari sumber *input* V_{in} . Pada sisi sekunder, energi pada couple induktor dan kapasitor C_3 dan C_4 akan digunakan untuk mengisi kapasitor C_2 dan C_5 secara bersamaan. Oleh karena itu nilai tegangan V_{C2} dan V_{C5} sama dengan $nV_{in} + V_{C3}$. Beban R akan disuplai oleh kapasitor C_0 . Mode ini berakhir ketika sakelar S_1 dalam kondisi OFF atau $t = t_2$.



Gambar 2.12 Mode Operasi III (t_2-t_3)

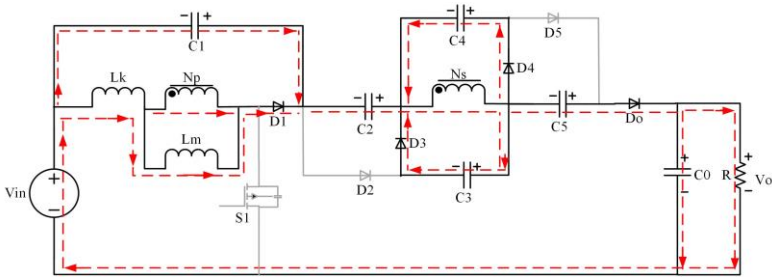
Mode operasi III dimulai ketika sakelar S1 dalam kondisi OFF. Dioda D₁, D₃, D₄ dan D₀ dalam kondisi *reverse biased*. Sedangkan diode D₂ dan D₅ dalam kondisi *forward biased*. Arah aliran arus dapat dilihat pada gambar 2.12 di atas. Energi pada Induktor L_k dan induktor magnetisasi L_m akan dilepas pada kapasitor *parasitic* dari switch S₁. Kapasitor C₂ dan C₅ akan diisi oleh sumber DC V_{in} melalui induktor kopel sisi sekunder. Beban R akan disuplai oleh kapasitor C₀. Ketika nilai tegangan pada kapasitor V_{C1} sama dengan V_{in} + V_{ds} maka diode D₁ akan konduksi dan operasi mode III akan berhenti.



Gambar 2.13 Mode Operasi IV (t_3-t_4)

Selama interval mode operasi IV, sakelar *switching* S1 tetap dalam kondisi OFF. Dioda D₁, D₂ dan D₅ dalam kondisi *forward biased* sedangkan diode D₃, D₄ dan D₀ dalam kondisi *reverse biased*. Aliran arus dapat dilihat pada gambar 2.13 diatas. Energi dari induktor bocor L_k dan induktor magnetisasi L_m dilepas dan mengisi kapasitor C₁. Sisi sekunder

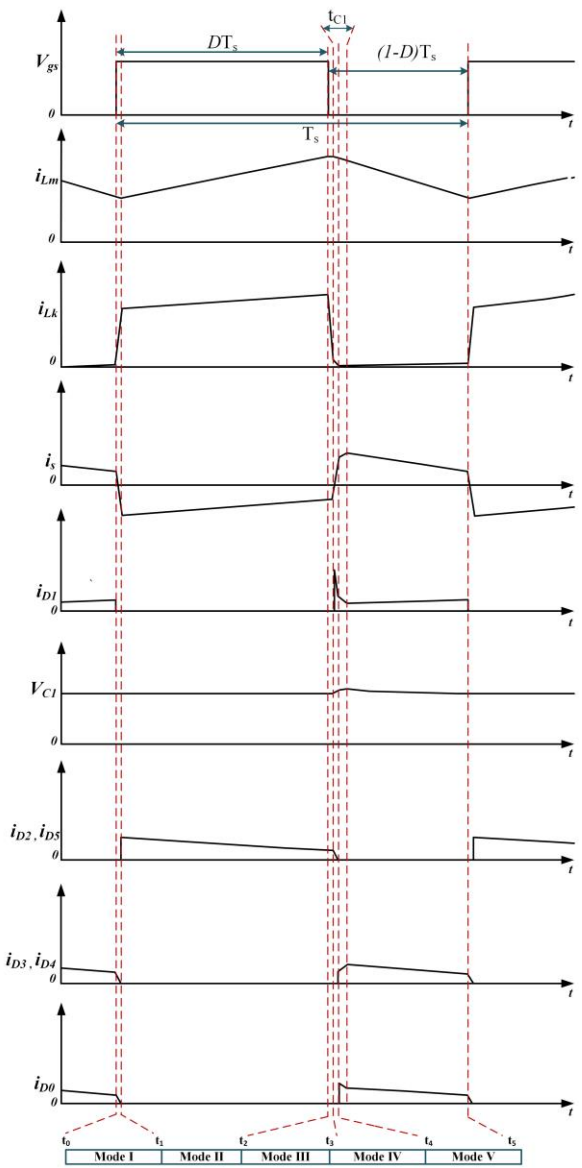
dari induktor terkopel akan *charge* kapasitor C_2 dan C_5 secara paralel sampai nilai arus sekunder I_s bernilai sama dengan nol. Operasi berakhir saat dioda D_2 dan D_5 pada kondisi tegangan *cut off* yang kemudian diode akan *reverse-biased*.



Gambar 2.14 Mode Operasi V (t_4-t_5)

Mode V merupakan mode dengan waktu yang panjang pada saat kondisi sakelar OFF. Dioda D_1 , D_3 , D_4 dan D_6 dalam kondisi *forward biased*. Sedangkan dioda D_2 dan D_5 dalam kondisi *reverse biased*. Arah aliran arus dapat dilihat pada gambar 2.14. Energi pada induktor L_k dan L_m akan dialirkan untuk mengisi kapasitor C_1 . Energi pada sisi sekunder induktor akan mengisi kapasitor C_3 dan C_4 secara paralel. Pada waktu bersamaan tegangan pada sisi sekunder induktor kopel V_{L2} akan terhubung secara seri dengan tegangan kapasitor V_{C2} dan V_{C5} sehingga energi dari tegangan input V_{in} , L_m , C_2 dan C_5 akan mengisi kapasitor output C_0 dan beban R . Ketika arus pada sisi primer I_{Lk} sama dengan arus dioda I_{D6} kapasitor C_1 akan melepaskan energinya. Mode V berakhir ketika sakelar kembali konduksi [8].

Gambar 2.15 di bawah ini menunjukkan bentuk gelombang karakteristik dari konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. Pada gelombang karakteristik dibagi menjadi 5 mode operasi.



Gambar 2.15 Bentuk Gelombang Karakteristik Konverter

2.2.4 Penurunan Persamaan Rasio Konversi Konverter

Penurunan persamaan rasio konversi pada konverter menggunakan mode operasi terpanjang yaitu mode operasi 2 dan 5. Sedangkan mode operasi 1, 3 dan 4 berlangsung sangat singkat [8]. Pemodelan induktor kopel menggunakan transformator ideal dengan induktor magnetisasi L_m dan induktor bocor L_k . Perbandingan belitan (N) dan koefisien kopling (k) dapat didefinisikan sebagai berikut:

$$N = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.31)$$

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (2.32)$$

Dimana n_1 dan n_2 merupakan jumlah belitan sisi primer dan sisi sekunder induktor kopel [8].

Pada mode operasi 2, sakelar S_1 konduksi, sumber DC V_{in} melepas energinya ke induktor terkopel sisi primer. Kemudian sisi sekunder dari induktor terkopel akan terinduksi tegangan yang nilainya bergantung pada besarnya N . Sehingga, sesuai dengan gambar 2.12 dapat dituliskan persamaan:

$$V_{L1(ON)} = \frac{L_m}{L_m + L_k} V_{in} = k V_{in} \quad (2.33)$$

$$V_{L2(ON)} = n V_{L1(ON)} = nk V_{in} \quad (2.34)$$

Pada saat sakelar konduksi, kapasitor C_2 dan C_5 akan di-charge secara paralel oleh tegangan yang diinduksikan pada sisi sekunder induktor terkopel. Sehingga dapat dituliskan persamaan sebagai berikut:

$$V_{C2} = V_{L2(ON)} + V_{C3} \quad (2.35)$$

$$V_{C5} = V_{L2(ON)} + V_{C4} \quad (2.36)$$

Selanjutnya yaitu analisis kondisi konverter pada mode operasi 5 yaitu ketika sakelar S_1 terbuka. Berdasarkan gambar 2.15, dapat dituliskan persamaan:

$$V_{L2(OFF)} = V_{in} + V_{C1} + V_{C2} + V_{C5} - V_o \quad (2.37)$$

$$V_{L2(OFF)} = -V_{C3} = -V_{C4} \quad (2.38)$$

Dengan menggunakan prinsip *inductor volt-second balance* pada induktor L_k , L_1 dan L_2 maka dapat diperoleh rasio konversi dari konverter. Berikut ini adalah analisis *inductor volt-second balance* pada L_k .

$$\int_0^{DT_s} V_{Lk(ON)} dt + \int_{DT_s}^T V_{Lk(OFF)} dt = 0 \quad (2.39)$$

$$DTV_{Lk(ON)} + (1-D)TV_{Lk(OFF)} = 0 \quad (2.40)$$

$$V_{Lk(OFF)} = -\frac{D}{1-D}(1-k)V_{in} \quad (2.41)$$

Karena energi yang dilepas oleh induktansi bocor akan sepenuhnya *directcycle* oleh rangkaian *voltage-clamp* dan mengisi kapasitor $C1$ [8]. Energi yang dilepas saat D_{C1} dapat dituliskan:

$$D_{C1} = \frac{t_{C1}}{T_s} = \frac{2(1-D)}{n+1} \quad (2.42)$$

Selanjutnya substitusi persamaan (2.42) ke persamaan (2.41) maka diperoleh:

$$V_{Lk(OFF)} = \frac{-D(n+1)(1-k)}{2(1-D)}V_{in} \quad (2.43)$$

Dengan menggunakan prinsip yang sama pada induktor sisi primer yaitu L_1 maka diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$\int_0^{DT_s} V_{L1(ON)} dt + \int_{DT_s}^T V_{L1(OFF)} dt = 0 \quad (2.44)$$

$$DTV_{L1(ON)} + (1-D)TV_{L1(OFF)} = 0 \quad (2.45)$$

$$V_{L1(OFF)} = \frac{-D}{1-D}kV_{in} \quad (2.46)$$

Maka nilai induktor pada sisi sekunder induktor terkopel adalah

$$V_{L2(OFF)} = \frac{-nD}{1-D} kV_{in} \quad (2.47)$$

Untuk memperoleh nilai tegangan pada C_3 dan C_4 maka substitusi persamaan (2.47) ke persamaan (2.38) sehingga diperoleh:

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{nD}{1-D} kV_{in} \quad (2.48)$$

Untuk memperoleh nilai tegangan pada C_2 dan C_5 maka substitusi persamaan (2.48) ke persamaan (2.35) dan (2.36) sehingga diperoleh:

$$V_{C2} = V_{C5} = \left(nk + \frac{nDk}{1-D} \right) V_{in} \quad (2.49)$$

Tegangan kapasitor C_1 merupakan penjumlahan tegangan pada L_k dan L_1 pada saat kondisi sakelar terbuka.

$$V_{C1} = V_{Lk} - V_{L1(OFF)} \quad (2.50)$$

$$V_{C1} = \frac{D(n+1)(1-k)}{2(1-D)} V_{in} + \frac{D}{1-D} kV_{in} \quad (2.51)$$

Proses terakhir untuk mendapatkan rasio konversi yaitu dengan menggunakan prinsip *inductor volt-second balance* pada induktor terkopel sisi sekunder L_2 .

$$\int_0^{DTs} V_{L2(on)} dt + \int_{DTs}^T V_{L2(off)} dt = 0 \quad (2.52)$$

Dengan melakukan substitusi persamaan (2.34) dan (2.37) ke persamaan (2.52) maka diperoleh:

$$DTnkV_{in} + (1-D)T[V_{in} + V_{C1} + V_{C2} + V_{C5} - V_o] = 0 \quad (2.53)$$

Kemudian substitusi persamaan (2.49) dan (2.51) ke persamaan (2.53) maka akan diperoleh rasio konversi dari konverter yaitu:

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{1+nk(2+D)}{1-D} + \frac{D}{1-D} \frac{(1-k)(n-1)}{2} \quad (2.54)$$

Induktor magnetisasi L_m memiliki nilai yang jauh lebih besar dibandingkan dengan nilai L_k , sehingga nilai k mendekati 1. Dengan menganggap nilai k sama dengan 1 (induktor kopel ideal), maka persamaan (2.54) di atas dapat ditulis menjadi:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_m} = \frac{1+2n+nD}{1-D} \quad (2.55)$$

2.2.5 Penurunan Parameter Komponen

Konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel memiliki beberapa parameter yang harus ditentukan nilainya. Parameter-parameter yang perlu ditentukan nilainya yaitu resistor output, induktor magnetisasi L_m , kapasitor C_1 , C_2 , C_3 , C_4 dan C_5 , serta kapasitor output C_0 .

Nilai resistor pada sisi output dapat ditentukan dengan rumus :

$$R = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad (2.56)$$

Semua komponen diasumsikan ideal sehingga besarnya nilai daya input sama dengan daya output.

$$P_{in} = P_{out} \quad (2.57)$$

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_{out}^2}{R} \quad (2.58)$$

Nilai arus yang mengalir pada induktor magnetisasi L_m sama dengan arus input ketika kondisi sakelar utama konduksi. Maka dapat

dituliskan $I_{in} = I_{Lm}$. Substitusi persamaan (2.55) pada persamaan (2.58) sehingga diperoleh :

$$I_{LM} = \frac{(1 + 2n + nD)^2}{R(1 - D)^2} V_{in} \quad (2.59)$$

besarnya ripple arus yang mengalir pada induktor magnetisasi ΔI_{Lm} adalah

$$\Delta I_{Lm} = \frac{DT}{L_m} V_{in} \quad (2.60)$$

Sehingga arus induktor L_m maksimum dan minimum adalah

$$I_{Lm(max)} = \frac{(1 + 2n + nD)^2}{R(1 - D)^2} V_{in} + \frac{DT}{2L_m} V_{in} \quad (2.61)$$

$$I_{Lm(min)} = \frac{(1 + 2n + nD)^2}{R(1 - D)^2} V_{in} - \frac{DT}{2L_m} V_{in} \quad (2.62)$$

Konverter didesai pada mode *Continous Conduction Mode* (CCM) sehingga arus yang mengalir pada induktor harus selalu lebih besar dari nol. Sehingga berdasarkan persamaan (2.62), nilai induktor L_m minimal agar konverter bekerja pada mode CCM adalah

$$\frac{(1 + 2n + nD)^2}{R(1 - D)^2} V_{in} - \frac{DT}{2L_m} V_{in} > 0 \quad (2.63)$$

$$L_{m(min)} > \frac{DTR(1 - D)^2}{2(1 + 2n + nD)^2} \quad (2.64)$$

Untuk menghitung nilai kapasitor *output* C_o dengan cara menggunakan persamaan dasar jumlah muatan yang tersimpan dalam kapasitor.

$$\Delta Q_o = C_o \Delta V_o \quad (2.65)$$

$$I_o \Delta t_{on} = C_o \Delta V_o \quad (2.66)$$

$$\frac{V_o}{R} DT = C_o \Delta V_o \quad (2.67)$$

$$C_o = \frac{D}{Rf \frac{\Delta V_o}{V_o}} \quad (2.68)$$

Dengan menggunakan prinsip yang sama, nilai kapasitor C_2 dapat ditentukan sebagai berikut :

$$\Delta Q_{C_2} = C_2 \Delta V_{C_2} \quad (2.69)$$

$$I_{C_2(on)} \Delta_{ton} = C_2 \Delta V_{C_2} \quad (2.70)$$

$$\frac{1-D}{D} I_o DT = C_2 \Delta V_{C_2} \quad (2.71)$$

$$C_2 = \frac{(1-D) V_o}{\Delta V_{C_2} f R} \quad (2.72)$$

Karena nilai arus yang mengalir pada kapasitor C_3 , C_4 dan C_5 sama dengan C_2 maka rumus untuk menentukan kapasitor C_3 , C_4 dan C_5 sama dengan C_2 hanya saja bergantung pada nilai tegangan pada kapasitor tersebut. Karena nilai tegangan kapasitor V_{C_2} sama dengan V_{C_5} maka :

$$C_5 = C_2 = \frac{(1-D) V_o}{\Delta V_{C_2} f R} \quad (2.73)$$

Sedangkan nilai kapasitor C_3 sama dengan C_4 dikarenakan tegangan kapasitor V_{C_3} sama dengan V_{C_4} .

$$C_3 = C_4 = \frac{(1-D) V_o}{\Delta V_{C_3} f R} \quad (2.74)$$

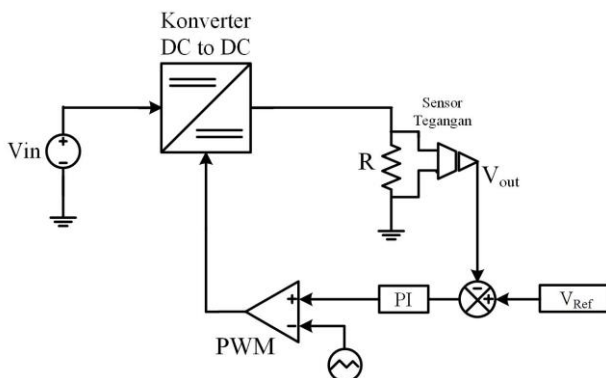
dengan menggunakan prinsip yang sama maka didapatkan nilai kapasitor

$$C_1 = \frac{(1+2n+nD)^2}{fR(1-D)\Delta V_{C_1}} V_{in} \quad (2.73)$$

Dioda yang digunakan pada konverter ini yaitu dioda yang memiliki kemampuan switching dan waktu recovery yang cepat dikarenakan konverter bekerja pada frekuensi tinggi. Parameter lain yang perlu dipertimbangkan yaitu dioda harus mampu menahan tegangan tinggi karena konverter ini diimplementasikan pada tegangan kerja tinggi.

2.2.6 Analisis Kondisi Dinamis

Analisis kondisi dinamis merupakan analisis kondisi konverter saat tegangan *input* konverter berubah-ubah. Hal tersebut diakibatkan sumber tegangan pada konverter menggunakan *photovoltaic*. Tegangan keluaran *photovoltaic* sangat dipengaruhi oleh iradiasi matahari, cahaya dan suhu yang diterima *photovoltaic*. Hal tersebut akan berpengaruh pada *input* dari konverter.



Gambar 2.16 Diagram Blok Sistem saat Kondisi Dinamis

Gambar 2.16 merupakan diagram blok sistem saat kondisi dinamis. Tegangan keluaran dari konverter akan fluktuatif bergantung pada *input* dari konverter itu sendiri. tegangan keluaran konverter dapat dijaga konstan ketika tegangan masukan konverter berubah-ubah dengan cara mengatur besar *duty cycle* yang diberikan. Kontrol *duty cycle* bertujuan untuk mengatur tegangan keluaran konverter sesuai dengan tegangan yang diinginkan. Penentuan besar *duty cycle* diatur dengan pengaturan umpan balik pengendali *Proportional-Integral* (PI) yang dapat menghitung dan meminimalisasi nilai selisih antara keluaran dari proses terhadap referensi yang diberikan pada sistem. Metode yang digunakan dalam penentuan nilai K_p dan K_i yaitu dengan cara *trial and error*.

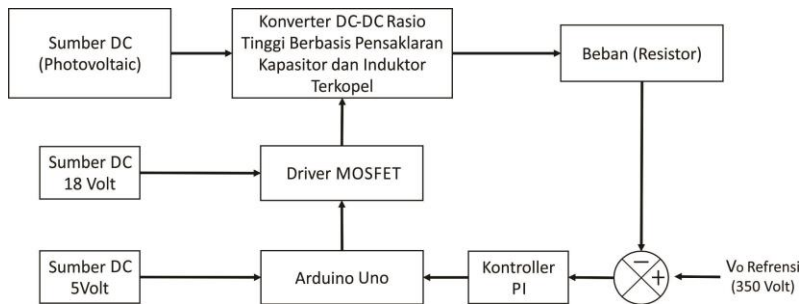
BAB III

DESAIN, SIMULASI DAN IMPLEMENTASI KONVERTER

Pada bab 3 akan dibahas mengenai proses desain, simulasi dan implementasi konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. Proses desain konverter dilakukan dengan menghitung dan menentukan komponen-komponen yang akan digunakan pada implementasi alat. Simulasi dilakukan untuk memastikan bahwa konverter dapat bekerja sesuai dengan yang diharapkan. Hasil dari desain dan simulasi akan digunakan untuk implementasi konverter.

3.1 Diagram Blok Sistem

Diagram blok sistem mendefinisikan sistem keseluruhan konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. Diagram blok terdiri dari sumber DC, konverter, beban resistor, driver MOSFET, PWM dan sistem *constan voltage* menggunakan controller PI. Gambar dibawah ini menunjukkan blok diagram dari konverter.



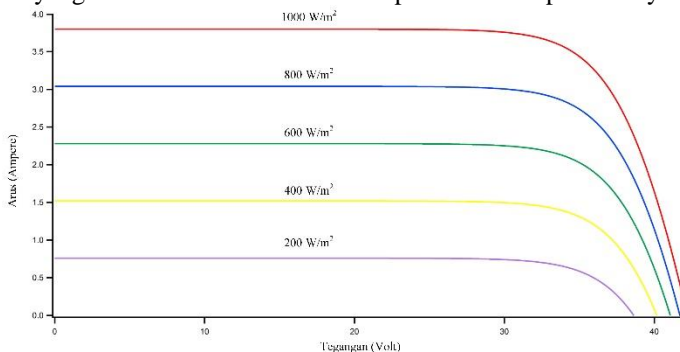
Gambar 3.1 Diagram Blok Keseluruhan Sistem Konverter

Dapat dilihat dari gambar 3.1 diatas bahwa sumber DC *input* dari konverter menggunakan sumber energi terbarukan yaitu *photovoltaic*. Karakteristik dari *photovoltaic* yaitu daya yang dihasilkan fluktuatif bergantung pada intensitas cahaya matahari, sehingga dalam pengujian konverter digunakan sumber DC variable yang terdapat di laboratorium. Sinyal PWM sebagai *trigger* MOSFET dihasilkan dengan menggunakan

Arduino Uno. Output sinyal PWM yang dihasilkan oleh Arduino Uno memiliki nilai amplitudo sebesar ± 5 volt. MOSFET akan bekerja ketika diberi sinyal PWM dengan nilai amplitudo ± 20 volt sehingga dibutuhkan driver MOSFET sebagai peningkat nilai tegangan amplitudo PWM. Tegangan *output* yang keluar dari konverter sebesar 350 volt yang merupakan tegangan untuk aplikasi *grid-connected micro inverter* agar dapat dikonversi menjadi tegangan AC 220 V_{rms}. Pada konverter diberikan controller PI yang berfungsi untuk menjaga nilai tegangan *output* agar tetap konstan ketika tegangan *inputnya* berubah pada *range* 30-35 volt.

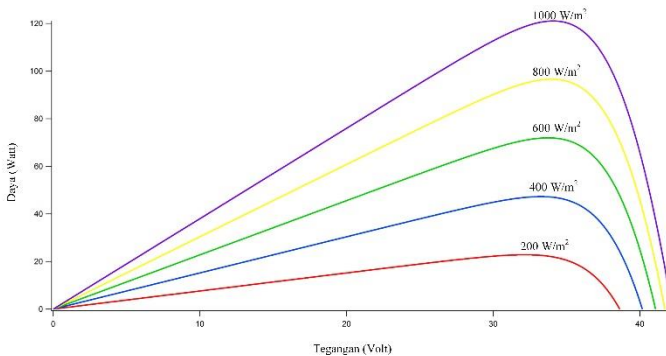
3.2 Modul *Photovoltaic* sebagai *Input* Konverter

Panel surya atau biasa disebut Photovoltaic (PV) merupakan suatu peralatan yang tersusun atas material semikonduktor yang dapat mengkonversi energi yang terkandung pada foton cahaya menjadi energi listrik [11]. Dalam praktiknya, sebuah *photovoltaic* merupakan suatu modul yang terdiri atas susunan seri dan paralel beberapa sel surya.



Gambar 3.2 Kurva I-V Photovoltaic dengan Perubahan Iradiasi

Gambar 3.2 dan 3.3 merupakan bentuk kurva karakteristik dari *photovoltaic*. Dapat dilihat pada kurva karakteristik bahwa daya yang dihasilkan oleh *photovoltaic* dipengaruhi oleh iradiasi dari cahaya matahari. Semakin besar nilai iradiasi cahaya matahari maka semakin besar daya yang dihasilkan *photovoltaic*.



Gambar 3.3 Kurva P-V Photovoltaic dengan Perubahan Iradiasi

Photovoltaic pada kurva diatas dipasang secara seri untuk menghasilkan tegangan yang lebih tinggi. Daya yang dihasilkan oleh photovoltaic bergantung pada iradiasi cahaya matahari dan suhu dari modul PV itu sendiri. Daya maksimum PV berada pada range tegangan 30-35 Volt. Aplikasi dari konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel adalah digunakan untuk meningkatkan keluaran tegangan *output* dari *photovoltaic*.

Modul PV yang digunakan pada implementasinya merupakan eISOL Solar Power 50 Watt. Gambar 3.4 dibawah ini menunjukkan *nameplate* dari modul *photovoltaic*.



Gambar 3.4 Nameplate Modul *Photovoltaic*

Dari gambar diatas dapat diketahui bahwa daya maksimum yang dihasilkan oleh modul PV sebesar 50 watt pada tegangan nominal 17,24 volt dan arus 2,91 ampere. Sedangkan besarnya tegangan *open circuit* dan arus *shortcircuit* adalah 21,75 volt dan 3,25 ampere. Suhu kerja modul yang digunakan yaitu antara -40°C sampai 50°C.

3.3 Desain Konverter DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel.

Desain konverter bertujuan untuk menentukan parameter awal dari konverter dengan mempertimbangkan kondisi peralatan yang ada dilaboratorium dan ketersediaan komponen yang ada di pasaran untuk mempermudah proses implementasi konverter. Menentukan parameter awal konverter berpengaruh terhadap nilai kapasitas komponen seperti kapasitor, induktor dan resistansi yang digunakan sebagai beban pada konverter. Tabel 3.1 dibawah ini merupakan parameter awal untuk mendesain konverter.

Tabel 3.1 Spesifikasi Awal Desain Konverter

Parameter	Nilai
P_{out}	100 Watt
V_{out}	350 Volt
V_{in}	30 Volt
V_{max}	35 Volt
N	2
Frekuensi Pensaklaran	62,5 kHz
Ripple V_{out} (ΔV_o)	0,01%
Ripple I_{Lm} (ΔI_{Lm})	20%

Range tegangan *input* ditentukan dari pengujian pada simulasi bahwa daya maksimum dihasilkan pada range tegangan 30-35 volt. Konverter didesain pada daya 100 watt yang didasarkan pada daya maksimum dari dua modul *photovoltaic*. Parameter N menunjukkan perbandingan belitan sekunder dan belitan primer dari induktor terkopel. Nilai N ditentukan 2 untuk memperkecil nilai *duty cycle* dari konverter dan meningkatkan rasio konversi yang lebih tinggi. Nilai 2 menyatakan perbandingan belitan sekunder dua kali lebih banyak dibanding belitan primer.

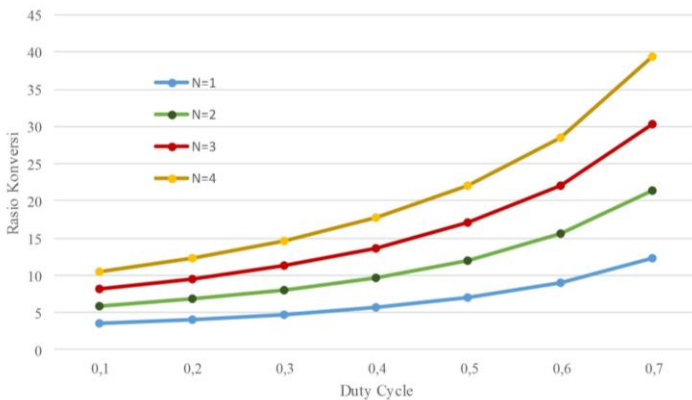
3.3.1 Penentuan Rasio Konversi dan *Duty Cycle*

Berdasarkan persamaan 2.55 yang didapatkan melalui analisis kondisi tunak pada Bab 2 maka rasio konversi pada konverter bergantung pada perbandingan belitan induktor kopel dan nilai *duty cycle*. Tabel dibawah ini menunjukkan rasio konversi M dari konverter.

Tabel 3.2 Rasio Konversi pada Konverter

N	<i>Duty Cycle</i>						
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
1	3,44	4,00	4,71	5,67	7,00	9,00	12,33
2	5,78	6,75	8,00	9,67	12,00	15,50	21,33
3	8,11	9,50	11,29	13,67	17,00	22,00	30,33
4	10,44	12,25	14,57	17,67	22,00	28,50	39,33

Tabel diatas merupakan tabel antara *duty cycle* (0,1-0,7) dengan perbandingan belitan induktor kopel (1-4). Melalui tabel tersebut maka didapatkan juga karakteristik kurva rasio kenaikan tegangan M seperti yang telah ditampilkan pada gambar 3.5. Dari data-data tersebut, kita dapat tentukan tegangan keluaran yang diinginkan berdasarkan pada kenaikan tegangan yang ada.



Gambar 3.5 Grafik Penguatan Tegangan pada Konverter

Pada tugas akhir ini telah ditentukan besarnya tegangan output yaitu 350 V dan range dari tegangan input yaitu antara 30-35 V. Penentuan duty cycle diambil pada saat tegangan input minimum konverter yaitu 30 V.

$$M = \frac{350}{30} = 11,6667$$
$$D = \frac{350 - 30 - 2 \times 2 \times 30}{2 \times 30 + 350} = 0,4878$$

Pada saat tegangan input maksimum yaitu 35 V, besar rasio konversi dan *duty cycle* konverter adalah

$$M = \frac{350}{35} = 10$$
$$D = \frac{350 - 35 - 2 \times 2 \times 35}{2 \times 35 + 350} = 0,5$$

Dari perhitungan diatas dapat diketahui bahwa rentang kerja tegangan *input* konverter diantara 30-35 V, tegangan output 350 Volt, duty cycle antara 0,4878 sampai 0,5 dan penguatan rasio sebesar 10 sampai 11,67 kali dari tegangan *input*.

3.3.2 Penentuan Nilai Beban

Konverter didesain untuk bekerja pada daya *output* maksimum sebesar 100 Watt dengan tegangan output 350 Volt. Berdasarkan persamaan (2.56) maka dapat ditentukan nilai resistor R sebesar :

$$R = \frac{350^2}{100} = 1225\Omega$$

3.3.3 Penentuan Nilai Induktor Kopel

Nilai induktor minimum dalam implementasi dihitung dengan menggunakan persamaan (2.62) dimana dalam mode operasi CCM nilai arus yang mengalir pada induktor harus lebih **besar** dari nol. Oleh karena itu, nilai L_m minimal dari induktor adalah

$$L_{m(\min)} = \frac{0.4878(1225)(1-0.4878)^2}{2(62500)(1+2+0.4878)^2} = 35,122 \mu\text{H}$$

Arus yang mengalir pada induktor dihitung dengan menggunakan persamaan (2.59). Sebelum menghitung nilai induktor dalam implementasi, maka ditentukan terlebih dahulu *ripple* arus yang melewati induktor tersebut. *Ripple* arus pada induktor sebesar 20% dari arus yang mengalir.

$$I_{L_m} = \frac{(1+2(2)+2(0.4878))^2}{1225(1-(0.4878))^2} 30 = 3,33\text{A}$$

$$\Delta I_{L_m} = 0,2 \times 3,33 = 0,67\text{A}$$

Nilai induktor L_m dapat ditentukan dengan persamaan (2.60). Sehingga nilai induktor L_m sebesar :

$$L_m = \frac{0.5}{62500(0,67)} 30 = 358,2\mu\text{H}$$

Dalam implementasinya, untuk mendapatkan nilai induktor kopel dengan nilai induktansi magnetisasi yang mendekati 358,2 μH dilakukan dengan melilitkan kawat tembaga yang sudah dipilin kedalam bobbin. Jenis kawat yang digunakan adalah jenis kawat AWG dengan diameter kawat sebesar 0,45mm. Kemampuan hantar kawat AWG dengan diameter 0,45 mm adalah 0,457 ampere dan frekuensi maksimum 85 KHz [12].

Kapasitas hantar arus induktor kopel ditentukan berdasarkan besar arus yang mengalir pada kawat tersebut ketika konverter dibebani dengan beban maksimum sesuai perancangan. Besar arus yang mengalir pada induktor kopel sisi primer sama dengan nilai arus *input* konverter yang didesain untuk beban 100 Watt. Maka besar arus yang mengalir ditentukan sebagai berikut.

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{100}{30} = 3,33\text{A}$$

$$I_{in\max} = 120\% \times 3,33 = 3,996\text{A}$$

Perancangan arus induktor dibuat 120% dari arus nominal karena mempertimbangkan factor *ripple* pada arus induktor. Maka jumlah split kawat induktor dapat ditentukan dengan cara sebagai berikut.

$$n_{kawat} = \frac{I_{\max Kopel}}{I_{\max kawat}} = \frac{3,996}{0,45} = 8,88 \approx 9$$

Jadi jumlah kawat yang digunakan yaitu 9 buah kawat. Kawat dipilin dengan tujuan menjaga kelenturan kawat. Untuk mengetahui parameter-parameter pada kopel induktor maka dilakukan pengukuran pada kopel induktor. L_{11} merupakan nilai induktansi kopel pada sisi primer ketika sisi sekunder dibiarkan open. L_{leak12} merupakan nilai induktansi bocor pada sisi primer ketika sisi sekunder kopel dihubungkan. L_{22} merupakan nilai induktansi kopel pada sisi sekunder ketika sisi primer dibiarkan open. L_{leak21} merupakan nilai induktansi bocor pada sisi sekunder ketika sisi primer kopel dihubungkan [10].

Tabel 3.3 Parameter Kopel Induktor

Parameter	Nilai
L_{11}	384,7 uH
L_{22}	1811,8 uH
L_{Leak12}	4,36 uH
L_{Leak21}	19,36 uH

Dari parameter-parameter diatas diperoleh nilai L_m implementasi yaitu dengan cara menggunakan persamaan (2.21)

$$L_{Mag} = \frac{1}{2} \sqrt{(403,3)(1900,9) - (4,03)(1900,9)} = 395,29 \text{ uH}$$

Dengan nilai L_{Mag} sebesar 395,29 uH maka induktor masih bekerja pada mode CCM sesuai dengan desain konverter.

3.3.4 Penentuan Nilai Kapasitor

Nilai kapasitor *output* C_o dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan (2.68). Desain *ripple* tegangan yang diinginkan adalah sebesar 1% dari tegangan pada setiap kapasitor. Maka nilai kapasitor *output* C_o sebesar

$$C_o = \frac{0,4878}{1225(62500)(0,0001)} = 63,7\mu F$$

Nilai kapasitor C_2 dan C_5 ditentukan dengan menggunakan persamaan (2.73) dengan ripple tegangan yang sama yaitu 1%. Sebelum menghitung nilai kapasitor C_2 dan C_5 , dihitung terlebih dahulu tegangan pada kapasitor tersebut dengan menggunakan persamaan (2.30)

$$V_{c_2} = V_{c_5} = \frac{2}{1-0,4878} 30 = 117,14V$$

maka nilai kapasitor C_2 dan C_5 sebesar:

$$C_5 = C_2 = \frac{(1-0,4878)}{0,01(117,14)(62500)} \frac{350}{1225} = 1,99\mu F$$

Selanjutnya untuk menentukan nilai kapasitor C_3 dan C_4 maka terlebih dahulu menghitung tegangan pada kapasitor C_3 dan C_4 menggunakan persamaan (2.29)

$$V_{c_3} = V_{c_4} = \frac{2(0,4878)}{1-0,4878} 30 = 57,14V$$

Menentukan nilai kapasitor C_3 dan C_4 dengan ripple tegangan sebesar 1% dengan cara menggunakan persamaan (2.74)

$$C_3 = C_4 = \frac{(1-0,4878)}{0,01(57,14)(62500)} \frac{350}{1225} = 4,097\mu F$$

Untuk memperoleh nilai tegangan pada kapasitor C_1 maka digunakan persamaan (2.51)

$$V_{c_1} = \frac{0,4878}{1-0,4878} 30 = 28,57V$$

Nilai pada kapasitor C_1 dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan (2.73)

$$C_1 = \frac{(1+2(2)+(2)0,4878)^2}{62500(1225)(1-0,4878)(0,01)(28,57)} 30 = 95,6\mu F$$

Nilai-nilai kapasitor yang ada dalam perhitungan tadi akan disesuaikan dengan ketersediaan komponen yang ada di pasaran. Oleh karena itu, dalam implementasi nanti akan diambil nilai kapasitor yang mendekati dan nilai tegangan yang sedikit lebih besar dari tegangan perhitungan pada kapasitor

3.3.5 Penentuan Dioda

Rangkaian konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel beroperasi pada frekuensi pensaklaran yang tinggi yaitu 62.5 kHz. Konverter ini menggunakan 6 buah dioda. Pemilihan dioda harus memiliki spesifikasi yang baik dari segi arus, tegangan, dan waktu reverse recovery yang cepat. Penentuan tegangan dan arus pada dioda dapat diperoleh dengan menggunakan rumus *voltage stress* dan *current stress* pada masing-masing komponen [8].

$$V_{D1} = V_{in} + V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (3.1)$$

$$V_{D3} = nV_{in} + V_{C3} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (3.2)$$

$$V_{D4} = nV_{in} + V_{C4} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (3.3)$$

$$V_{D2} = V_{C2} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (3.4)$$

$$V_{D5} = V_{C5} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (3.5)$$

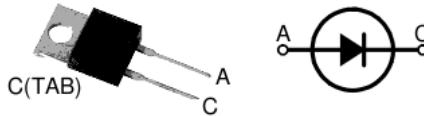
$$V_{D6} = V_o - V_{in} - V_{C3} - V_{C5} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (3.6)$$

Sehingga nilai *peak* dari tegangan dan arus pada dioda yaitu:

$$V_{D(peak)} = \frac{n}{1-D} V_{in} = \frac{2}{1-0.48} 30 = 115,38 \text{ Volt}$$

$$I_{D(\text{peak})} = \frac{2(D + Dn + 2n)V_o}{(1 - D)DR} = \frac{2(0,48 + 0,48(2) + 2(2))350}{(1 - 0,48)0,48(1225)} = 12,45$$

Dari pertimbangan tersebut dipilih dioda jenis MUR 1560. Dioda ini adalah jenis dioda *ultrafast switching* dengan rugi pensaklaran yang rendah. Dioda ini memiliki tegangan breakdown (V_R) 600V dengan arus maksimum yang dapat dilewatkan (I_F) sampai 15A. Dioda MUR 1560 juga memiliki reverse recovery time (t_{rr}) yang cepat yaitu 60 ns. Komponen dioda MUR 1560 dapat dilihat pada gambar 3.6 dibawah ini.



Gambar 3.6 Dioda MUR 1560

3.3.6 Penentuan MOSFET

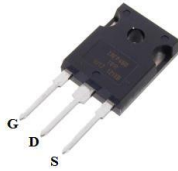
Rangkaian konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel menggunakan satu buah saklar elektronik. Saklar elektronik tersebut menggunakan saklar mosfet. Penentuan tegangan dan arus pada dioda dapat diperoleh dengan menggunakan rumus *voltage stress* dan *current stress* pada MOSFET [8].

$$V_{DS} = \frac{1}{1 - D} V_m = \frac{1}{1 - 0,48} 30 = 57,69 \text{ Volt}$$

$$I_{DS(\text{peak})} = \frac{2(D + Dn + 2n)V_o}{(1 - D)DR} = \frac{2(0,48 + 0,48(2) + 2(2))350}{(1 - 0,48)0,48(1225)} = 12,45$$

MOSFET yang digunakan adalah tipe IRFP460. Mosfet ini memiliki kemampuan menahan beda tegangan antara drain dan source-nya V_{DS} maksimumnya 500 V dengan arus drain maksimum sebesar 20A. Tegangan yang diberikan pada gate dan source-nya V_{GS} maksimum sebesar 20 V. Ketika pada kondisi aktif, besar hambatan $R_{DS(\text{ON})}$ sebesar 0,27 Ω . Besar tegangan dan arus yang melewati mosfet masih di bawah nilai spesifikasi yang diberikan oleh mosfet IRFP460 dengan begitu

penggunaan mosfet masih bisa digunakan pada rangkaian konverter ini. Mosfet IRFP460 ditunjukkan pada gambar 3.7.



Gambar 3.7 MOSFET IRFP 460

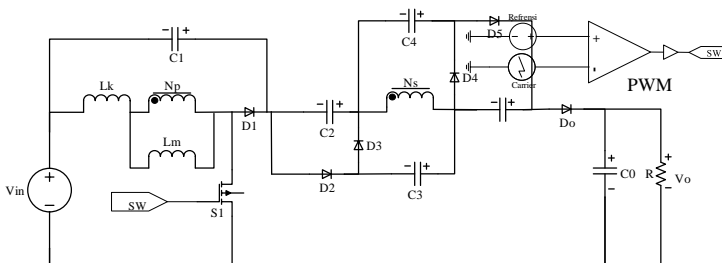
Berdasarkan perhitungan hasil desain, maka komponen-komponen yang diperlukan yaitu sebagai berikut:

Tabel 3.4 Parameter Komponen Berdasarkan Hasil Perhitungan

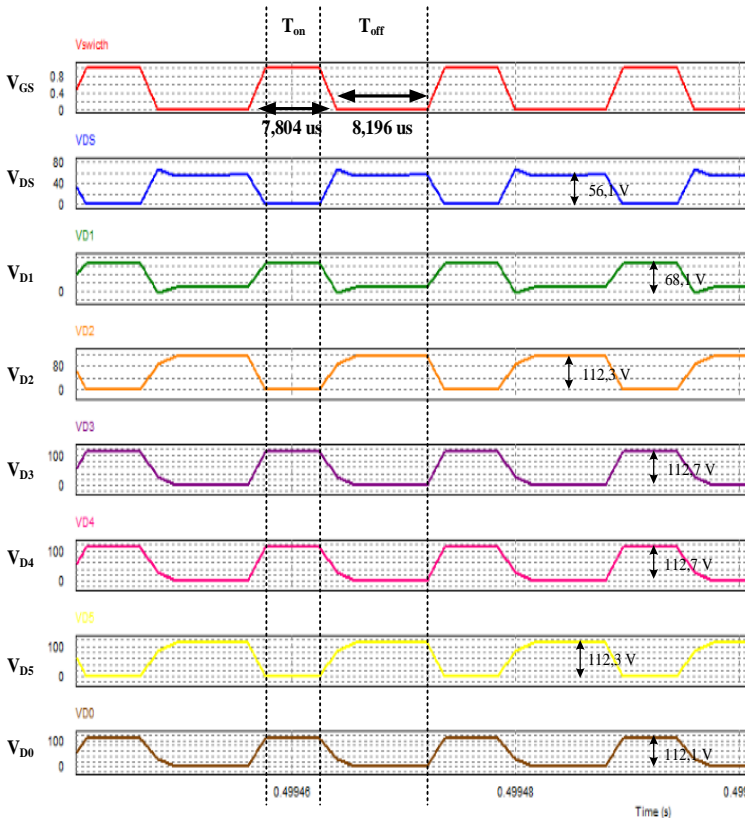
Parameter	Nilai
Induktor L_m	358 μ H
Kapasitor C_o	63,7 μ F/350 V
Kapasitor C_1	95,6 μ F/28,57 V
Kapasitor C_2 dan C_5	1,99 μ F/117,14 V
Kapasitor C_3 dan C_4	4,097 μ F/ 57,14 V
R	1225 ohm
Dioda	MUR 1560
MOSFET	IRFP 460

3.3.7 Simulasi pada Kondisi Tunak

Simulasi dilakukan pada kondisi *steady state* dengan tujuan memastikan bahwa konverter dapat bekerja sesuai dengan desain. Gambar 3.8 dibawah ini merupakan rangkaian simulasi dari konverter.



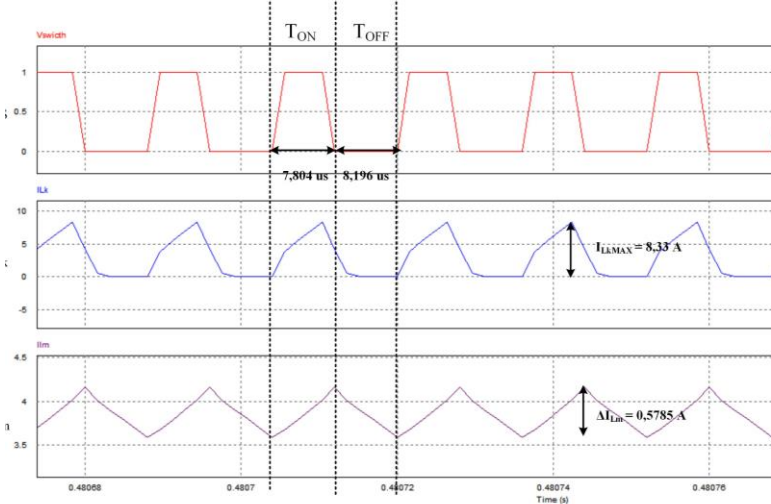
Gambar 3.8 Simulasi *Steady State* Konverter



Gambar 3.9 Bentuk Gelombang Pensaklaran pada Dioda dan MOSFET

Tegangan *input* pada simulasi dibuat konstan yaitu sebesar 30 Volt DC dan tegangan *output* sebesar 350 Volt DC dengan daya 100 Watt. Nilai *duty cycle* pada PWM yaitu sebesar 0,48% dan frekuensi 62500 Hz. Gambar 3.9 diatas menunjukkan proses *switching* yang terjadi pada dioda dan MOSFET. Ketika MOSFET dalam kondisi konduksi (T_{ON}) maka dioda yang dalam kondisi *forward biased* yaitu dioda D_2 dan D_5 sedangkan pada saat saklar OFF (T_{OFF}) maka dioda yang dalam kondisi *reverse biased* yaitu

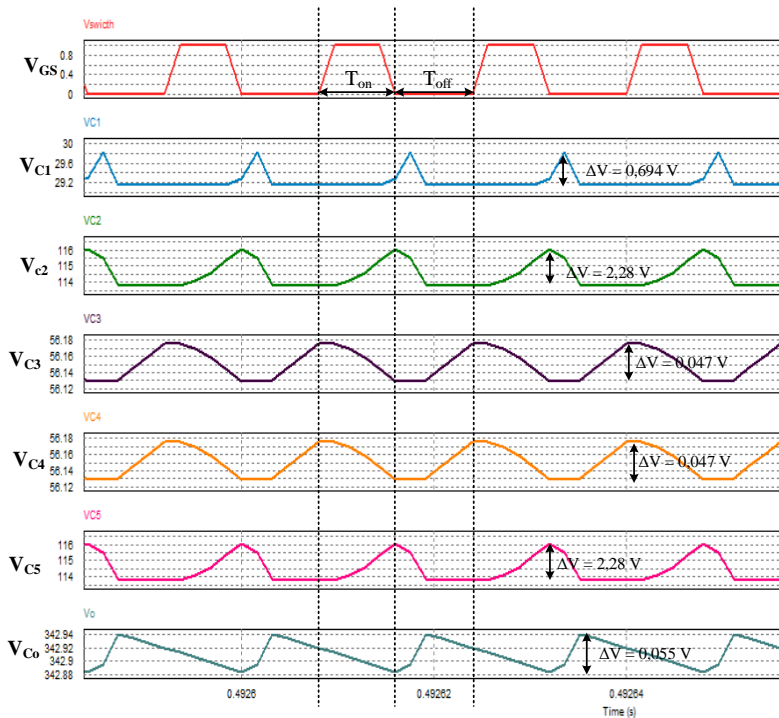
dioda D_1 , D_3 dan D_4 . Nilai *voltage stress* pada masing-masing dioda yaitu $V_{D1} = 68,1$ V, $V_{D2} = V_{D5} = 112,3$ V, $V_{D3} = V_{D4} = 112,7$ dan $V_{D0} = 112,1$ V



Gambar 3.10 Gelombang Arus Induktor I_{Lk} dan I_{Lm}

Gambar 3.10 menunjukkan bentuk gelombang arus pada induktor bocor dan induktor magnetisasi. Dari data diatas besar nilai rata-rata arus I_{Lk} yaitu 3,07 A dan nilai I_{Lm} yaitu 3,85 A. Nilai *ripple arus pada* I_{Lm} yaitu sebesar 0,5785 A. Saat saklar koduksi maka induktor akan menyimpan energi kemudian saat saklar terbuka maka induktor akan melepas energi.

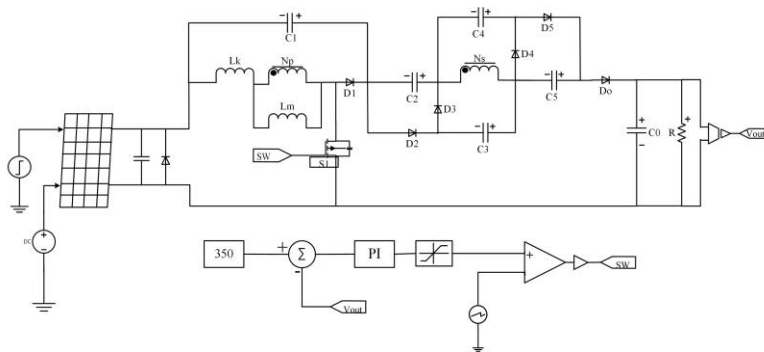
Gambar 3.11 dibawah ini menunjukkan bentuk gelombang dari kapasitor C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 dan C_{out} . Pada saat saklar konduksi maka kapasitor C_2 dan C_5 dalam kondisi *charging* sedangkan kapasitor C_1 , C_3 , C_4 dan C_o dalam kondisi *discharging*. Saat saklar terbuka maka kapasitor C_1 , C_3 , C_4 dan C_o dalam kondisi *charging* dan kapasitor C_2 dan C_5 dalam kondisi *discharging*. Nilai tegangan pada masing-masing kapasitor yaitu $V_{C1} = 28,7$ V, $V_{C2} = 114,7$ V, $V_{C3} = 56,47$ V, $V_{C4} = 56,47$ V, $V_{C5} = 114,7$ V dan $V_{Cout} = 342,44$ V.



Gambar 3.11 Gelombang Tegangan Kapasitor

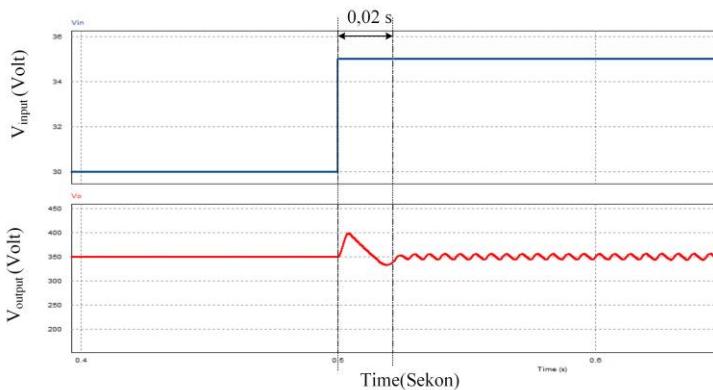
3.4 Konverter pada Kondisi Dinamis

Pada saat kondisi dinamis, konverter harus mampu mempertahankan tegangan *output*. Ketika tegangan *input* berubah, untuk mengatur tegangan *output* konstan maka *duty cycle* harus dikontrol. Pada konverter ini metode kontrol *duty cycle* yaitu menggunakan controller PI. Penentuan nilai kontroler K_p dan K_i dengan cara *trial and error*. Gambar dibawah ini menunjukkan sim



Gambar 3.12 Simulasi Kondisi Dinamis

Simulasi kondisi dinamis bertujuan untuk mengetahui respon kontrol dari *duty cycle* yang dikendalikan oleh PI ketika tegangan input berubah. Gambar diatas menunjukkan perubahan tegangan input akibat perubahan iradiasi matahari. Sistem kerja dari konverter dengan kontrol PI ini yaitu tegangan output dari konverter akan diambil untuk dibandingkan dengan tegangan refrensi yang diinginkan. Pada konverter ini tegangan refrensi yang diinginkan yaitu sebesar 350 V. Setelah tegangan *output* diselisihkan dengan tegangan refrensi, maka selanjutnya tegangan tersebut akan dikontrol oleh PI dan dibandingkan dengan sinyal *carier*. Hasil perbandingan tegangan tadi akan digunakan untuk mengatur *duty cycle* agar tegangan output konstan pada nilai 350 volt.



Gambar 3.13 Respon Kontroller Akibat Perubahan Tegangan Input

Gambar 3.13 diatas menunjukkan respon dari *controller* PI akibat perubahan tegangan input. Perubahan tegangan *input* konverter akan menyebabkan tegangan *output* konverter berubah. Oleh karena itu, kontrol duty cycle yang diatur oleh pengendali PI berusaha membangkitkan duty cycle yang dapat membuat tegangan V_o tetap konstan pada tegangan yang diinginkan yaitu 350 V.

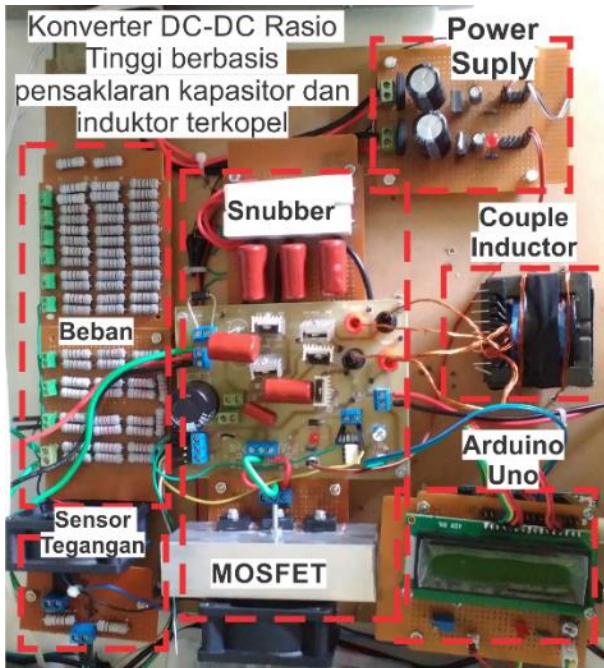
3.5 Implementasi

Implementasi merupakan tahap pembuatan alat sesuai desain yang telah ditentukan. Implementasi dilakukan untuk mengetahui kinerja konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. Tabel 3.5 menunjukkan nilai komponen implementasi pada konverter

Tabel 3.5 Parameter Komponen Konverter Implementasi

Komponen	Nilai
Kopel Induktor L_m	395,29 μ H
C_1	100 μ F/200 V
C_2 dan C_5	2,2 μ F/400 V
C_3 dan C_4	4,7 μ F/ 400V
C_o	100 μ F/ 400 V
Dioda	MUR 1560
MOSFET	IRFP 460
Pensaklaran	Arduino Uno

Nilai implementasi komponen disesuaikan dengan ketersediaan komponen yang ada di pasaran. Nilai pada komponen implementasi merupakan nilai yang lebih besar dari nilai komponen yang telah didesain. Hal tersebut bertujuan untuk mengantisipasi *voltage spike* pada konverter. Komponen yang sudah dirangkai dapat dilihat pada gambar 3.14 dibawah ini.



Gambar 3.14 Implementasi Alat

Pada gambar diatas konverter dibagi menjadi 8 rangkain utama. Bagian pertama yaitu power Supply sebagai penyuplai tegangan pada driver MOSFET. Bagian kedua yaitu snubber sebagai peredam tegangan spike pada MOSFET. Bagian ketiga yaitu MOSFET dan arduino uno sebagai sistem pensaklaran utama konverter. Bagian keempat induktor kopel sebagai sistem peningkat rasio konversi. Bagian kelima yaitu resistor sebagai beban dari konverter. Bagian keenam yaitu sensor tegangan sebagai sensor tegangan output saat konverter dioperasikan pada metode *constant voltage* dan bagian terakhir adalah rangkaian utama yang berada di tengah dari keseluruhan sistem.

BAB IV PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA

Pada bab ini akan dibahas mengenai analisis data hasil pengujian dari konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. Pengujian yang telah dilakukan meliputi pengujian sinyal PWM dan pensakelaran, pengujian arus dan tegangan pada induktor terkopel, pengujian tegangan pada kapasitor dan dioda, pengujian rasio konversi, pengujian efisensi, pengujian menggunakan modul *photovoltaic* sebagai *input* dari konverter dan pengujian konverter pada saat kondisi dinamis.

4.1 Alat Pengujian

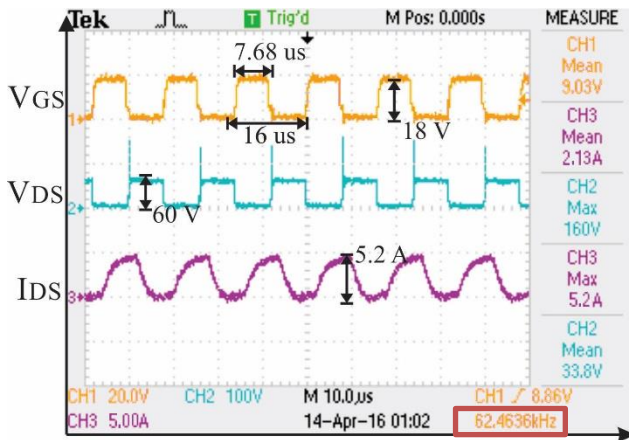
Pengujian konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel menggunakan peralatan skala laboratorium. Sumber tegangan DC yang digunakan merupakan sumber tegangan DC variabel. Sumber tegangan ini digunakan sebagai *input* dari konverter. Sumber tegangan akan dioperasikan paralel sehingga memiliki spesifikasi tegangan maksimal 30 V dan arus maksimal 6 A. Tegangan *input* dari konverter yaitu $V_{in} = 30$ V. Sementara itu, beban yang digunakan dalam pengujian ini adalah resistor yang telah didesain spesifikasi 1225 Ω dengan daya maksimal $P_{max} = 130$ W. Gambar 4.1 menunjukkan alat pengujian.



Gambar 4.1 Alat Pengujian

4.2 Pengujian Sinyal PWM

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui bentuk gelombang PWM apakah sesuai dengan perancangan dan simulasi. Frekuensi PWM yang digunakan untuk pensaklaran yaitu sebesar 62.5 kHz. Gambar 4.2 menunjukkan bentuk gelombang pensaklaran PWM yang diambil pada bagian *gate-source* dan *drain-source* dari MOSFET.



Gambar 4.2 Bentuk Sinyal Pensaklaran MOSFET

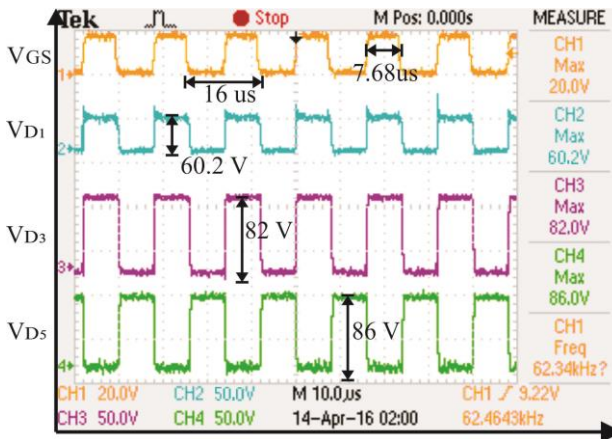
Gambar 4.2 diatas menunjukkan tegangan pada bagian *gate-source* (V_{GS}), *drain-source* (V_{DS}) dan arus pada bagian *drain-source* (I_{DS}). Bentuk gelombang diatas sudah bekerja sesuai dengan perancangan dan simulasi. Saat tegangan V_{GS} aktif maka tegangan V_{DS} bernilai nol. Pada kondisi ini saklar dalam posisi konduksi sehingga mengalir arus I_{DS} pada bagian *drain-source*. Saat tegangan V_{GS} bernilai nol, kondisi saklar terbuka sehingga akan timbul tegangan V_{DS} . Dalam kondisi ini tidak ada arus I_{DS} yang mengalir pada saklar.

Frekuensi dari sinyal V_{GS} sebesar 62,46 kHz. Nilai ini sudah mendekati dengan frekuensi desain yaitu sebesar 62,5 kHz atau sebanding dengan nilai periode sebesar 16 us. *Duty cycle* diatur pada nilai 48%. Apabila dikonversikan pada nilai periode, maka dapat didefinisikan bahwa saklar akan tertutup selama 7,68 us dan saklar akan terbuka selama 8,32 us. Besarnya amplitudo V_{GS} bergantung pada tegangan supply pada driver MOSFET. Pada implementasinya tegangan pada driver MOSFET sebesar 18 volt sehingga nilai amplitudo tegangan V_{GS} bernilai 18 volt. Nilai

amplitudo tegangan V_{DS} secara teori dapat diperoleh nilai sebesar 58,57 V. Sedangkan nilai amplitudo tegangan V_{DS} pada implementasi yaitu sebesar 60 V. Dapat disimpulkan bahwa secara karakteristik MOSFET telah bekerja sesuai implementasi dan nilai tegangan V_{DS} pada implementasi sudah mendekati nilai desain dari konverter.

4.3 Pengujian Sinyal Pensaklaran pada Dioda

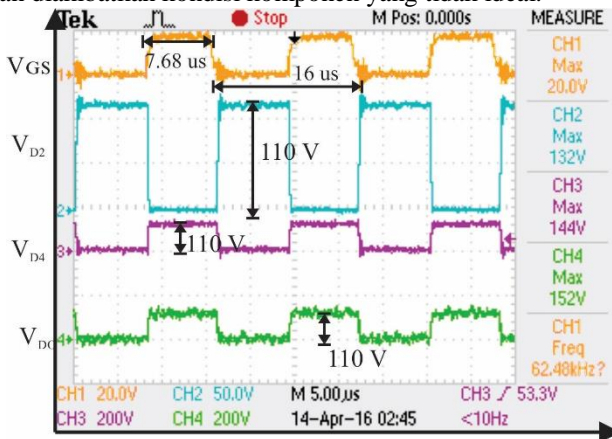
Pengujian pensaklaran pada dioda dilakukan untuk mengetahui bentuk gelombang tegangan pada dioda apakah sesuai dengan simulasi atau tidak. Dioda akan beroperasi seperti saklar dengan frekuensi pensaklaran sebesar 62,5 kHz.



Gambar 4.3 Bentuk Sinyal Pensaklaran pada Dioda D_1 , D_3 dan D_5

Gambar 4.3 diatas menunjukkan bentuk gelombang tegangan pada dioda D_1 , D_3 dan D_5 yang dibandingkan dengan tegangan pada MOSFET V_{GS} . Pada saat sakelar terbuka, dioda D_5 dalam kondisi *forward-biased*. Sedangkan dioda D_1 dan D_3 dalam kondisi *reverse-biased*. Tegangan pada dioda D_1 dan D_3 yaitu sebesar 60,2 dan 82 V. Pada saat saklar konduksi, dioda D_1 dan D_3 dalam kondisi *forward-biased*. Sedangkan dioda D_5 dalam kondisi *reverse-biased* sehingga dapat diukur tegangan dioda D_5 sebesar 86 volt. Bentuk gelombang diatas sudah sesuai dengan gelombang pada simulasi konverter. Namun masih ada perbedaan terhadap nilai tegangannya hal tersebut diakibatkan karena ketidakidealan komponen sehingga mengakibatkan drop tegangan.

Gambar 4.4 dibawah ini merupakan bentuk gelombang pensaklaran pada dioda D_2 , D_4 dan D_0 . Pada saat sakelar utama konduksi, dioda D_2 dalam kondisi *reverse-biased* sedangkan dioda D_4 dan D_0 dalam kondisi *forward-biased*. Kemudian pada saat sakelar terbuka, dioda D_4 dan D_0 dalam kondisi *reverse-biased* sedangkan dioda D_2 dalam kondisi *forward-biased*. Nilai *stress* tegangan pada dioda D_2 , D_4 dan D_0 masing-masing yaitu 110 Volt. Bentuk gelombang pada tiap-tiap dioda sudah sesuai dengan simulasi konverter. Secara perhitungan menggunakan persamaan (3.2), (3.3) dan (3.6) didapatkan nilai tegangan V_{D2} , V_{D4} dan V_{D0} masing-masing sebesar 117,14 Volt. Drop tegangan pada hasil pengujian diakibatkan kondisi komponen yang tidak ideal.



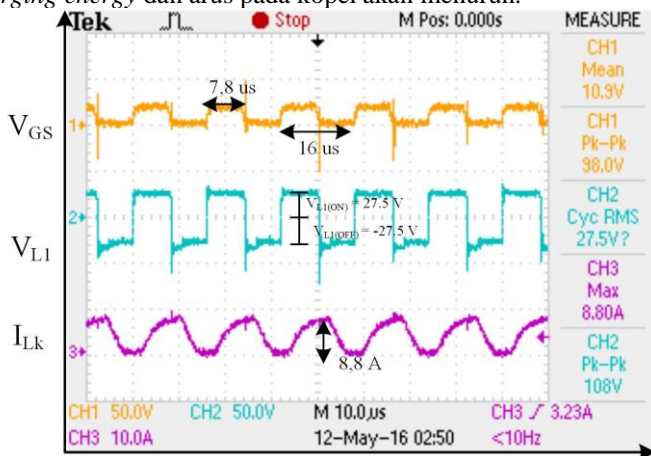
Gambar 4.4 Bentuk Sinyal Pensaklaran pada Dioda D_2 , D_4 dan D_0

Dari pengujian pensaklaran pada dioda dapat disimpulkan bahwa karakteristik sinyal pada dioda konverter yang diimplementasikan sudah sesuai dengan karakteristik dioda pada konverter simulasi. Namun, terdapat perbedaan pada nilai stress tegangan pada dioda saat implementasi dikarenakan terdapat nilai-nilai dari parameter komponen yang tidak sama dengan simulasi serta diakibatkan komponen tidak ideal.

4.4 Pengujian Arus dan Tegangan pada Induktor Terkopel

Gambar 4.3 di bawah ini merupakan bentuk gelombang arus dan tegangan pada kopel induktor sisi primer saat diberi tegangan *input* sebesar 30 Volt dengan *duty cycle* sebesar 48%. Dari gambar tersebut dapat dianalisis bahwa saat saklar konduksi, tegangan pada kopel induktor

bernilai positif. Induktor mengalami *charging energy* sehingga arus pada kopel induktor meningkat. Kemudian pada saat saklar terbuka, tegangan pada sisi primer kopel induktor bernilai negatif. Induktor mengalami *discharging energy* dan arus pada kopel akan menurun.



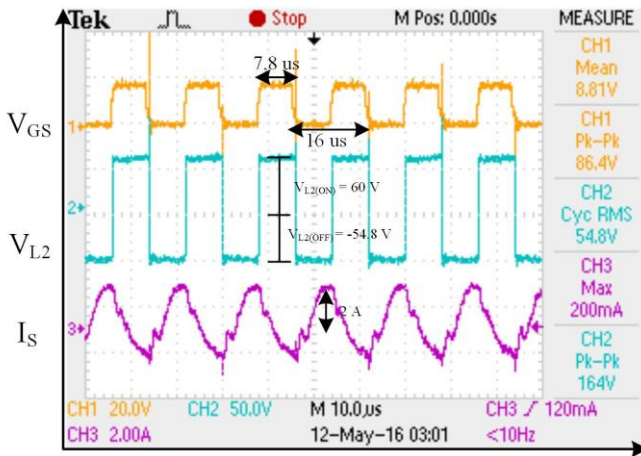
Gambar 4.5 Gelombang Tegangan dan Arus Kopel Induktor Sisi Primer

Gambar 4.5 diatas menunjukkan bentuk tegangan dan arus pada sisi primer induktor terkopel Nilai tegangan pada sisi primer induktor terkopel saat sakelar konduksi dan sakelar terbuka yaitu 27,5 V dan -27,5 V. Nilai arus puncak yang masuk pada sisi primer yaitu sebesar 8,8 A. Pada simulasi nilai tegangan pada saat saklar konduksi yaitu 28,8 V dan pada saat saklar terbuka yaitu -28,8 V. Pada simulasi, nilai arus puncak induktor bocor yaitu 8,3 A. Dapat disimpulkan bahwa secara karakteristik sinyal pada sisi primer induktor kopel sudah sesuai. Sedangkan nilai tegangan dan arus sudah mendekati dengan hasil simulasi.

Pada konverter ini tidak dapat dianalisis mode operasi dari konverter dikarenakan tidak bisa melihat bentuk arus pada induktor magnetisasi. Konverter dikatakan bekerja pada *continuous conduction mode* (CCM) apabila arus pada induktor magnetisasi L_m tidak menyentuh nol atau selalu lebih besar dari nol.

Gambar 4.6 dibawah ini merupakan bentuk gelombang dari arus dan tegangan pada sisi sekunder induktor terkopel. Saat saklar tertutup tegangan pada sisi sekunder bernilai positif. Besarnya tegangan sisi sekunder yaitu dua kali dari tegangan sisi primer. Arus bernilai negatif

menunjukkan bahwa arah aliran arus keluar dari induktor. Hal ini sesuai dengan analisis kondisi tunak. Saat saklar konduksi, arah aliran arus keluar dari sisi positif induktor kopel. Kemudian saat saklar terbuka, tegangan sisi sekunder kopel induktor bernilai negatif. Arus kopel bernilai positif menunjukkan bahwa arah aliran arus menuju induktor. Dari pengujian tegangan dan arus pada kopel induktor dapat disimpulkan bahwa secara karakteristik bentuk sinyal dari kopel sudah sesuai dengan analisis kondisi tunak dan simulasi.

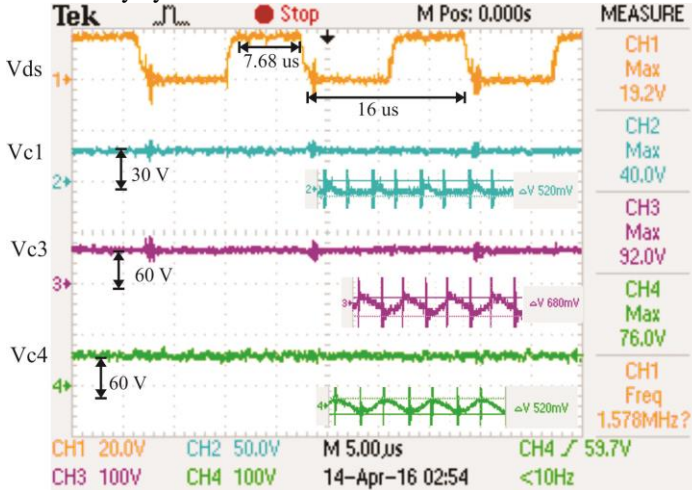


Gambar 4.6 Gelombang Tegangan dan Arus Kopel Induktor Sekunder

Gambar 4.6 diatas menunjukkan bentuk tegangan dan arus pada sisi sekunder induktor terkopel. Nilai tegangan saat saklar konduksi dan saklar terbuka yaitu 60 V dan -54,8 V. Nilai arus puncak pada sisi sekunder yaitu sebesar 2 A. Apabila dibandingkan dengan hasil simulasi, nilai tegangan pada saat saklar konduksi yaitu 59,17 V dan pada saat saklar terbuka yaitu -56,17 V. Pada simulasi, nilai arus puncak pada sisi sekunder yaitu 1,94 A. Dapat disimpulkan bahwa secara karakteristik sinyal pada sisi sekunder induktor terkopel sudah sesuai. Sedangkan nilai tegangan dan arus sudah mendekati dengan hasil simulasi. Faktor yang mengakibatkan perbedaan nilai arus dan tegangan yaitu ketidak idealan komponen implementasi.

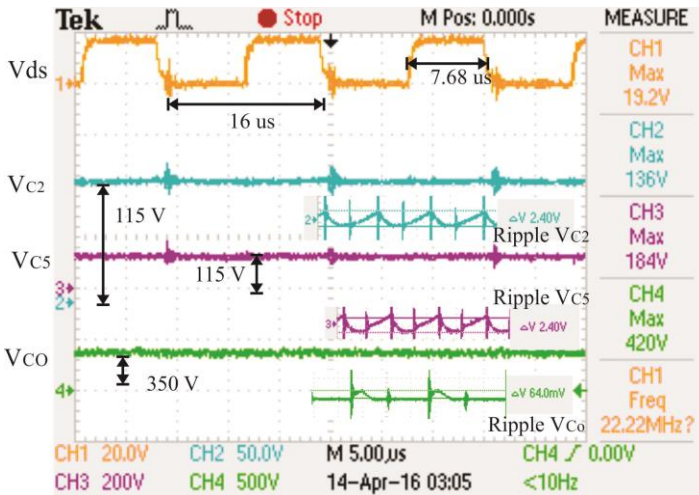
4.5 Pengujian Tegangan Kapasitor

Pengujian tegangan pada kapasitor dilakukan untuk mengetahui apakah besar tegangan pada masing-masing kapasitor sudah sesuai dengan desain dan simulasi. Pengujian ini juga dilakukan pada tegangan input $V_{in} = 30\text{ V}$ dan duty cycle $D = 48\%$.



Gambar 4.7 Tegangan Kapasitor C_1 , C_3 dan C_4

Gambar 4.7 diatas menunjukkan hasil pengujian tegangan pada kapasitor C_1 , C_3 dan C_4 . Dari data diatas nilai masing-masing tegangan kapasitor yaitu $V_{C1} = 30\text{V}$, $V_{C3} = 60\text{V}$, dan $V_{C4} = 60\text{V}$. Tegangan ini konstan selama satu periode pensaklaran. Besar tegangan pada kapasitor C_2 , C_5 dan C_0 , dapat dilihat pada gambar 4.8 dibawah ini. Nilai tegangan pada kapasitor C_2 , C_5 dan C_0 yaitu $V_{C2} = 120\text{ V}$, $V_{C5} = 120\text{ V}$ dan $V_{C0} = 350\text{ V}$. Tegangan pada setiap kapasitor diatas sudah mendekati hasil perhitungan dan simulasi. Secara perhitungan nilai tegangan pada kapasitor yaitu $V_{C1} = 28,57\text{ V}$, $V_{C2} = 117,14\text{ V}$, $V_{C3} = 57,14\text{ V}$, $V_{C4} = 57,14\text{ V}$, $V_{C5} = 117,14\text{ V}$ dan $V_{C0} = 350\text{ V}$.



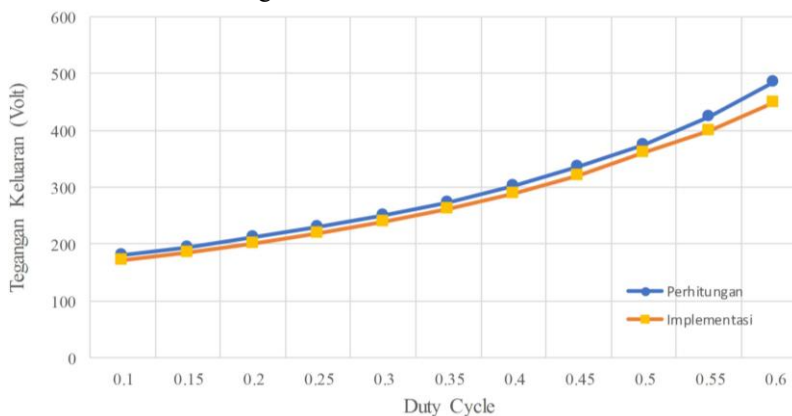
Gambar 4.8 Tegangan kapasitor C_2 , C_5 dan C_o

Gambar 4.8 diatas menunjukkan *ripple* tegangan dari kapasitor *output*. Besarnya *ripple* tegangan kapasitor C_o hasil implementasi adalah $\Delta V_{C_o} = 64$ mV. Besarnya ripple tegangan hasil simulasi yaitu sebesar 35 mV. Pada simulasi kapasitor yang digunakan dianggap ideal. Sedangkan pada implementasi, efek parasite komponen sangat berpengaruh terhadap nilai *ripple tegangan*. Efek parasit komponen dapat dijelaskan menggunakan konsep *equivalent series resistance* (ESR) yaitu kapasitor memiliki resistansi dalam yang dimodelkan tersusun seri dengan nilai kapasitansinya. Resistansi dalam inilah yang menyebabkan *ripple* tegangan kapasitor C_o pada implementasi nilainya lebih besar dibandingkan hasil simulasi.

4.6 Pengujian Rasio Konversi

Pengujian rasio konversi bertujuan untuk mengetahui penguatan dari konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. Pengujian dilakukan dengan menaikkan nilai *duty cycle* pada tegangan input yang konstan. Rasio konversi merupakan perbandingan antara tegangan *output* dengan tegangan *input* konverter. Secara teori semakin besar nilai *duty cycle*, maka semakin besar rasio konversi sehingga tegangan *output* yang dihasilkan oleh konverter semakin tinggi. Pengujian rasio konversi dengan cara memberikan tegangan *input*

konstan sebesar $V_{in} = 30 \text{ V}$ dan duty cycle dinaikkan secara bertahap. Konverter dibebani dengan resistansi 1225Ω .

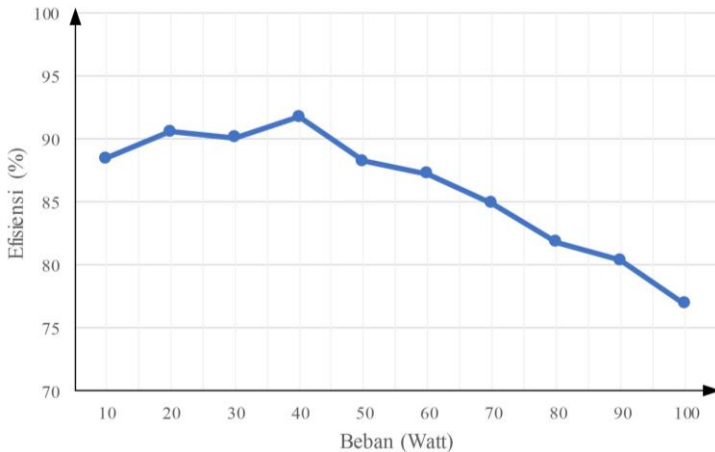


Gambar 4.9 Grafik Pengujian Rasio Konversi

Gambar 4.9 diatas menunjukkan grafik antara tegangan *output* dengan *duty cycle* konverter. Dari grafik diatas dapat disimpulkan bahwa semakin besar nilai *duty cycle* maka terdapat perbedaan antara perhitungan dan hasil pengujian. Perbedaan ini disebabkan karena factor ketidak idealan dari masing-masing komponen yang digunakan untuk implementasi. Pada tiap-tiap komponen seperti kapasitor, induktor, dioda dan MOSFET memiliki hambatan dalam. Resistansi pada tiap komponen mengakibatkan drop tegangan. Semakin besar nilai *duty cycle* maka semakin besar pula nilai arus yang mengalir sehingga drop tegangan akan semakin besar pula.

4.7 Pengujian Efisiensi

Pengujian efisiensi bertujuan untuk efisiensi konverter pada daya *output* yang berbeda-beda. Pengujian efisiensi konverter yaitu dengan cara memberikan tegangan *input* konstan yaitu sebesar 30 V. Konverter diatur hingga mencapai tegangan *output* 350 Volt saat beban diubah-ubah mulai dari 10 Watt hingga 100 Watt. Kemudian untuk mengukur efisiensi yaitu dengan cara membandingkan antara daya *output* dengan daya *input* dari konverter.



Gambar 4.10 Grafik Pengujian Efisiensi Konverter

Dari gambar 4.10 diatas dapat dilihat bahwa konverter dapat bekerja optimal pada daya kisaran 10 sampai 40 Watt. Efisiensi konverter semakin turun apabila daya yang mengalir semakin besar. Hal ini dapat dianalisis karena jika daya semakin besar, maka arus yang mengalir semakin besar sehingga mrngakibatkan rugi daya dan rugi tegangan pada rangkaian juga menjadi semakin besar. Efisiensi dari konverter ini dapat ditingkatkan dengan memperhatikan manajemen panas pada setiap komponen terutama komponen semikonduktor karena rawan dengan rugi daya, memilih jenis komponen yang berkualitas tinggi sehingga memiliki *parasitic component* yang tidak terlalu besar. Selain itu juga perlu mempertimbangkan *spacing* antar komponen yang digunakan dalam rangkaian sehingga dapat mengurangi besarnya *parasitic component* dari faktor konduktor namun juga tidak menyebabkan *electromagnetic interference* yang terlalu besar.

4.8 Pengujian Menggunakan Modul *Photovoltaic*

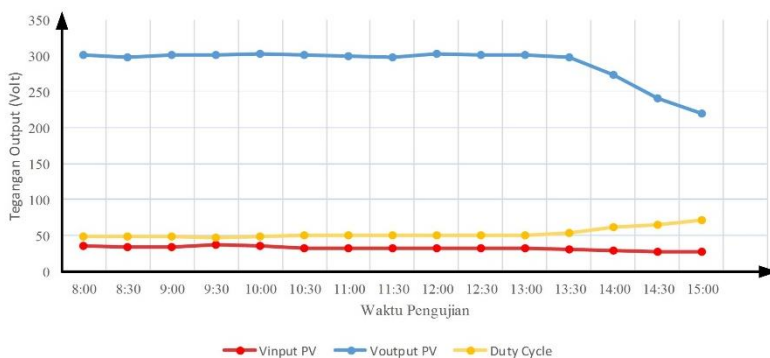
Pengujian menggunakan modul konverter bertujuan untuk mengetahui tegangan *output* konverter dapat dijaga konstan saat menggunakan sumber modul *photovoltaic*. Modul yang digunakan yaitu modul PV yang ada di laboratorium. Pengujian dilakukan dari pukul 08.00 sampai pukul 15.00 dengan frekuensi pengambilan data setiap 30 menit. Konverter diberikan beban 50 Watt. Gambar 4.11 dibawah ini

menunjukkan peralatan pengujian yang dibutuhkan saat pengujian menggunakan modul *photovoltaic* sebagai *input* dari konverter.



Gambar 4.11 Peralatan Pengujian Menggunakan Photovoltaic sebagai Input Konverter

Gambar 4.12 dibawah ini merupakan grafik pengujian konverter menggunakan sumber input modul *photovoltaic*. Dari grafik diatas dapat dianalisis bahwa ketika pukul 8.00 sampai 13.30 daya yang dihasilkan *photovoltaic* masih bisa mencapai kebutuhan daya pada beban sehingga konverter mampu mencapai tegangan 300 Volt. Namun, ketika pukul 13.30 sampai 15.00 konverter tidak mampu mencapai tegangan 300 Volt dikarenakan daya yang dihasilkan *photovoltaic* tidak mampu memenuhi kebutuhan beban.

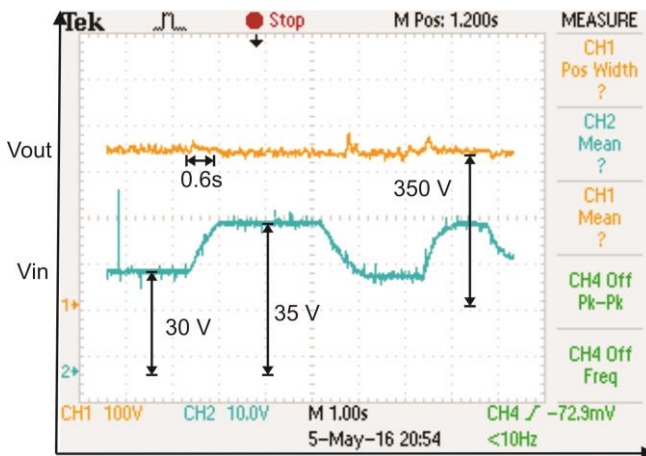


Gambar 4.12 Grafik Pengujian Menggunakan Modul *Photovoltaic*

4.9 Pengujian Respon Dinamik Konverter

Pengujian dalam kondisi dinamis bertujuan untuk mengetahui apakah respon kerja dari kontrol *duty cycle* untuk membuat tegangan keluaran V_{out} konstan sudah berfungsi sesuai dengan perancangan. Metode

pengujian yang dilakukan pada kondisi dinamis ini yaitu pengujian respon kontrol *duty cycle* akibat perubahan tegangan *input*. Semakin besar tegangan *input* maka akan menyebabkan kenaikan tegangan *output* konverter. Begitu juga sebaliknya, semakin kecil tegangan *input* maka akan menyebabkan penurunan tegangan *output* konverter. Oleh sebab itu, kontrol *duty cycle* harus mampu merespon dengan cepat perubahan tegangan masukan sehingga dapat tetap menjaga tegangan keluaran *Vout* konstan. Gambar 4.13 dibawah ini menunjukkan hasil pengujian respon *duty cycle* akibat perubahan tegangan *input*.



Gambar 4.13 Hasil Pengujian Respon Dinamik Konverter

Perubahan tegangan masukan seperti pada gambar diatas menyebabkan respon *duty cycle* bekerja. Respon *duty cycle* sudah bekerja dengan baik. Hal tersebut terbukti dari hasil hasil gelombang pada gambar 4.13 diatas. Ketika tegangan input berubah-ubah maka tegangan output dari konveretr tetap konstan yaitu 350 V. Waktu yang dibutuhkan untuk mempertahankan respon juga sangat cepat yaitu kurang dari 1 sekon. Dapat disimpulkan bahwa konverter mampu mempertahankan tegangan output meskipun tegangan input berubah.

LAMPIRAN

List Program Kondisi Steady State

```
#include <LiquidCrystal.h>
#include <PWM.h>

LiquidCrystal lcd(12, 11, 5, 4, 3, 2);
int pwmPin = 9;
int potensioPin = A0;
int32_t frequency = 62500;
void setup(){
  pinMode(9,OUTPUT);
  pinMode(A0,INPUT);
  lcd.begin(16, 2);
  lcd.print("BISMILLAH");
  lcd.setCursor(0,1);
  lcd.print("TA LANCAR");
  delay(2000);
  lcd.clear();
  InitTimersSafe();
  bool success = SetPinFrequencySafe(pwmPin, frequency);}
void loop(){
  int vout = analogRead (A1);
  int pwm = analogRead(A0); // membaca input potensio pada pin5
  pwmPin = map(pwm, 0, 1023, 0, 255);
  analogWrite(9, pwmPin); // output pwm
  float pwmpersen1 =(pwmPin)*0.392156862745098; // kalibrasi
  float pwmpersen2 = pwmpersen1*100/50.00; // konversi persen
  lcd.setCursor(0,0);
  lcd.print("Duty= ");
  lcd.setCursor(7,0);
  lcd.print(pwmpersen2);
  lcd.setCursor(12,0);
  lcd.print("%");
  lcd.setCursor(0,1);
  lcd.print(pwm);
  lcd.setCursor(7,1);
  lcd.print(vout);}
```

List Program Kondisi Dinamis

```
#include <LiquidCrystal.h>
#include <PWM.h>

LiquidCrystal lcd(12, 11, 5, 4, 3, 2);
int pin = 9;

float setpoint = 150; // set point 100 volt=150
float input = 0.0;
float err = 0.0;
float KeluarPWM = 0.0;
float Kp = 0.039;
float integ = 0.0;
float Ki = 0.1;
int32_t frequency = 62500;

void setup(){
  lcd.begin(16, 2);
  lcd.print("BISMILLAH ");
  lcd.setCursor(0,1);
  lcd.print("TA Lancar");
  delay(2000);
  lcd.clear();
  InitTimersSafe();
  bool success = SetPinFrequencySafe(pin, frequency);
  if(success){
    pinMode(13, OUTPUT);
    digitalWrite(13, HIGH);} }

void loop(){
  input = map (analogRead(A1), 0, 1023, 0, 254); // PI start here
  err = setpoint - input;
  integ+= err*0.05;
  KeluarPWM = (Kp*err) + (Ki*integ); //PI resulting duty

  if(integ > 2000){
    integ = 2000;}
  if(KeluarPWM < 76.2){
    KeluarPWM = 76.2;}
```

```

if(KeluarPWM > 152.4){
  KeluarPWM = 152.4;} //limit the duty value
pwmWrite(pin, KeluarPWM); //duty generation to pin
lcd.setCursor(0,0);
lcd.print("Duty = ");
lcd.setCursor(7,0);
lcd.print(KeluarPWM/254.0);
lcd.setCursor(0,1);
lcd.print("Err= ");
lcd.setCursor(5,1);
lcd.print(err);
lcd.setCursor(9,1);
lcd.print("in= ");
lcd.setCursor(12,1);
lcd.print(input);}

```

Tabel Kawat Tembaga AWG

AWG	Diameter [inches]	Diameter [mm]	Area [mm ²]	Resistance [Ohms / 1000 ft]	Resistance [Ohms / km]	Max Current [A]	Max Frequency for 100% skin depth
1	0.2893	7.34822	42.4	0.1239	0.406392	119	325 Hz
2	0.2576	6.54304	33.6	0.1563	0.512664	94	410 Hz
3	0.2294	5.82676	26.7	0.197	0.64616	75	500 Hz
4	0.2043	5.18922	21.2	0.2485	0.81508	60	650 Hz
5	0.1819	4.62026	16.8	0.3133	1.027624	47	810 Hz
6	0.162	4.1148	13.3	0.3951	1.295928	37	1100 Hz
7	0.1443	3.66522	10.5	0.4982	1.634096	30	1300 Hz
8	0.1285	3.2639	8.37	0.6282	2.060496	24	1650 Hz
9	0.1144	2.90576	6.63	0.7921	2.598088	19	2050 Hz
10	0.1019	2.58826	5.26	0.9989	3.276392	15	2600 Hz
11	0.0907	2.30378	4.17	1.26	4.1328	12	3200 Hz
12	0.0808	2.05232	3.31	1.588	5.20864	9.3	4150 Hz
13	0.072	1.8288	2.62	2.003	6.56984	7.4	5300 Hz
14	0.0641	1.62814	2.08	2.525	8.282	5.9	6700 Hz
15	0.0571	1.45034	1.65	3.184	10.44352	4.7	8250 Hz
16	0.0508	1.29032	1.31	4.016	13.17248	3.7	11 k Hz
17	0.0453	1.15062	1.04	5.064	16.60992	2.9	13 k Hz
18	0.0403	1.02362	0.823	6.385	20.9428	2.3	17 kHz
19	0.0359	0.91186	0.653	8.051	26.40728	1.8	21 kHz
20	0.032	0.8128	0.518	10.15	33.292	1.5	27 kHz
21	0.0285	0.7239	0.41	12.8	41.984	1.2	33 kHz
22	0.0254	0.64516	0.326	16.14	52.9392	0.92	42 kHz
23	0.0226	0.57404	0.258	20.36	66.7808	0.729	53 kHz
24	0.0201	0.51054	0.205	25.67	84.1976	0.577	68 kHz

25	0.0179	0.45466	0.162	32.37	106.1736	0.457	85 kHz
26	0.0159	0.40386	0.129	40.81	133.8568	0.361	107 kHz
27	0.0142	0.36068	0.102	51.47	168.8216	0.288	130 kHz
28	0.0126	0.32004	0.081	64.9	212.872	0.226	170 kHz
29	0.0113	0.28702	0.0642	81.83	268.4024	0.182	210 kHz
30	0.01	0.254	0.0509	103.2	338.496	0.142	270 kHz
31	0.0089	0.22606	0.0404	130.1	426.728	0.113	340 kHz
32	0.008	0.2032	0.032	164.1	538.248	0.091	430 kHz
33	0.0071	0.18034	0.0254	206.9	678.632	0.072	540 kHz
34	0.0063	0.16002	0.0201	260.9	855.752	0.056	690 kHz
35	0.0056	0.14224	0.016	329	1079.12	0.044	870 kHz
36	0.005	0.127	0.0127	414.8	1360	0.035	1100 kHz
37	0.0045	0.1143	0.01	523.1	1715	0.0289	1350 kHz
38	0.004	0.1016	0.00797	659.6	2163	0.0228	1750 kHz
39	0.0035	0.0889	0.00632	831.8	2728	0.0175	2250 kHz
40	0.0031	0.07874	0.00501	1049	3440	0.0137	2900 kHz

BAB 5

PENUTUP

Pada bab ini akan disampaikan beberapa kesimpulan dan saran dari Tugas Akhir yang disusun.

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan pengujian yang telah dilakukan terhadap simulasi maupun implementasi konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel untuk aplikasi pada *photovoltaic* dapat disimpulkan menjadi beberapa hal sebagai berikut.

1. Rangkaian Konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel dapat menaikkan tegangan dengan rasio konversi yang tinggi. Pada implementasi alat didapatkan rasio konversi hingga 12 kali dengan *duty cycle* 0,4878%.
2. Hasil dari simulasi dan implementasi alat telah sesuai dengan teori yang telah dibuat. Hal ini ditunjukkan melalui pengujian yang telah dilakukan.
3. Implementasi alat pada rangkaian konverter memiliki rata-rata efisiensi yaitu sebesar 86,01 % dengan efisiensi tertinggi pada pembebanan 40 Watt yaitu mencapai 91,73%.
4. Sistem kontrol *duty cycle* menggunakan PI telah bekerja dengan baik terbukti konverter mampu mempertahankan tegangan *output* dengan tegangan *input* yang berubah.

5.2 Saran

Saran yang diberikan untuk perkembangan penelitian selanjutnya adalah:

1. Menambah kontrol MPPT sehingga dapat diperoleh daya yang optimal dari *photovoltaic*.
2. Pemilihan komponen memiliki efisiensi tinggi untuk hasil yang lebih maksimal dari konverter tersebut.
3. Pembuatan induktor-kopel perlu diperbaiki lagi sehingga mendekati ideal dan dapat meningkatkan kinerja implementasi alat yang dibuat.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] V. Scarpa, S. Buso, and G. Spiazzi, "Low-complexity MPPT technique exploiting the PV module MPP locus characterization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1531–1538, May 2009.
- [2] Ashari, Mochamad. "Sistem Konverter DC". ITS Press. 2012
- [3] R. J. Wai, L. W. Liu, and R. Y. Duan, "High-efficiency voltage-clamped DC–DC converter with reduced reverse-recovery current and switch voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 272–280, Feb. 2005.
- [4] B. R. Lin and F. Y. Hsieh, "Soft-switching zeta–flyback converter with a buck–boost type of active clamp," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2813–2822, Oct. 2007.
- [5] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High step-up converter with coupled-inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1025–1035, Sep. 2005.
- [6] T. Dumrongkittigule, V. Tarateeraseth, and W. Khan-ngern, "A new integrated inductor balanced switching technique for common mode EMI reduction in high step-up DC/DC converter," in *Proc. Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat.*, Feb./Mar. 2006, pp. 541–544.
- [7] Jepry, "*Perancangan Pengendali PID Pada Proportional Valve*". Undergraduated Thesis, Teknik Elektro, FT-UI, 2010
- [8] Yi-Ping Hsieh and Jiann-Fuh Chen, "Novel High Step-Up DC–DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques for a Sustainable Energy System" *IEEE Trans on Power Elwtronics*, Vol. 26, No. 12, December 2011
- [9] T.J. Liang and K.C. Tseng, "Analysis of Integrated Boost-Flyback Step-Up converter", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 152, No. 2, March 2005.
- [10] Hesterman Bryce, "Analysis and Modeling of Magnetic Coupling", University Of Colorado, Boulder, Colorado, April 2007
- [11] Gilbert M. Masters, "Renewable and Efficient Electric Power Systems", Stanford University, United States of America. 2004

RIWAYAT HIDUP



Penulis bernama Gusti Rinaldi Zulranain atau biasa dipanggil Aldi. Penulis lahir pada tanggal 7 Juli 1994 di kota Situbondo. Ia dibesarkan di Kota Probolinggo, sampai akhirnya meneruskan studinya di kota Surabaya. Ia menempuh sekolah dasar di SDN Mangunharjo I. Setelah 6 tahun, ia melanjutkan sekolah di SMPN 1 Probolinggo. Sampai akhirnya lulus, ia meneruskan sekolahnya di SMAN 1 Probolinggo. Dengan izin dan berbagai pertimbangan yang ada, ia merantau ke Surabaya dan memilih Institut Teknologi Sepuluh Nopember sebagai tempat untuk mengembangkan dirinya. Penulis mengambil bidang minat Teknik Sistem Tenaga di jurusan Teknik Elektro ITS. Selama kuliah penulis aktif di beberapa organisasi, mengikuti lomba karya ilmiah dan sebagai asisten laboratorium konversi energi. Penulis mempunyai motto hidup yaitu “Siapa yang bersungguh-sungguh maka akan berhasil”.