



**TUGAS AKHIR - TE 141599**

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI *HIGH VOLTAGE GAIN*  
DC-DC KONVERTER MENGGUNAKAN *DICKSON*  
*CHARGE PUMP VOLTAGE MULTIPLIER* YANG  
TERMODIFIKASI UNTUK SUPLAI INVERTER YANG  
TERHUBUNG MOTOR INDUKSI SATU FASA**

Faishal Akmal Hermawan  
NRP 0711144000079

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

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO  
Fakultas Teknologi Elektro  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember  
Surabaya 2018

*Halaman ini sengaja dikosongkan*



**Final Project - TE 141599**

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF HIGH VOLTAGE  
GAIN DC-DC CONVERTER WITH MODIFIED DICKSON  
CHARGE PUMP VOLTAGE MULTIPLIER FOR  
INVERTER SUPPLY CONNECTED TO ONE-PHASE  
INDUCTION MOTOR**

Faishal Akmal Hermawan  
NRP 0711144000079

Advisor  
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D.  
Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.

ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT  
Faculty of Electrical Technology  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember  
Surabaya 2018

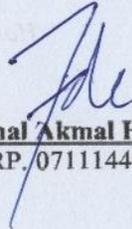
*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi sebagian maupun keseluruhan Tugas Akhir saya dengan judul "**Desain dan Implementasi High Voltage Gain DC-DC Konverter Menggunakan Dickson Charge Pump Voltage Multiplier Termodifikasi untuk Suplai Inverter yang Terhubung Motor Induksi Satu Fasa**" adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan karya pihak lain yang akui sebagai karya sendiri

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, Juli 2018



**Faishal Akmal Hermawan**  
NRP. 0711144000079

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI *HIGH VOLTAGE GAIN*  
DC-DC KONVERTER MENGGUNAKAN *DICKSON*  
*CHARGE PUMP VOLTAGE MULTIPLIER* YANG  
TERMODIFIKASI UNTUK SUPLAI INVERTER YANG  
TERHUBUNG MOTOR INDUKSI SATU FASA**

**TUGAS AKHIR**

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

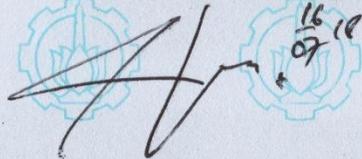
**Menyetujui:**

**Dosen Pembimbing I**



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

**Dosen Pembimbing II**



16 10  
07

**Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.**  
NIP : 197311192000031001



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

# **DESAIN DAN IMPLEMENTASI *HIGH VOLTAGE GAIN* DC-DC KONVERTER MENGGUNAKAN *DICKSON CHARGE PUMP VOLTAGE MULTIPLIER* YANG TERMODIFIKASI UNTUK SUPLAJ INVERTER YANG TERHUBUNG MOTOR INDUKSI SATU FASA**

Faishal Akmal Hermawan  
0711144000079

Dosen Pembimbing 1 : Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.

Dosen Pembimbing 2 : Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.

## **ABSTRAK**

Dalam beberapa tahun terakhir, penggunaan sumber daya terbarukan seperti *photovoltaic* (PV) semakin meningkat. Contoh penerapannya adalah sebagai suplai bagi motor induksi. Namun di dalam penerapannya, PV memiliki permasalahan dimana tegangan keluaran yang dihasilkan oleh PV cukup rendah untuk langsung dihubungkan dengan inverter. Sehingga pada tugas akhir ini akan digunakan *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* untuk suplai inverter. Topologi konverter ini terdiri atas rangkaian *interleaved boost* dan *dickson charge pump voltage multiplier*. Topologi ini memiliki kelebihan nilai *gain* dan efisiensi yang lebih tinggi dibandingkan dengan *boost* konverter konvensional. Nilai *gain* yang mampu dihasilkan oleh konverter ini mencapai 12.85 dengan efisiensi rata-rata yang tinggi yaitu 88,23 %. Dengan menggunakan MPPT algoritma *perturb and observe*, topologi konverter ini mampu memaksimalkan daya pada PV hingga mencapai 99,013%.

**Kata Kunci:** (*boost* konverter, *high gain* konverter, MPPT *Perturb and Observe* )

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

# **DESIGN AND IMPLEMENTATION OF HIGH VOLTAGE GAIN DC-DC CONVERTER WITH MODIFIED DICKSON CHARGE PUMP VOLTAGE MULTIPLIER FOR INVERTER SUPPLY CONNECTED TO ONE-PHASE INDUCTION MOTOR**

Faishal Akmal Hermawan  
0711144000079

Supervisor 1 : Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.  
Supervisor 2 : Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.

## **ABSTRACT**

In recent years, the use of renewable resources such as photovoltaic (PV) is increasing. An example of this is as a supply of an induction motor. But in its application, PV has problems where the output voltage generated by PV is too low to be directly connected to the inverter. So in this final project, will be used high voltage gain DC-DC converter using dickson charge pump voltage multiplier for inverter supply. This converter topology consists of interleaved boost circuit and dickson charge pump voltage multiplier. This topology has advantages of higher gain and higher efficiency compared to conventional converter boost. The gain that can be produced by this converter reached 12.85 with average efficiency 88.23%. By using MPPT perturb and observe algorithm, this converter topology can maximize power in PV reaching 99,013%.

**Keyword** : (boost converter, high gain converter, Perturb and Observe MPPT )

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## KATA PENGANTAR

Puji syukur Alhamdulillah senantiasa saya panjatkan atas kehadiran Allah ‘Azza Wa Jalla. Karena atas limpahan rahmat dan hidayah-Nya, buku penelitian dengan judul **“Desain dan Implementasi High Voltage Gain DC-DC Konverter Menggunakan Dickson Charge Pump Voltage Multiplier yang Termodifikasi untuk Suplai Inverter Yang Terhubung Motor Induksi Satu Fasa”** dapat diselesaikan dengan baik. Buku ini saya persembahkan khususnya untuk keluarga saya dan umumnya untuk bahan referensi penelitian selanjutnya

Selama pengerjaan penelitian ini telah banyak pihak-pihak yang membantu baik berupa doa, bimbingan dan jasa dalam menyelesaikan penelitian ini dan tidak lupa saya mengucapkan terima kasih kepada :

1. Ibu saya dan alm. ayah saya, serta kakak dan seluruh keluarga saya yang selalu setia membentarkan semangat dan motivasi.
2. Bapak Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D. dan Bapak Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D. selaku dosen pembimbing yang telah banyak memberikan ilmu, masukan dan arahan sehingga buku penelitian ini dapat diselesaikan dengan baik.
3. Teman-teman asisten Laboratorium Konversi Energi yang selalu memberikan dukungan moral dan spiritual
4. Fridianty Anggraeni yang selalu menemani dan memberikan dukungan dalam pengerjaan buku ini
5. Teman-teman satu perjuangan E54
6. Dan semua pihak yang tidak bisa disebutkan satu persatu.

Semoga penelitian memberikan informasi dan manfaat bagi semua pembaca.

Surabaya, Juli 2018

Faishal Akmal Hermawan

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

# DAFTAR ISI

<b>HALAMAN JUDUL</b>	
<b>PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR</b>	
<b>LEMBAR PENGESAHAN</b>	
<b>ABSTRAK</b> .....	<b>i</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>iii</b>
<b>KATA PENGANTAR</b> .....	<b>v</b>
<b>DAFTAR ISI</b> .....	<b>vii</b>
<b>DAFTAR GAMBAR</b> .....	<b>x</b>
<b>DAFTAR TABEL</b> .....	<b>xv</b>
<b>BAB 1 PENDAHULUAN</b> .....	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang Masalah .....	1
1.2 Perumusan Masalah .....	2
1.3 Tujuan Tugas Akhir .....	2
1.4 Batasan Masalah .....	3
1.5 Metodologi.....	3
1.6 Relevansi .....	4
1.7 Sistematika Penulisan .....	4
<b>BAB 2 HIGH VOLTAGE GAIN DC-DC KONVERTER MENGUNAKAN DICKSON CHARGE PUMP VOLTAGE MULTIPLIER YANG TERMODIFIKASI UNTUK SUPLAI MOTOR INDUKSI SATU FASA</b> .....	<b>7</b>
2.1 DC-DC <i>Boost</i> Konverter Konvensional.....	7
2.2 Rangkaian Pengganda Tegangan <i>Dickson Charge Pump</i> ...	9
2.3 <i>High Voltage Gain DC-DC</i> Konverter Menggunakan <i>Dickson Charge Pump Voltage Multiplier</i> yang Termodifikasi .....	10
2.3.1 Analisis Mode 1 .....	13
2.3.2 Analisis Mode 2 .....	15
2.3.3 Analisis Mode 3 .....	17
2.3.4 Penurunan Persamaan Rasio Konversi .....	19
2.3.5 Penurunan Parameter Komponen .....	24
2.4 Inverter <i>Full Bridge</i> Satu Fasa.....	28
2.5 <i>Photovoltaic</i> dan MPPT P&O.....	30
2.6 Motor Induksi Satu Fasa .....	33
2.6.1 Rangkaian Ekuivalen.....	34
2.6.2 Analisis Torsi-Kecepatan .....	35

<b>BAB 3 DESAIN, SIMULASI DAN IMPLEMENTASI .....</b>	<b>39</b>
3.1 Pemodelan Sistem .....	39
3.2 Desain Parameter <i>Photovoltaic</i> .....	39
3.3 <i>Desain High Voltage Gain DC-DC Konverter</i> Menggunakan <i>Dickson Charge Pump Voltage Multiplier</i> yang Termodifikasi.....	40
3.3.1 Penentuan Rasio Konversi dan <i>Duty Cycle</i> .....	41
3.3.2 Penentuan Nilai Induktor L1 dan L2.....	42
3.3.3 Penentuan Parameter Kapasitor .....	45
3.3.4 Penentuan Parameter Beban R.....	47
3.3.5 Penentuan Dioda D1, D2, D3 dan $D_{out}$ .....	47
3.3.6 Penentuan MOSFET .....	48
3.4 Parameter <i>Fullbridge</i> Inverter .....	50
3.5 Parameter Motor Induksi Satu Fasa.....	51
3.6 Parameter Pompa Sentrifugal .....	52
3.7 Simulasi Sistem .....	55
3.7.1 Simulasi <i>High Voltage Gain DC-DC Konverter</i> Menggunakan <i>Dickson Charge Pump Voltage</i> <i>Multiplier</i> yang Termodifikasi .....	55
3.7.2 Simulasi Inverter.....	58
3.7.3 Simulasi Sistem Keseluruhan.....	63
3.8 Implementasi .....	69
<b>BAB 4 HASIL PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA .....</b>	<b>71</b>
4.1 Pengujian <i>High Voltage Gain DC-DC Konverter</i> Menggunakan <i>Dickson Charge Pump Voltage Multiplier</i> yang Termodifikasi.....	71
4.1.1 Pengujian Sinyal <i>Switching</i> .....	71
4.1.2 Pengujian Sinyal Arus Induktor L1 dan L2 .....	73
4.1.3 Pengujian Sinyal Tegangan Kapasitor VM C1, C2, C3 dan C4.....	75
4.1.4 Pengujian Sinyal Tegangan Keluaran .....	76
4.1.5 Pengujian Rasio Konversi konverter.....	77
4.1.6 Pengujian Efisiensi .....	78
4.2 Pengujian Inverter .....	79
4.3 Pengujian Konverter Sebagai Suplai Inverter yang Terhubung Motor Induksi Satu Fasa .....	80
4.4 Pengujian MPPT pada Konverter .....	82
4.4.1 Kurva Karakteristik <i>Photovoltaic</i> .....	82
4.4.2 Pengujian MPPT Konverter .....	84

<b>BAB 5 KESIMPULAN DAN SARAN .....</b>	<b>87</b>
5.1 Kesimpulan.....	87
5.2 Saran .....	87
<b>DAFTAR PUSTAKA .....</b>	<b>89</b>
<b>LAMPIRAN.....</b>	<b>91</b>
<b>BIOGRAFI .....</b>	<b>99</b>

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Rangkaian <i>boost</i> konverter konvensional .....	7
Gambar 2.2	Rangkaian pengganda tegangan <i>dickson</i> 4 tingkat ..	9
Gambar 2.3	Rangkaian <i>high voltage gain</i> DC-DC konverter menggunakan <i>dickson charge pump voltage multiplier</i> yang termodifikasi .....	11
Gambar 2.4	Bentuk gelombang tegangan dan arus pada masing-masing komponen pada rangkaian <i>high voltage gain</i> DC-DC konverter menggunakan <i>dickson charge pump voltage multiplier</i> yang termodifikasi .....	12
Gambar 2.5	Rangkaian <i>high voltage gain</i> DC-DC konverter menggunakan <i>dickson charge pump voltage multiplier</i> yang termodifikasi ketika mode 1 .....	13
Gambar 2.6	Rangkaian <i>high voltage gain</i> DC-DC konverter menggunakan <i>dickson charge pump voltage multiplier</i> yang termodifikasi ketika mode 2 .....	15
Gambar 2.7	Rangkaian <i>high voltage gain</i> DC-DC konverter menggunakan <i>dickson charge pump voltage multiplier</i> yang termodifikasi ketika mode 3 .....	18
Gambar 2.8	Rangkaian inverter <i>full bridge</i> satu fasa .....	29
Gambar 2.9	Bentuk gelombang tegangan keluaran inverter PWM pulsa tunggal .....	30
Gambar 2.10	Bentuk rangkaian kontrol PWM pulsa tunggal .....	30
Gambar 2.11	Rangkaian ekuivalen <i>photovoltaic</i> .....	31
Gambar 2.12	Kurva karakteristik I-V dari PV [6].....	32
Gambar 2.13	<i>Flowchart</i> algoritma MPPT P&O .....	33
Gambar 2.14	Rangkaian ekuivalen motor induksi satu fasa .....	34
Gambar 2.15	Kurva torsi-kecepatan motor induksi satu fasa dan pompa sentrifugal .....	36
Gambar 3.1	Diagram blok sistem secara keseluruhan.....	39
Gambar 3.2	Kurva rasio konversi dari konverter .....	42
Gambar 3.3	Dioda MUR 1560 .....	48
Gambar 3.4	MOSFET IRFP 4332.....	49
Gambar 3.5	Kurva karakteristik torsi kecepatan motor dan pompa .....	54
Gambar 3.6	Bentuk gelombang tegangan <i>gate-source</i> dan <i>drain-source</i> MOSFET 1.....	55
Gambar 3.7	Bentuk gelombang tegangan <i>gate-source</i> dan <i>drain-source</i> MOSFET 2.....	56

Gambar 3.8	Bentuk gelombang arus induktor L1 dan induktor L2.....	57
Gambar 3.9	Bentuk gelombang tegangan kapasitor C1, C2 ,C3 dan C4 .....	57
Gambar 3.10	Bentuk gelombang tegangan Input dan Output.....	58
Gambar 3.11	Rangkaian simulasi inverter.....	60
Gambar 3.12	Bentuk gelombang tegangan output konverter dan tegangan output inverter dengan beban R .....	61
Gambar 3.13	Bentuk gelombang arus output konverter dan tegangan output inverter dengan beban R .....	61
Gambar 3.14	Bentuk gelombang arus output konverter dan tegangan arus inverter dengan beban motor .....	62
Gambar 3.15	Bentuk gelombang tegangan output konverter dan tegangan keluaran inverter dengan beban motor .....	62
Gambar 3.16	Rangkaian simulasi sistem secara keseluruhan .....	64
Gambar 3.17	Gelombang rangkaian secara keseluruhan. (a) Gelombang kecepatan motor (b) gelombang debit air (c) gelombang total aliran air (d) gelombang torsi beban. ....	65
Gambar 3.18	Gelombang rangkaian secara keseluruhan. (a) Gelombang daya max dan daya output. (b) <i>duty cycle</i> konverter (c) gelombang Vout PV (d ) gelombang Iout PV. ....	65
Gambar 3.19	Grafik daya yang dihasilkan terhadap iradiasi .....	67
Gambar 3.20	Grafik tegangan output terhadap iradiasi .....	67
Gambar 3.21	Grafik kecepatan motor terhadap iradiasi .....	67
Gambar 3.22	Grafik torsi beban terhadap iradiasi .....	68
Gambar 3.23	Grafik daya output motor yang dihasilkan terhadap iradiasi .....	68
Gambar 3.24	Grafik debit pompa terhadap iradiasi .....	68
Gambar 3.25	Implementasi <i>high voltage gain</i> dc-dc konverter menggunakan <i>dickson charge pump voltage multiplier</i> yang termodifikasi untuk suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa dan PV yang digunakan .....	70
Gambar 4.1	Bentuk gelombang $V_{GS}$ dan $V_{DS}$ saklar S1.....	72
Gambar 4.2	Bentuk gelombang $V_{GS}$ dan $V_{DS}$ saklar S2.....	72
Gambar 4.3	Bentuk gelombang arus induktor L1 , $V_{GS}$ , dan $V_{DS}$ saklar S1 .....	73

Gambar 4.4	Bentuk gelombang arus induktor $L_2$ , $V_{GS}$ dan $V_{DS}$ saklar $S_2$ .....	74
Gambar 4.5	Bentuk gelombang tegangan $V_{C1}$ , $V_{C2}$ , $V_{C3}$ dan $V_{C4}$ .....	75
Gambar 4.6	Bentuk gelombang tegangan $V_{out}$ dan $V_{in}$ dari konverter.....	76
Gambar 4.7	Grafik pengujian rasio konversi .....	77
Gambar 4.8	Grafik pengujian efisiensi konverter .....	78
Gambar 4.9	Bentuk gelombang tegangan keluaran inverter dan keluaran konverter. ....	79
Gambar 4.10	Bentuk gelombang arus keluaran inverter dan keluaran konverter. ....	80
Gambar 4.11	Bentuk gelombang tegangan yang dihasilkan dari output konverter dan output dari inverter yang terhubung dengan motor induksi satu fasa. ....	81
Gambar 4.12	Bentuk gelombang arus keluaran inverter dan keluaran konverter. ....	82
Gambar 4.13	Kurva karakteristik arus dan tegangan .....	83
Gambar 4.14	Kurva karakteristik daya dan tegangan .....	84
Gambar 4.15	Kurva iradiasi terhadap waktu.....	85
Gambar 4.16	Kurva <i>tracking</i> daya MPPT pada konverter terhadap waktu.....	85
Gambar 4.17	Grafik <i>duty cycle</i> terhadap waktu .....	86

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## DAFTAR TABEL

Tabel 2.1	Tabel rasio torsi-kecepatan pompa.....	35
Tabel 3.1	Parameter PV .....	40
Tabel 3.2	Parameter konverter .....	41
Tabel 3.3	Tabel rasio konversi pada konverter .....	41
Tabel 3.4	Parameter komponen konverter .....	50
Tabel 3.5	Parameter inverter .....	50
Tabel 3.6	Parameter motor induksi satu fasa .....	51
Tabel 3.7	Parameter pompa sentrifugal.....	52
Tabel 3.8	Rasio torsi-kecepatan pompa .....	53
Tabel 3.9	Data hasil simulasi sistem secara keseluruhan .....	66
Tabel 3.10	Parameter sistem .....	69

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang Masalah

Dalam beberapa tahun terakhir, seiring dengan kemajuan teknologi dan semakin pesatnya pertumbuhan jumlah penduduk mengakibatkan semakin bertambahnya kebutuhan sumber energi listrik bagi manusia. Nyatanya sumber energi listrik yang digunakan saat ini masih didominasi oleh pembangkitan yang menggunakan bahan bakar minyak bumi dan batu bara. Seperti yang telah diketahui minyak bumi dan batu bara merupakan sumber energi fosil yang bersifat tidak dapat diperbaharui. Selain itu penggunaannya juga menghasilkan emisi karbon yang dapat memberikan dampak buruk terhadap lingkungan. Hal ini menuntut banyak pakar teknologi untuk dapat mengembangkan suatu sumber energi baru yang bersifat dapat diperbaharui dan ramah lingkungan. Diantaranya yang banyak menarik perhatian adalah penggunaan *photovoltaic* (PV) dan *fuelcell*.

*Photovoltaic* merupakan suatu teknologi yang mampu mengkonversikan energi pancaran sinar matahari menjadi energi listrik DC. Penggunaan *photovoltaic* sebagai sumber energi memiliki banyak keuntungan diantaranya adalah rendah emisi. Dengan menggunakan *photovoltaic*, emisi gas buang dari kendaraan dapat berkurang hingga 92% [1]. Tetapi dalam penerapannya, terdapat suatu permasalahan, yaitu tegangan DC keluaran PV sangat rendah untuk dihubungkan secara langsung dengan inverter. Pemasangan banyak PV secara seri untuk menghasilkan tegangan keluaran yang tinggi menimbulkan beberapa permasalahan diantaranya pemasangan kabel DC yang bertegangan tinggi, ketidakcocokan antar modulnya dan efek *partial shading*. Sehingga biasanya diperlukan suatu rangkaian elektronika daya yang digunakan untuk meningkatkan nilai tegangan keluaran tersebut.

Cara yang paling umum untuk meningkatkan tegangan keluarannya adalah menggunakan rangkaian *boost* konvensional. Rangkaian *boost* ini meningkatkan tegangan keluaran dengan cara pengaturan *duty cycle*, dimana semakin tinggi *duty cyclenya* maka semakin besar juga rasio nilai peningkatan tegangannya. Tetapi rangkaian *boost* konvensional ini memiliki batas maksimal peningkatan tegangan keluarannya, yaitu sebesar 2,5-3 kali dari tegangan input [2]. Selain itu untuk penggunaan gain tinggi, *boost* konvensional harus

bekerja pada *duty-cycle* yang tinggi, sehingga menyebabkan stress tegangan switch, ripple arus yang besar dan efisiensi yang rendah.

Untuk mengatasi permasalahan tersebut, maka penulis mengusulkan menggunakan topologi *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi. Konverter ini merupakan penggabungan antara rangkaian *boost* konverter dengan rangkaian pengganda tegangan *dickson charge pump* yang termodifikasi sehingga mampu bekerja dengan nilai *gain* yang tinggi mencapai lebih dari 10 kali tegangan masukannya. Dengan penerapan topologi ini, diharapkan mampu memenuhi kebutuhan akan konverter yang mampu menghasilkan level tegangan yang diinginkan.

## 1.2 Perumusan Masalah

Dalam penerapannya, *photovoltaic* memiliki nilai tegangan keluaran yang sangat rendah untuk dihubungkan secara langsung dengan inverter yang terhubung dengan motor induksi satu fasa, Sehingga tegangan keluaran tersebut perlu dinaikan untuk mencapai nilai yang dibutuhkan. Konverter dengan topologi *high voltage gain* DC-DC menggunakan pengganda tegangan *dickson charge pump* yang termodifikasi mampu menghasilkan *gain* hingga lebih dari 10 kali tegangan masukannya. Permasalahan yang akan dibahas dalam tugas akhir ini adalah mendesain dan mengimplementasikan *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi untuk suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa.

## 1.3 Tujuan Tugas Akhir

Penelitian ini bertujuan untuk:

1. Mendesain dan mengimplementasikan *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi untuk suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa.
2. Mengetahui hal-hal yang berkaitan dengan *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi untuk suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa.

3. Membandingkan dan menganalisa hasil *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi untuk suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa dengan hasil desain dan simulasi pada perangkat lunak.

#### 1.4 Batasan Masalah

1. Desain dan implementasi alat dilakukan untuk rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi.
2. Implementasi dan Pengujian alat menyesuaikan dengan peralatan pada Laboratorium Konversi Energi dan komponen-komponen yang ada di pasaran
3. Inverter yang digunakan adalah Inverter *full-bridge* pulsa tunggal
4. Analisa dan perhitungan dilakukan pada kondisi ideal

#### 1.5 Metodologi

Penelitian ini akan dilakukan dalam beberapa langkah yaitu sebagai berikut:

1. Studi Literatur  
Mempelajari prinsip kerja dari DC-DC *boost* konverter dan *dickson charge pump multiplier*. Pada proses ini juga dipelajari topologi rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* termodifikasi baik gain yang dihasilkan, rangkaian kontrol untuk penyalan gerbang MOSFET, dan pengaplikasiannya untuk *photovoltaic*
2. Desain dan Simulasi  
Pada tahap ini dilakukan desain dan simulasi dari konverter yang akan digunakan dengan menggunakan *software* MATLAB berdasarkan hasil studi literatur yang telah dilakukan. Dalam proses desain alat yang akan digunakan pertimbangan dari nilai komponen yang akan digunakan dan juga *duty cycle* sehingga nilai tegangan *output* yang dihasilkan dapat sesuai dengan nilai yang diinginkan. Parameter nilai komponen yang digunakan dalam simulasi ini merupakan nilai komponen ideal tanpa memperhatikan rugi-rugi. Data hasil simulasi yang didapatkan

akan dijadikan data pembanding untuk alat hasil pengimplementasian.

### 3. Implementasi Alat dan Pengambilan Data

Proses implementasi alat dilakukan untuk mengukur kinerja konverter yang telah dibuat. Dalam proses ini pemilihan dan pembelian komponen sesuai dengan desain yang dipersiapkan. Parameter pada saat pengujian yang dilakukan adalah pengukuran tegangan serta arus dari alat *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* termodifikasi

### 4. Analisa Data

Hasil pengujian yang telah dilakukan akan dianalisa terhadap data data yang didapatkan dari proses yang telah dilakukan sebelumnya. Akan dianalisa perbedaan antara hasil yang didapatkan dari proses simulasi dan pada alat yang telah dibuat. Poin utama yang diperhatikan adalah nilai tegangan output.

### 5. Penyusunan laporan

Hasil data yang didapatkan dari proses analisa data dari rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* termodifikasi digunakan sebagai acuan untuk penulisan dan pembuatan kesimpulan dari laporan tugas akhir.

## 1.6 Relevansi

Penelitian diharapkan dapat memberikan manfaat, yaitu:

1. Dapat diaplikasikan dalam pemanfaatan *photovoltaic* untuk sumber energi masa depan sebagai suplai inverter yang tersambung motor induksi satu fasa yang handal dan efisien.
2. Menjadi referensi bagi mahasiswa yang akan mengerjakan penelitian dengan topik energi terbarukan.

## 1.7 Sistematika Penulisan

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

### BAB 1 Pendahuluan

Bab ini berisi penjelasan tentang latar belakang, permasalahan, tujuan, metodologi, sistematika penulisan, dan relevansi tugas akhir ini.

**BAB 2 *High Voltage Gain* DC-DC Konverter Menggunakan *Dickson Charge Pump Voltage Multiplier* Yang Termodifikasi Untuk Suplai Motor Induksi Satu Fasa**

Bab ini berisi teori penunjang yang membahas tentang *boost* konverter konvensional, *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* termodifikasi beserta penjelasan mengenai kondisi idealnya, inverter dan *full bridge* inverter dan *photovoltaic*.

**BAB 3 Desain, Simulasi, dan Implementasi**

Bab ini berisi mengenai perancangan *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* termodifikasi secara matematis, simulasi menggunakan perangkat lunak, dan implementasi *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* termodifikasi dengan panel surya.

**BAB 4 Pengujian dan Analisis Data**

Bab ini berisi pengujian dan analisis data terhadap hasil pengujian rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* termodifikasi pada simulasi perangkat lunak dan implementasi.

**BAB 5 Kesimpulan dan Saran**

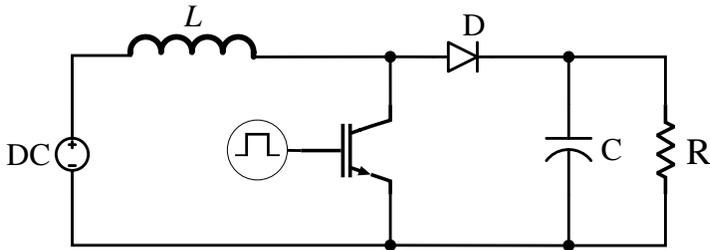
Bab ini berisi kesimpulan dari analisis yang telah dilakukan dan berisi tentang saran untuk penelitian selanjutnya.

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

**BAB 2**  
***HIGH VOLTAGE GAIN DC-DC KONVERTER***  
***MENGGUNAKAN DICKSON CHARGE PUMP***  
***VOLTAGE MULTIPLIER YANG***  
**TERMODIFIKASI UNTUK SUPLAI MOTOR**  
**INDUKSI SATU FASA**

**2.1 DC-DC *Boost* Konverter Konvensional**

Sesuai dengan namanya, *boost* konverter mampu menyediakan tegangan output yang lebih tinggi dibandingkan tegangan dari sumber atau inputnya [3]. Dapat dilihat pada gambar 2.1, Suatu rangkaian *boost* konverter terdiri atas sumber tegangan DC ( $V_s$ ), Induktor *boost* ( $L$ ), diode ( $D$ ), saklar terkontrol ( $S$ ), Kapasitor filter ( $C$ ) dan beban ( $R$ ).



**Gambar 2.1** Rangkaian *boost* konverter konvensional

Cara kerjanya dapat dipaparkan dalam 2 mode yaitu :

1. Mode pengisian (*charge*) arus induktor, yaitu ketika saklar  $S$  konduksi ( $t_{on}$ )

Ketika saklar  $S$  konduksi maka induktor  $L$  akan dihubungkan singkatkan dengan tegangan sumber. Sehingga menyebabkan semua arus mengalir kembali menuju sumber dan arus yang menuju ke beban  $R$  dapat diabaikan. Persamaan tegangan rangkaiannya dapat dituliskan menjadi:

$$V_s = L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

Kondisi ini berlangsung ketika saklar (S) mengalami konduksi, yaitu selama  $t_{on}$ , Karena linier maka dt dapat dirubah menjadi ton dan  $dI = \Delta I$  diperoleh persamaan :

$$V_S = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (2.2)$$

Dapat dirubah menjadi:

$$V_S = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (2.3)$$

2. Mode pengosongan (*discharge*) arus induktor, yaitu ketika saklar S padam ( $t_{off}$ )  
Ketika saklar S padam, tegangan sumber, induktor dan beban akan terangkai menjadi seri. Induktor akan mengalami *discharge* energi yang ada didalamnya, sehingga pada kondisi ini induktor berubah fungsi menjadi sumber arus. Dapat terlihat bahwa beban R dicatu oleh 2 buah sumber yaitu sumber tegangan  $V_S$  dan  $V_L$ . Kondisi inilah yang menyebabkan nilai tegangan keluaran boost converter selalu lebih besar dibandingkan tegangan inputnya ketika saklarnya padam, sehingga persamaan rangkaiannya menjadi:

$$V_S + L \frac{\Delta I}{t_{off}} = V_O \quad (2.4)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.3 dengan persamaan 2.4, sehingga dihasilkan:

$$V_S = V_S \frac{t_{on}}{t_{off}} + V_O \quad (2.5)$$

$$V_S = V_S \left(1 - \frac{t_{on}}{t_{off}}\right) \quad (2.6)$$

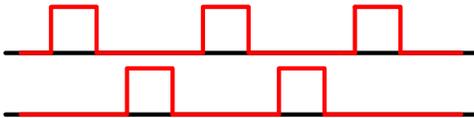
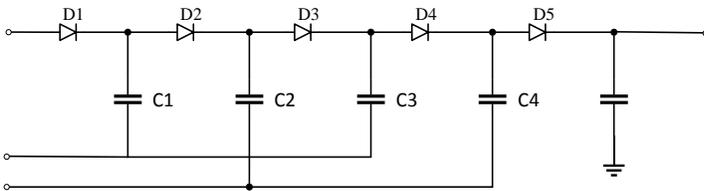
Dikehui bahwa nilai  $t_{off} + t_{on} = T$  (periode) dan  $t_{off} = (1-D)T$ , sehingga persamaan (2.6) dapat diubah menjadi:

$$V_O = V_S \frac{1}{(1-D)} \quad (2.7)$$

Persamaan diatas merupakan persamaan untuk menghitung nilai tegangan output sebagai fungsi dari tegangan input dan *duty cycle* [4]. Dapat dilihat dari persamaan nilai tegangan keluaran dari rangkaian konverter boost akan berbanding lurus dengan besar nilai *duty cycle* sehingga semakin besar nilai *duty cycle*-nya maka nilai tegangan output juga akan semakin besar dan berlaku juga sebaliknya.

## 2.2 Rangkaian Pengganda Tegangan *Dickson Charge Pump*

Rangkaian pengganda tegangan (*Voltage Multiplier*) merupakan suatu rangkaian yang mampu melipat gandakan tegangan input menjadi tegangan output yang lebih besar. Rangkaian ini dapat dirangkai menjadi beberapa tingkat. Pada setiap tingkatnya memiliki 2 komponen dasar penyusunnya yaitu kapasitor dan dioda. Jumlah tingkat ini akan menentukan besarnya pengali dalam rangkaian pelipat ganda ini. Salah satu contoh pemanfaatan rangkaian ini adalah untuk peralatan sinar X, sistem elektrostatik dan akhir-akhir ini banyak diaplikasikan pada sistem rangkaian energi terbarukan seperti pada *photovoltaic* dan *fuelcell*. Salah satu keuntungan dari penggunaan rangkaian pengganda tegangan adalah mampu menghasilkan *gain* yang tinggi tanpa menggunakan *transformator*. Rangkaian pengganda tegangan dipasang setelah rangkaian utama DC-DC *boost* konverter lalu terhubung dengan output (beban). Sudah banyak topologi yang telah dikembangkan untuk rangkaian pengganda tegangan, salah satunya adalah *Cockcroft-Walton* dan *Dickson Charge Pump*.



**Gambar 2.2** Rangkaian pengganda tegangan *dickson* 4 tingkat

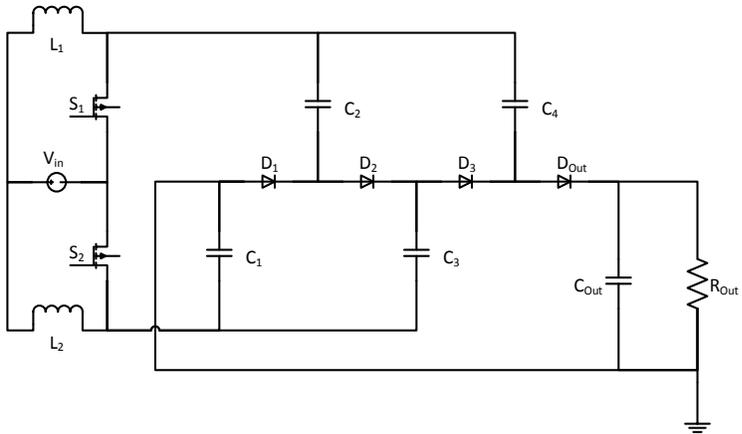
Rangkaian *Dickson* merupakan modifikasi dari rangkaian pengganda tegangan Cockcroft-Walton. Namun rangkaian ini menggunakan tegangan DC sebagai inputnya. Selain itu juga rangkaian ini memerlukan 2 buah sinyal umpan seperti pada gambar 2.2. Besarnya rasio pengalihan tegangan akan dipengaruhi oleh besarnya jumlah tingkat *voltage multiplier* (VM) yang digunakan [5].

Cara kerja rangkain dalam keadaan ideal yaitu, ketika nilai sinyal S1 bernilai *low*. C1 akan *charging* hingga nilainya menjadi sama dengan  $V_{in}$ , lalu ketika sinyal S1 bernilai *high* dan nilai S2 bernilai *low*, C1 akan mengalami discharge dan C2 akan *charging* sehingga nilainya menjadi  $2V_{in}$ . Pada siklus sinyal selanjutnya, ketika S1 dalam keadaan *low* dan S2 dalam keadaan *high* C2 akan *discharge* dan C3 akan *charging* dan nilainya menjadi  $3V_{in}$ . Siklus ini terus berlanjut hingga tingkat pengganda tegangan yang selanjutnya. Pada kapasitor  $C_{out}$  akan dihubungkan ke ground, kapasitor ini berfungsi untuk memperhalus (*smoothing*) gelombang. Dalam keadaan ideal rangkaian pengganda tegangan ini memiliki nilai tegangan output ( $V_{out}$ ) sesuai dengan persamaan 2.8.

$$V_o = N \times V_{in} \quad (2.8)$$

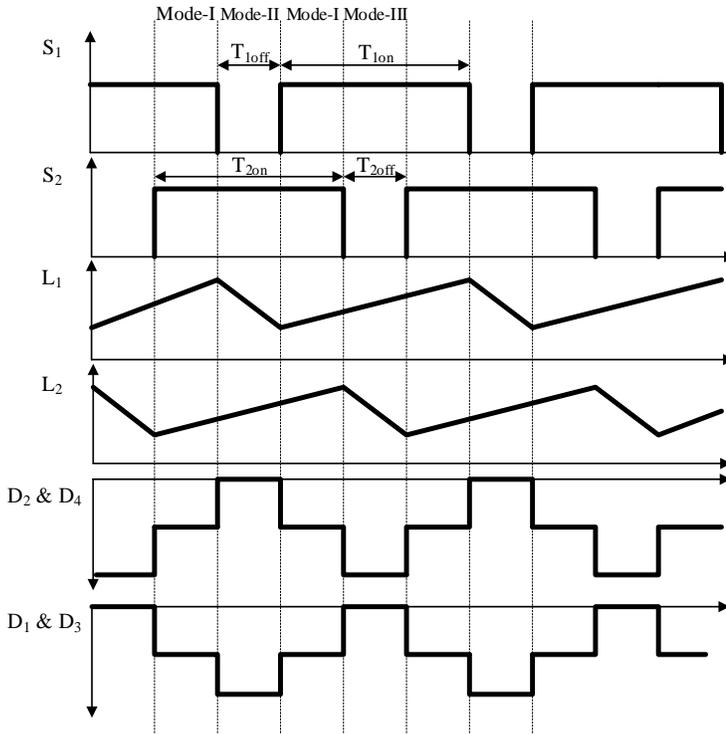
### 2.3 **High Voltage Gain DC-DC Konverter Menggunakan Dickson Charge Pump Voltage Multiplier yang Termodifikasi**

Rangkaian konverter yang akan diimplementasikan merupakan hasil modifikasi rangkaian *boost* konvensional dan rangkaian pengganda tegangan dickson sehingga dapat menghasilkan nilai *gain* tegangan keluaran yang lebih tinggi dibandingkan rangkaian *boost* konvensional. Rangkaian konverter ini terdiri atas beberapa komponen, antara lain sumber tegangan searah, Induktor L1 dan L2, Kapasitor pentransfer tegangan (C1,C2,C3 dan C4) , *switching* S1 dan S2, dioda (D1,D2,D3 dan  $D_{out}$ ), kapasitor filter  $C_{out}$  dan beban resistif R. Rangkaian konverter ini ditunjukkan pada gambar 2.3



**Gambar 2.3** Rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi

Dapat dilihat pada gambar, rangkaian konverter ini terdiri atas dua tahap rangkaian. Tahap pertama adalah dua fase *boost* konverter yang disisipkan dan menghasilkan keluaran tegangan gelombang sinus yang termodifikasi pada terminal keluaran A dan B. Tahap selanjutnya adalah rangkaian *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi. Pada rangkaian ini gelombang sinus termodifikasi ( $V_{AB}$ ) akan *di-boost* sehingga dapat menghasilkan tegangan keluaran searah yang lebih tinggi. Bentuk sinyal *switching* pada saklar MOSFET S1 dan S2 dapat dilihat pada gambar 2.4. Agar rangkaian dapat bekerja secara benar, perlu adanya keadaan ketika sinyal *switching* pada S1 dan S2 menyala (ON) secara bersamaan (*overlap*) dan salah satu saklar MOSFET harus dalam keadaan ON di setiap waktunya. Hal ini dapat dicapai dengan menggunakan sinyal penyalan dengan *duty cycle* lebih dari 50% dan masing masing sinyal bekerja dengan beda fasa sebesar  $180^\circ$ . Sehingga dapat dilihat pada gambar 2.4, konverter memiliki 3 keadaan (mode) operasi.

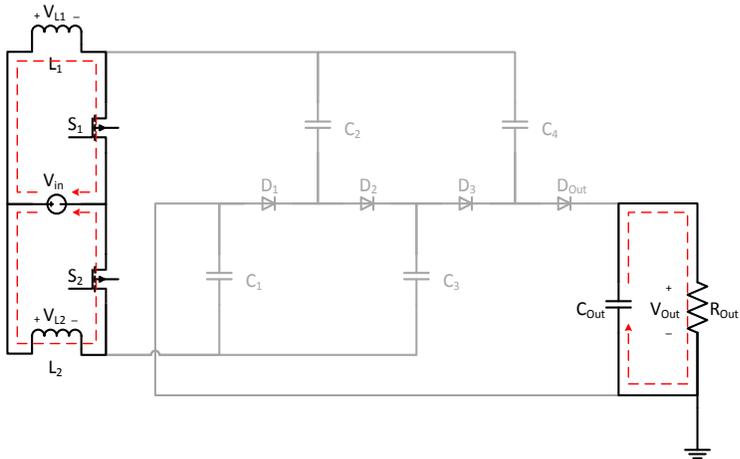


**Gambar 2.4** Bentuk gelombang tegangan dan arus pada masing-masing komponen pada rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi

Dengan mengamati perilaku masing-masing komponen pada setiap mode dalam kondisi *steady-state*, maka dapat didapatkan analisis mode operasi dari konverter. Semua komponen pada analisis dianggap dalam keadaan ideal. Dimana mode 1 adalah ketika saklar MOSFET S1 dan S2 dalam keadaan menyala (ON). Selanjutnya pada mode 2 adalah ketika saklar MOSFET S1 dalam keadaan mati (OFF) dan saklar MOSFET S2 dalam keadaan ON dan yang terakhir pada mode 3 adalah ketika saklar MOSFET S1 dalam keadaan ON dan saklar MOSFET S2 dalam keadaan OFF.

### 2.3.1 Analisis Mode 1

Ketika mode 1, saklar MOSFET S1 dan S2 pada konverter dalam keadaan ON. Dapat dilihat pada gambar 2.5, sumber tegangan masukan ( $V_{in}$ ) akan terhubung singkat dengan induktor L1 dan L2 akibat saklar S1 dan S2 yang terkonduksi sehingga arus akan mengalir menuju induktor L1 dan L2, lalu mengalir kembali menuju sumber tegangan ( $V_{in}$ ). Arus yang mengalir menuju rangkaian pengganda tegangan atau beban dapat diabaikan. Pada kondisi ini, Induktor L1 dan L2 akan mengalami pengisian muatan (*charging*).



**Gambar 2.5** Rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi ketika mode 1

Ketika terjadi pengisian muatan pada induktor L1 dan L2, arus induktor  $I_{L1}$  dan  $I_{L2}$  juga mengalami kenaikan secara linear. Seluruh dioda pada rangkaian pengganda tegangan (D1, D2 dan D3) dalam keadaan *reverse-biased*, oleh karena itu rangkaian pengganda tegangan dalam keadaan OFF. Besar tegangan pada tiap masing-masing kapasitor pengganda tegangan bernilai tetap.

Selain seluruh dioda pada rangkaian pengganda tegangan, dioda output (D<sub>out</sub>) juga berada dalam keadaan *reverse-biased* dan kapasitor output (C<sub>o</sub>) mengalami *discharge* sehingga terjadi transfer energi dari kapasitor output menuju ke beban R.

Dengan menerapkan prinsip *Kirchoff Voltage Law* (KVL) yang menerangkan bahwa “jumlah tegangan didalam suatu loop tertutup = 0” pada gambar rangkaian 2.5 maka akan didapatkan persamaan-persamaan matematis dari rangkaian.

Loop 1

Pada loop ini arus mengalir melalui induktor L1 dan sumber DC, sehingga didapatkan persamaan matematis sebagai berikut:

$$\begin{aligned} -V_{In} + V_{L1} &= 0 \\ V_{L1} &= V_{In} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Dapat diketahui dari persamaan 2.10, bahwa nilai tegangan pada induktor L1 memiliki nilai yang sama dengan nilai tegangan input yang digunakan.

Loop 2

Pada loop 2 arus mengalir nduktor L2 dan sumber DC, sehingga didapatkan persamaan matematis:

$$\begin{aligned} -V_{In} + V_{L2} &= 0 \\ V_{L2} &= V_{In} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dapat dilihat pada persamaan 2.10, nilai tegangan pada induktor L2 memiliki nilai yang sama dengan nilai tegangan input yang digunakan.

Loop 3

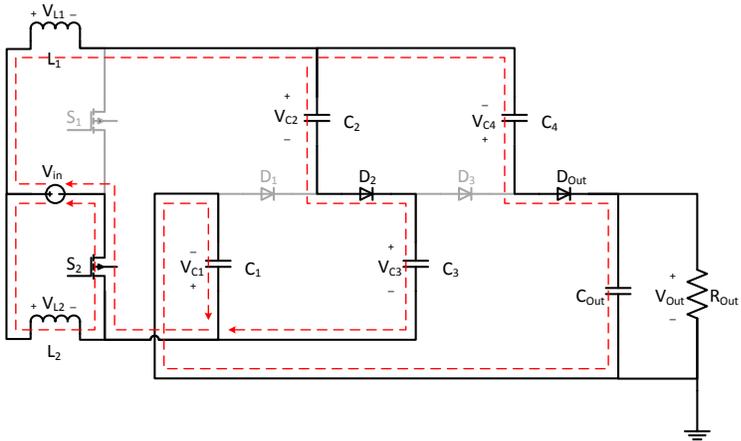
Pada loop ini kapasitor *output* (Co) mengalami *discharge* untuk mensuplai beban R. Arus akan mengalir dari kapasitor output (Co) melewati beban R dan kembali menuju kapasitor output, sehingga didapatkan persamaan matematis sebagai berikut:

$$\begin{aligned} -V_{Co} + V_o &= 0 \\ V_{Co} &= V_o \end{aligned} \quad (2.11)$$

Dengan melihat persamaan 2.11, dapat diketahu bahwa nilai tegangan dari kapasitor output (Co) memiliki nilai tegangan yang sama dengan nilai tegangan keluaran dari konverter atau tegangan pada beban R

### 2.3.2 Analisis Mode 2

Pada operasi mode 2, saklar MOSFET S1 dalam keadaan OFF dan saklar MOSFET S2 ON. Pada kondisi ini diode D1 dan D3 dalam kondisi *reverse biased*, diode D2 dan D<sub>out</sub> dalam kondisi *forward biased*. Pada kondisi ini kapasitor pengganda tegangan C1 dan C4 diasumsikan dalam keadaan *full charge*. Gambar 2.6 merupakan kondisi rangkaian ketika mode 2.



**Gambar 2.6** Rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi ketika mode 2

Selain itu selama mode 2, saklar MOSFET S2 yang tetap terkonduksi menyebabkan induktor L2 tetap terhubung singkat dengan sumber tegangan masukan. Sehingga induktor L2 akan tetap mengalami pengisian muatan dan nilai arusnya mengalami kenaikan secara linear

Pada saat saklar MOSFET S1 OFF, menyebabkan induktor L1 mengalami mode *discharge* sehingga nilai arusnya mengalami penurunan dari nilai  $I_{L1max}$  hingga  $I_{L1min}$ . Perubahan nilai arus dari  $I_{L1max}$  hingga  $I_{L1min}$  akibat adanya switching inilah yang disebut dengan *ripple* arus induktor L1. Arus *discharge* dari induktor L1 dan tegangan masukan akan mengalir mengisi muatan pada kapasitor C2 dan C3. Arus sisanya akan mengalir menuju kapasitor C4 dan C1 yang

mengalami proses *discharge* untuk mengisi muatan pada kapasitor output ( $C_o$ ) dan mensuplai beban. Pada kondisi ini, tegangan keluaran dari konverter akan mengalami peningkatan karena proses kerja dari 2 kapasitor pengganda tegangan ( $C1$  dan  $C4$ ).

Dengan menggunakan prinsip KVL untuk mengamati rangkaian pada gambar 2.6, maka akan didapatkan persamaan-persamaan matematis dari rangkaian.

#### Loop1

Pada loop 1 arus dari sumber tegangan masukan mengalir melalui induktor  $L_2$  dan kembali menuju ke sumber tegangan sama seperti pada loop 2 pada mode 1, sehingga didapatkan persamaan matematis yang sama seperti persamaan 2.10. Dapat diketahui keadaan ini terjadi ketika saklar MOSFET  $S_2$  dalam keadaan konduksi (ON), maka persamaan 2.10 dapat diturunkan menjadi:

$$\begin{aligned} V_{L_2} &= V_{in} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} &= V_{in} \\ L_2 \frac{\Delta I_{L_2}}{t_{2-on}} &= V_{in} \\ L_2 \cdot \Delta I_{L_2} &= V_{in} \cdot t_{2-on} \end{aligned} \quad (2.12)$$

#### Loop 2

Pada rangkaian loop ini arus mengalir melalui komponen induktor  $L_1$ , kapasitor  $C_2$ , kapasitor  $C_3$  dan sumber tegangan DC. Dengan melakukan analisa terhadap loop rangkaian, maka akan didapatkan persamaan matematis sebagai berikut:

$$\begin{aligned} V_{L_1} + V_{C_2} + V_{C_3} - V_{in} &= 0 \\ V_{L_1} &= V_{in} - (V_{C_2} + V_{C_3}) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Dengan mengamati persamaan diatas, diketahui nilai tegangan pada induktor  $L_1$  memiliki nilai tegangan yang sama dengan

pengurangan tegangan masukan yang dikurangi penjumlahan tegangan pada kapasitor C2 dan C3.

Loop 3

Pada rangkaian loop ini arus mengalir melawati kapasitor C3, kapasitor C2, Kapasitor C4, kapasitor output (Co), beban R dan kapasitor C1. Untuk mempermudah analisa dari loop tertutup, tegangan  $V_{Co}$  disederhanakan menjadi  $V_O$  karena memiliki nilai tegangan yang sama. Dengan melakukan analisa terhadap loop rangkaian, maka akan didapatkan persamaan matematis sebagai berikut:

$$-V_{C3} - V_{C2} - V_{C3} + V_O - V_{C1} = 0$$

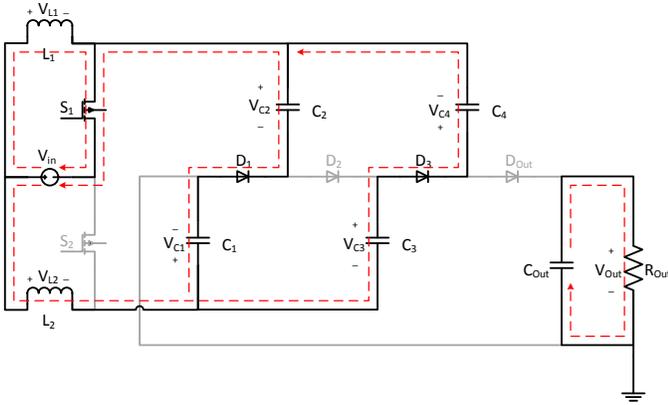
$$V_O = V_{C2} + V_{C3} + V_{C1} + V_{C4} \quad (2.14)$$

Dari persamaan 2.14 diketahui nilai tegangan keluaran bernilai sama dengan penjumlahan nilai tegangan pada kapasitor C2, kapasitor C3, kapasitor C1 dan C4.

### 2.3.3 Analisis Mode 3

Pada operasi mode 3, saklar MOSFET S1 pada rangkaian konverter berada dalam kondisi ON, sebaliknya saklar MOSFET S2 dalam keadaan OFF. Pada kondisi ini diode D1 dan D3 dalam kondisi *forward biased*. Sebaliknya, dioda D2 dan D4 dalam kondisi *reverse biased*. Gambar rangkaian konverter ketika mode 3 dapat dilihat pada gambar 2.7.

Berkebalikan dengan mode 2 sebelumnya, akibat saklar MOSFET S1 yang tetap menyala pada operasi kerja mode 3, menyebabkan induktor L1 terhubung singkat dengan sumber tegangan masukan. Sehingga induktor L1 akan tetap mengalami pengisian muatan (*charging*) dan nilai arusnya juga naik secara linear. ketika saklar MOSFET S2 dalam kondisi OFF, induktor L2 mengalami mode *discharge*. Sebagian arus discharge dari induktor L2 dan tegangan masukan akan mengalir melalui kapasitor C1 dan C2, menyebabkan kapasitor C1 mengalami pengisian muatan (*charging*) dan sedangkan kapasitor C2 mengalami pengosongan muatan (*discharging*). Arus sisanya akan mengalir melalui kapasitor C3 dan C4, menyebabkan kapasitor C4 mengalami pengisian muatan (*charging*) dan sedangkan kapasitor C3 mengalami pengosongan muatan (*discharging*). kapasitor output (Co) mengalami proses *discharge* dan mensuplai beban R.



**Gambar 2.7** Rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi ketika mode 3

Dengan menggunakan prinsip KVL untuk mengamati rangkaian pada gambar 2.7, maka didapatkan persamaan-persamaan matematis dari rangkaian.

#### Loop1

Pada loop ini arus mengalir melalui dari sumber tegangan masukan menuju induktor L1 dan kembali menuju negatif sumber. Keadaan ini sama seperti pada loop 1 pada mode 1 sehingga dapat didapatkan persamaan matematis yang sama dengan persamaan 2.9. Selanjutnya dapat diketahui kondisi ini terjadi ketika saklar MOSFET S1 dalam keadaan ON, sehingga persamaan 2.9 dapat diturunkan menjadi :

$$\begin{aligned}
 V_{L1} &= V_{in} \\
 L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} &= V_{in} \\
 L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{t_{1-on}} &= V_{in} \\
 L_1 \cdot \Delta I_{L1} &= V_{in} \cdot t_{1-on} \quad (2.15)
 \end{aligned}$$

Loop 2

Pada loop 2 arus mengalir dari sumber tegangan menuju komponen induktor L2, kapasitor C2, dan kapasitor C1 lalu kembali ke negatif sumber. Sehingga dapat didapatkan persamaan matematis sebagai berikut:

$$\begin{aligned}V_{L2} - V_{C2} + V_{C1} - V_{In} &= 0 \\V_{L2} &= V_{In} + V_{C2} - V_{C1}\end{aligned}\quad (2.16)$$

Dapat diketahui dari persamaan matematis di atas bahwa nilai tegangan pada L2 saat mode 3 memiliki nilai tegangan yang sama dengan penjumlahan dari nilai tegangan masukan dan kapasitor C2 lalu dikurangi dengan nilai tegangan pada kapasitor C1.

Loop 3

Pada loop 3 arus mengalir melalui komponen kapasitor C3, kapasitor C4, kapasitor C2, dan kapasitor C1. Selanjutnya didapatkan persamaan matematisnya sebagai berikut:

$$\begin{aligned}-V_{C3} + V_{C4} + V_{C2} - V_{C1} &= 0 \\V_{C4} + V_{C2} &= V_{C3} + V_{C1}\end{aligned}\quad (2.17)$$

Dari persamaan di atas dapat diketahui penjumlahan nilai tegangan pada kapasitor C4 dan kapasitor C2 memiliki nilai yang sama dengan penjumlahan nilai tegangan pada kapasitor C3 dan C1.

Loop 4

Pada loop ini arus mengalir melalui komponen kapasitor output dan beban R. Keadaan ini sama seperti pada loop 3 mode 1 sehingga didapatkan persamaan yang sama dengan persamaan 2.11.

$$V_{Co} = V_O$$

### 2.3.4 Penurunan Persamaan Rasio Konversi

Pada konverter ini, daya masukan ditransfer menuju keluaran (output) dengan proses *charging* yang *discharging* pada kapasitor pengganda teganganya. Untuk konverter ideal seperti yang

digambarkan pada gambar 2.3, dapat didapatkan persamaan rasio konversi dengan cara yang akan dijelaskan dengan mode operasi continuous conduction mode (CCM).

Pertama dengan menggunakan menerapkan metode *inductor voltage-second balance*, sehingga didapatkan nilai tegangan pada induktor dapat dirumuskan sesuai persamaan (2.18).

$$\int_0^T V_L dt = 0 \quad (2.18)$$

Selanjutnya persamaan tersebut diterapkan untuk masing-masing induktor. Pada induktor L1 didapatkan persamaan matematis sebagai berikut:

$$\int_0^{t_{1-on}} V_{L1(on)} + \int_{t_{1-on}}^{T1} V_{L1(off)} = 0 \quad (2.19)$$

Dimana nilai  $t_{1-on}$  merupakan waktu penyalaaan saklar MOSFET S1, nilainya sama dengan perkalian D1 (*duty cycle*) yang merupakan perbandingan waktu saklar S1 dalam keadaan ON dan ketika OFF dan T1 (periode) atau waktu untuk satu gelombang penuh *switching* saklar MOSFET S1. Selanjutnya dengan melakukan substitusi persamaan 2.9 dan 2.13 pada persamaan 2.19 sehingga didapatkan persamaan baru sebagai berikut:

$$\int_0^{D1T1} V_{In} + \int_{D1T1}^{T1} V_{In} - (V_{C2} + V_{C3}) = 0 \quad (2.20)$$

Dengan melakukan integral pada kedua keadaan. Pertama pada saat saklar MOSFET S1 ON yaitu selama 0 hingga D1.T1 dan yang kedua pada saat saklar MOSFET S1 OFF yaitu selama D1.T1 hingga T1 sehingga didapatkan persamaan 2.21 yang dilanjutkan dengan operasi distribusi matematika dan mengeliminasi salah satu persamaan yang sama sehingga didapatkan persamaan 2.22.

$$V_{In} \cdot (D1T1 - 0) + (V_{In} - (V_{C2} + V_{C3}) \cdot (T1 - D1T1)) = 0 \quad (2.21)$$

$$V_{In} \cdot (D1T1) + (V_{In} \cdot T1 - (V_{C2} + V_{C3}) \cdot T1) - V_{In} \cdot D1T1 + (V_{C2} + V_{C3}) \cdot D1T1 = 0$$

$$V_{In} \cdot T1 - (V_{C2} + V_{C3}) \cdot T1 + (V_{C2} + V_{C3}) \cdot D1T1 = 0 \quad (2.22)$$

Mengeliminasi T1 pada setiap ruas persamaan 2.22 dan melakukan distribusi matematika, maka didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} V_{In} - (V_{C2} + V_{C3}) + (V_{C2} + V_{C3}) \cdot D1 &= 0 \\ V_{In} - ((V_{C2} + V_{C3}) \cdot (1 - D1)) &= 0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Mengalikan ruas kiri dan kanan dengan -1, memindahkan  $V_{In}$  ke sisi kanan dan membagi setiap ruas dengan  $(1-D1)$  maka akan didapatkan persamaan baru:

$$\begin{aligned} -V_{In} + (V_{C2} + V_{C3}) \cdot (1 - D1) &= 0 \\ (V_{C2} + V_{C3}) &= \frac{V_{In}}{(1 - D1)} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Dengan mengasumsikan kapasitor C2 dan C3 memiliki nilai yang sama dan identik, maka didapatkan persamaan 2.25

$$V_{C2} = V_{C3} = \frac{V_{In}}{2(1 - D1)} \quad (2.25)$$

Selanjutnya dengan melakukan penurunan dengan metode *inductor voltage-second balance* pada induktor L2 sehingga didapatkan persamaan

$$\int_0^{t_{2-on}} V_{L2(on)} + \int_{t_{2-on}}^{T2} V_{L2(off)} = 0 \quad (2.26)$$

Sama seperti pada penurunan induktor L1, nilai  $t_{2-on}$  merupakan waktu penyalaaan saklar MOSFET S2, dimana  $t_{2-on} = D2 \cdot T2$  dengan D2 merupakan *duty cycle* MOSFET S2 dan T2 (periode) atau waktu untuk satu gelombang penuh *switching* saklar MOSFET S2. Dengan melakukan substitusi persamaan 2.10 dan 2.16 pada persamaan 2.25, didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\int_0^{D2T2} V_{In} + \int_{D2T2}^{T2} V_{In} + V_{C2} - V_{C1} = 0 \quad (2.27)$$

Dengan mengintegral setiap sisinya dilanjutkan dengan melakukan distribusi matematika dan mengeliminasi persamaan yang sama didapatkan persamaan 2.28

$$\begin{aligned}
 V_{In} \cdot (D2T2 - 0) + (V_{In} + (V_{C2} - V_{C1})) \cdot (T2 - D2T2) &= 0 \\
 V_{In} \cdot D2T2 + V_{In} \cdot T2 + (V_{C2} - V_{C1}) \cdot T2 - V_{In} \cdot D2T2 \\
 - (V_{C2} - V_{C1}) \cdot D2T2 &= 0 \\
 V_{In} \cdot T2 + (V_{C2} - V_{C1}) \cdot T2 - (V_{C2} - V_{C1}) \cdot D2T2 &= 0 \quad (2.28)
 \end{aligned}$$

Mengeliminasi T2 pada setiap ruas dan melakukan distribusi matematika pada persamaan 2.28 maka diperoleh persamaan berikut

$$\begin{aligned}
 V_{In} + (V_{C2} - V_{C1}) - (V_{C2} - V_{C1}) \cdot D2 &= 0 \\
 V_{In} + ((V_{C2} - V_{C1}) \cdot (1 - D2)) &= 0 \quad (2.29)
 \end{aligned}$$

Dengan mengalikan -1 pada setiap ruas, kemudian memindahkan  $V_{In}$  ke sisi kanan dan membagi setiap ruas dengan  $(1 - D2)$  maka akan didapatkan persamaan baru sebagai berikut

$$\begin{aligned}
 -V_{In} - ((V_{C2} - V_{C1}) \cdot (1 - D2)) &= 0 \\
 -(V_{C2} - V_{C1}) &= \frac{V_{In}}{(1 - D2)} \\
 V_{C1} - V_{C2} &= \frac{V_{In}}{(1 - D2)} \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.25 kedalam persamaan 2.30, maka didapatkan persamaan untuk nilai  $V_{C1}$  sebagai berikut.

$$\begin{aligned}
 V_{C1} - \frac{V_{In}}{2(1 - D1)} &= \frac{V_{In}}{(1 - D2)} \\
 V_{C1} &= \frac{V_{In}}{(1 - D2)} + \frac{V_{In}}{2(1 - D1)} \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

Dapat diketahui pada persamaan 2.17 penjumlahan nilai tegangan pada kapasitor C4 dan kapasitor C2 memiliki nilai yang sama dengan penjumlahan nilai tegangan pada kapasitor C3 dan C1. Maka dengan asumsi nilai kapasitor C2 dan C3 identik dan dengan mengeliminasi, sehingga didapatkan persamaan baru sebagai berikut.

$$V_{C4} + V_{C2} = V_{C3} + V_{C1}$$

$$V_{C4} = V_{C1}$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.31 kedalam persamaan tersebut didapatkan,

$$V_{C4} = V_{C1} = \frac{V_{In}}{(1-D2)} + \frac{V_{In}}{2(1-D1)} \quad (2.32)$$

Selanjutnya dengan menggunakan persamaan 2.14 pada mode 2, dan mensubstitusikan persamaa 2.24 dan 2.32 kedalamnya akan didapatkan persamaan untuk nilai tegangan keluaran dari konverter.

$$V_O = V_{C2} + V_{C3} + V_{C1} + V_{C4}$$

$$V_O = \frac{V_{In}}{(1-D1)} + \left( \frac{V_{In}}{(1-D2)} + \frac{V_{In}}{2(1-D1)} \right) + \left( \frac{V_{In}}{(1-D2)} + \frac{V_{In}}{2(1-D1)} \right) \quad (2.33)$$

Jika sinyal pada saklar MOSFET S1 dan MOSFET S2 memiliki nilai *duty cycle* dan periode yang sama maka nilai  $D1 = D2$ . Sehingga nilai tersebut dapat disederhanakan menjadi  $D1=D2=D$ . Sehingga didapatkan bentuk sederhana dari persamaan 2.33.

$$V_O = \frac{V_{In}}{(1-D)} + \left( \frac{V_{In}}{(1-D)} + \frac{V_{In}}{2(1-D)} \right) + \left( \frac{V_{In}}{(1-D)} + \frac{V_{In}}{2(1-D)} \right)$$

$$V_O = \frac{4V_{In}}{(1-D)} \quad (2.34)$$

Dari persamaan 2.34 diatas, dapat didapatkan persamaan untuk nilai *gain* atau perbandingan tegangan keluaran dengan tegangan masukan sebagai berikut:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}}$$

$$G = \frac{\frac{4V_{In}}{(1-D)}}{V_{In}}$$

$$G = \frac{4}{(1-D)} \quad (2.35)$$

Dari persamaan 2.35 diatas diketahui rangkaian konverter akan memiliki nilai tegangan keluaran yang selalu lebih besar dari tegangan masukannya. Besarnya tegangan keluaran tersebut ditentukan oleh nilai dari *duty cycle* yang digunakan. Rentang nilai *duty cycle* pada konverter ini antara 0.5 hingga 1, dimana semakin besar nilai *duty cycle* yang digunakan maka akan semakin besar juga nilai tegangan output konverter.

### 2.3.5 Penurunan Parameter Komponen

Pada rangkaian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi memiliki parameter komponen yang harus ditentukan nilainya, antara lain induktor L1, Induktor L2, Kapasitor pengganda tegangan C1, C2, C3 dan C4, kapsitor output dan beban *dummy load* berupa resistor.

Untuk penentuan nilai dari induktor L1, dilakukan dengan menganalisa persamaan 2.15 yaitu ketika saklar MOSFET S1 dalam keadaan ON.

$$L_1 \cdot \Delta I_{L1} = V_{in} \cdot t_{1-on}$$

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot t_{1-on}}{\Delta I_{L1}}$$

Diketahui sebelumnya bahwa  $D1=D2=D$  dan  $T1=T2=T$ , sehingga  $t_{1-on} = DT$  dan  $T=1/f$ . maka dapat didapatkan persamaan sebagai berikut.

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot DT}{\Delta I_{L1}}$$

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{L1} \cdot f} \quad (2.36)$$

Selanjutnya diketahui  $\Delta I_{L1}$  merupakan perkalian factor ripple ( $\lambda$ ) dengan arus yang mengalir melalui Induktor L1, sehingga dengan mensubstitusikan nilai tersebut kedalam persamaan 2.36 akan didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot D}{\lambda \cdot I_{L1} \cdot f} \quad (2.37)$$

Selanjutnya untuk nilai L2, digunakan analisa pada persamaan 2.12 yaitu ketika saklar MOSFET S2 ON.

$$L_2 \cdot \Delta I_{L2} = V_{in} \cdot t_{2-on}$$

$$L_2 = \frac{V_{in} \cdot t_{2-on}}{\Delta I_{L2}}$$

Sama seperti pada persamaan sebelumnya, dengan mensubstitusikan nilai  $t_{2-on}$  dengan DT dan merubahnya menjadi frekuensi ( $f$ ).

$$L_2 = \frac{V_{in} \cdot DT}{\Delta I_{L2}}$$

$$L_2 = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{L2} \cdot f} \quad (2.38)$$

Dengan mensubstitusikan  $\Delta I_{L2}$  yang merupakan perkalian factor ripple ( $\lambda$ ) dengan arus yang mengalir melalui Induktor L2, maka akan didapatkan persamaan:

$$L_2 = \frac{V_{in} \cdot D}{\lambda \cdot I_{L2} \cdot f} \quad (2.39)$$

Diketahui nilai arus yang mengalir melalui induktor L1 dan L2 memiliki nilai yang sama yaitu  $I_{In}/2$ , maka Persamaan 2.37 dan 2.39 dapat disubstitusikan menjadi :

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in} \cdot D \cdot 2}{\lambda \cdot I_{IN} \cdot f} \quad (2.40)$$

Untuk mencari nilai kapasitor C1, C2, C3 dan C4 dapat dilakukan dengan menganalisa rangkaian ketika berada pada mode 3 gambar 2.6 yang berlangsung ketika saklar MOSFET S2 dalam keadaan OFF. Melihat pada loop 1 dan loop 2 pada mode 3 dan dengan mempertimbangkan faktor keamanan maka diasumsikan arus yang mengalir melalui induktor L2 pada loop 2 bernilai sama dengan arus maksimal yang mengalir melalui induktor L1 pada loop 1 yaitu sama dengan setengah dari arus input ( $I_{L1}=I_{L2}=I_{IN}/2$ ). Pada penelitian ini, selain nilai kapasitor C2 dan C3 yang diasumsikan identik. Kapasitor dan C1 dan C4 juga dianggap memiliki nilai yang sama dan identik untuk memudahkan proses analisisnya. Sehingga dengan menganggap masing-masing kapasitor bersifat ideal pada saat mode ini, arus yang mengalir melalui masing-masing kapasitor memiliki nilai yang sama atau  $I_{C1}=I_{C2}=I_{C3}=I_{C4}$ . Sehingga dapat diperoleh persamaan:

$$I_{C1} = I_{In}/4 \quad (2.41)$$

Diketahui  $I_{C1}$  adalah arus yang melalui kapasitor C1, sehingga dapat diturunkan menjadi persamaan  $C_1 \frac{dV_{C1}}{dt}$  dan mensubstitusikannya kedalam persamaan menjadi:

$$C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = I_{In}/4$$

$$C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{t_{2-off}} = I_{In}/4 \quad (2.42)$$

Nilai  $t_{2-OFF}$  adalah waktu ketika saklar MOSFET S2 dalam keadaan OFF dan dapat diturunkan menjadi  $(1-D) \cdot T$  sehingga menghasilkan persamaan sebagai berikut:

$$C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(1-D)T} = I_{In}/4$$

$$C_1 = \frac{\Delta V_{C1} \cdot I_{In}}{4 \cdot (1-D)T}$$

$$C_1 = \frac{\Delta V_{C1} \cdot I_{In} \cdot f}{4 \cdot (1-D)} \quad (2.43)$$

$\Delta V_{C1}$  merupakan nilai *ripple* tegangan pada kapasitor C1. Nilainya merupakan perkalian dari *factor ripple* ( $\lambda$ ) dengan nilai tegangan pada kapasitor C1. Sehingga dengan mensubstitusikan  $\Delta V_{C1}$  pada persamaan, didapatkan persamaan baru yaitu:

$$C_1 = \frac{\Delta V_{C1} \cdot I_{In} \cdot f}{4 \cdot (1-D)} \quad (2.44)$$

Karena nilai  $I_{C1}=I_{C2}=I_{C3}=I_{C4}$ , maka dapat dicari nilai untuk kapasitor C2, C3 dan C4 dengan persamaan 2.44. Dengan merubah  $\Delta V_{C1}$  dengan nilai masing-masing dari kapasitor sehingga didapatkan persamaan untuk masing-masing kapasitor sebagai berikut

$$C_2 = \frac{\Delta V_{C2} \cdot I_{In} \cdot f}{4 \cdot (1-D)} \quad (2.45)$$

$$C_3 = \frac{\Delta V_{C3} \cdot I_{In} \cdot f}{4 \cdot (1-D)} \quad (2.46)$$

$$C_4 = \frac{\Delta V_{C4} \cdot I_{In} \cdot f}{4 \cdot (1-D)} \quad (2.47)$$

Selanjutnya untuk mencari nilai kapasitor output, dilakukan dengan menganalisa persamaan 2.11. Diketahui persamaan 2.11 terjadi ketika mode 1 dan mode 3 atau ketika saklar MOSFET S1 dalam keadaan ON. Selanjutnya dengan melakukan penurunan terhadap persamaan 2.11 sehingga didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$V_{Co} = V_o$$

$$1/C_o \int_0^t I_o dt = V_o$$

$$\frac{I_o}{C_o} = \frac{dV_o}{dt}$$

$$\frac{I_o}{C_o} = \frac{\Delta V_o}{t_{1-ON}} \quad (2.48)$$

Diketahui  $t_{1-ON} = DT$  dan  $\Delta V_o$  merupakan *ripple* dari tegangan output yang nilainya merupakan perkalian dari *factor ripple* ( $\lambda$ ) dengan nilai tegangan pada  $V_o$ . Sehingga dengan mensubstitusikannya kedalam persamaan, dapat didapatkan persamaan baru yaitu:

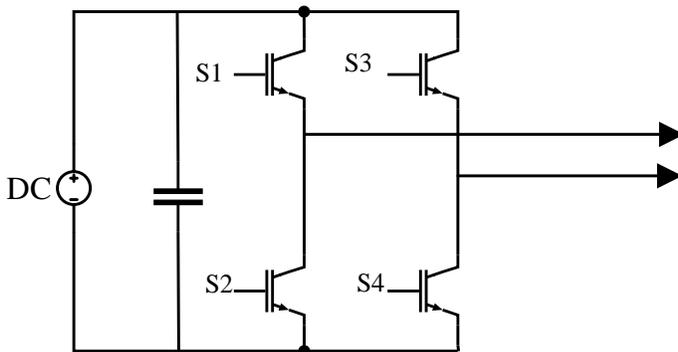
$$\begin{aligned}\frac{I_o}{C_o} &= \frac{\lambda V_o}{DT} \\ \frac{1}{C_o} &= \frac{\lambda V_o}{I_o DT} \\ \frac{1}{C_o} &= \frac{\lambda V_o f}{I_o D} \\ C_o &= \frac{I_o D}{\lambda V_o f}\end{aligned}\tag{2.49}$$

Selanjutnya akan dilakukan penurunan persamaan untuk menentukan persamaan komponen beban resistif. Dengan menggunakan rumus mencari daya listrik, dimana nilai  $P = V.I$  dan nilai  $I$  diturunkan menjadi  $V/R$  sehingga didapatkan persamaan untuk mencari nilai komponen beban resistif yaitu:

$$\begin{aligned}\frac{V_o^2}{R} &= P \\ \frac{V_o^2}{P} &= R\end{aligned}\tag{2.50}$$

## 2.4 Inverter *Full Bridge* Satu Fasa

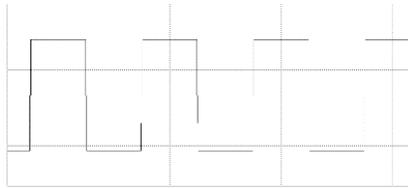
Inverter merupakan peralatan yang berfungsi untuk mengkonversikan energi dari sistem dc menjadi sistem ac [4]. Hasil tegangan keluaran yang dihasilkan oleh inverter dapat berupa 1 fasa atau 3 fasa. Sebuah inverter tersusun atas saklar-saklar semikonduktor yang dikonfigurasi, sehingga tegangan keluarannya berupa tegangan ac yang berbentuk pulsa persegi. Untuk konfigurasi inverter yang biasa digunakan adalah jenis *halfbridge* inverter dan *fullbridge* inverter.



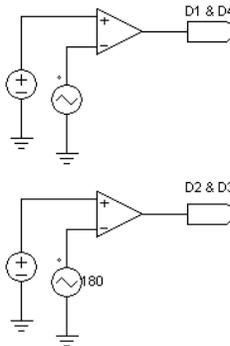
**Gambar 2.8** Rangkaian inverter *full bridge* satu fasa

*Fullbridge* inverter merupakan jenis inverter yang menggunakan 4 buah saklar dan 1 buah sumber dc sebagai tegangan masukannya. Gambar 2.8 menunjukkan rangkaian dari *fullbridge* inverter. Keempat saklar pada rangkaian inverter dikendalikan oleh sistem pengendali yang berfungsi menyalakan dan mematikan saklar semikonduktor sehingga didapatkan bentuk gelombang tegangan AC yang dikehendaki. Terdapat banyak metode dalam sistem pengendalian inverter, metode-metode yang paling sering digunakan adalah pembangkit gelombang persegi dan pembangkit modulasi lebar pulsa (PWM). Pembangkit modulasi lebar pulsa sendiri memiliki banyak macam, diantaranya adalah PWM pulsa tunggal, PWM pulsa jamak, sinusoida PWM bipolar dan sinusoida PWM unipolar

Untuk gelombang PWM pulsa tunggal dibangkitkan dengan membandingkan sinyal DC sebagai sinyal referensi dan sinyal segitiga sebagai sinyal *carrier* kedalam komparator. Besarnya frekuensi sinyal segitiga akan mempengaruhi besar frekuensi sinyal AC yang dibangkitkan. Bentuk dasar gelombang keluaran yang dihasilkan inverter dan rangkaian kontrol pembangkit PWM pulsa tunggal dapat dilihat pada gambar 2.9 dan gambar 2.10



**Gambar 2.9** Bentuk gelombang tegangan keluaran inverter PWM pulsa tunggal



**Gambar 2.10** Bentuk rangkaian kontrol PWM pulsa tunggal

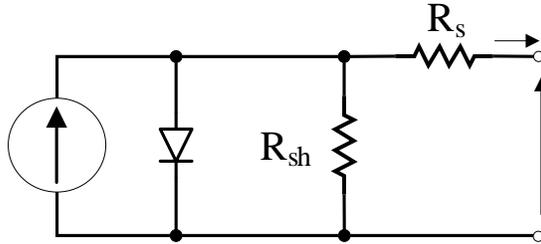
Untuk mencari nilai tegangan rms dari PWM pulsa tunggal dilakukan dengan menggunakan persamaan

$$V_o = V_{dc} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2.52)$$

## 2.5 Photovoltaic dan MPPT P&O

*Photovoltaic* (PV) atau sel-surya merupakan peralatan yang berfungsi untuk mengkonversikan energi pada foton cahaya menjadi listrik. Biasanya terbuat dari bahan semi-konduktor atau polimer. *Photovoltaic* merupakan sebuah sumber arus, yang memiliki daya keluaran yang bergantung pada kondisi intensitas cahaya matahari dan temperature PV. Besarnya intensitas cahaya matahari akan berbanding lurus dengan besarnya arus yang mengalir pada PV dan daya keluaran yang dihasilkan nantinya. Sedangkan temperatur pada PV berbanding terbalik dengan daya keluaran yang dihasilkan, dimana semakin tinggi temperature PV maka semakin kecil daya yang mampu dihasilkan.

Sebuah sel PV memiliki daya yang sangat kecil sehingga dalam praktiknya biasanya sel-sel PV disusun dan dikonfigurasi menjadi sebuah modul PV. Selanjutnya dari modul-modul tersebut disusun menjadi panel PV. Dari panel-panel tersebut selanjutnya akan disusun lagi menjadi PV *array*. Konfigurasi seri dan paralel penyusunan PV akan mempengaruhi parameter PV yang dihasilkan.



**Gambar 2.11** Rangkaian ekivalen *photovoltaic*

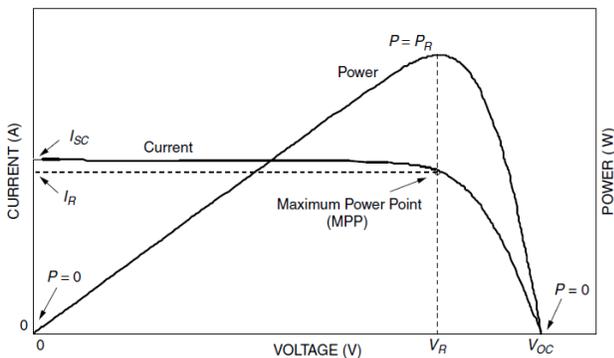
Gambar 2.11 merupakan rangkaian ekivalen dari PV, terdiri atas sebuah sumber arus yang disusun paralel dengan dioda dan resistansi shunt ( $R_{sh}$ ) dan tersusun seri dengan resistansi seri ( $R_s$ ). Nilai arus output yang mengalir pada PV memiliki persamaan dasar:

$$I = I_{ph} - I_o \left[ \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{nkT} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (2.53)$$

- I : arus output PV
- $I_o$  : arus saturasi dioda
- V : tegangan PV
- $R_s$  : hambatan seri panel
- q : muatan electron
- k : konstanta boltzman
- $R_{sh}$  : hambatan paralel panel

Dengan menggunakan persamaan diatas akan didapatkan kurva karakteristik I-V dari PV. PV memiliki titik operasi pada perpotongan dari kurva I-V dan kurva beban pada temperature dan iradiasi yang konstan. Karakteristik titik operasi pada PV bergerak dari arus *short circuit* ( $I_{sc}$ ) hingga tegangan *open circuit* ( $V_{oc}$ ). Arus *short circuit*

adalah arus ketika tegangan pada PV bernilai 0, sehingga arusnya maksimal dan besarnya berubah secara linear terhadap iradiasi sinar matahari. Sedangkan tegangan *open circuit* adalah tegangan maksimal PV ketika keadaan arusnya bernilai 0.

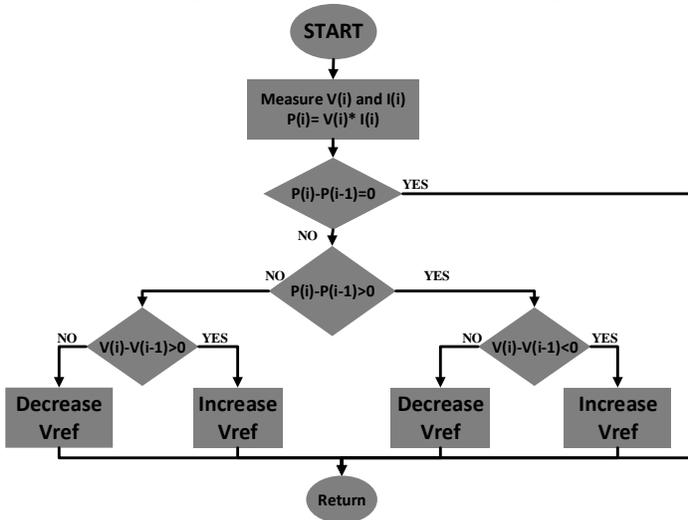


**Gambar 2.12** Kurva karakteristik I-V dari PV [6]

Dapat dilihat pada kurva I-V dari PV, nilai daya maksimum yang dapat dihasilkan oleh PV berada pada perkalian tegangan dan arus pada titik tertinggi. Titik ini dikenal sebagai titik *Maximum Power Point* (MPP). Titik MPP dipengaruhi oleh faktor Intensitas sinar matahari dan temperature. Oleh karena itu, dalam praktiknya diperlukan suatu algoritma yang mampu membuat PV bekerja pada titik kerja MPP, sehingga daya yang dihasilkan maksimal dalam intensitas sinar matahari dan temperature yang berubah-ubah. Algoritma tersebut adalah MPPT. MPPT adalah sebuah algoritma yang digunakan untuk mencari titik daya maksimum dan mempertahankan PV agar tetap bekerja pada titik maksimum tersebut. Ada berbagai macam algoritma MPPT yang telah dikembangkan untuk *photovoltaic*, yaitu: *Perturb and Observe*, *Constant Voltage*, *Incremental Conductance* dan *Fuzzy Logic*.

Pada penelitian ini digunakan metode *perturb and observe* (P&O) sebagai algoritma MPPT. Algoritma P&O memiliki keuntungan dimana pengaplikasian tergolong sederhana. Algoritma ini bekerja dengan cara mengubah *dutycycle* dari konverter yang digunakan. Dengan merubah *dutycycle* dari konverter menyebabkan peningkatkan atau penurunan nilai tegangan dan daya sehingga dapat dicari titik MPP-nya

dengan mengetahui sistem beroperasi pada daerah kiri atau kanan titik MPP. Proses ini berulang secara periodik hingga sistem mencapai titik MPP, selanjutnya sistem akan berosilasi di sekitar titik MPP tersebut. Besarnya osilasi dapat diminimalisir dengan memperkecil nilai step, namun dapat memperlambat kerja sistem untuk mencapai titik MPP. Flowchart dari algoritma MPPT P&O ditunjukkan pada gambar 2.13.



**Gambar 2.13** Flowchart algoritma MPPT P&O

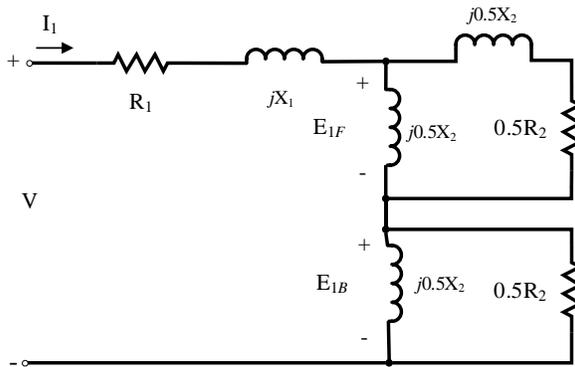
## 2.6 Motor Induksi Satu Fasa

Motor induksi satu fasa merupakan salah jenis motor yang bekerja dengan menggunakan tegangan bolak-balik (AC) satu fasa sebagai sumber kumparan statornya. Motor ini memiliki prinsip kerja yang hampir sama dengan motor induksi 3 fasa. Namun karena hanya memiliki satu fasa, medan magnet yang dihasilkan tidak berputar seperti pada motor induksi 3 fasa, melainkan berdenyut (*pulses*)[7]. Untuk mempermudah pemahaman, dapat dilakukan analisa keadaan ketika rotor dalam keadaan diam. Stator yang dihubungkan dengan sumber AC satu fasa mengalami medan magnet yang berdenyut, pertama nilai flux pada motor akan mengalami peningkatan lalu penurunan. Karena tidak adanya medan putar, maka tidak ada gerakan

relatif antara medan stator dan kumparan rotor. Hal ini menyebabkan tidak adanya tegangan yang terinduksikan pada rotor, sehingga tidak ada arus yang mengalir pada rotor dan torsi yang terinduksikan. Oleh karena itu motor induksi satu fasa tidak memiliki torsi start.

### 2.6.1 Rangkaian Ekivalen

Dengan melakukan analisa pada motor induksi satu fasa dengan menggunakan teori *double revolving field*, didapatkan rangkaian ekivalen dari motor induksi satu fasa. Teori *double revolving field* menjelaskan bahwa medan magnet yang berdenyut pada motor induksi satu fasa dapat diselesaikan dengan merubahnya menjadi dua buah medan magnet yang berputar dengan nilai yang sama namun berlawanan arah berputarnya. Motor akan merespon pada kedua medan magnet tersebut dan torsi yang dihasilkan merupakan penjumlahan torsi yang dihasilkan dari kedua medan magnet tersebut.



**Gambar 2.14** Rangkaian ekivalen motor induksi satu fasa

- $R_1$  : Resistansi stator
- $X_1$  : Reaktansi stator
- $R_2$  : Resistansi rotor
- $X_2$  : Reaktansi rotor
- $X_m$  : Reaktansi magnetisasi
- $s$  : Slip

Untuk mengatasi permasalahan torsi start pada motor induksi satu fasa biasanya diperlukan suatu teknik start khusus. Ada tiga teknik

yang paling sering digunakan yang dikelompokkan menurut cara menciptakan torsi startnya, yaitu *split-phase winding*, *Capacitor type winding* dan *shaded stator pole*. Masing-masing teknik yang digunakan akan menghasilkan besar torsi starting yang berbeda-beda.

Dalam penelitian ini jenis motor yang digunakan adalah motor induksi satu fasa dengan *permanent split phase capacitor* (PSC). Pada jenis motor ini kapasitor dipasang secara seri dengan kumparan bantu (*auxiliary winding*) motor. Dengan pemilihan kapasitor yang tepat, dapat menciptakan medan magnet yang sama besarnya dengan medan magnet pada kumparan utama dan arus pada kumparan bantu *leading* sebesar  $90^\circ$  terhadap arus dari kumparan utama. Karena pemasangannya yang terpisah  $90^\circ$  secara fisik terhadap kumparan utama dan arusnya juga *leading* sebesar  $90^\circ$  terhadap kumparan utama, akan menciptakan suatu medan magnet putar yang sama (*uniform*). Jenis motor dengan starting kapasitor biasanya digunakan untuk motor yang membutuhkan torsi start yang tinggi, seperti pompa, kompresor dan AC. Motor tersebut akan digunakan untuk memutar impeller (baling-baling) dari pompa sentrifugal yang dipasang pada poros pompa sentrifugal.

Pompa sentrifugal adalah jenis pompa yang paling sering digunakan karena pengoprasian dan maintenance yang mudah. Pada pompa sentrifugal putaran impeller akan mampu memompa air akibat dorongan dari sudu-sudu impeller. Ketika impeller berputar akan membuat air ikut berputar dan memunculkan gaya sentrifugal.

### 2.6.2 Analisis Torsi-Kecepatan

Pompa sentrifugal yang digerakan oleh motor induksi satu fasa memiliki torsi start yang rendah. Besarnya torsi tersebut dipengaruhi oleh besarnya kecepatan. Menurut hukum afinitas, nilai torsi berubah-ubah sesuai kuadrat dari kecepatan

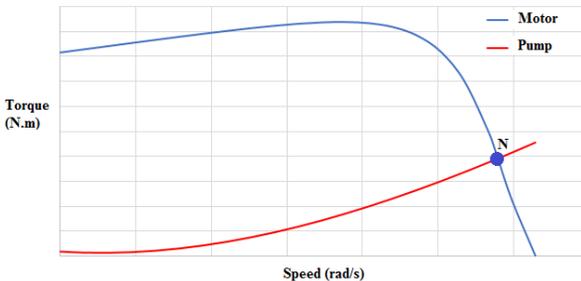
**Tabel 2.1** Tabel rasio torsi-kecepatan pompa

Presentase Kecepatan (%)	Torsi (N.m)
100%	1
75%	0.5625
50%	0.25
25%	0.0625
10%	0.015
0%	0.05

Selanjutnya untuk mendapatkan kurva torsi-kecepatan dari pompa sentrifugal, direncanakan rasio tabulasi dari pompa dengan menggunakan persamaan 2.54. Rasio tabulasi dapat dilihat pada tabel 2.1.

$$T_2 = T_1 \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad (2.54)$$

Tabel rasio tersebut dikalikan dengan nilai torsi pada beban penuh. Selanjutnya dari titik-titik hasil perkalian akan di plot dengan menggunakan polynomial orde 3 sehingga didapatkan persamaan garis dari kurva torsi-kecepatan dari pompa sentrifugal. Dari kurva yang dihasilkan lalu akan diplot bersamaan dengan kurva torsi-kecepatan dari motor. Dapat dilihat pada gambar 2.15, kurva torsi-kecepatan motor dengan beban pompa sentrifugal yang memiliki titik operasi pada titik N. Dengan memisalkan titik N berada pada kecepatan 2750 rpm dan torsi 0.208 Nm, dapat dikatakan bahwa ketika torsi mencapai 0.208 Nm maka kecepatan motor harus dijaga pada kisaran 2750 rpm. Hal ini bertujuan untuk mendapatkan kerja optimal antar motor induksi satu fasa dengan pompa sentrifugal.



**Gambar 2.15** Kurva torsi-kecepatan motor induksi satu fasa dan pompa sentrifugal

Berdasarkan hukum affinitas, perubahan dari kecepatan dan diameter impeller yang digunakan akan mempengaruhi kinerja dari suatu pompa, sehingga performa dari debit ( $Q$ ), *head* ( $H$ ) dan daya ( $P$ ) didapatkan dalam persamaan berikut[8]:

$$Q_1/Q_2 = (N_1/N_2) \times (D_1/D_2) \quad (2.55)$$

$$H_1/H_2 = (N_1/N_2)^2 \times (D_1/D_2)^2 \quad (2.56)$$

$$P_1/P_2 = (N_1/N_2)^3 \times (D_1/D_2)^3 \quad (2.57)$$

Sehingga didapatkan persamaan yang menjelaskan hubungan antara kecepatan dengan debit, head dan daya:

$$\begin{aligned} Q &\sim N \\ H &\sim N^2 \\ P &\sim N^3 \end{aligned}$$

Dari persamaan tersebut diketahui peningkatan dan penurunan kecepatan yang kecil akan mempengaruhi pemakaian daya dalam nilai yang besar. Hal tersebut dijadikan sebagai dasar untuk penghematan energi dalam penggunaan pompa sentrifugal yang memiliki kebutuhan debit bervariasi.

Untuk penentuan desain kapasitas pompa perlu memperhatikan parameter dan persamaan diantaranya:

Water Horse Power (WHP) adalah besar tenaga yang dibutuhkan untuk memompa air dengan debit dan tinggi head tertentu, persamaannya:

$$WHP = \frac{\rho Q H g}{1000} \quad (2.58)$$

- $\rho$  = masa jenis air (kg/m<sup>3</sup>)
- $Q$  = debit fluida (l/s)
- $H$  = total head (m)
- $g$  = percepatan gravitasi (m/s<sup>2</sup>)

Shaft Horse Power (SHP) adalah tenaga yang dibutuhkan oleh poros pompa, persamaannya:

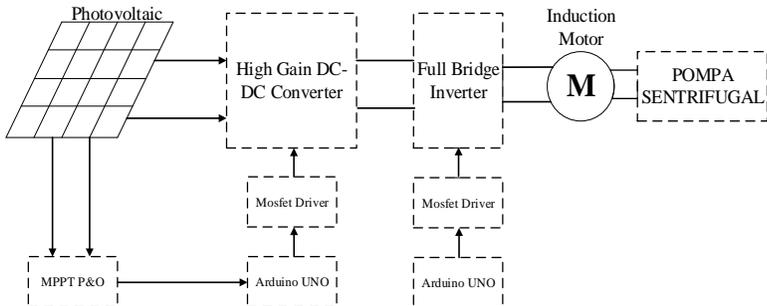
$$SHP = \frac{WHP}{\text{efisiensi}} \quad (2.59)$$

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## BAB 3 DESAIN, SIMULASI DAN IMPLEMENTASI

### 3.1 Pemodelan Sistem

Pada penelitian ini, simulasi dari sistem secara keseluruhan menggunakan *software* MATLAB (*Matrix Laboratory*). Sistem secara keseluruhan akan dimodelkan sebagai *solar water pump*. Sistem *solar water pump* yaitu sistem pompa air mandiri yang rangkaian utamanya terdiri atas PV dan motor sebagai penggerak pompa. Pada penelitian ini sistem tersebut dimodelkan menjadi sistem pompa air yang terdiri atas *photovoltaic*, *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi yang dikontrol oleh algoritma MPPT P&O untuk memaksimalkan daya keluaran PV, *fullbridge* inverter, motor induksi satu fasa dan pompa sentrifugal. Tujuan pemodelan sistem ini adalah untuk mempermudah melihat sistem secara keseluruhan.



**Gambar 3.1** Diagram blok sistem secara keseluruhan.

### 3.2 Desain Parameter *Photovoltaic*

Pada tugas akhir ini, *photovoltaic* digunakan sebagai sumber daya utama. Untuk desain dari sistem digunakan PV dengan merk “Solar Module” dengan kapasitas 50 W. Datasheet dari PV ditunjukkan pada table 3.1

**Tabel 3.1** Parameter PV

Parameter	Nilai
Model	SP-50-M36
Daya maksimum (Pmax)	50 Watt
Tegangan saat daya maksimum (Vmp)	17,6 Volt
Arus saat daya maksimum (Imp)	2.85 Ampere
Tegangan buka (Voc)	22,5 Volt
Arus hubung singkat (Isc)	3,04 Ampere
Tegangan maksimum sistem	700 VDC
Jumlah Cell	36
Temperatur operasi	-45°-+80°C
Dimensi	700x510x30mm

Beban yang akan digunakan adalah motor induksi satu fasa yang terkopel dengan pompa sentrifugal. Motor Induksi memiliki daya input sebesar 100 W pada tegangan 220V. Sistem yang digunakan tidak memiliki penyimpanan daya (*battery*) sehingga diperlukan sizing PV yang tepat. Untuk mendapatkan nilai daya yang memenuhi kebutuhan beban sebesar 100W, dibutuhkan 2 buah modul PV dengan daya 50 WP yang dipasang secara paralel.

### 3.3 Desain *High Voltage Gain* DC-DC Konverter Menggunakan *Dickson Charge Pump Voltage Multiplier* yang Termodifikasi

Proses desain awal dari konverter bertujuan untuk menentukan parameter-parameter dari konverter. Parameter yang akan ditentukan meliputi Tegangan *input*, tegangan *output*, frekuensi *switching*, *ripple* arus, *ripple* tegangan dan daya output. Nilai-nilai tersebut akan menjadi acuan dalam penentuan nilai dari komponen-komponen pada konverter, sehingga dalam pemilihannya perlu memperhatikan ketersediaan komponen yang ada di pasaran dan peralatan penunjang yang ada di laboratorium sehingga mempermudah proses implementasi. Parameter dari konverter ditunjukkan pada table 3.2.

**Tabel 3.2** Parameter konverter

No	Parameter	Nilai
1	Tegangan input	17.5 Volt
2	Tegangan output	225 Volt
3	Frekuensi <i>switching</i>	20 kHz
4	<i>Ripple</i> arus input ( $\Delta I_{L1}$ & $\Delta I_{L2}$ )	13%
5	<i>Ripple</i> tegangan VM C1 dan C4 ( $\Delta V_{C1}$ dan $\Delta V_{C4}$ )	0.7%
6	<i>Ripple</i> tegangan VM C2 dan C3 ( $\Delta V_{C3}$ dan $\Delta V_{C3}$ )	2%
7	<i>Ripple</i> tegangan output ( $\Delta V_{CO}$ )	0.7%
8	Daya Output	100W

Desain konverter memiliki kapasitas daya *output* 100 Watt dengan mempertimbangkan daya dari PV yang mampu menghasilkan daya hingga 100Watt. Nilai tegangan input dipilih pada nilai 17.5 Volt mengikuti tegangan PV dalam keadaan MPP (daya maksimum). Nilai tegangan output dipilih 225 Volt mengikuti tegangan masukan dari inverter. Frekuensi *switching* sebesar 20 kHz untuk mendapatkan nilai komponen induktor yang kecil dan mengurangi rugi-rugi *switching*.

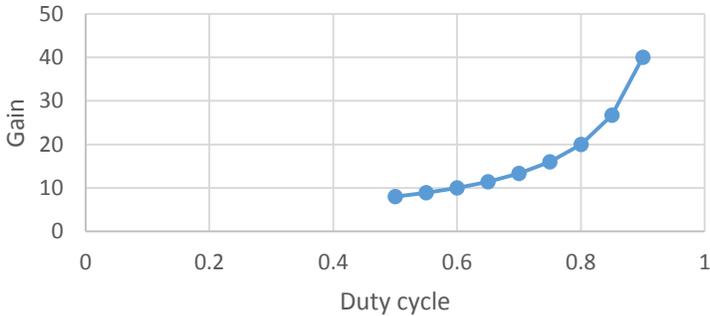
### 3.3.1 Penentuan Rasio Konversi dan Duty Cycle

Pada persamaan 2.35 ketika konverter dalam keadaan *steady state* nilai rasio konversi atau *gain* dari konverter akan dipengaruhi oleh nilai dari *duty cycle*-nya. Pada tabel 3.3 ditunjukkan besar perubahan nilai *gain* terhadap *duty cycle*.

**Tabel 3.3** Tabel rasio konversi pada konverter

	<i>Duty Cycle</i>								
	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,9
<i>Gain</i>	8	9	10	11,43	13,33	16	20	26,67	40

Untuk konverter dapat bekerja dengan benar, jenis konverter ini harus beroperasi pada *duty cycle* lebih dari 0,5. Selanjutnya berdasarkan tabel 3.2 didapatkan kurva karakteristik rasio konversi dari konverter yang ditunjukkan pada gambar 3.2.



**Gambar 3.2** Kurva rasio konversi dari konverter

Pada penelitian ini nilai *gain* yang diinginkan dapat ditentukan dengan membagi nilai parameter tegangan output dengan tegangan input.

$$G = \frac{225}{17.5} = 12.86$$

Selanjutnya dengan menggunakan persamaan 2.34, maka nilai *duty cycle* yang dibutuhkan sebesar:

$$V_o = \frac{4 \cdot V_{In}}{(1 - D)}$$

$$D = 1 - \frac{4 \cdot V_{In}}{V_o}$$

$$D = 1 - \frac{4.17}{225}$$

$$D = 0,689$$

Dari perhitungan yang dilakukan didapatkan nilai *gain* sebesar 12.86. Untuk mendapatkan nilai *gain* yang diinginkan diperlukan nilai *duty cycle* sebesar 0,689.

### 3.3.2 Penentuan Nilai Induktor L1 dan L2

Konverter yang akan diterapkan pada penelitian ini memiliki 2 buah induktor. Nilai dari masing-masing induktor dapat ditentukan

dengan menggunakan persamaan 2.40 dengan mode operasi CCM (*Current Continuous Mode*), yaitu keadaan dimana arus induktor selalu lebih besar dari nilai 0. Pada konverter ini Induktor L1 dan L2 memiliki nilai yang sama. Selanjutnya perhitungan dilakukan dengan mengasumsikan konverter bekerja dalam keadaan ideal, dimana nilai daya input sama dengan daya output sehingga nilai  $I_{IN} = P/V_{IN}$ . Perhitungan untuk nilai induktor L1 dan L2 sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 L_1 = L_2 &= \frac{V_{in} \cdot D \cdot 2}{\lambda \cdot I_{IN} \cdot f} \\
 &= \frac{17,5 \cdot 0,689 \cdot 2}{13\% \cdot \frac{P}{V_{in}} \cdot 20000} \\
 &= \frac{17,5 \cdot 0,689 \cdot 2}{13\% \cdot \frac{100}{17,5} \cdot 20000} \\
 &= \frac{17,5 \cdot 0,689 \cdot 2}{13\% \cdot 20000} \\
 &= 1,62 \text{ mH}
 \end{aligned}$$

Selanjutnya adalah menentukan kawat email yang digunakan dalam implementasi belitan induktor. Dalam menentukan jenis kawat email yang akan digunakan ada 2 parameter yang perlu diperhatikan yaitu, besar arus yang mengalir melalui induktor dan besar frekuensi *switching* yang digunakan pada konverter. Besar arus yang mengalir pada tiap konduktor bernilai sama dan setelah mengasumsikan konverter bekerja pada keadaan ideal, maka besar arus yang mengalir melalui masing-masing induktor dapat dicari dengan perhitungan berikut:

$$\begin{aligned}
 I_{L1} = I_{L2} &= \frac{P}{V_{IN} \cdot 2} \\
 &= \frac{100}{17,5 \cdot 2} \\
 &= 2,86 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Setelah didapatkan nilai arus sebesar 2.86 A dan besar frekuensi *switching* sebesar 20 kHz dilakukan pemilihan jenis kawat email yang digunakan. Dengan memperhatikan besar ripple arus pada masing-masing induktor dan frekuensi *switching*-nya digunakan kawat email jenis AWG 24. Jenis kawat ini memiliki daya hantar arus 0,577 A dan frekuensi maksimal 68 kHz. Selain itu kawat ini juga memiliki resistansi dalam yang kecil sebesar 0,084  $\Omega$ /m dan diameter sebesar 0,51 mm. Kawat email tersebut akan digunakan pada induktor L1 dan L2 sehingga kawat harus mampu menahan arus hingga 3,23 A. Nilai tersebut didapatkan dengan mempertimbangkan besar arus yang mengalir dan besar nilai *ripple*-nya. Sehingga untuk mendapatkan nilai kapasitas hantar arus yang memenuhi, kawat email tersebut perlu dipilin dengan jumlah kawat tertentu. Jumlah pilinan kawat dapat ditentukan pembagian antara diameter kawat kapasitas arus besar dengan kawat yang akan digunakan. Untuk faktor keamanan, kawat kapasitor arus besar yang dipilih harus memiliki kuat hantar arus sebesar 24 A sehingga dipilih kawat jenis AWG 8 yang memiliki daya hantar arus 24 A, diameter 3,26 mm dengan resistansi 0,0026  $\Omega$ /m dan frekuensi maksimal 1,650 kHz. Maka jumlah kawat yang digunakan adalah:

$$n_{kawat} = \frac{d_{AWG\ 8}}{d_{AWG\ 24}} = \frac{3.26}{0.51} = 6.39 \approx 7$$

Sehingga diketahui jumlah kawat jenis AWG 24 yang perlu dipilin adalah 7 buah. Selain menambah kapasitas arus hantar, pemilinan kawat akan memberikan keuntungan berupa mengurangi resistansi kawat, mengurangi *skin effect* dan menambah elastisitas konduktor.

Langkah selanjutnya adalah mencari jumlah belitan yang diperlukan untuk mendapatkan nilai induktor yang diinginkan. Induktor yang akan digunakan menggunakan inti jenis ferrite tipe E65 N27. Jenis inti ini memiliki nilai AL sebesar 7200 nH. Sehingga untuk mencari jumlah belitan kawat digunakan persamaan:

$$N_{L1} = N_{L2} = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{1.7\ mH}{7.2\ \mu H}} = 15.36 \approx 16$$

### 3.3.3 Penentuan Parameter Kapasitor

Konverter ini memiliki 5 buah kapasitor, dimana 4 buah kapasitor sebagai kapasitor rangkaian VM dan 1 buah kapasitor sebagai kapasitor output. Penentuan kapasitor tersebut dilakukan dengan menggunakan persamaan 2.44-2.49. Telah diketahui sebelumnya kapasitor C1 dan C4 adalah identik sehingga untuk masing masing nilainya dapat ditentukan dengan mencari besar tegangan pada kapasitor tersebut dengan persamaan 2.35, perhitungannya adalah:

$$V_{C1} = V_{C4} = \frac{V_{In}}{(1-D2)} + \frac{V_{In}}{2(1-D1)}$$

Diketahui sebelumnya nilai *duty cycle*  $D1=D2=D$  sehingga persamaannya menjadi:

$$\begin{aligned} V_{C1} = V_{C4} &= \frac{3 \cdot V_{In}}{2 \cdot (1-D)} \\ &= \frac{3 \cdot 17,5}{2 \cdot (1-0,689)} \\ &= 84,41 \text{ V} \end{aligned}$$

Diketahui  $\Delta V_{C1} = \lambda \cdot V_{C1}$ , sehingga dengan mensubstitusikannya kedalam perhitungan pada persamaan 2.44 Maka ditentukan nilai dari C1 dan C4 adalah:

$$\begin{aligned} C_1 = C_4 &= \frac{\lambda \cdot V_{C1} \cdot I_{In} \cdot f}{4 \cdot (1-D)} \\ &= \frac{0,7\% \cdot 84,41 \cdot 20000}{4 \cdot (1-0,689)} \\ &= 3,759 \cdot 10^{-5} \text{ F} \end{aligned}$$

Untuk mempermudah implementasi konverter, nilai kapasitor yang didapatkan disesuaikan dengan nilai kapasitor yang ada di pasaran dan nilai yang mendekati adalah  $47\mu\text{F}$ . Untuk kapasitor C2 dan C3 yang identik, nilainya dapat ditentukan dengan mengetahui nilai  $V_{C2}$

dan  $V_{C3}$ . Dengan menggunakan persamaan 2.25 dan mensubstitusikan nilai D1 dengan D didapatkan nilai  $V_{C2}$  dan  $V_{C3}$ :

$$\begin{aligned} V_{C2} = V_{C3} &= \frac{V_{In}}{2.(1-D)} \\ &= \frac{17.5}{2.(1-0.689)} \\ &= 23,13 \text{ V} \end{aligned}$$

Diketahui  $\Delta V_{C2} = \lambda . V_{C2}$ , sehingga dengan mensubstitusikannya kedalam perhitungan pada persamaan 2.45 Maka ditentukan nilai dari C2 dan C3 adalah:

$$\begin{aligned} C_2 = C_3 &= \frac{\lambda . V_{C2} . I_{In} . f}{4.(1-D)} \\ &= \frac{2 \% . 23,13 . 20000}{4.(1-0.689)} \\ &= 3,948 . 10^{-5} \text{ F} \end{aligned}$$

Dengan mempertimbangkan nilai kapasitor yang ada di pasaran, nilai yang mendekati adalah  $47\mu F$ . Sehingga diketahui kapasitor C1, C2, C3 dan C4 memiliki nilai yang sama yaitu,  $47\mu F$  dan dalam implementasinya jenis kapasitor yang digunakan adalah kapasitor *Elco* (*electrolytic condenser*). Untuk faktor keamanan, besar rating tegangan kapasitor yang dipilih adalah 250 V.

Selanjutnya untuk kapasitor output, dengan menggunakan persamaan 2.49 nilai dari kapasitor output adalah:

$$\begin{aligned} C_o &= \frac{I_o . D}{\lambda . V_o . f} \\ &= \frac{0.444 . 0.689}{0,7\% . 225 . 20000} \\ &= 9,714 . 10^{-6} \text{ F} \end{aligned}$$

Dengan mempertimbangkan nilai kapasitor yang ada di pasaran, nilai yang mendekati adalah  $10\mu F$ . Untuk kapasitor yang digunakan dalam implementasi adalah kapasitor jenis kapasitor *Elco* dengan rating tegangan 450 V. Nilai rating 450 V dipilih dengan alasan faktor keamanan.

### 3.3.4 Penentuan Parameter Beban R

Penentuan nilai beban resistif yang akan digunakan dengan memperhatikan nilai daya *output* konverter dari proses desain yang dilakukan sebelumnya. Daya output yang bernilai 100 Watt dan tegangan output sebesar 225 V. Dengan menggunakan persamaan 2.50 dapat ditentukan nilai beban R adalah:

$$\begin{aligned} R &= \frac{V_o^2}{P} \\ &= \frac{225^2}{100} \\ &= 506 \Omega \end{aligned}$$

### 3.3.5 Penentuan Dioda D1, D2, D3 dan D<sub>out</sub>

Dalam proses penentuan dioda yang akan digunakan dalam implementasi harus memperhatikan beberapa faktor, antara lain besar rating arus, rating tegangan dan waktu reverse recovery. Waktu reverse recovery pada dioda akan mempengaruhi besar frekuensi maksimal dioda dapat bekerja. Konverter akan bekerja pada frekuensi tinggi sebesar 20 kHz sehingga diperlukan dioda yang mampu bekerja pada frekuensi tersebut atau lebih besar. Selanjutnya untuk besar tegangan, setiap dioda menerima tegangan maksimal yang sama. Nilainya dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan:

$$\begin{aligned} V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D_{out}} &= \frac{2 \cdot V_{IN}}{1-D} \\ &= \frac{2 \cdot 17.5}{1-0.689} \\ &= 112.54 \text{ V} \end{aligned}$$

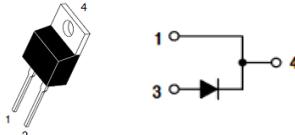
Selanjutnya untuk besar arus rata-rata yang mengalir melewati setiap dioda memiliki nilai yang sama dengan besar arus output. Sehingga besar arus rata-rata yang mengalir pada setiap dioda adalah:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{Dout} = I_{out} = \frac{P}{V_{out}}$$

$$= \frac{100}{225}$$

$$= 0.444 \text{ A}$$

Dengan mempertimbangkan besar tegangan maksimal, arus rata-rata dan besar frekuensi *switching*, dipilih dioda MUR 1560 untuk implementasi alat. Dioda ini kapasitas arus maksimum sebesar 15A dan DC *blocking voltage* sebesar 600V. Dioda ini memiliki waktu *recovery time* yang sangat cepat sebesar 60ns atau frekuensi *switching* 16,7MHz. Dioda ini memiliki 2 kaki pada komponen dimana masing-masing adalah anoda dan katoda. Bentuk komponen dioda dapat dilihat pada gambar 3.3



**Gambar 3.3** Dioda MUR 1560

### 3.3.6 Penentuan MOSFET

Konverter ini menggunakan 2 buah saklar MOSFET sebagai saklar elektronisnya yaitu saklar S1 dan S2. Seperti dalam penentuan dioda, dalam penentuan MOSFET juga perlu memperhatikan besar arus, rating tegangan dan waktu *recovery time*. Untuk besar tegangan maksimal yang akan diterima oleh masing-masing saklar MOSFET bernilai sama dan dapat ditentukan dengan persamaan:

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{V_{IN}}{1-D}$$

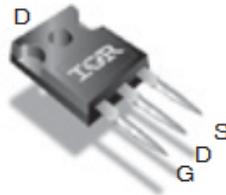
$$= \frac{17.5}{1-0.689}$$

$$= 56.27 \text{ V}$$

Untuk besar arus rata-rata yang mengalir, nilainya dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan:

$$\begin{aligned} I_{S1} = I_{S2} &= \frac{2 \cdot I_{out}}{1-D} \\ &= \frac{0.444}{1-0.689} \\ &= 2.857 \text{ A} \end{aligned}$$

Besar frekuensi *switching* yang harus mampu dioperasikan oleh saklar MOSFET adalah 20 kHz. Sehingga dengan mempertimbangkan ketiga faktor tersebut, dipilihlah saklar MOSFET IRFP 4332. Saklar MOSFET ini mampu menahan tegangan pada *drain-source* hingga 250V dan memiliki kapasitas arus maksimal yang mampu mengalir pada *drain-source* sebesar 40A pada temperature 100°C. Memiliki rating tegangan 30V pada *gate-source*. MOSFET ini juga memiliki *recovery time* sebesar 290 ns atau 3,45MHz frekuensi *switching*. Komponen MOSFET IRFP 4332 ditunjukkan pada gambar 3.4.



**Gambar 3.4** MOSFET IRFP 4332

Berdasarkan hasil penentuan nilai masing-masing komponen yang telah dilakukan, didapatkan parameter untuk tiap komponen yang diperlukan:

**Tabel 3.4** Parameter komponen konverter

Parameter	Nilai
Induktor $L_1$ dan $L_2$	1.62 mH
Kapasitor $C_1, C_2, C_3$ dan $C_4$	47 $\mu$ F/250 V
Kapasitor $C_o$	2.2 $\mu$ F/630 V
Dioda	MUR 1560 CT
MOSFET	IRFP 4332
R	506 $\Omega$

### 3.4 Parameter *Fullbridge* Inverter

Pada penelitian ini digunakan inverter jenis *fullbridge* satu fasa untuk merubah tegangan DC hasil keluaran konverter menjadi tegangan AC untuk suplai motor induksi satu fasa. Inverter bekerja menurut jenis *switching* yang digunakan. Dalam penelitian ini digunakan inverter PWM pulsa tunggal. Diketahui inverter full bridge terdiri atas 4 buah saklar MOSFET sebagai komponen utama. Saklar Mosfet ini berfungsi untuk melakukan proses *switching* ketika mendapatkan trigger dari rangkaian kontrol sehingga dapat merubah tegangan DC menjadi AC. Tabel 3.5 menunjukan parameter dari inverter yang digunakan

**Tabel 3.5** Parameter inverter

Parameter	Nilai
Frekuensi <i>switching</i>	50 Hz
Tegangan DC	225V
Arus	0,444 A
Waktu mati ( <i>Dead time</i> )	2% (0,4 ms)

Dengan menggunakan persamaan 2.52 dilakukan perhitungan nilai tegangan rms keluaran dari inverter:

$$V_o = V_{dc} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

$$V_o = 225 \cdot \sqrt{\frac{2\% \cdot 20ms}{20 ms}}$$

$$V_o = 222,74 V$$

Dengan menggunakan parameter diatas dilakukan pemilihan terhadap MOSFET yang akan digunakan. MOSFET yang digunakan adalah IRFP 460. Komponen ini memiliki tegangan  $V_{DS}$  maksimal sebesar 500V dan besar arus maksimal 13 A dalam suhu 100 °C. MOSFET ini juga memiliki *recovery-time* yang cukup cepat 110 ns atau setara dengan 9,09 MHz. Waktu mati (*dead time*) diberikan untuk faktor keamanan mencegah terjadinya short akibat saklar nyala secara bersamaan, karena dalam prakteknya saklar mosfet memiliki waktu delay ketika nyala dan mati. Sehingga dengan mempertimbangkan kemampuan MOSFET, IRFP 460 dinilai sudah mencukupi untuk digunakan dalam implementasi inverter.

### 3.5 Parameter Motor Induksi Satu Fasa

Pada penelitian ini digunakan motor induksi satu fasa yang terhubung secara langsung dengan pompa sentrifugal. Motor pompa yang digunakan adalah motor merk “WILO” PB 088EA. Sehingga untuk dapat memodelkannya dalam simulasi perlu didapatkan parameter-parameter dari motor tersebut. Parameter ini didapatkan dari hasil pengujian serta pengamatan dari model motor yang ada di laboratorium. Parameter dari motor induksi satu fasa yang telah didapatkan, ditunjukkan pada tabel 3.6.

**Tabel 3.6** Parameter motor induksi satu fasa

Parameter	Nilai
Daya motor (P)	60 W
Kecepatan rating (N)	~2750 rpm
Tegangan rating	220 V
Frekuensi rating	50Hz
Jumlah kutup	2
Resistansi kumparan utama stator (Rs)	41,66 $\Omega$
Induktansi kumparan utama stator (Ls)	32.85 mH
Resistansi rotor (Rr)	128,543 $\Omega$
Induktansi rotor (Lr)	129.47 mH
Induktansi inti (Lms)	2.91 H
Resistansi kumparan bantu stator (Rs)	83,33 $\Omega$
Induktansi kumparan bantu stator (Ls)	98,87 mH

Parameter	Nilai
Rasio kumparan utama dan kumparan bantu	1.1
Kapasitor	4 $\mu\text{F}$
Momen Inersia (J)	452,841 $\cdot 10^{-6}$ kg.m <sup>2</sup>

### 3.6 Parameter Pompa Sentrifugal

Pada penelitian ini pompa sentrifugal digunakan untuk memompa air pada sistem *solar water pump*. Telah diketahui sebelumnya pompa yang digunakan terhubung secara langsung dengan motor induksi satu fasa. Dapat dilihat pada tabel 3.7 adalah parameter dari pompa yang digunakan:

**Tabel 3.7** Parameter pompa sentrifugal

Parameter	Nilai
Daya rating motor	60 Watt
Kecepatan maksimal	2750 rpm
<i>Head</i> maksimal	9,5 meter
Debit maksimal	35 l/min

Langkah selanjutnya untuk memodelkan pompa ini adalah dengan menentukan torsi beban penuh (*full load*) dari pompa dengan menggunakan persamaan:

$$T = 9549 \cdot \frac{P}{N}$$

Dimana P adalah daya dalam kW dan N adalah kecepatan dalam rpm. Sehingga didapatkan nilai torsi *full load* sebesar:

$$\begin{aligned} T &= 9549 \cdot \frac{0.06}{2750} \\ &= 0.208 \text{ N.m} \end{aligned}$$

Dengan menggalikan nilai torsi *full load* yang didapatkan dengan faktor pengali pada rasio tabulasi torsi kecepatan sehingga didapatkan nilai torsi pada setiap titik kecepatan. Perlu diperhatikan bahwa kecepatan yang digunakan dalam rad/sekon. Telah diketahui

sebelumnya nilai 100% kecepatan adalah 2750 rpm. Sehingga dengan mengkonversikan kecepatan kedalam rad/s, didapatkan tabulasi torsi kecepatan dari pompa. Tabel tersebut ditunjukkan pada tabel 3.8

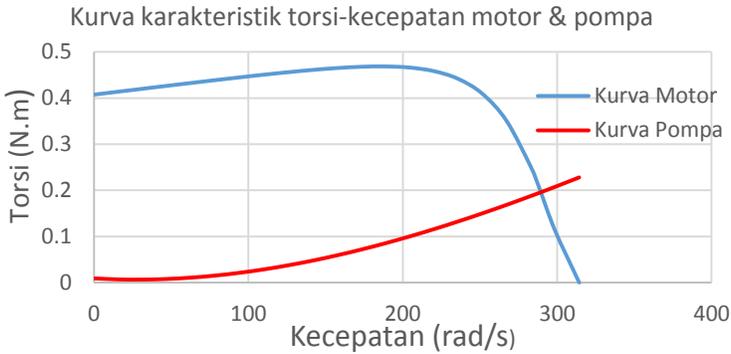
**Tabel 3.8** Rasio torsi-kecepatan pompa

Presentase Kecepatan (%)	Torsi (N.m)
100%	0.208
75%	0.117
50%	0.052
25%	0.013
10%	0.00312
0%	0.0104

Selanjutnya dengan menggunakan software *Microsoft Excel*, dilakukan plotting kurva pompa dan mencari persamaannya dengan polynomial orde 3. Sehingga didapatkan persamaan polynomial orde 3 dari pompa adalah:

$$Y = -3.10^{-9}. X^3 + 4.10^{-6}.X^2 - 2.10^{-4}. X + 0.009$$

Dimana nilai Y adalah variable untuk nilai torsi dalam N.m sedangkan X adalah besar kecepatan dalam rad/s. Selanjutnya dengan melakukan plotting kurva motor dan kurva pompa sehingga didapatkan titik perpotonganya seperti pada gambar 3.5. Titik perpotongan dari kurva pompa dan kurva motor menunjukkan daerah operasi dari motor ketika dibebani oleh pompa.



**Gambar 3.5** Kurva karakteristik torsi kecepatan motor dan pompa

Setelah diketahui parameter pompa yang digunakan, ditentukan besar debit serta head dari pompa ketika motor bekerja dalam keadaan rating dengan menggunakan persamaan affinity:

$$Q = \frac{2750}{2750} \times 0,583 = 0,583 \text{ l/s}$$

$$H = \left(\frac{2750}{2750}\right)^2 \times 9,5 = 9,5 \text{ m}$$

Selanjutnya untuk menentukan WHP dan SHP digunakan persamaan 2.57 dan 2.58. Didapatkan nilai dari WHP dan SHP:

$$WHP = \frac{1000 \cdot 0,583 \cdot 9,5 \cdot 9,87}{1000} = 19,56 \text{ Watt} = 0,026 \text{ HP}$$

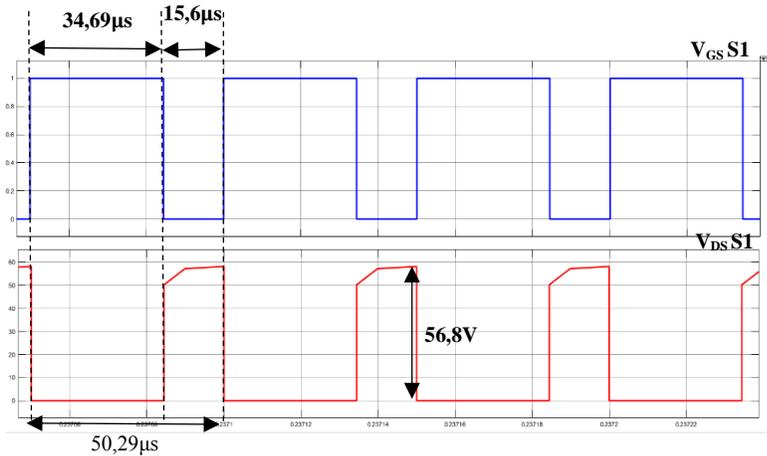
$$SHP = \frac{0,026}{0,7} = 0,0374 \text{ HP}$$

### 3.7 Simulasi Sistem

Proses simulasi dari sistem yang akan diterapkan dalam penelitian bertujuan untuk mendapatkan gambaran respons dari setiap komponen sistem. Selain itu juga dari proses simulasi didapatkan data yang nantinya akan digunakan sebagai data pembanding untuk proses implementasi.

#### 3.7.1 Simulasi *High Voltage Gain* DC-DC Konverter Menggunakan *Dickson Charge Pump Voltage Multiplier* yang Termodifikasi

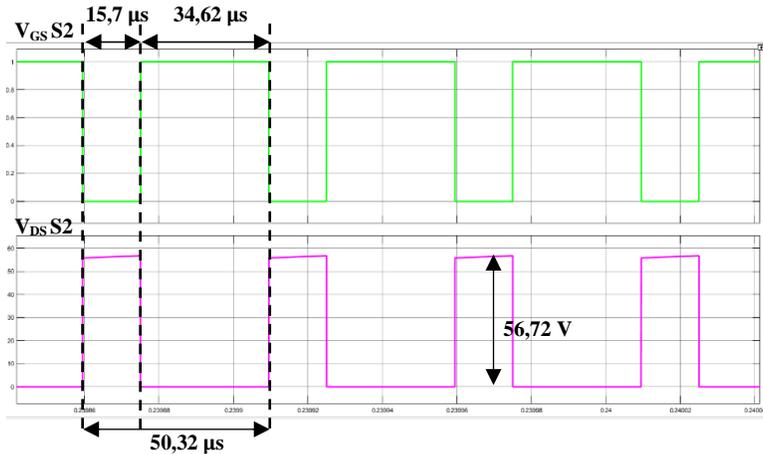
Proses simulasi dari konverter dilakukan dengan menggunakan program MATLAB. Dengan menggunakan parameter komponen-komponen dari hasil perhitungan yang dilakukan sebelumnya, dilakukan simulasi untuk memastikan kerja konverter telah sesuai dengan desain yang dilakukan.



**Gambar 3.6** Bentuk gelombang tegangan *gate-source* dan *drain-source* MOSFET 1

Gambar 3.6 dan 3.7 menunjukkan bentuk gelombang switching yaitu bentuk tegangan *gate-source* dan *drain-source* dari saklar MOSFET S1 dan S2. Dapat diamati ketika masing-masing MOSFET diberikan *trigger* pada sisi *gate*, saklar MOSFET akan mengalami konduksi ( $T_{on}$ ). Hal ini diperlihatkan ketika tegangan *gate-source* berlogika “1”, MOSFET akan merespon dengan konduksinya *gate*

*drain-source* sehingga tegangannya menjadi “0” dan arus mampu mengalir.

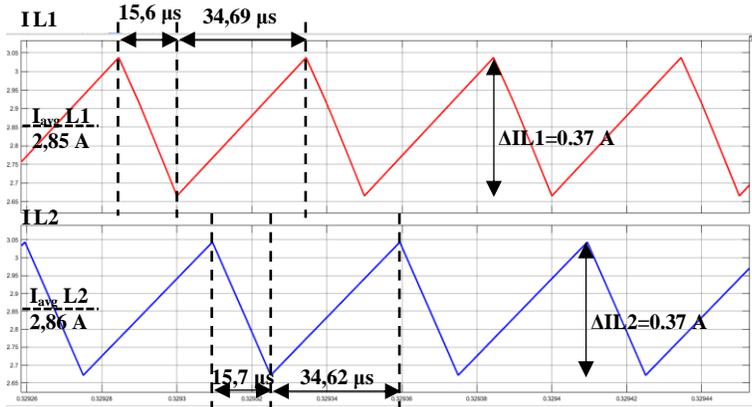


**Gambar 3.7** Bentuk gelombang tegangan *gate-source* dan *drain-source* MOSFET 2

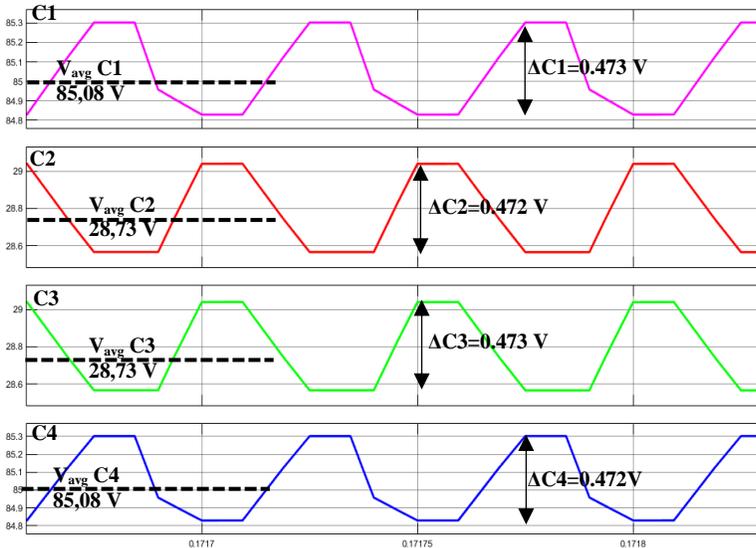
Untuk saklar S1, ketika dalam mode ON, MOSFET akan konduksi selama 34,69  $\mu\text{s}$ . Sedangkan ketika mode OFF, MOSFET akan menutup selama 15,6  $\mu\text{s}$ . Sedangkan untuk saklar S2 akan mengalami konduksi selama 34,62  $\mu\text{s}$  ketika mode ON MOSFET dan 15,7  $\mu\text{s}$  penutupan saklar ketika mode OFF MOSFET. Nilai yang didapatkan telah memenuhi desain yang dilakukan yaitu *duty cycle* 0.689 untuk frekuensi 20 kHz. Pada simulasi ini tegangan maksimal *drain-source* pada saklar S1 adalah 56,8 V dan untuk saklar S2 sebesar 56,72 V.

Gambar 3.8 menunjukkan bentuk gelombang dari arus induktor L1 dan induktor L2. Dapat dilihat pada gambar, arus induktor L1 memiliki nilai rata-rata sebesar 2,85 A dan untuk induktor L2 memiliki nilai rata-rata sebesar 2,86 A. Nilai *ripple* dari Induktor L1 adalah sebesar 0,37 A sedangkan pada induktor L2 memiliki *ripple* sebesar 0,37 A. Diketahui induktor L1 mengalami mode *charge* dan *discharge* akibat proses *switching* dari MOSFET S1, sedangkan induktor L2 mengalami mode *charge* dan *discharge* akibat proses *switching* dari MOSFET S2. Nilai yang didapatkan dari hasil simulasi ini sudah

memenuhi desain yang ditentukan untuk besar arus *ripple* yang diinginkan sebesar 13 %.



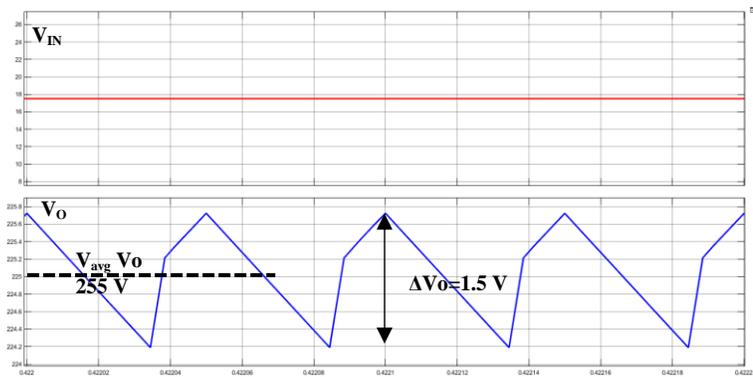
**Gambar 3.8** Bentuk gelombang arus induktor L1 dan induktor L2



**Gambar 3.9** Bentuk gelombang tegangan kapasitor C1, C2, C3 dan C4

Pada gambar 3.9 ditunjukkan bentuk gelombang tegangan dari kapasitor pengganda tegangan C1, C2, C3 dan C4. Dari data gelombang yang didapatkan diketahui kapasitor C1 dan C4 memiliki nilai dan bentuk gelombang yang identik. Selain itu kapasitor C2 dan C3 juga memiliki nilai dan bentuk yang identik. Kapasitor C1 dan C4 mengalami mode *charging* ketika saklar S2 dalam keadaan OFF. Sedangkan kapasitor C2 dan C3 mengalami mode *charging* ketika saklar S1 dalam keadaan OFF. Dari simulasi diketahui kapasitor C1 dan C4 nilai rata-rata 85,08 V dengan ripple tegangan sebesar 0.47V. Untuk kapasitor C2 dan C3 memiliki tegangan rata-rata 28,73 V dan besar ripple tegangan 0,47 V.

Hasil simulasi pada gambar 3.9 menunjukkan tegangan input dan tegangan output dari konverter. Dari data hasil simulasi, tegangan input memiliki nilai yang konstan pada tegangan 17,5 V. Untuk tegangan output memiliki nilai rata-rata 225,1 V. Hal ini membuktikan bahwa berdasarkan simulasi, konverter telah mampu bekerja dengan nilai *gain* sebesar . Nilai ripple tegangan output adalah 1,5V



**Gambar 3.10** Bentuk gelombang tegangan Input dan Output

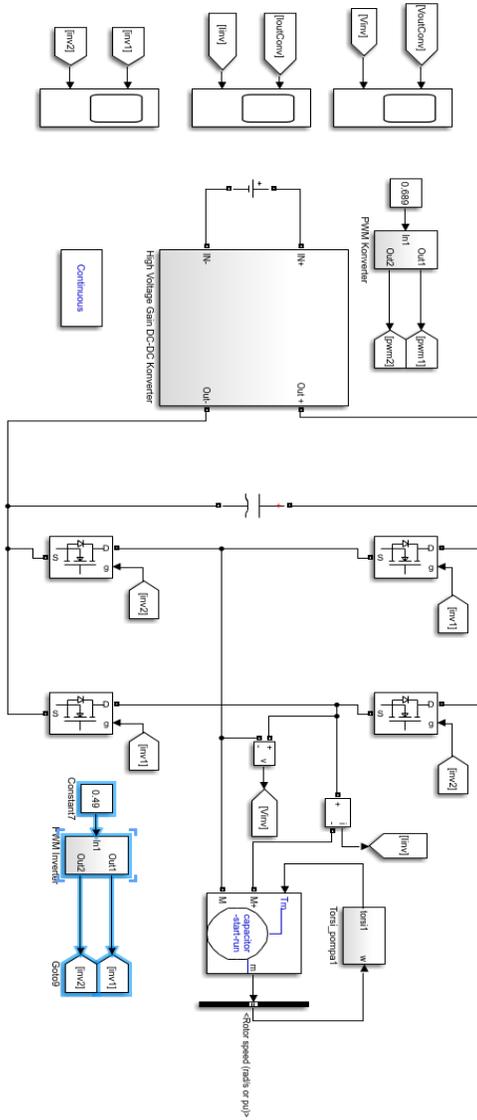
### 3.7.2 Simulasi Inverter

Pada proses ini dilakukan simulasi dari inverter dengan menggunakan parameter yang telah ditentukan. Simulasi dilakukan dengan menggunakan program MATLAB 2017. Konverter yang telah didesain akan digunakan sebagai sumber masukan dari inverter.

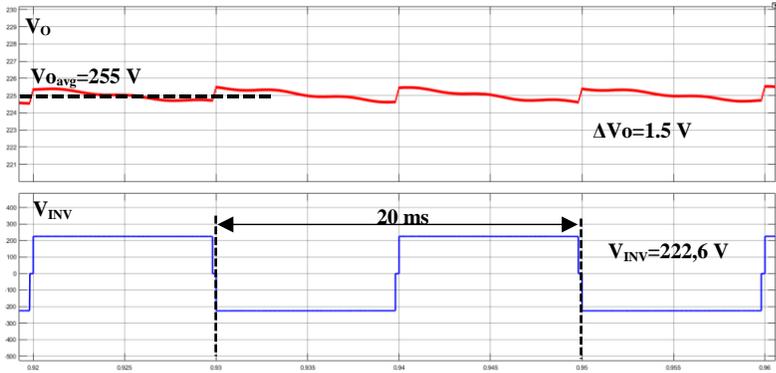
Pada simulasi ini akan ada dua tahap simulasi. Pertama inverter akan dibebani beban resistor dengan nilai yang sama dengan proses simulasi konverter yaitu sebesar  $506 \Omega$ . Tahap yang kedua inverter akan dibebani dengan beban motor induksi. Selain itu juga ditambahkan kapasitor pada sisi input inverter dengan besar  $0.1 \text{ mF}$ . Kapasitor ini berfungsi sebagai penyimpan energi sementara. Proses simulasi ini bertujuan untuk memastikan rangkaian inverter dapat bekerja sesuai dengan desain yang telah dilakukan. Rangkaian simulasi yang digunakan ditunjukkan oleh gambar 3.11.

Gambar 3.12 menunjukkan hasil tegangan keluaran dari konverter dan tegangan keluaran dari inverter dengan menggunakan beban R dan gambar 3.13 menunjukan arus dari keluaran konverter dan keluaran inverter menggunakan beban R. Dari hasil simulasi didapatkan nilai tegangan output konverter memiliki nilai rata-rata sebesar  $225 \text{ V}$  dengan besar ripple tegangan  $1,1 \text{ V}$ . Sedangkan arus yang dihasilkan oleh keluaran konverter memiliki nilai rata-rata sebesar  $0,438 \text{ A}$ . Dapat dilihat pada gambar arus yang dihasilkan memiliki keadaan dimana nilainya nol, hal ini diakibatkan karena adanya nilai mati (*deadtime*) pada simulasi yang digunakan sehingga konverter seolah-olah dalam keadaan *open*.

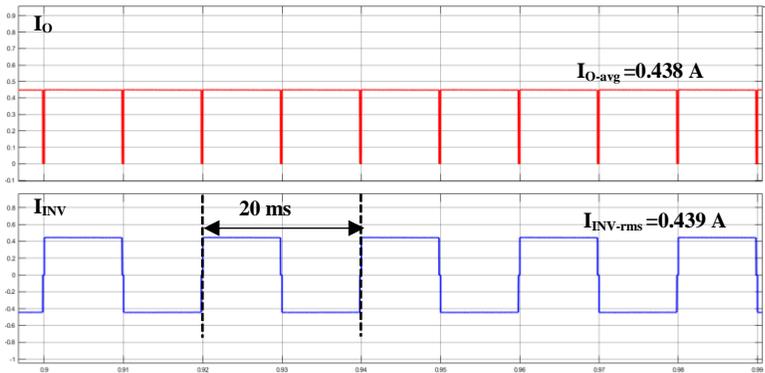
Dari data yang didapatkan diketahui nilai tegangan rms dari keluaran inverter sebesar  $222.6 \text{ V}$  dengan bentuk gelombang menyerupai sinyal kotak dengan waktu mati  $0.4 \text{ ms}$  dan waktu periode gelombang sebesar  $20\text{ms}$  atau setara dengan frekuensi  $50 \text{ Hz}$ . Gelombang arus keluaran inverter memiliki bentuk gelombang yang menyerupai gelombang tegangannya dengan nilai rms sebesar  $0,439 \text{ A}$ . Hasil simulasi yang telah dilakukan membuktikan inverter sudah mampu bekerja sesuai dengan proses desain yang dilakukan



Gambar 3.11 Rangkaian simulasi inverter.

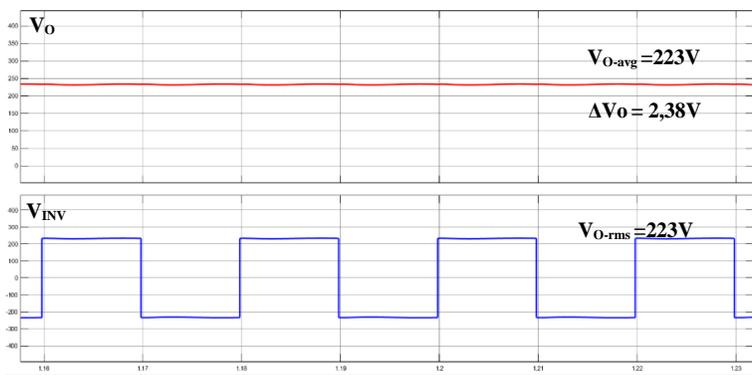


**Gambar 3.12** Bentuk gelombang tegangan output konverter dan tegangan output inverter dengan beban R

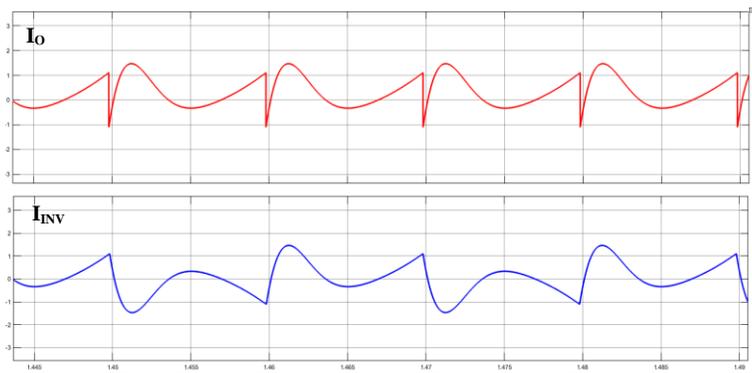


**Gambar 3.13** Bentuk gelombang arus output konverter dan tegangan output inverter dengan beban R

Selanjutnya untuk hasil simulasi inverter dengan menggunakan beban motor ditunjukkan pada gambar 3.14 dan gambar 3.15. Pada gambar 3.14 ditampilkan gelombang tegangan keluaran dari konverter dan tegangan keluaran dari inverter. Untuk gambar 3.15 menampilkan gelombang arus keluaran dari konverter dan arus keluaran dari inverter. Dari hasil simulasi didapatkan tegangan keluaran konverter memiliki nilai rata-rata sebesar 223 V dengan besar ripple tegangan 2,38 V.



**Gambar 3.14** Bentuk gelombang arus output konverter dan tegangan arus inverter dengan beban motor



**Gambar 3.15** Bentuk gelombang tegangan output konverter dan tegangan keluaran inverter dengan beban motor

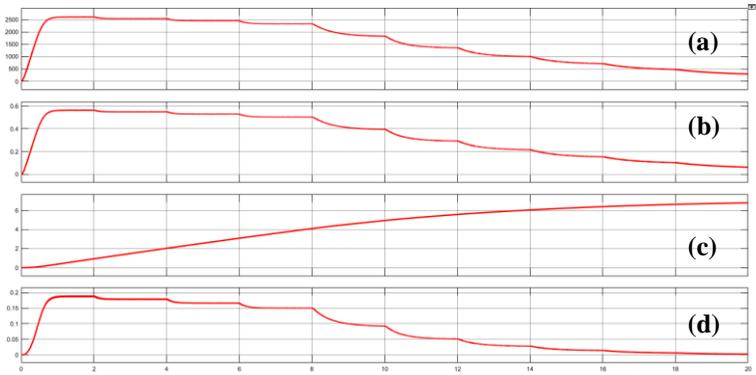
Untuk gelombang tegangan keluaran inverter memiliki bentuk gelombang yang menyerupai gelombang yang menyerupai pada gelombang ketika menggunakan beban R. Nilai RMS yang dihasilkan sebesar 223V. Sedangkan gelombang untuk arus dari keluaran konverter dan inverter mengalami perubahan bentuk menjadi tidak beraturan ketika inverter dibebani dengan beban motor

### 3.7.3 Simulasi Sistem Keseluruhan

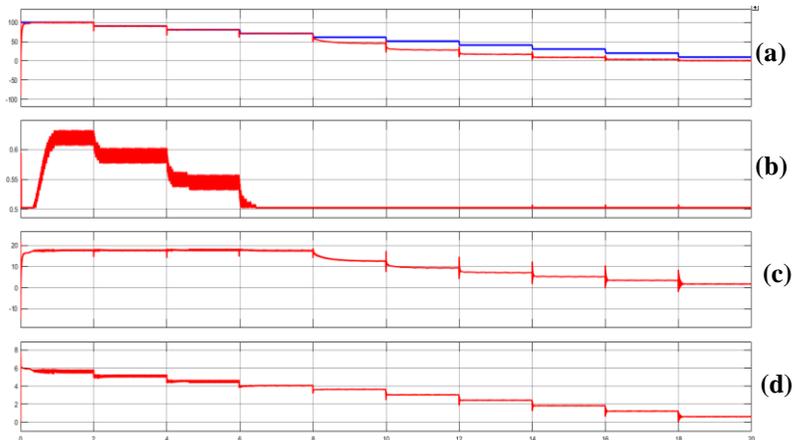
Pada sub-bab ini dilakukan simulasi sistem secara keseluruhan sesuai dengan pemodelan sistem yang telah ditunjukkan. Proses simulasi dilakukan dengan menggunakan *software* MATLAB. Sistem yang disimulasikan terdiri atas: *Photovoltaic* sebagai sumber, *high voltage gain* dc-dc konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi untuk menaikkan tegangan keluaran dari PV, *full bridge* inverter untuk merubah tegangan AC menjadi DC, motor induksi satu fasa dan pompa sentrifugal. Simulasi ini bertujuan untuk melihat respon sistem dari sumber hingga ke beban secara keseluruhan. Rangkaian sistem simulasi ditunjukkan pada gambar 3.16.

Pada proses simulasi akan dilakukan pengamatan pada bentuk gelombang tegangan output PV, arus output PV, daya output PV, *dutycycle*, kecepatan motor, total aliran air, torsi motor dan debit air yang dihasilkan. Pada proses simulasi ini, nilai iradiasi pada PV yang digunakan adalah  $1000 \text{ W/m}^2 - 100 \text{ W/m}^2$  dengan pengurangan setiap *step* sebesar  $100 \text{ W/m}^2$ . Setiap step nilai iradiasi di simulasikan selama 2 detik sehingga total waktu simulasi yang dijalankan adalah 20 sekon. Dari hasil simulasi yang dilakukan didapatkan bentuk gelombang dari masing masing parameter yang ditunjukkan pada gambar 3.17 dan gambar 3.18.





**Gambar 3.17** Gelombang rangkaian secara keseluruhan. (a) Gelombang kecepatan motor (b) gelombang debit air (c) gelombang total aliran air (d) gelombang torsi beban.



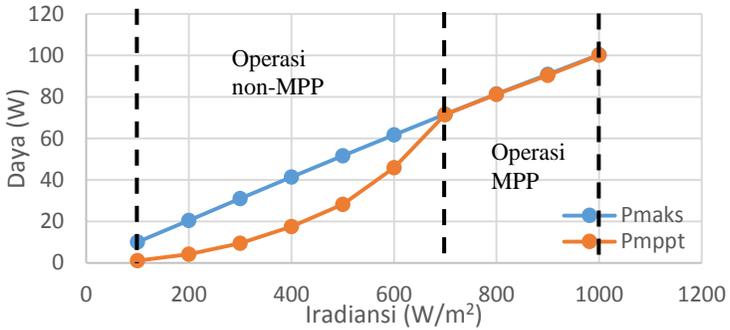
**Gambar 3.18** Gelombang rangkaian secara keseluruhan. (a) Gelombang daya max dan daya output. (b) *duty cycle* konverter (c) gelombang  $V_{out}$  PV (d) gelombang  $I_{out}$  PV.

**Tabel 3.9** Data hasil simulasi sistem secara keseluruhan

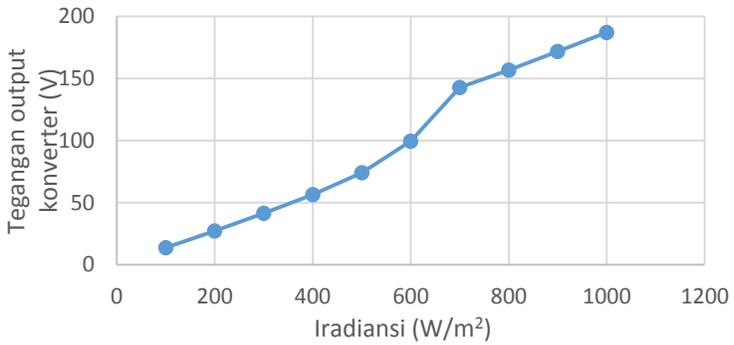
Iradiasi (W/m <sup>2</sup> )	P <sub>MAKS</sub> PV (W)	P <sub>MPPT</sub> (W)	D	V <sub>out</sub> DC (V)	kecepatan (rpm)	Torsi beban (N.m)	Debit (l/s)
1000	100.3	100.1	0.6225	186.9	2627	0.1902	0.5673
900	90.76	90.4	0.5925	171.7	2558	0.1802	0.5523
800	81.29	81.18	0.5475	156.6	2452	0.1656	0.5294
700	71.59	71.47	0.5025	142.7	2330	0.1496	0.5031
600	61.7	45.84	0.5025	99.43	1838	0.0931	0.3969
500	51.62	28.24	0.5025	74.07	1361	0.0511	0.2939
400	41.37	17.52	0.5025	56.43	1006	0.0279	0.2172
300	30.99	9.35	0.5025	41.53	720	0.0143	0.155
200	20.5	4.1	0.5025	27.3	481	0.0064	0.104
100	10.02	1.06	0.5025	13.8	296	0.0024	0.064

Tabel 3.9 menampilkan data hasil dari simulasi sistem secara keseluruhan. Dapat dilihat pada tabel, ketika nilai iradiasi PV kurang dari 700 W/m<sup>2</sup>, MPPT tidak mampu menghasilkan daya secara maksimal. Hal ini karena algoritma pada MPPT dibatasi dengan nilai *duty cycle* terendah sebesar 0.5025. Pembatasan pada *duty cycle* tersebut dilakukan karena konverter yang digunakan memiliki operasi kerja pada nilai *duty cycle* 0.5 hingga 1. Sehingga ketika nilai iradiasi PV rendah, konverter seolah-olah bekerja dengan nilai *duty cycle* konstan pada batas terendah yang ditentukan dan nilai daya yang dihasilkan menjadi tidak maksimal.

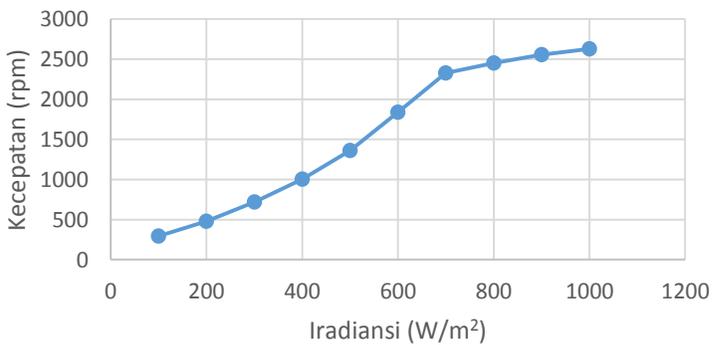
Pada gambar 3.19 hingga gambar 3.24, ditampilkan grafik pengaruh perubahan iradiasi terhadap sistem. Dari data yang didapatkan dapat disimpulkan bahwa sistem mampu bekerja secara optimal pada iradiasi 700 – 1000 W/m<sup>2</sup>. Ketika nilai iradiasi berada di bawah 700 W/m<sup>2</sup>, sistem tidak mampu menyerap daya dari PV secara maksimal dan tegangan pada bus DC menjadi turun secara drastis. Selain itu daya yang tidak maksimal mengakibatkan kecepatan, torsi beban, daya output motor dan debit air juga menjadi turun secara drastis seiring penurunan iradiasinya.



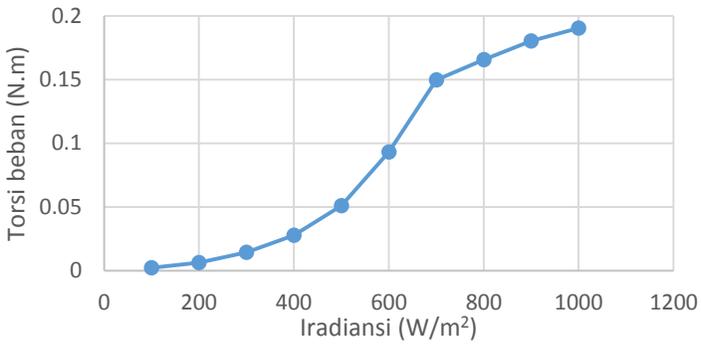
**Gambar 3.19** Grafik daya yang dihasilkan terhadap iradiasi



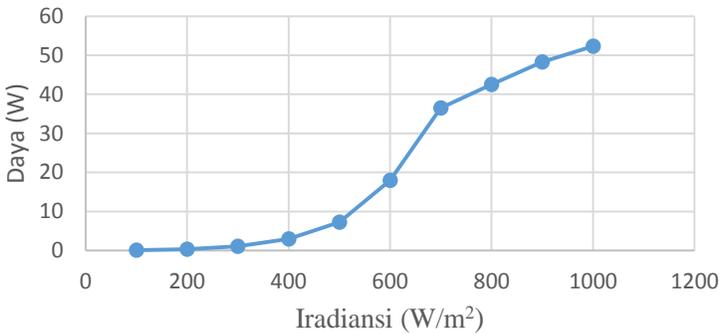
**Gambar 3.20** Grafik tegangan output terhadap iradiasi



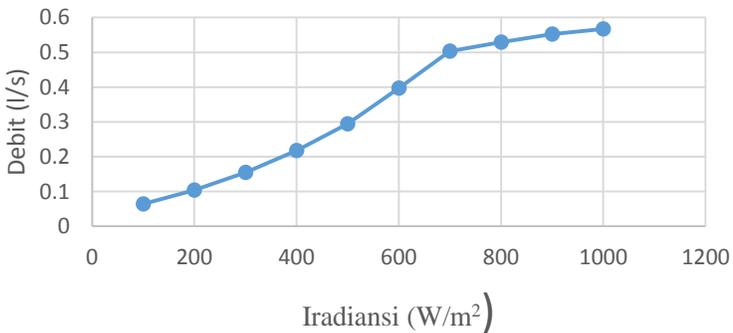
**Gambar 3.21** Grafik kecepatan motor terhadap iradiasi



**Gambar 3.22** Grafik torsi beban terhadap iradiasi



**Gambar 3.23** Grafik daya output motor yang dihasilkan terhadap iradiasi



**Gambar 3.24** Grafik debit pompa terhadap iradiasi

### 3.8 Implementasi

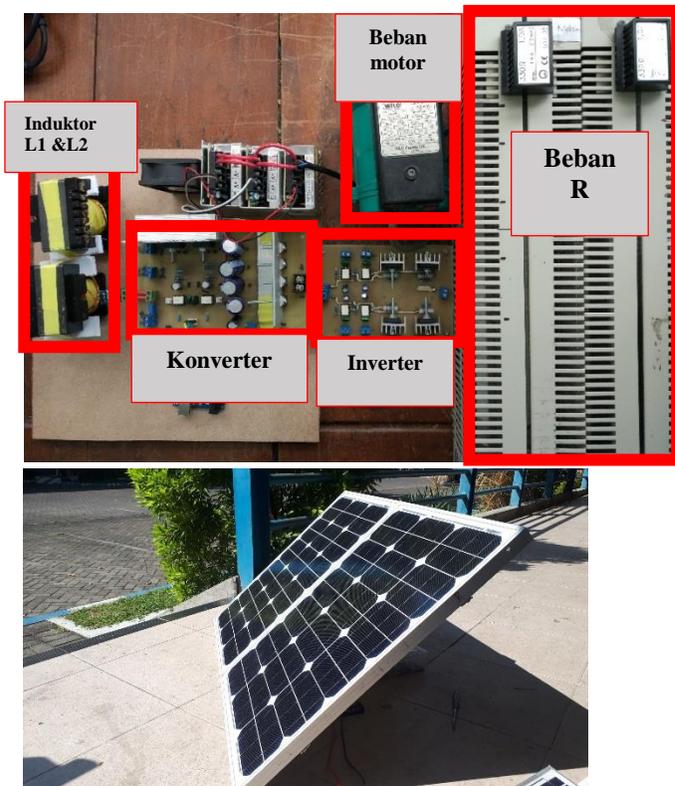
Tahap implementasi merupakan tahap pembuatan alat dengan menggunakan acuan dari proses desain yang telah dilakukan. Proses implementasi ini dilakukan untuk mengetahui kinerja dari sistem secara riil.

**Tabel 3.10** Parameter Sistem

Parameter Solar Panel	Nilai
Panel Surya	Solar Module SP-50-M36
Daya MPP	50 WP
Tegangan $V_{MPP}$	17,6 V
Arus $I_{MPP}$	2,85 A
Komponen & Parameter Konverter	Nilai
<i>Micro Controller</i>	Arduino Mega
Frekuensi <i>switching</i>	20kHz
Induktor $L_1$	1,78mH
Induktor $L_2$	1,73mH
Kapasitor $C_1, C_2, C_3$ dan $C_4$	Panasonic 47 $\mu$ F / 250 V
Kapasitor $C_O$	Panasonic 10 $\mu$ F / 450 V
Dioda $D_1, D_2, D_3$ dan $D_{out}$	MUR 1560
MOSFET $S_1$ dan $S_2$	IRFP4332
<i>Driver</i> MOSFET	FOD3182
<i>Supply Driver</i> MOSFET	12 Vdc
Komponen & Parameter Inverter	Nilai
MOSFET $S_1, S_2, S_3$ dan $S_4$	IRFP4332
<i>Driver</i> MOSFET	TLP 250
<i>Supply Driver</i> MOSFET	12 Vdc
Parameter beban motor	Nilai
Motor pompa air	WILO PB – 088EA

Seluruh komponen yang digunakan dengan mempertimbangan ketersediaannya komponen di pasaran. Pemilihan komponen dilakukan dengan memilih nilai yang lebih besar untuk faktor keamanan dan menghindari konverter bekerja dalam mode operasi DCM. Selain itu pada topologi konverter yang terhubung dengan *voltage multiplier* akan mengalami *drop* tegangan yang nilainya semakin besar beriringan

dengan meningkatnya arus yang mengalir [9]. Sehingga untuk mencapai tegangan yang diinginkan yaitu 225 V, nilai *duty cycle* yang digunakan dalam implementasi konverter perlu dinaikan. Implementasi dari *high voltage gain* dc-dc konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi untuk suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa ditunjukkan pada gambar 3.25



**Gambar 3.25** Implementasi *high voltage gain* dc-dc konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi untuk suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa dan PV yang digunakan

## **BAB 4**

### **HASIL PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA**

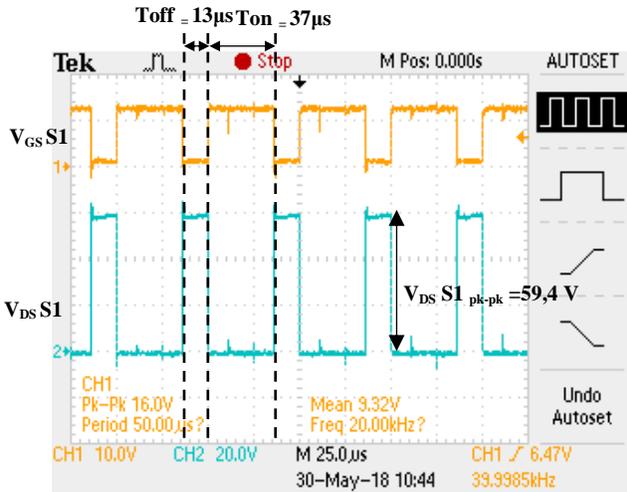
Pada bab ini akan dilakukan pengujian dan analisis dari data yang didapatkan dari proses implementasi. Pengujian yang akan dilakukan meliputi pengujian *high voltage gain* DC-DC konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi, Pengujian Inverter dan pengujian konverter sebagai suplai inverter yang terhubung motor induksi satu fasa

#### **4.1 Pengujian *High Voltage Gain* DC-DC Konverter Menggunakan *Dickson Charge Pump Voltage Multiplier* yang Termodifikasi**

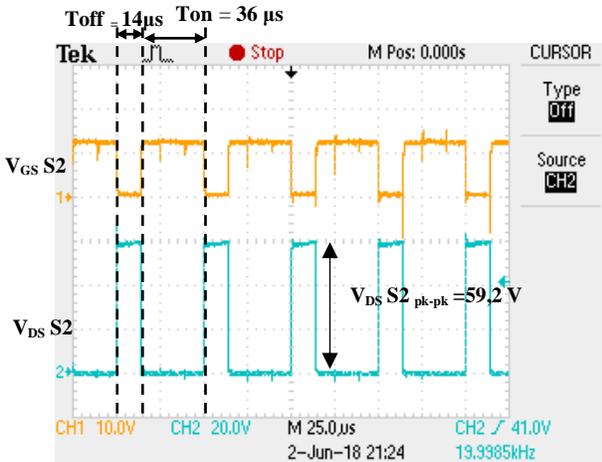
Pada sub-bab ini dilakukan pengujian dan analisis dari data hasil implementasi konverter. Pengujian ini dilakukan dengan menggunakan peralatan yang tersedia di laboratorium. Peralatan yang digunakan adalah meliputi sumber DC variable, osiloskop, multimeter, LCR meter, dan beban R variable. Sumber tegangan DC variable yang digunakan memiliki tegangan maksimal sebesar 30 V dan besar arus maksimal 10A (dihubungkan secara paralel). Dalam implementasi hanya digunakan tegangan sebesar 17,5 V. Untuk beban pengujian digunakan resistor variable sebesar 506  $\Omega$ .

##### **4.1.1 Pengujian Sinyal *Switching***

Pada gambar 4.1 dan 4.2 ditunjukkan gambar sinyal  $V_{GS}$  dan  $V_{DS}$  dari saklar S1 dan S2. Dimana bentuk gelombang yang dihasilkan dari hasil pengujian telah sesuai dengan hasil desain dan simulasi yang dilakukan. Ketika kaki *gate* MOSFET diberikan *trigger* berupa logika “*high*” dari sinyal PWM sesuai dengan gelombang yang ditampilkan oleh sinyal *gate-source*, maka saklar akan konduksi (ON). Saklar yang mengalami konduksi mengakibatkan tegangan pada  $V_{DS}$  akan bernilai 0 sehingga menyebabkan arus mengalir dari drain menuju source. Sebaliknya ketika saklar mendapatkan trigger berupa logika “*low*” dari sinyal PWM, maka saklar menjadi “open” dan tegangan pada  $V_{DS}$  menjadi maksimal.



**Gambar 4.1** Bentuk gelombang  $V_{GS}$  dan  $V_{DS}$  saklar S1



**Gambar 4.2** Bentuk gelombang  $V_{GS}$  dan  $V_{DS}$  saklar S2

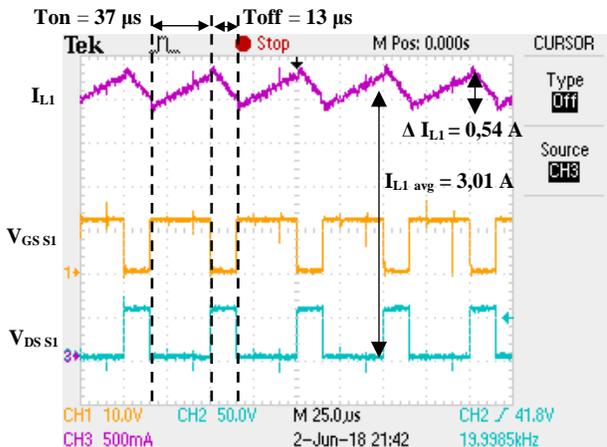
Sinyal  $V_{DS}$  pada saklar S1 bernilai 59,4 V sedangkan pada S2 bernilai 59,2 V. Nilai yang dihasilkan lebih tinggi dibandingkan hasil dari simulasi karena besarnya *duty cycle* yang diperbesar untuk mendapatkan tegangan output yang diinginkan. Frekuensi dari masing-

masing sinyal adalah 20 kHz, nilai ini sudah sesuai dengan frekuensi desain yang bernilai 20 kHz. Saklar S1 memiliki nilai  $T_{on}$  sebesar  $37 \mu s$  dan  $T_{off}$  sebesar  $13 \mu s$ . Sedangkan pada saklar S2 memiliki nilai  $T_{on}$  sebesar  $36 \mu s$  dan  $T_{off}$  sebesar  $14 \mu s$ . Nilai  $T_{on}$  lebih besar dibandingkan nilai dari hasil simulasi, hal ini karena adanya perubahan nilai *duty cycle* pada tahap implementasi untuk mengatasi *drop* tegangan yang terjadi pada rangkaian *voltage multiplier* sehingga nilai tegangan yang diinginkan dapat dicapai

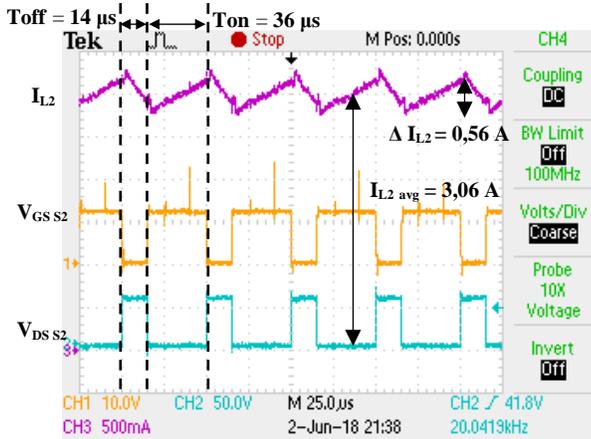
#### 4.1.2 Pengujian Sinyal Arus Induktor L1 dan L2

Hasil pengujian dari sinyal arus induktor L1 dan L2 ditunjukkan pada gambar 4.3 dan 4.4. Pengujian ini bertujuan untuk membandingkan nilai hasil implementasi dengan data hasil simulasi.

Pada gambar 4.3 diperlihatkan gelombang tegangan  $V_{GS}$  dan  $V_{DS}$  saklar S1 beserta arus induktor L1, sedangkan pada gambar 4.4 memperlihatkan gelombang tegangan  $V_{GS}$  dan  $V_{DS}$  saklar S2 beserta arus induktor L2. Bentuk gelombang yang dihasilkan dari hasil implementasi telah sesuai dengan bentuk sinyal dari hasil simulasi.



Gambar 4.3 Bentuk gelombang arus induktor L1 ,  $V_{GS}$ , dan  $V_{DS}$  saklar S1

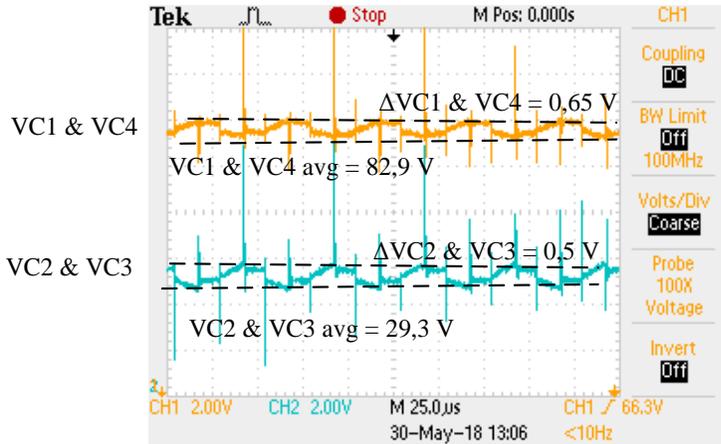


**Gambar 4.4** Bentuk gelombang arus induktor L2,  $V_{GS}$  dan  $V_{DS}$  saklar S2

Bentuk gelombang yang dihasilkan arus induktor akan naik dan turun sesuai dengan *switching*-nya. Arus induktor L1 akan mengalami proses *charging* ketika saklar S1 dalam mode konduksi dan mengalami proses *discharging* ketika saklar S1 *open*. Sedangkan pada arus induktor L2 akan mengalami proses *charging* ketika saklar S2 dalam mode konduksi dan mengalami proses *discharging* ketika saklar S2 *open*. Nilai arus rata-rata dari masing-masing induktor adalah 3,01 A dan 3,06 A. Nilai tersebut sedikit lebih besar dibandingkan dari nilai hasil simulasi dan desain. Hal ini diakibatkan adanya rugi-rugi pada komponen, terutama MOSFET, Induktor, dan rangkaian *voltage multiplier* yang digunakan. Sehingga untuk mendapatkan nilai tegangan output yang diinginkan yaitu 225 V, diperlukan *dutycycle* yang lebih besar sehingga arus menjadi lebih besar dibandingkan dari hasil simulasi yang merupakan kondisi ideal. Selain itu akibat nilai arus yang lebih besar akan menyebabkan ripple arus dari masing-masing induktor juga lebih besar yaitu 0,54 A pada L1 dan 0,56 A pada L2.

### 4.1.3 Pengujian Sinyal Tegangan Kapasitor VM C1, C2, C3 dan C4

Pengujian tegangan kapasitor dilakukan untuk mengetahui kesesuaian bentuk gelombang yang dihasilkan dari kapasitor dalam implementasi dengan hasil dari simulasi. Hasil simulasi dari gelombang tegangan kapasitor C1, C2, C3 dan C4 diperlihatkan pada gambar 4.5.



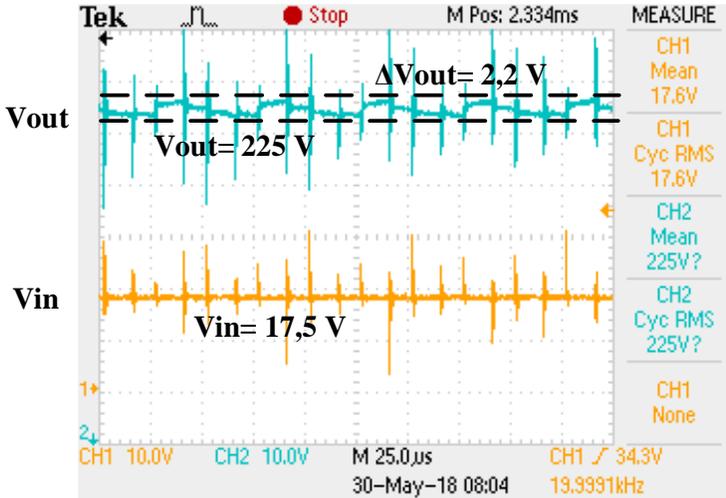
**Gambar 4.5** Bentuk gelombang tegangan  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$ ,  $V_{C3}$  dan  $V_{C4}$

Pada simulasi yang telah dilakukan sebelumnya diketahui kapasitor C1 dan C4 memiliki nilai yang sama. Sedangkan kapasitor C2 memiliki nilai tegangan yang sama dengan kapasitor C3. Sehingga pengukuran hanya dilakukan pada salah satu masing-masing kapasitor yang nilainya sama. Berdasarkan hasil implementasi nilai kapasitor C1 dan C4 bernilai 82,9 V dengan besar ripple 0,65 V dan kapasitor C2 dan C3 memiliki besar tegangan 29,3 V dengan besar ripple 0,5V

Nilai tegangan kapasitor hasil implementasi sudah mendekati nilai tegangan dari hasil simulasi. Adanya perbedaan nilai tegangan antara hasil implementasi dengan hasil simulasi disebabkan komponen yang tidak ideal (memiliki efek parasit) serta nilai komponen yang tidak sesuai pada pengujian implementasi, sedangkan pada simulasi komponen yang digunakan bersifat ideal. Hal inilah yang mengakibatkan adanya perbedaan besar nilai tegangan pada hasil implementasi dan hasil simulasi.

#### 4.1.4 Pengujian Sinyal Tegangan Keluaran

Pengujian sinyal tegangan keluaran bertujuan untuk mengetahui bentuk gelombang yang dihasilkan dari hasil implementasi serta membandingkan hasil datanya dengan data hasil simulasi. Pada gambar 4.6 menunjukkan gambar sinyal tegangan masukan dan keluaran dari konverter.

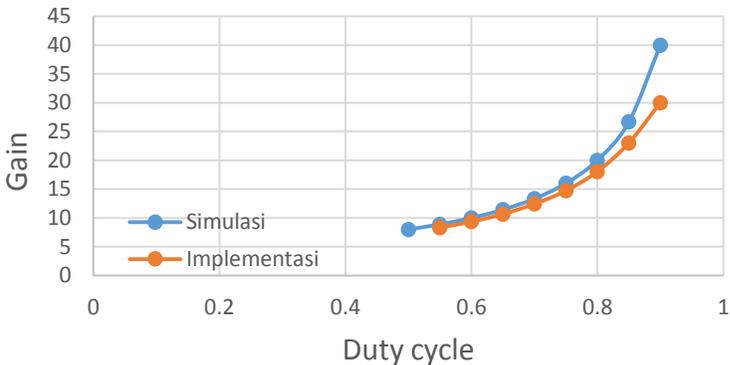


Gambar 4.6 Bentuk gelombang tegangan Vout dan Vin dari konverter

Dari data yang dihasilkan diketahui nilai tegangan keluaran yang dihasilkan memiliki tegangan rata-rata sebesar 225V, nilai tersebut sudah memenuhi nilai yang ingin dicapai pada penelitian ini. Selain itu nilai ripple tegangan yang dihasilkan 2,2 V lebih besar dibandingkan nilai ripple tegangan pada simulasi. Perbedaan antara ripple tegangan hasil implementasi dan nilai ripple pada simulasi terjadi akibat adanya ketidaksamaan nilai komponen yang digunakan dalam implementasi dan pada simulasi semua komponen dinggap sebagai komponen yang ideal.

#### 4.1.5 Pengujian Rasio Konversi konverter

Pengujian rasio konversi dilakukan untuk mengetahui karakteristik penguatan dari konverter. Metode pengujian dilakukan dengan merubah nilai *duty cycle* dengan menggunakan tegangan masukan yang konstan. Menurut perhitungan yang telah dilakukan sebelumnya, semakin besar nilai *duty cycle* maka semakin besar teganga output yang dihasilkan. Sehingga rasio konversi juga akan semakin besar. Pengujian rasio konversi pada penelitian ini dilakukan dengan memberikan tegangan konstan sebesar 17,5 V dan merubah *dutycycle* secara bertahap.

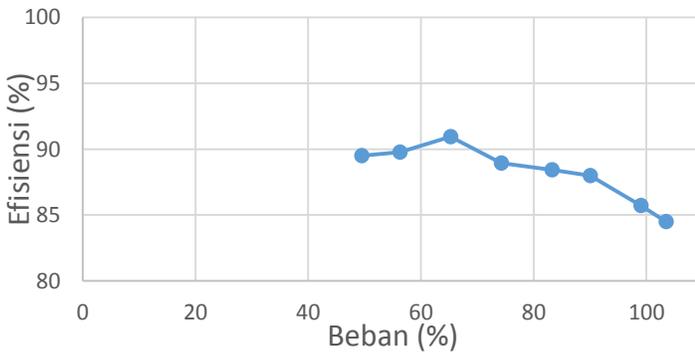


**Gambar 4.7** Grafik pengujian rasio konversi

Pada gambar 4.7 ditunjukan grafik perbandingan antara *gain* konverter dengan nilai *dutycycle*-nya. Dari data yang didapatkan terjadi perbedaan besar nilai *gain* hasil perhitungan dengan nilai hasil implementasi. Perbedaan ini disebabkan karena adanya *drop* tegangan pada konverter akibat komponen yang digunakan memiliki sifat yang tidak ideal. Pada setiap komponen memiliki nilai hambatan dalam yang dapat mengakibatkan *drop* tegangan pada konverter. Karena pengujian menggunakan pembebanan yang bernilai tetap, dengan menambahkan nilai *duty cycle* akan mengakibatkan arus yang mengalir juga menjadi semakin besar dan nilai *drop* tegangan juga akan semakin besar

#### 4.1.6 Pengujian Efisiensi

Pengujian efisiensi dilakukan untuk mengetahui efisiensi dari konverter pada nilai daya yang berubah-ubah. Metode pengujian dilakukan dengan menjaga nilai tegangan input dan output bernilai konstan dengan merubah nilai beban-nya. Pada penelitian ini pengujian efisiensi dilakukan dengan menjaga tegangan masukan bernilai konstan pada tegangan 17,5 V. Selanjutnya tegangan keluaran juga dijaga tetap konstan pada 225 V pada setiap nilai beban tertentu. Pengujian beban dilakukan dari bebab 50% hingga 100% rating. Pengukuran efisiensi dilakukan dengan membandingkan antara daya masukan dengan daya keluaran dari hasil pengujian.



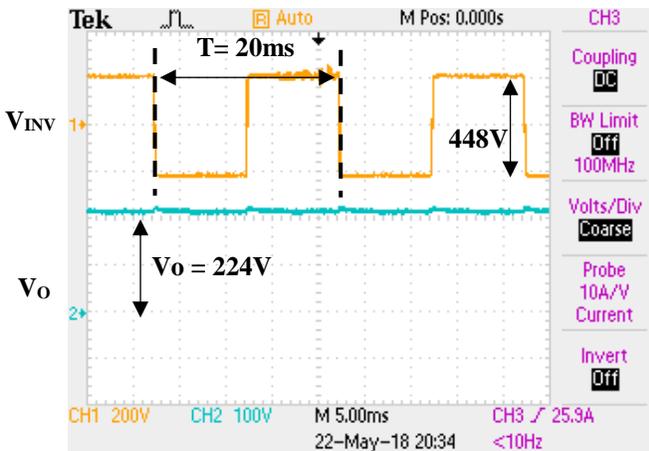
**Gambar 4.8** Grafik pengujian efisiensi konverter

Dari grafik hasil pengujian pada gambar 4.8, Konverter mampu bekerja optimal dari daya 50% hingga 100% ratingnya. Dari data yang dihasilkan, konverter akan mengalami penurunan efisiensi ketika pembebanan semakin besar. Hal ini diakibatkan karena ketika pembebanan bertambah, nilai arus yang mengalir juga akan bertambah besar pula. Rugi-rugi daya terbesar terjadi akibat *switching* pada MOSFET S1 dan S2 karena nilai arus yang mengalir sangat besar hingga mencapai 3,5 A. Hal ini yang menyebabkan rugi daya pada MOSFET menjadi sangat besar. Selain itu rugi daya juga dapat terjadi akibat adanya resistansi dalam dari komponen. Contohnya pada komponen induktor L1 dan L2 yang juga dialiri arus yang cukup besar hingga mencapai 3,5 A. Oleh karena itu untuk perlu dilakukan pemilihan kawat yang memiliki nilai resistansi yang rendah atau dengan

melakukan pemilihan kawat pada induktor untuk mengurangi rugi daya akibat arus yang besar. Efisiensi dari konverter dapat ditingkatkan dengan melakukan pemilihan komponen yang memiliki kualitas tinggi sehingga nilai tahanan dalamnya kecil. Selain itu, dengan memperhatikan manajemen panas pada komponen-komponen seperti MOSFET dan dioda juga mampu menaikkan efisiensi konverter. Efisiensi rata-rata dari konverter adalah 88,23%

## 4.2 Pengujian Inverter

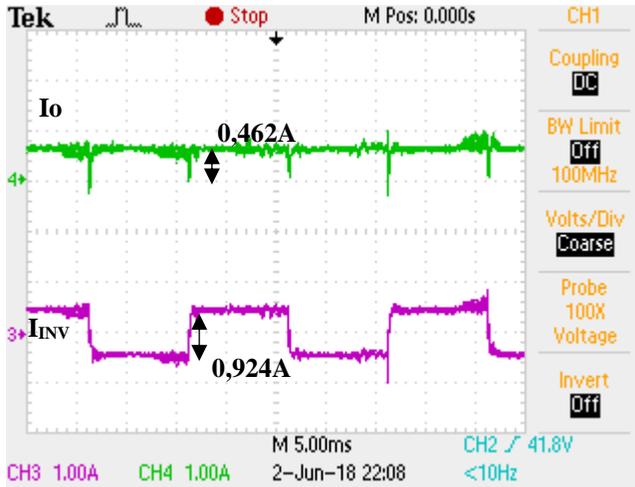
Pada sub-bab ini akan dilakukan pengujian dan analisis dari data hasil implementasi dari inverter yang telah di desain. Pada pengujian ini konverter digunakan sebagai suplai dari inverter dengan menggunakan DC variable sebagai sumber utama dari konverter. Tegangan keluaran konverter dijaga konstan pada tegangan 225 V. Jenis inverter yang digunakan adalah inverter fullbridge dengan PWM pulsa tunggal dengan parameter sesuai dengan hasil desain. Pengujian inverter dilakukan dengan menggunakan beban resistif dengan nilai 506  $\Omega$ .



**Gambar 4.9** Bentuk gelombang tegangan keluaran inverter dan keluaran konverter.

Gambar 4.9 adalah gambar tegangan keluaran dari inverter dan tegangan keluaran dari konverter. Bentuk gelombang yang dihasilkan

pada implementasi sudah sesuai seperti gelombang hasil simulasi. Gelombang hasil keluaran memiliki waktu mati sama seperti pada hasil simulasi. Nilai tegangan keluaran output konverter memiliki nilai konstan sebesar 224 V dan output inverter memiliki tegangan *peak to peak* sebesar 448 V. Hasil keluaran inverter memiliki periode sebesar 20 ms atau jika dirubah kedalam frekuensi adalah 50 Hz



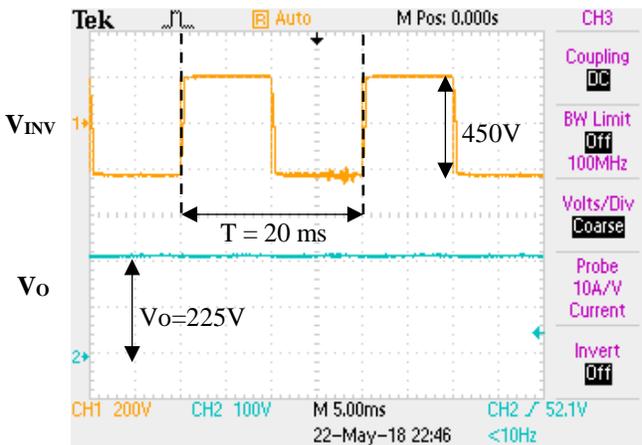
**Gambar 4.10** Bentuk gelombang arus keluaran inverter dan keluaran konverter.

Selanjutnya pada gambar 4.10 ditampilkan bentuk gelombang arus hasil keluaran inverter dan arus keluaran konverter. Bentuk gelombang yang dihasilkan juga memiliki bentuk yang sama dengan gelombang hasil simulasi, dapat dilihat pada arus hasil inverter memiliki bentuk gelombang yang menyerupai tegangannya. Besar arus yang mengalir pada output konverter sebesar 0,462 A dan nilai *peak to peak* arus inverter bernilai 0,924 A.

### 4.3 Pengujian Konverter Sebagai Suplai Inverter yang Terhubung Motor Induksi Satu Fasa

Pada sub-bab ini akan dilakukan pengujian dan analisis dari data hasil implementasi konverter sebagai suplai inverter yang terhubung

dengan motor induksi satu fasa. Pada pengujian ini konverter akan disuplai dengan DC variable. Hasil output keluaran konverter akan dijadikan suplai untuk inverter yang terhubung dengan motor induksi satu fasa. Inverter yang digunakan adalah inverter jenis fullbridge dengan PWM pulsa tunggal yang memiliki nilai waktu mati (*deadtime*) sebesar 2%. Karena adanya keterbatasan peralatan yang ada di laboratorium, pengujian hanya dapat dilakukan untuk motor dalam keadaan tidak berbeban (*no load*).

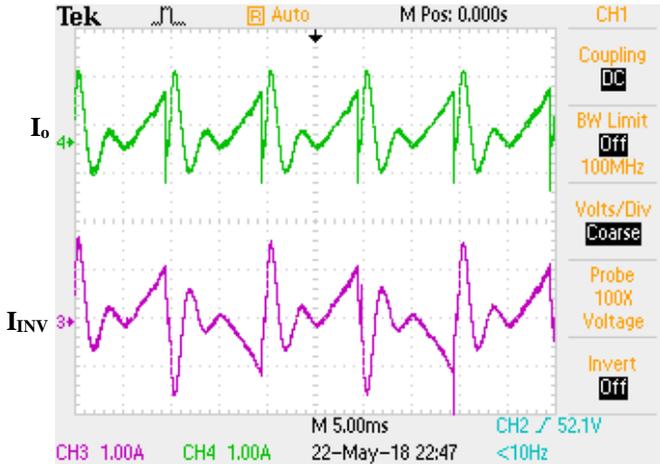


**Gambar 4.11** Bentuk gelombang tegangan yang dihasilkan dari output konverter dan output dari inverter yang terhubung dengan motor induksi satu fasa.

Didapatkan nilai tegangan output konverter adalah  $225 \text{ V}$  dan nilai tegangan peak-to-peak output inverter  $450 \text{ V}$ . Hasil keluaran inverter memiliki periode sebesar  $20 \text{ ms}$  atau jika dirubah kedalam frekuensi adalah  $50 \text{ Hz}$ . Nilai ini sudah sesuai dengan frekuensi sinyal keluaran inverter yang diinginkan.

Pada gambar 4.12 memperlihatkan sinyal arus dari output konverter dan output dari inverter. Dapat dilihat pada gambar, gelombang sinyal arus output dari konverter dan output inverter memiliki bentuk yang tidak beraturan. Hal ini diakibatkan oleh pembebanan inverter PWM pulsa tunggal yang memiliki bentuk gelombang bukan sinusoidal murni menggunakan motor induksi.

Bentuk gelombang tersebut sesuai dengan bentuk gelombang hasil simulasi.



**Gambar 4.12** Bentuk gelombang arus keluaran inverter dan keluaran konverter.

Selain itu selama pengujian, ketika disuplai dengan inverter PWM pulsa tunggal motor menghasilkan bunyi bising dan menjadi cepat panas. Hal ini dikarenakan motor disuplai dengan tegangan output inverter yang banyak mengandung harmonisa. Kecepatan yang dihasilkan oleh motor mencapai 2890 rpm dalam keadaan tak berbeban

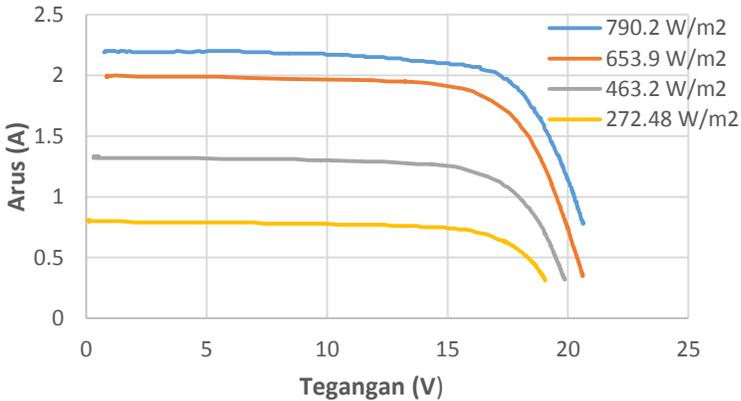
## 4.4 Pengujian MPPT pada Konverter

### 4.4.1 Kurva Karakteristik *Photovoltaic*

Pada sub-bab ini dilakukan pengujian pada PV untuk mendapatkan kurva karakteristiknya. Pengujian dilakukan secara langsung pada PV dengan menggunakan iradiasi yang berubah-ubah dan mengasumsikan suhu bernilai tetap. Setiap titik yang diperoleh pada pengujian diperoleh dengan cara memberikan beban resistif dengan nilai yang bervariasi pada sisi output PV. Pada gambar 4.13 dan 4.14 ditunjukkan kurva karakteristik dari PV yang digunakan yang didapatkan dari hasil pengujian.

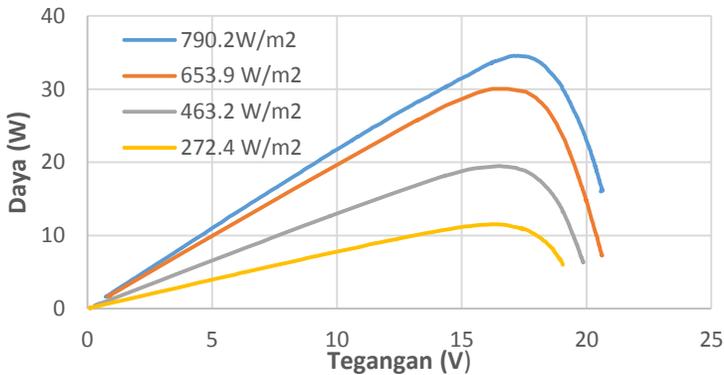
Gambar 4.13 menunjukkan kurva yang menghubungkan antara arus dan tegangan pada PV. Dari data yang didapatkan dapat diketahui

nilai iradiasi berbanding lurus nilai  $I_{SC}$  dan  $V_{OC}$  dari PV. Data percobaan yang digunakan menggunakan nilai iradiasi sebesar  $790,2 \text{ W/m}^2$ ,  $653,9 \text{ W/m}^2$ ,  $463,2 \text{ W/m}^2$  dan  $272,48 \text{ W/m}^2$ .



**Gambar 4.13** Kurva karakteristik arus dan tegangan

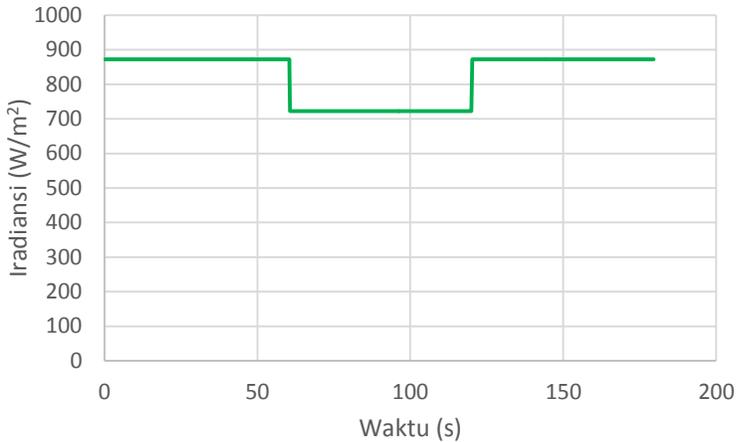
Pada gambar 4.14 menunjukkan kurva yang menghubungkan antara daya dengan tegangan. Hasil daya yang dihasilkan belum mampu mencapai nilai maksimal sesuai nilai rating daya yang ada di *nameplate*. Hal ini diakibatkan oleh faktor-faktor seperti nilai irradiansi yang hanya mencapai  $790.2 \text{ W/m}^2$  temperature cell yang lebih tinggi dari nilai pengujian pada *nameplate* dan faktor umur PV. Selain itu juga nilai arus pada kurva yang dihasilkan tidak mampu mencapai nilai nol saat  $V_{OC}$  karena keterbatasan peralatan yang tersedia di laboratorium. Dari data yang dihasilkan akan digunakan sebagai nilai referensi daya maksimum PV.



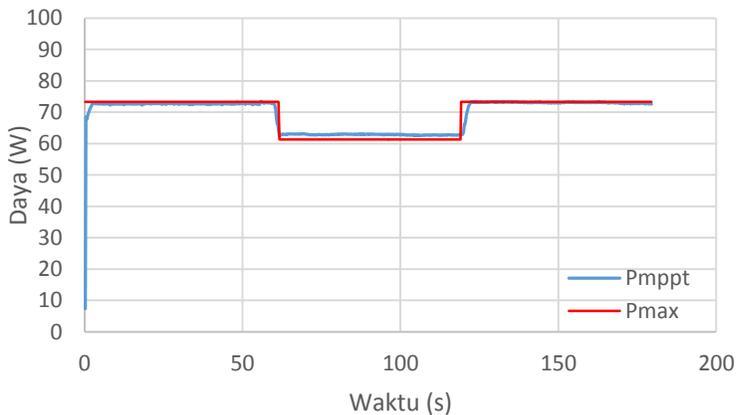
**Gambar 4.14** Kurva karakteristik daya dan tegangan

#### 4.4.2 Pengujian MPPT Konverter

Pengujian MPPT pada konverter bertujuan untuk mengetahui respon dari MPPT pada konverter dalam keadaan iradisi berubah-ubah. Pengujian ini dilakukan dengan mengukur nilai daya maksimal PV dalam keadaan normal selanjutnya PV akan diposisikan pada sudut tertentu agar dapat mendapatkan iradisi yang berbeda-beda. Pada pengujian ini konverter akan dibebani dengan beban resistif dengan nilai sesuai rating perhitungan. Pada prakteknya sulit untuk menyamakan nilai daya maksimal hasil pengukuran dengan hasil dari pengujian. Pada gambar 4.15 ditampilkan nilai iradisi dari pengujian yang dilakukan, diketahui iradisi yang digunakan memiliki 3 nilai yang bervariasi dengan nilai  $871,9 \text{ W/m}^2$ ,  $722,2 \text{ W/m}^2$  dan  $871,9 \text{ W/m}^2$  dengan lama pengujian masing-masing nilai iradisi selama 1 menit, sehingga total waktu pengujian selama 3 menit.



**Gambar 4.15** Kurva iradiasi terhadap waktu



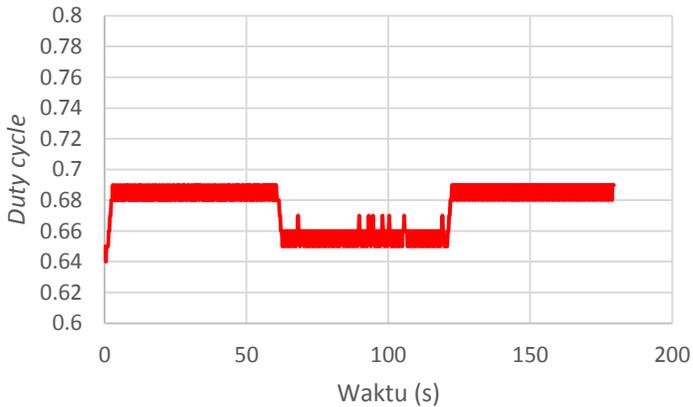
**Gambar 4.16** Kurva *tracking* daya MPPT pada konverter terhadap waktu

Selanjutnya pada gambar 4.16 ditunjukkan kurva *tracking* daya MPPT pada konverter dan daya maksimal terhadap waktu berdasarkan iradiasi pada gambar 4.15. Dari hasil pengujian, ketika iradiasi 722,2 W/m<sup>2</sup> nilai daya hasil MPPT memiliki nilai yang lebih besar dibandingkan nilai daya maksimal. Hal ini diakibatkan pengujian daya

maksimal PV dilakukan setelah pengujian daya MPPT sehingga nilai tempertur *cell* menjadi naik dan nilai iradiasinya turun. Dari data yang dihasilkan, dapat disimpulkan sistem MPPT yang telah didesain pada konverter sudah mampu mengikuti daya maksimal PV dengan iradiasi yang berubah-ubah

Total energi maksimum yang mampu dihasilkan oleh PV adalah 3,4719 Wh dan nilai maksimum keluaran MPPT adalah 3,475 Wh. Dari data tersebut, diketahui energi yang hilang sebesar 0.087%.

Selanjutnya untuk performa dari mppt dapat dilihat pada grafik *duty cycle* ketika beroperasi pada gambar 4.17. Diketahui nilai *duty cycle* akan berubah-ubah sesuai dengan iradiasi. Selain itu ketika mencapai titik MPP, nilainya akan berosilasi akibat algoritma MPPT yang digunakan yaitu *Perturb and Observe (P&O)*.



**Gambar 4.17** Grafik *duty cycle* terhadap waktu

## **BAB 5**

### **KESIMPULAN DAN SARAN**

#### **5.1 Kesimpulan**

Berdasarkan hasil dari simulasi dan implementasi, dapat diambil kesimpulan :

1. *High voltage gain* dc-dc konverter menggunakan *dickson charge pump voltage multiplier* yang termodifikasi mampu bekerja dengan optimal pada pembebanan 50% hingga 100% dengan efisiensi rata-rata 88,23 %
2. Konverter memiliki nilai *gain* yang tinggi karena telah mampu menaikkan tegangan hingga 12.85 kali.
3. Implementasi konverter sebagai MPPT dengan algoritma *Perturb and Observe* pada penelitian ini mampu memaksimalkan daya keluaran hingga 99,013%
4. Hasil simulasi dari sistem secara keseluruhan mampu bekerja secara optimal pada iradiasi 1000 W/m<sup>2</sup> hingga 700 W/m<sup>2</sup>.

#### **5.2 Saran**

Saran yang diberikan untuk penelitian ini adalah:

1. Pada implementasi konverter sebaiknya menggunakan komponen-komponen yang berkualitas tinggi sehingga mampu mengurangi *drop* tegangan pada tegangan keluaran
2. Rugi-rugi switching pada konverter dapat dikurangi dengan memilih jenis MOSFET yang memiliki faktor resistansi *drain-source* yang kecil.
3. Pengujian MPPT perlu menggunakan PV emulator sehingga didapatkan implementasi pada keadaan ideal

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] A. Diab-Marzouk and O. Trescases, "SiC-Based Bidirectional C'uk Converter With Differential Power Processing and MPPT for a Solar Powered Aircraft," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 1, no. 4, pp. 369–381, Dec. 2015.
- [2] Pandav Kiran Maroti, Mahajan Sagar Bhaskar Ranjana, and B. Sri Revathi, "A high gain DC-DC converter using voltage multiplier," 2014, pp. 1–4
- [3] M. H. Rashid, Ed., *Power electronics handbook*. San Diego: Acad. Press, 2001
- [4] M. P. Prof. Ir. Mochammad Ashari, *Sistem Konverter DC*, Surabaya: ITS Press , 2012.
- [5] B. P. Baddipadiga and M. Ferdowsi, "A high-voltage-gain dc-dc converter based on modified dickson charge pump voltage multiplier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 10, pp. 7707–7715, Oct. 2017.
- [6] G. M. Masters, *Renewable and Efficient Electric Power Systems*. 2004.
- [7] S. J. Chapman, *Electric Machinaery Fundamentals*. McGraw-Hill, 2003.
- [8] Walter V. Jones, "Motor Selection Made Easy: Choosing the Right Motor for Centrifugal Pump Applications", *IEEE Industry Applications Magazine*, 2013.
- [9] S. H. Park, L. Katzir, and D. Shmilovitz, "Reduction of voltage drop and ripple in voltage multipliers," 2015 17th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE-ECCE Eur. 2015, 2015

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## LAMPIRAN

### 1. Tabel American Wire Gauge (AWG) Conductor Size

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

25	0.45466	0.162	106.1736	0.457	107 kHz
26	0.40386	0.129	133.8568	0.361	130 kHz
27	0.36068	0.102	168.8216	0.288	160 Hz

2. Program MPPT P&O pada simulasi yang digunakan di MATLAB

```
function [dutyOut1,dutyOut2] =
pno(Vsense,Isense)
persistent duty p p0 v0 dp dv n ;

if isempty(duty)
    duty=0.6;
end
if isempty(p)
    p = 0;
end
if isempty(p0)
    p0=0;
end
if isempty(v0)
    v0=0;
end

if isempty(n)
    n=0;
end

if duty<=1
    p = Vsense*Isense;
    dp = p-p0;
    dv = Vsense-v0;

    if (dp/dv>0)
        duty = duty - 0.005;
    end

    if (dp/dv<0)
```

```

        duty = duty + 0.005;
    end
    v0=Vsense;
    p0=p;
    if n==0
        duty = duty - 0.005;
        n=1;
    end
    if (duty<0.5025)
        duty = 0.5025;
    end
    if (duty>0.98)
        duty = 0.98;
    end
end

end

    dutyOut1 = duty;
    dutyOut2 = duty;

end

```

### 3. Program *arduino* pada implementasi

Program open loop

```

#include <LiquidCrystal_I2C.h>
#include <Wire.h>
LiquidCrystal_I2C lcd(0x3f,16,2);

```

```

int pwmPin1 = 11;
int pwmPin2 = 12;
int voutPin = A2;
int val = 0;
int sensorValue = 0;

```

```
float holder = 0;
int sampling = 5000;
```

```
void setup() {
  lcd.init();
  lcd.backlight();
  pinMode(pwmPin1,OUTPUT);
  pinMode(pwmPin2,OUTPUT);
  Serial.begin(9600);
}
```

```
void loop() {
  //PWM
  TCCR1A = _BV(COM1A1)|_BV(COM1A0)|_BV(COM1B1);
  TCCR1B = _BV(WGM13)|_BV(CS10);
  ICR1 = 400; // f=50000 (16000000/(2*1*100000))=160
  OCR1A= 112;
  OCR1B= 288;
  // sensor voltage
  int sensorValue = analogRead(voutPin);
  // Convert the analog reading (which goes from 0 - 1023) to a voltage
  (0 - 5V):
  float voltage = sensorValue * (250.0 / 1023.0);
  // print out the value you read:
  lcd.setCursor(4,0);
  lcd.print("TA SIMO");
  lcd.setCursor(0,1);
  lcd.print("v=");
  lcd.setCursor(2,1);
  lcd.print(voltage);
  lcd.setCursor(6,1);
  lcd.print("V");
  Serial.println(voltage);
}
```

Program MPPT

```
#define prescaler 18.5
```

```
//Masalah perhitungan
```

```
#define offset 512.0
```

```
//ACS dan offset
```

```
float D = 0.65;  
float D2 = 0.45;  
float Vin = 0.0;  
float Iin = 0.0;  
float Vout = 0.0;  
float Iout = 0.0;  
float VsampleIn = 0.0;  
float IsampleIn = 0.0;  
float VavgIn = 0.0;  
float IavgIn = 0.0;  
float VreadIn = 0.0;  
float IreadIn = 0.0;  
float PreadIn = 0.0;  
float VprevIn = 0.0;  
float PprevIn = 0.0;  
float delV = 0.0;  
float delP = 0.0;
```

```
void setup()
```

```
{  
  Serial.begin(9600);           // bound untuk serial monitor  
  pinMode(11, OUTPUT);  
  pinMode(12, OUTPUT);  
  //PWM  
  TCCR1A = _BV(COM1A1)|_BV(COM1A0)|_BV(COM1B1);  
  TCCR1B = _BV(WGM13)|_BV(CS10);  
  
}
```

```
void loop()
```

```
{  
  
  // sensor tegangan dan arus
```

```

VsampleIn = 0;
IsampleIn = 0;
for (int x = 0; x < 1000; x++)
{ //10000 sampel data

    Vin = analogRead(A3);
    Iin = analogRead(A2);

    VsampleIn = VsampleIn + Vin;
    IsampleIn = IsampleIn + Iin;

    delayMicroseconds(1); //frekuensi sistem 40 k periode 25 us
}

VavgIn = VsampleIn / 1000;
IavgIn = IsampleIn / 1000;

VreadIn = VavgIn * 25 / 1023.0;
IreadIn = ((IavgIn * (5.0 / 1023.0)) - offset * 5.0 / 1023.0) / (prescaler
* 5.0 / 1023.0);
PreadIn = VreadIn * IreadIn;

//MPPT P & O

delV = VreadIn - VprevIn;
delP = PreadIn - PprevIn;
if (delP != 0 || delV != 0)
{
    if (delP > 0)
    {
        if (delV > 0)
        {
            D = D - 0.005;
        }
        else if (delV < 0)
        {
            D = D + 0.005;
        }
    }
}

```

```

    }
    else if (delP < 0)
    {
        if (delV > 0)
        {
            D = D + 0.005;
        }
        else if (delV < 0)
        {
            D = D - 0.005;
        }
    }
}
VprevIn = VreadIn;
PprevIn = PreadIn;

//PWM
D2 = 1-D;
ICR1 = 400;
OCR1A = D2*400;
OCR1B = D*400;

if (D > 0.95) D = 0.95; //0,71
if (D < 0.51) D = 0.51; //0,33

//Display
Serial.print(VreadIn);
Serial.print("\t"); //tab
Serial.print(IreadIn);
Serial.print("\t");
Serial.print(PreadIn);
Serial.print("\t");
Serial.println(D);
}

```

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## BIOGRAFI



Faishal Akmal Hermawan, biasa dipanggil Faishal, lahir di Surabaya pada 21 Mei 1996. Pendidikan formal dimulai dari tingkat dasar di SDN Simomulyo 2 Surabaya, pendidikan tingkat menengah di SMPN 6 Surabaya, pendidikan tingkat lanjut di SMAN 5 Surabaya, pendidikan tinggi di Departemen Teknik Elektro FTE-ITS. Selama masa studi tingkat lanjut hingga tinggi, penulis aktif dalam organisasi dan kepanitiaan seperti : Sie Basket SMAN 5 Surabaya Koordinator Sie Perlengkapan ELECTRA 2016, Koordinator Sie Perlengkapan, Tim EVENT ELECTRA 2017 dan Asisten Laboratorium Konversi Energi 2017 hingga 2018.

*Halaman ini sengaja dikosongkan*