

# Desain dan Implementasi *Konverter* DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel untuk Aplikasi pada *Photovoltaic*

Gusti Rinaldi Zulkarnain, Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D dan Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D

Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS)  
Jl. Arief Rahman Hakim, Surabaya 60111

*e-mail*: dedet@ee.its.ac.id; ashari@ee.its.ac.id; gusti.rinaldi.zulkarnain12@mhs.ee.its.ac.id

**Abstrak**—Seiring dengan berkembangnya pembangkit listrik yang menggunakan *photovoltaic* sebagai salah satu energi terbarukan, maka berdampak kepada perkembangan teknologi *konverter*. Tegangan *output* dari *photovoltaic* masih perlu ditingkatkan agar mampu dihubungkan pada sistem *grid*. Salah satu pengembangan topologi *konverter* boost untuk aplikasi keluaran *photovoltaic* yaitu *konverter* DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel. *Konverter* ini merupakan pengembangan dari *konverter* gabungan *boost-flyback* yang ditambahkan rangkaian pensaklaran kapasitor. Kelebihan dari *konverter* ini adalah memiliki rasio konversi dan efisiensi yang tinggi. *Konverter* ini mampu menjaga tegangan output konstan ketika tegangan inputnya berubah-ubah. *Konverter* ini sangat cocok diaplikasikan pada sumber energi alternatif yang menghasilkan tegangan DC rendah seperti *photovoltaic*.

**Kata Kunci**—Induktor-Kopel, *Konverter* DC-DC Rasio Tinggi, Pensaklaran Kapasitor, *Photovoltaic*.

## I. PENDAHULUAN

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

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

Beberapa *konverter* seperti *konverter forward* dan *flyback* telah digunakan untuk mendapatkan rasio konversi yang

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

Berbagai topologi dapat digunakan untuk memperoleh efisiensi dan rasio konversi yang tinggi tanpa harus beroperasi pada *duty cycle* yang tinggi. *Konverter* DC-DC dengan menggunakan induktor terkopel telah banyak digunakan untuk meningkatkan rasio konversi dengan cara mengatur perbandingan lilitan pada sisi primer dan sekunder [5]. Penambahan rangkaian *clammer* dapat mengurangi tegangan *spike* pada sistem pensaklaran [6]. Peningkatan rasio pada *konverter* juga dapat diperoleh dengan menggunakan pensaklaran kapasitor atau teknik *voltage-lift*.

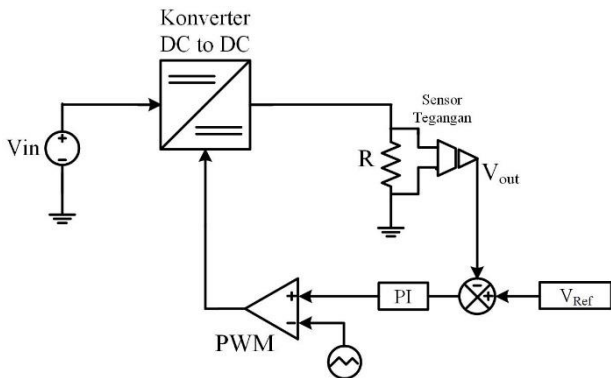
Pada Tugas Akhir ini akan diusulkan *konverter* DC-DC penguat tegangan tinggi berbasis teknik pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel untuk memperoleh rasio konversi yang tinggi. Induktor terkopel akan dioperasikan sebagai *konverter flyback*. Kapasitor akan *charge* secara parallel dan kemudian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

## II. URAIAN PENELITIAN

### A. Konfigurasi Sistem

Pada gambar 1 menunjukkan blok diagram keseluruhan dari *Konverter* DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel. Blok diagram tersebut terdiri dari sumber DC 30-35 volt, *konverter* DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel, beban 100 Watt, *driver* mosfet dan PWM. *Konverter* ini bekerja pada frekuensi 62,5 kHz. Tegangan *output* dinaikkan menjadi 350 V dengan *duty cycle* sebesar 0,48. Keluaran dari

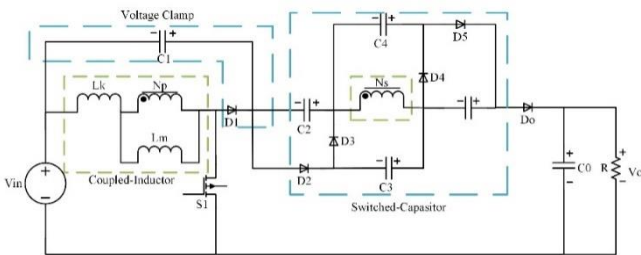
*konverter* ini dapat dimanfaatkan untuk menyuplai DC-AC inverter yang kemudian dihubungkan pada sistem *grid*. Pada *konverter* dilengkapi dengan sistem tegangan *output* konstan. Pengaturan tegangan keluaran konstan pada *konverter* dengan cara mengatur nilai *duty cycle* dengan menggunakan kontroler PI. Penentuan konstanta PI dengan cara *trial and error*.



Gambar 1. Blok diagram rangkaian *konverter* DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel.

**B. Konverter DC-DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel**

Topologi *konverter* DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel ditunjukkan pada gambar 2. Topologi *konverter* terdiri dari 3 bagian utama, yaitu induktor terkopel, *voltage clamp*, pensaklaran kapasitor.



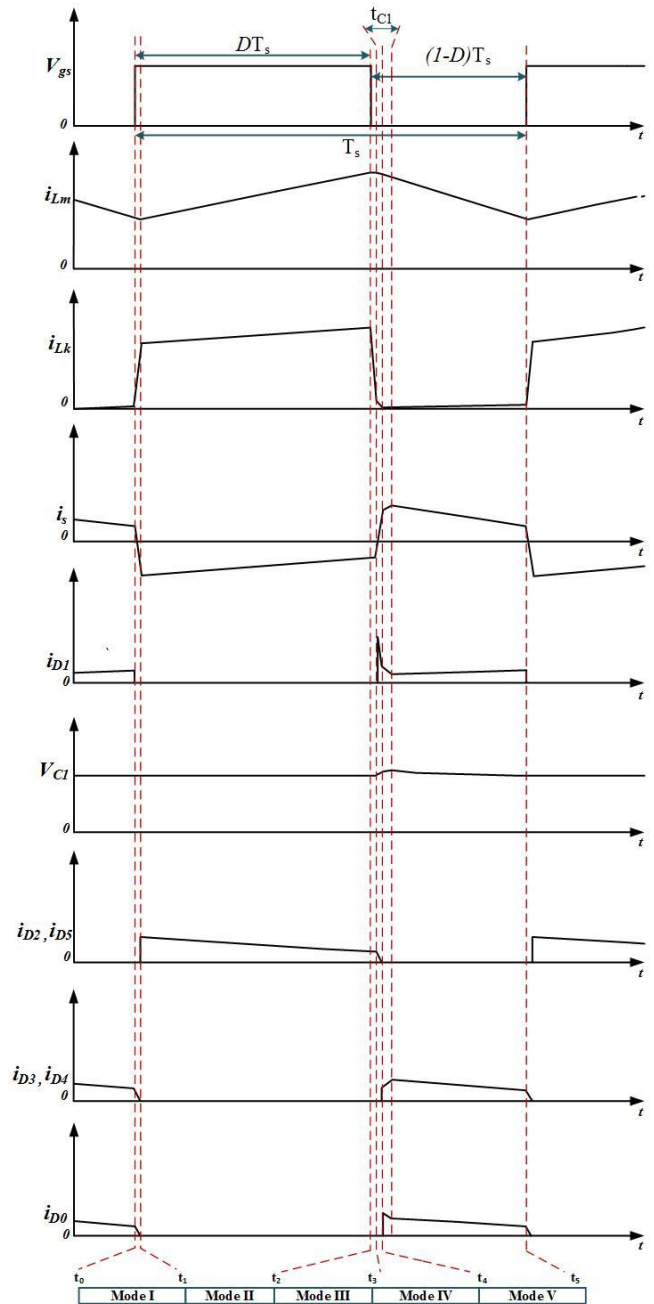
Gambar 2. Rangkaian *Konverter* DC- DC Rasio Tinggi Berbasis Pensaklaran Kapasitor dan Induktor Terkopel

Rangkaian *konverter* DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel merupakan rangkaian gabungan yang terdiri dari *Integrated Boost-Flyback Converter (IBFC)* yang ditambahkan dengan rangkaian *voltage-lift* berupa rangkaian pensaklaran kapasitor untuk meningkatkan rasio konversi dari *konverter*. Kapasitor pada sisi sekunder induktor terkopel akan *charge* secara seri dan kemudian *discharge* secara paralel. *Voltage clamp* berfungsi untuk *recycle* energi dari induktor bocor. Induktor terkopel dimodelkan sebagai trafo ideal dengan induktor magnetisasi  $L_m$  dan induktor bocor  $L_k$  pada sisi primer induktor kopel. Energi pada induktor bocor akan *recycle* pada kapasitor  $C_1$ . Kapasitor  $C_2, C_3, C_4$  dan  $C_5$  berfungsi sebagai rangkaian pensaklaran kapasitor. Dengan menggunakan dua metode diatas maka *konverter* memiliki rasio konversi tinggi.

**C. Mode Operasi Konverter**

*Konverter* DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel memiliki lima mode operasi dalam satu periode pensaklaran. Analisis mode operasi *konverter* dilakukan dengan mengasumsikan bahwa semua

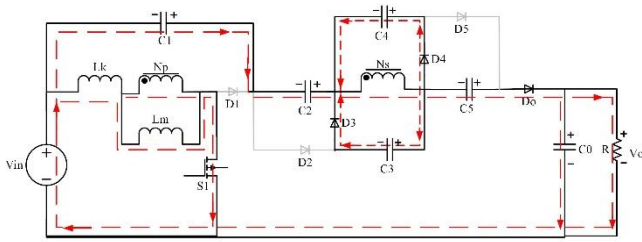
komponen dianggap ideal kecuali induktor terkopel yang dimodelkan dengan induktor bosor pada sisi primer. Tegangan pada kapasitor dianggap konstan dan *konverter* bekerja secara *continuous conduction mode (CCM)* atau arus  $I_{LM}$  selalu lebih besar dari nol [7]. Bentuk gelombang karakteristik dari *konverter* dapat dilihat pada gambar 3 di bawah ini.



Gambar 3. Bentuk Gelombang Karakteristik dari *Konverter*.

**1. Mode operasi 1 ( $t_0-t_1$ )**

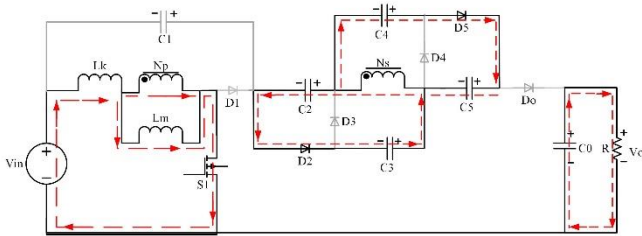
Pada saat  $t_0-t_1$ , switch  $S_1$  konduksi dan mengawali mode ON dari *konverter*. Dioda  $D_1, D_2$  dan  $D_5$  dalam kondisi *reverse-biased* sedangkan dioda  $D_3, D_4$  dan  $D_0$  dalam kondisi *forward-biased*. Arus primer  $I_{Lk}$  akan meningkat secara linear, kemudian induktor magnetisasi  $L_m$  akan mulai untuk menyimpan energi dari sumber DC  $V_{in}$ . Pada sisi sekunder induktor kopel, tegangan  $V_{L2}, V_{C2}$ , dan  $V_{C5}$  dihubungkan secara seri untuk *charge* kapasitor  $C_0$  dan menyalurkan energi ke beban  $R$ . Operasi pada mode ini berakhir ketika nilai arus yang mengalir pada  $D_0$  ( $I_{D0}$ ) bernilai nol. Gambar 4 menunjukkan aliran arus pada mode operasi I.



Gambar 4. Mode Operasi I ( $t_0-t_1$ )

2. Mode operasi 2 ( $t_1-t_2$ )

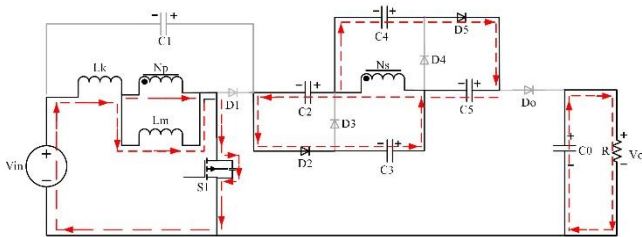
Mode operasi II pada konverter merupakan mode operasi dengan waktu yang panjang. Pada mode operasi ini sakelar tetap dalam kondisi ON. Dioda  $D_1, D_2, D_3$  dan  $D_0$  dalam kondisi *reverse biased* sedangkan diode  $D_2$  dan  $D_5$  dalam kondisi *forward biased*. Aliran arus pada konverter dapat dilihat pada gambar 5. Induktor magnetisasi menyimpan energi dari sumber input  $V_{in}$ . Pada sisi sekunder, energi pada couple induktor dan kapasitor  $C_3$  dan  $C_4$  akan digunakan untuk mengisi kapasitor  $C_2$  dan  $C_5$  secara bersamaan. Beban  $R$  akan disuplai oleh kapasitor  $C_0$ . Mode ini berakhir ketika sakelar  $S_1$  dalam kondisi OFF atau  $t = t_2$ .



Gambar 5. Mode Operasi II ( $t_1-t_2$ )

3. Mode operasi 3 ( $t_2-t_3$ )

Mode operasi III dimulai ketika sakelar  $S_1$  dalam kondisi OFF. Dioda  $D_1, D_3, D_4$  dan  $D_0$  dalam kondisi *reverse biased*. Sedangkan diode  $D_2$  dan  $D_5$  dalam kondisi *forward biased*. Arah aliran arus dapat dilihat pada gambar 6. Energi pada Induktor  $L_k$  dan induktor magnetisasi  $L_m$  akan dilepas pada kapasitor parasitic dari switch  $S_1$ . Kapasitor  $C_2$  dan  $C_5$  akan diisi oleh sumber DC  $V_{in}$  melalui induktor kopel sisi sekunder. Beban  $R$  akan disuplai oleh kapasitor  $C_0$ . Ketika nilai tegangan pada kapasitor  $V_{C1}$  sama dengan  $V_{in} + V_{ds}$  maka diode  $D_1$  akan konduksi dan operasi mode III akan berhenti.

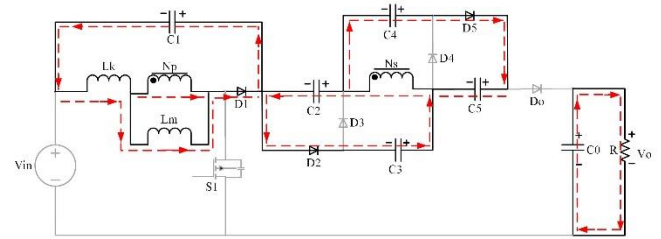


Gambar 6. Mode Operasi III ( $t_2-t_3$ )

4. Mode operasi 4 ( $t_3-t_4$ )

Selama interval mode operasi IV, sakelar  $S_1$  tetap dalam kondisi OFF. Dioda  $D_1, D_2$  dan  $D_5$  dalam kondisi *forward biased* sedangkan diode  $D_3, D_4$  dan  $D_0$  dalam kondisi *reverse biased*. Aliran arus dapat dilihat pada gambar 7. Energi dari induktor bocor  $L_k$  dan induktor magnetisasi  $L_m$  dilepas dan mengisi kapasitor  $C_1$ . Sisi sekunder dari induktor terkopel akan charge kapasitor  $C_2$  dan  $C_5$  secara paralel sampai nilai arus sekunder  $I_s$  bernilai sama dengan nol. Operasi berakhir

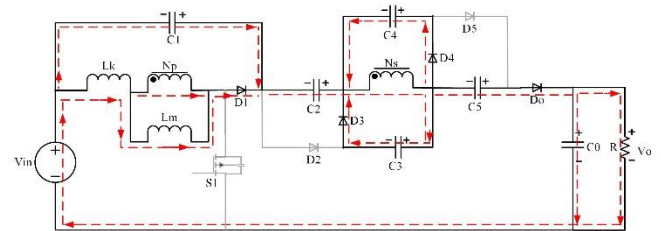
saat dioda  $D_2$  dan  $D_5$  pada kondisi tegangan *cut off* yang kemudian diode akan *reverse-biased*.



Gambar 7. Mode Operasi IV ( $t_3-t_4$ )

5. Mode operasi 5 ( $t_4-t_5$ )

Mode V merupakan mode dengan waktu yang panjang pada saat kondisi sakelar OFF. Dioda  $D_1, D_3, D_4$  dan  $D_0$  dalam kondisi *forward biased*. Sedangkan diode  $D_2$  dan  $D_5$  dalam kondisi *reverse biased*. Arah aliran arus dapat dilihat pada gambar 8. Energi pada induktor  $L_k$  dan  $L_m$  akan dialirkan untuk mengisi kapasitor  $C_1$ . Energi pada sisi sekunder induktor akan mengisi kapasitor  $C_3$  dan  $C_4$  secara paralel. Pada waktu bersamaan tegangan pada sisi sekunder induktor kopel  $V_{L2}$  akan terhubung secara seri dengan tegangan kapasitor  $V_{C2}$  dan  $V_{C5}$  sehingga energi dari tegangan input  $V_{in}$ ,  $L_m$ ,  $C_2$  dan  $C_5$  akan mengisi kapasitor output  $C_0$  dan beban  $R$ . Ketika arus pada sisi primer  $I_{Lk}$  sama dengan arus diode  $I_{D0}$  kapasitor  $C_1$  akan melepas energinya. Mode V berakhir ketika sakelar kembali konduksi [8].



Gambar 8. Mode Operasi V ( $t_4-t_5$ )

D. Analisis Penurunan Rasio Konversi

Penurunan persamaan rasio konversi pada konverter menggunakan mode operasi terpanjang yaitu mode operasi 2 dan 5 [8]. Perbandingan belitan ( $N$ ) dan koefisien kopling ( $k$ ) dapat didefinisikan sebagai berikut:

$$N = \frac{n_2}{n_1} \tag{1}$$

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_k} \tag{2}$$

Dimana  $n_1$  dan  $n_2$  merupakan jumlah belitan sisi primer dan sisi sekunder induktor kopel [7].

Pada mode operasi 2, sakelar  $S_1$  konduksi, sumber DC  $V_{in}$  melepas energinya ke induktor terkopel sisi primer. Kemudian sisi sekunder dari induktor terkopel akan terinduksi tegangan yang nilainya bergantung pada besarnya  $N$ . Sehingga, sesuai dengan gambar 5 dapat dituliskan persamaan:

$$V_{L1(ON)} = \frac{L_m}{L_m + L_k} = k V_{in} \tag{3}$$

$$V_{L2(ON)} = n V_{L1(ON)} = n k V_{in} \tag{4}$$

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

$$V_{C2} = V_{L2(ON)} + V_{C3} \quad (5)$$

$$V_{C5} = V_{L2(ON)} + V_{C4} \quad (6)$$

Selanjutnya yaitu analisis kondisi *konverter* pada mode operasi 5 yaitu ketika sakelar S1 terbuka. Berdasarkan gambar 8, dapat dituliskan persamaan:

$$V_{L2(OFF)} = V_{in} + V_{C1} + V_{C2} + V_{C5} - V_o \quad (7)$$

$$V_{L2(OFF)} = -V_{C3} = -V_{C4} \quad (8)$$

Dengan menggunakan prinsip *inductor volt-second balance* pada induktor L<sub>k</sub>, L<sub>1</sub> dan L<sub>2</sub> maka dapat diperoleh rasio konversi dari konverter. Berikut ini adalah analisis *inductor volt-second balance* pada L<sub>k</sub>.

$$\int_0^{DTs} V_{Lk(ON)} dt + \int_{DTs}^T V_{Lk(OFF)} dt = 0 \quad (9)$$

$$DTV_{Lk(ON)} + (1-D)TV_{Lk(OFF)} = 0 \quad (10)$$

$$V_{Lk(OFF)} = -\frac{D}{1-D}(1-k)V_{in} \quad (11)$$

Karena energi yang dilepas oleh induktor bocor akan sepenuhnya di-*recycle* oleh rangkaian *voltage-clamp* dan mengisi kapasitor C<sub>1</sub> [8]. Energi yang dilepas saat DC1 dapat dituliskan:

$$D_{C1} = \frac{t_{C1}}{T_s} = \frac{2(1-D)}{n+1} \quad (12)$$

Selanjutnya substitusi persamaan (2.42) ke persamaan (11) maka diperoleh:

$$V_{Lk(OFF)} = \frac{-D(n+1)(1-k)}{2(1-D)}V_{in} \quad (13)$$

Dengan menggunakan prinsip yang sama pada induktor sisi primer yaitu L1 maka diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$\int_0^{DTs} V_{L1(ON)} dt + \int_{DTs}^T V_{L1(OFF)} dt = 0 \quad (14)$$

$$DTV_{L1(ON)} + (1-D)TV_{L1(OFF)} = 0 \quad (15)$$

$$V_{L1(OFF)} = \frac{-D}{1-D}kV_{in} \quad (16)$$

Maka nilai induktor pada sisi sekunder induktor terkopel adalah

$$V_{L2(OFF)} = \frac{-nD}{1-D}kV_{in} \quad (17)$$

Untuk memperoleh nilai tegangan pada C3 dan C4 maka substitusi persamaan (17) ke persamaan (8) sehingga diperoleh:

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{nD}{1-D}kV_{in} \quad (18)$$

Untuk memperoleh nilai tegangan pada C2 dan C5 maka substitusi persamaan (18) ke persamaan (5) dan (6) sehingga diperoleh:

$$V_{C2} = V_{C5} = (nk + \frac{nDk}{1-D})V_{in} \quad (19)$$

Tegangan kapasitor C1 merupakan penjumlahan tegangan pada Lk dan L1 pada saat kondisi sakelar terbuka.

$$V_{C1} = V_{Lk} - V_{Lk(OFF)} \quad (20)$$

$$V_{C1} = \frac{D(n+1)(1-k)}{2(1-D)}V_{in} + \frac{D}{1-D}kV_{in} \quad (21)$$

Proses terakhir untuk mendapatkan rasio konversi yaitu dengan menggunakan prinsip *inductor volt-second balance* pada induktor terkopel sisi sekunder L<sub>2</sub>.

$$\int_0^{DTs} V_{L2(ON)} dt + \int_{DTs}^T V_{L2(OFF)} dt = 0 \quad (22)$$

Dengan melakukan substitusi persamaan (4) dan (7) ke persamaan (22) maka diperoleh:

$$DTnkV_{in} + (1-D)T[V_{in} + V_{C1} + V_{C2} + V_{C5} - V_o] = 0 \quad (23)$$

Kemudian substitusi persamaan (19) dan (21) ke persamaan (23) maka akan diperoleh rasio konversi dari *konverter* yaitu:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+nk(2+D)}{1-D} + \frac{D}{1-D} \frac{(1-k)(n-1)}{2} \quad (24)$$

Induktor magnetisasi L<sub>m</sub> memiliki nilai yang jauh lebih besar dibandingkan dengan nilai L<sub>k</sub>, sehingga nilai k mendekati 1. Dengan mengaggap nilai k sama dengan 1 (induktor kopel ideal), maka persamaan (24) di atas dapat ditulis menjadi:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+2n+nD}{1-D} \quad (25)$$

### III. DESAIN DAN IMPLEMENTASI

#### A. Desain

Desain *konverter* bertujuan untuk menentukan parameter awal dari *konverter*.

Tabel 1.  
Spesifikasi Awal Desain *Konverter*

Parameter	Nilai
Daya Output	100 W
Tegangan Input	30-35 V
Tegangan Output	350 V
N	2
Frekuensi Pensaklaran	62500
Ripple Tegangan Output	0,01%
Ripple Arus Induktor Kopel	20%

Besarnya nilai *duty cycle* dan penguatan pada *konverter* yaitu:

$$M = \frac{350}{30} = 11.6667$$

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

Nilai resistor yang digunakan sebagai beban *konverter*:

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

Penentuan nilai induktor kopel yaitu dengan menggunakan arus yang melewati kopel induktor

$$I_{LM} = \frac{(1+2n+nD)^2}{R(1-D)^2}V_{in}; \Delta I_{Lm} = \frac{DT}{Lm}V_{in}$$



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

Dengan ripple arus sebesar 20% maka diperoleh nilai ripple sebesar:

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

Maka besarnya induktor magnetisasi yaitu:  $\Delta$

$$Lm = \frac{0,5}{62500(0,67)} 30 = 358,2\mu H$$

Penentuan nilai kapasitor output yaitu:

$$Co = \frac{D}{Rf \frac{\Delta Vo}{Vo}}$$

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

Penentuan nilai kapasitor  $C_5$  dan  $C_2$  yaitu:

$$C_5 = C_2 = \frac{(1 - D) Vo}{\Delta V_{c2} f R}$$

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

Penentuan nilai kapasitor  $C_3$  dan  $C_4$  yaitu:

$$C_3 = C_4 = \frac{(1 - D) Vo}{\Delta V_{c3} f R}$$

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

Penentuan nilai kapasitor  $C_1$  yaitu:

$$C_1 = \frac{(1 + 2n + nD)^2}{fR(1 - D)\Delta V_{c1}} Vin$$

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

**B. Implementasi**

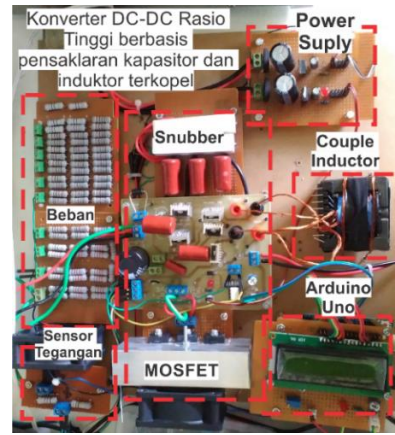
Implementasi dilakukan untuk mengetahui kinerja konverter berdasarkan desain dan simulasi. Komponen yang digunakan saat implementasi:

Tabel 2.

Komponen yang digunakan saat Implementasi Konverter

Komponen	Nilai
Kopel Induktor $L_m$	395,29 $\mu H$
$C_1$	100 $\mu F$ /200 V
$C_2$ dan $C_5$	2.2 $\mu F$ /400 V
$C_3$ dan $C_4$	4.7 $\mu F$ / 400V
$C_o$	100 $\mu F$ / 400 V
Dioda	MUR 1560
MOSFET	IRFP 460

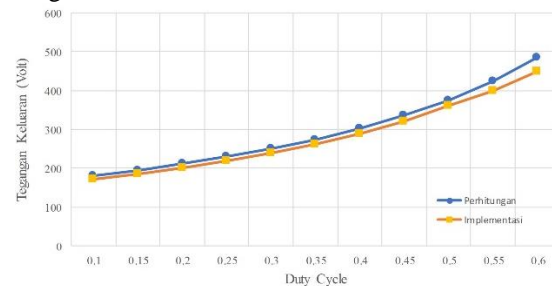
Sesuai dengan table 2, gambar 9 merupakan implementasi dari konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel.



Gambar 9. Implementasi Konverter

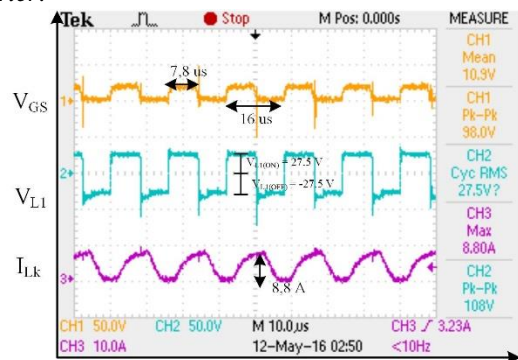
**IV. PENGUJIAN**

Gambar 10 dibawah ini merupakan grafik rasio konversi perbandingan hasil perhitungan dengan implementasi. Dari grafik dapat terlihat bahwa saat duty cycle rendah maka hasil implementasi mendekati dengan hasil perhitungan. Ketika duty cycle semakin tinggi maka hasil implementasi mengalami error yang semakin besar dibandingkan hasil perhitungan. Hal tersebut diakibatkan semakin besar nilai duty cycle maka arus yang mengalir pada konverter semakin besar sehingga drop tegangan disetiap komponen semakin besar sehingga selisih antara nilai implementasi dan perhitungan semakin besar.



Gambar 10. Perbandingan Hasil Pengujian dan Perhitungan Rasio Konversi Konverter.

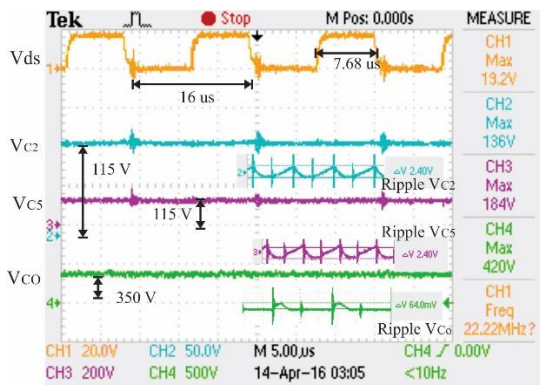
Bentuk sinyal pada kopel induktor sisi primer dapat dilihat pada gambar 11. Ketika saklar konduksi, arus pada sisi primer kopel akan meningkat dan tegangan pada sisi primer bernilai positif. Prinsip kerja ini sesuai dengan karakteristik dari konverter.



Gambar 11. Sinyal Tegangan dan Arus pada sisi Primer Kopel Induktor

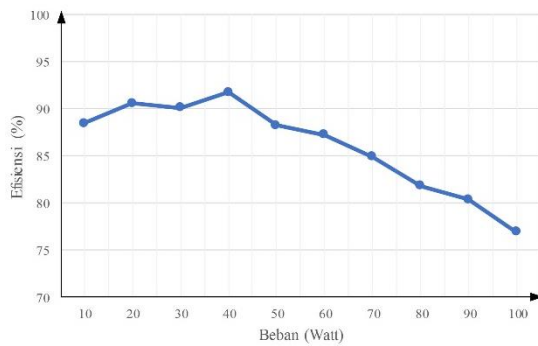
Gambar 12 menunjukkan bentuk tegangan output konverter beserta riplenya. Dari hasil implementasi, nilai ripple tegangan output konverter sebesar 0,018%. Hal tersebut mendekati hasil desain dari konverter. Ketidak

tepatan implementasi dengan desain disebabkan adanya factor ketidakidealan pada komponen.



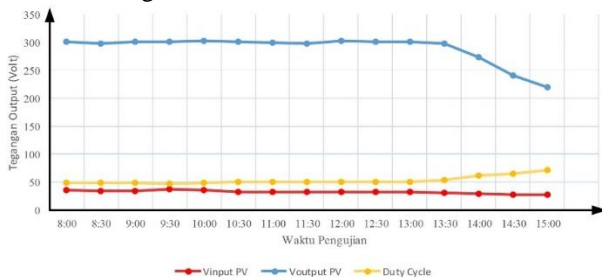
Gambar 12. Sinyal Tegangan Output Konverter

Efisiensi pada konverter dapat dilihat pada gambar 12. Dari grafik tersebut dapat disimpulkan bahwa rata-rata efisiensi konverter sebesar 86%. Efisiensi terbesar yaitu pada saat beban konverter sebesar 40 W.

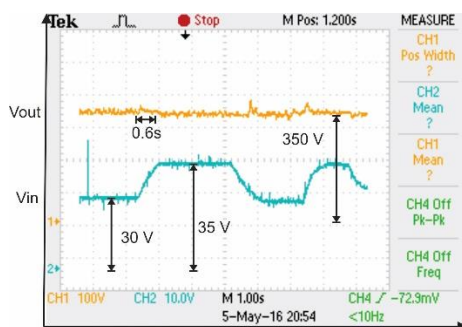


Gambar 12. Implementasi Konverter

Hasil pengujian menggunakan modul photovoltaic dapat dilihat pada gambar 13. Tegangan output mampu dipertahankan pada nilai 300 V saat pukul 08.00 – 13.00. Namun ketika pukul 13.00-15.00 tegangan output tidak bisa mencapai nilai 300 V dikarenakan daya yang dihasilkan oleh PV semakin turun akibat iradiasi matahari semakin menurun ketika menjelang sore hari dan suhu dari modul photovoltaic semakin meningkat.



Gambar 13. Implementasi Konverter



Gambar 14. Implementasi Konverter

Konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel mampu mempertahankan kan tegangan ouput ketika tegangan inputnya diubah dari range 30-35 V. Hal tersebut dibuktikan pada gambar 14 yang menunjukkan gelombang pengujian tegangan output konstan ketika tegangan inputnya diubah.

### V. KESIMPULAN

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

1. Rangkaian Konverter DC-DC rasio tinggi berbasis pensaklaran kapasitor dan induktor terkopel dapat menaikkan tegangan dengan rasio konversi yang tinggi. Pada implementasi alat didapatkan rasio konversi hingga 12 kali dengan duty cycle 0,4878%.
2. Hasil dari simulasi dan implementasi alat telah sesuai dengan teori yang telah dibuat. Hal ini ditunjukkan melalui pengujian yang telah dilakukan.
3. Implementasi alat pada rangkaian konverter memiliki rata-rata efisiensi yaitu sebesar 86,01 % dengan efisiensi tertinggi pada pembebanan 40 Watt yaitu mencapai 91.73%.
4. Sistem kontrol duty cycle menggunakan PI telah bekerja dengan baik terbukti konverter mampu mempertahankan tegangan output dengan tegangan input yang berubah.

### VI. DAFTAR PUSTAKA

- [1] V. Scarpa, S. Buso, and G. Spiazzi, "Low-complexity MPPT technique exploiting the PV moduleMPP locus characterization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1531–1538, May 2009.
- [2] Ashari, Mochamad. "Sistem Konverter DC". ITS Press. 2012
- [3] R. J. Wai, L. W. Liu, and R. Y. Duan, "High-efficiency voltage-clamped DC–DC converter with reduced reverse-recovery current and switchvoltage stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 272–280, Feb. 2005.
- [4] B. R. Lin and F. Y. Hsieh, "Soft-switching zeta–flyback converter with a buck–boost type of active clamp," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2813–2822, Oct. 2007.
- [5] R. J.Wai and R. Y. Duan, "High step-up converter with coupled-inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1025–1035, Sep. 2005.
- [6] T. Dumrongkittigule, V. Tarateeraseth, and W. Khan-ngern, "A new integrated inductor balanced switching technique for common mode EMI reduction in high step-up DC/DC converter," in *Proc. Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat.*, Feb./Mar. 2006, pp. 541–544.
- [7] Yi-Ping Hsieh and Jiann-Fuh Chen, "Novel High Step-Up DC–DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques for a Sustainable Energy System" *IEEE Trans on Power Elwctronics*, Vol. 26, No. 12, December 2011