

Maximum Power Point Tracking Panel Surya dengan Menggunakan High Step Up Zeta Converter Coupled Inductor Dalam Mensuplai Beban

Ardianto Syaifur Rohman¹, Bambang Sujanarko¹

¹Jurusan Magister Teknik Elektro, Universitas Jember
Jl. Kalimantan Tegalboto 37, Jember, Jawa Timur, INDONESIA

ARTICLE INFO

Article history :

Received Desember 2, 2021

Revised February 28, 2022

Accepted August 28, 2022

Keywords :

Zeta Converter;
Fotovoltaic;
Coupled Inductor;
Kontrol MPPT;
Kontrol PI;
Simulink Matlab.

ABSTRACT

The step-up DC/DC converter is very important for solar power generation systems, due to the low input voltage of the solar panels. Zeta DC/DC converter with inductor pair operating at the proposed high voltage ratio. In this paper, a Zeta DC/DC converter with MPPT control is designed and simulated in a photovoltaic system using Simulink Matlab R2015a. High voltage gain is achieved by using a high turns ratio to inductors coupled to the same core. The energy dissipation of the coupled inductor is efficiently charged to the load with additional exercise and additional diodes, thereby converting energy efficiently. Zeta converter with coupled inductor topology is simulated with MPPT control on Solar Panel with 8 times higher zeta converter voltage conversion ratio. DC output connection is obtained with a target setpoint voltage of 220V when the radiation is full with its connection to the load of 240 Ohms. 8 times greater voltage gain and the highest converter output voltage efficiency of 87% was achieved for the proposed system.

Corresponding Author:

Ardianto Syaifur Rohman, Jurusan Magister Teknik Elektro, Universitas Jember
Jl. Kalimantan Tegalboto 37, Jember, Jawa Timur, INDONESIA
Email: ardiantosyaifurr@gmail.com, 201920201004@mail.unej.ac.id

1. PENDAHULUAN

Penurunan bahan bakar energi fosil dunia dan ketidakmampuannya untuk memenuhi kebutuhan energi di waktu dekat telah mengarah pada penggunaan energi terbarukan. Karena pasar *photovoltaic* (PV) dunia telah berkembang pesat, peran PV yang terhubung ke jaringan sistem dalam sistem energi distribusi akan menjadi penting, dan inverter PV juga akan memainkan peran yang tak tergantikan dalam pasar yang terus meningkat ini [8]. *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) adalah sebuah sistem elektronik yang harus ada pada sebuah sistem PV agar sistem dapat menghasilkan daya maksimal. MPPT bukanlah sebuah sistem *tracking* mekanik yang digunakan untuk mengubah posisi modul terhadap posisi matahari untuk mendapatkan energi maksimum. Di dalam sistem PV, rangkaian MPPT berada pada sisi *Charge Controller*. Faktor *irradiance* dan temperatur modul PV sangat menentukan besarnya energi listrik yang dihasilkan oleh sistem PV. Kedua parameter tersebut menyebabkan kurva karakteristik daya keluaran sel PV menjadi *non-linier*. Merancang sistem PV yang efisien tentunya tidak lepas dari penjejak (*tracker*) *maximum power point* (MPP) yang berada pada kurva karakteristik daya keluaran sel PV. Titik di mana output power yang dihasilkan oleh sistem PV paling maksimum. Konverter DC/DC yang digunakan dalam sistem PV yang terhubung ke beban memerlukan konversi tegangan *step-up* yang tinggi.

2. METODOLOGI PENELITIAN

Penelitian ini didesain dan disimulasikan *High Step Up* Konverter DC/DC Zeta *Coupled Inductor* dengan kontrol MPPT pada sistem *photovoltaic* menggunakan Simulink Matlab R2015a. Penguatan tegangan tinggi dicapai dengan menggunakan rasio putaran tinggi ke induktor yang digabungkan pada inti yang sama.

Energi *discharge* dari induktor yang digabungkan secara efisien didaur ulang ke beban dengan kapasitor dan dioda tambahan, dengan demikian konversi energi yang dimungkinkan menjadi efisien.

2.1 COUPLED INDUCTOR

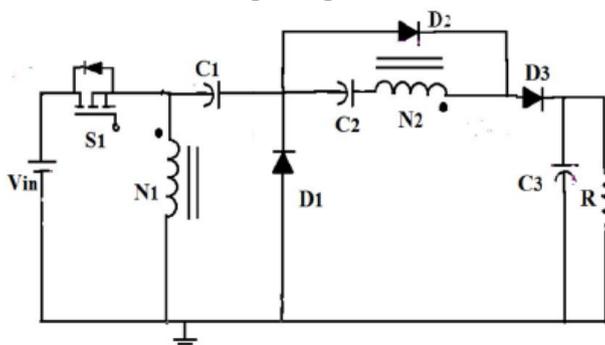
Induktor yang digabungkan terdiri dari induktor terpisah, namun tetap pada inti yang sama, dalam paket dengan panjang dan lebar yang sama dengan induktor tunggal dengan nilai induktansi yang sama, hanya sedikit lebih tinggi nilai induktansinya. Harga induktor yang digabungkan biasanya jauh lebih murah daripada harga dua induktor tunggal. Gulungan induktor yang digabungkan dapat dihubungkan secara seri, paralel, atau sebagai transformator. Sebagian besar induktor yang digabungkan memiliki nomor yang sama putaran yaitu, *turn ratio* 1:1, tetapi beberapa yang baru memiliki *turn ratio* yang lebih tinggi. Koefisien kopling, K , induktor yang digabungkan biasanya sekitar 0,95 lebih rendah dari koefisien trafo khusus yang lebih besar dari 0,99 [5].

Induktansi kebocoran dari kopling induktor dapat digunakan untuk mengontrol tingkat jatuh arus diode dan untuk meringankan masalah dioda *recovery reverse* [4]. Induktor yang digabungkan dengan tegangan rendah, saklar digunakan untuk menaikkan penguatan tegangan (ketika saklar dihidupkan atau dimatikan).

Selain itu, rangkaian *snubber* regeneratif pasif digunakan untuk menyerap energi induktansi dari lonjakan tegangan tinggi, pada saat saklar di *OFF*-kan, dioda akan mendapat bias maju sehingga tegangan induktif akan kembali mengalir ke induktor, kemudian pada saat saklar di *ON*-kan kembali, maka dioda akan mendapat bias mundur sehingga siklus tugas saklar dapat dioperasikan di bawah rentang yang luas, dan penguatan tegangan bisa lebih tinggi dari lain konverter berbasis *coupled inductor*.

2.2 ZETA CONVERTER DENGAN COUPLED INDUCTOR

Konfigurasi sirkuit dari konverter DC yang diusulkan ditunjukkan pada Gambar 1. Topologi ini pada dasarnya berasal dari konverter Zeta konvensional dengan mengganti induktor input dengan induktor yang digabungkan. *Turn ratio* dari induktor yang digabungkan meningkatkan penguatan tegangan [5] dan belitan sekunder induktor yang digabungkan secara seri dengan kapasitor yang diaktifkan untuk meningkatkan tegangan [9]. Pada Gambar 1, S1 adalah saklar aktif. Gulungan primer N1 dari induktor yang digabungkan sama dengan induktor *input* dari konverter *boost* konvensional, kecuali kapasitor C1 dan dioda D1 mendaur ulang energi induktor dari N1. Gulungan sekunder N2 dihubungkan dengan sepasang kapasitor C2 dan dioda D2 yang mendaur ulang energi induktor dari N2. Sekarang N2, C2 dan D2 ketiganya dirangkai seri dengan N1. Dioda D3 terhubung ke kapasitor keluaran C3 dan memuat R.



Gambar 1. Rangkaian Zeta Converter dengan *Coupled Inductor*

Asumsi tertentu dibuat untuk penyederhanaan analisis sirkuit. Semua komponen ideal, kecuali untuk induktansi dari induktor yang digabungkan. Asumsi tertentu dibuat untuk penyederhanaan analisis sirkuit, rasio belitan n dari belitan induktor yang digabungkan adalah sama dengan $N2/N1$. RDS (*ON*), resistensi kondisi *ON* dan semua kapasitansi saklar utama S1 diabaikan. Resistansi seri setara dari kapasitor C1, C2 dan C3 dan resistensi dari induktor berpasangan diabaikan. Tegangan *forward* dioda D1, D2 dan D3 juga diabaikan. Kapasitor C1, C2 dan C3 cukup besar sehingga tegangan melintasinya dianggap konstan.

Mode operasi diusulkan konverter dalam mode *continuous-conduction mode* (CCM) adalah dijelaskan sebagai berikut:

2.2.1. Mode 1 (t_0, t_1)

Dalam interval ini, saklar S1 dan dioda D2 beroperasi. Jalur aliran arus ditunjukkan pada Gambar.2 dan diagram waktu ditunjukkan pada Gambar 7. Tegangan sumber V_{in} diterapkan pada magnetisasi induktor L_m

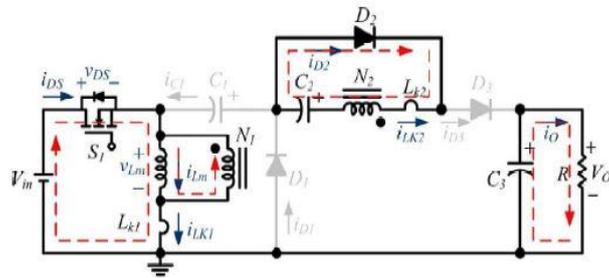
dan induktor kebocoran primer Lk1; sementara itu, Lm juga melepaskan energinya ke gulungan sekunder, dan juga mengisi kapasitor C2 seiring dengan penurunan energi. Dengan demikian pengisian arus iD2 dan iC2 juga menurun. Kebocoran induktor kedua iLk2 menurun sesuai dengan iLm/n. Mode ini berakhir ketika peningkatan iLk1 sama dengan penurunan iLm pada saat t=t1.

$$i_{in}^I = i_{DS}^I(t) = i_{LK1}^I(t) \tag{1}$$

$$\frac{di_{Lm}^I(t)}{dt} = \frac{V_{Lm}}{Lm} \tag{2}$$

$$\frac{di_{Lk1}^I(t)}{dt} = \frac{V_{in} - v_{Lm}}{L_{k1}} \tag{3}$$

$$i_{Lk2}^I(t) = \frac{i_{Lm}^I(t) - i_{Lk1}^I(t)}{n} \tag{4}$$



Gambar 2. Jalur Aliran Arus dalam Mode 1

2.2.2. Mode 2 (t1-t2)

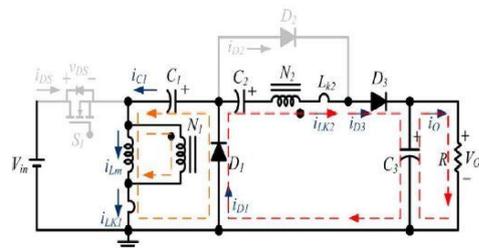
Dalam interval ini, sakelar S1 tetap ON dan dioda D3 konduksi. Sumber energi Vin dirangkai seri dengan C1, C2, lilitan sekunder N2, dan Lk2 untuk mengisi kapasitor keluaran C3 dan beban R. Sementara itu, magnetisasi induktor Lm juga menerima energi dari Vin. Jalur aliran arus ditunjukkan pada Gambar 3. iLm, iLk1, dan iD3 meningkat karena Vin melintasi Lk1, Lm dan belitan primer N1. Lm dan LK1 menyimpan energi dari Vin; sementara itu, Vin adalah juga secara seri dengan N2 dari induktor yang digabungkan dan kapasitor C1 dan C2 melepaskan energinya untuk kapasitor C3 dan beban R, yang menyebabkan peningkatan iLm, iLk1, iDS, dan iD3. Ketika saklar S1 OFF saat t=t2, maka mode ini berakhir.

$$i_{Lm}^{II}(t) = i_{Lk1}^{II}(t) - ni_{Lk2}^{II}(t) \tag{5}$$

$$\frac{di_{Lm}^{II}(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L_m} \tag{6}$$

$$i_{in}^{II}(t) = i_{DS}^{II}(t) = i_{Lm}^{II}(t) + (1 + n)i_{Lk2}^{II}(t) \tag{7}$$

$$\frac{di_{Lk2}^{II}(t)}{dt} = \frac{di_{D3}^{II}(t)}{dt} = \frac{(1 + n)V_{in} + V_{C1} + V_{C2}}{L_{k2}} \tag{8}$$



Gambar 3. Jalur Aliran Arus dalam Mode 2

2.2.3. Mode 3 (t2-t3)

Dalam interval ini, sakelar S1 OFF dan hanya dioda D1 dan D3 yang konduksi. Aliran arus jalur ditunjukkan pada Gambar 4. Kebocoran sekunder induktor Lk2 terus mengisi daya C3 saat sakelar S1 mati.

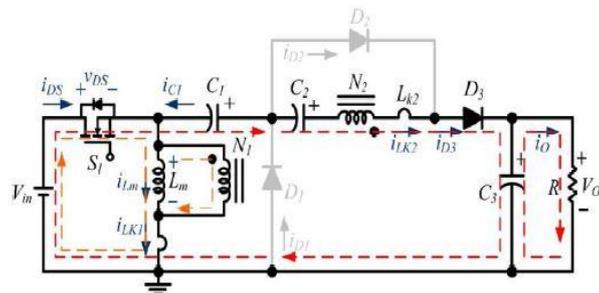
Energi yang tersimpan dalam induktor kebocoran L_{k1} mengalir melalui dioda $D1$ untuk mengisi kapasitor $C1$ secara instan saat $S1$ mati. Tegangan pada $S1$ adalah penjumlahan V_{in} , V_{Lm} , dan V_{Lk1} . Arus i_{Lk1} dan i_{Lk2} menurun dengan cepat, tetapi i_{Lm} meningkat karena L_m menerima energi dari L_{k2} . Setelah i_{Lk2} saat ini turun ke nol, mode ini berakhir pada $t = t3$.

$$i_{in}^{III}(t) = 0 \tag{9}$$

$$i_{Lm}^{III}(t) = i_{Lk1}^{III}(t) - n i_{Lk2}^{III}(t) \tag{10}$$

$$\frac{di_{Lk1}^{III}(t)}{dt} = \frac{-V_{C1} - v_{Lm}}{L_{k1}} \tag{11}$$

$$\frac{di_{Lk2}^{III}(t)}{dt} = \frac{di_{D3}^{III}(t)}{dt} = \frac{nv_{Lm} + V_{C2} - V_O}{L_{k2}} \tag{12}$$



Gambar 4. Jalur Aliran Arus dalam Mode 3

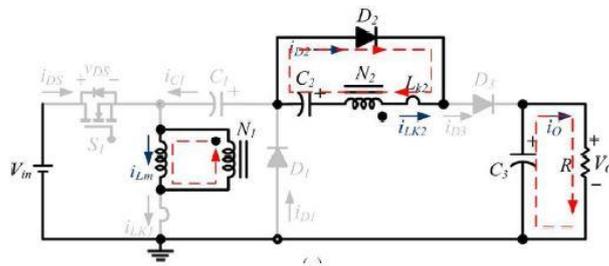
2.2.4. Mode 4 ($t3-t4$)

Selama interval transisi ini, energi yang tersimpan dalam induktor magnetisasi, pelepasan L_m secara bersamaan ke $C1$ dan $C2$. Jalur aliran saat ini adalah ditunjukkan pada Gambar 5. Hanya dioda $D1$ dan $D2$ yang konduktif. Arus i_{Lk1} dan i_{D1} terus menurun karena energi kebocoran masih mengalir melalui dioda $D1$ dan melanjutkan pengisian kapasitor $C1$. L_m sedang mengantarkan energinya melalui induktor yang digabungkan dan $D2$ ke mengisi kapasitor $C2$. Energi yang tersimpan dalam kapasitor $C3$ terus-menerus dibuang ke beban R . Arus i_{Lk1} dan i_{Lm} menurun, tetapi i_{D2} meningkat. Ketika $t=t4$ pada i_{Lk1} adalah 0 maka mode ini berakhir.

$$i_{Lm}^{IV}(t) = i_{Lk1}^{IV}(t) - n i_{Lk2}^{IV}(t) \tag{13}$$

$$\frac{di_{Lk1}^{IV}(t)}{dt} = \frac{-V_{C1} - v_{Lm}}{L_{k1}} \tag{14}$$

$$\frac{di_{Lk2}^{IV}(t)}{dt} = \frac{V_{C2} + nv_{Lm}}{L_{k2}} \tag{15}$$



Gambar 5. Jalur Aliran Arus dalam Mode 4

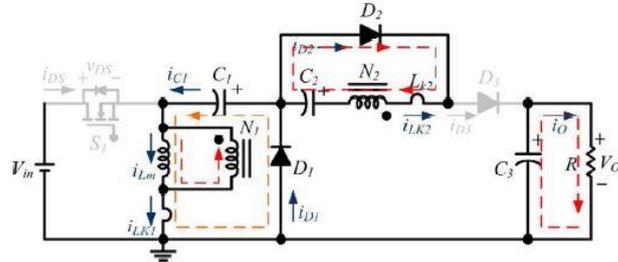
2.2.5. Mode 5 ($t4-t5$)

Selama interval ini, magnetisasi induktor L_m secara konstan mentransfer energi ke $C2$. Jalur aliran arus ditunjukkan pada Gambar 6, dan hanya dioda $D2$ sedang berjalan. i_{Lm} menurun karena energi induktor magnetisasi mengalir terus menerus melalui induktor yang digabungkan ke belitan sekunder $N2$ dan $D2$ untuk mengisi kapasitor $C2$. Energi yang tersimpan dalam kapasitor $C3$ terus-menerus dibuang ke beban R . Tegangan pada $S1$ adalah penjumlahan dari V_{in} dan V_{Lm} . Mode ini berakhir ketika $S1$ ON saat periode awal pensaklaran selanjutnya.

$$\frac{di_{Lm}^V(t)}{dt} = \frac{v_{Lm}}{L_m} \tag{16}$$

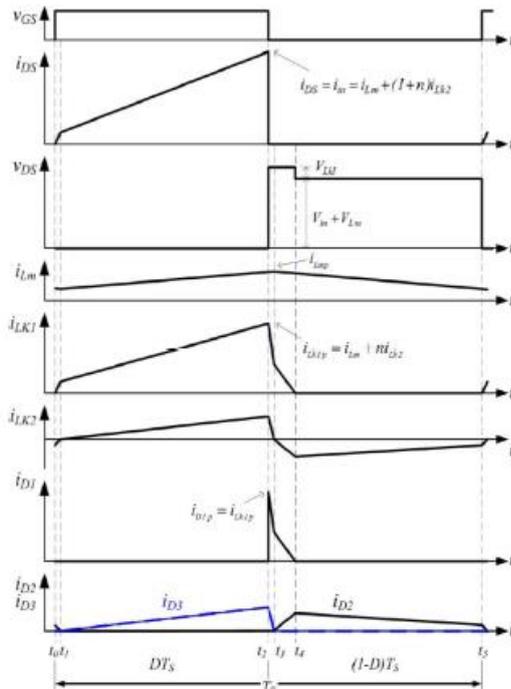
$$i_{Lk1}^V(t) = 0 \tag{17}$$

$$\frac{di_{Lk2}^V(t)}{dt} = \frac{nv_{Lm} + V_{C2}}{L_{k2}} \tag{18}$$



Gambar 6. Jalur Aliran Arus dalam Mode 5

Bentuk gelombang khas dari beberapa komponen utama selama satu periode switching ditunjukkan pada Gambar 7.



Gambar 7. Jalur Aliran Arus dalam Mode 5

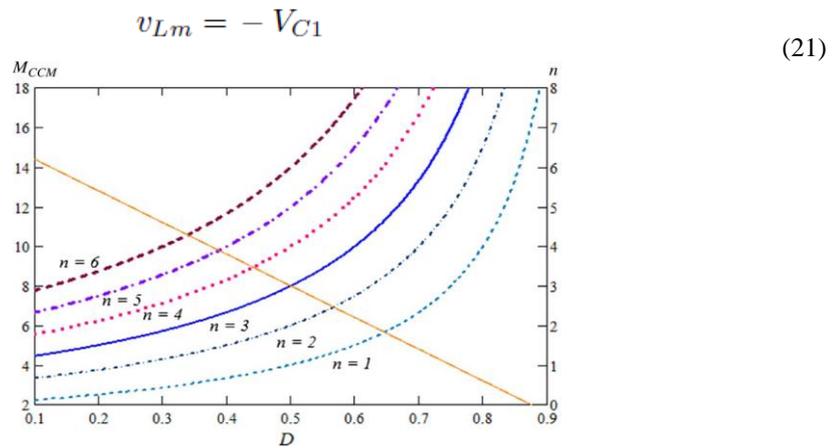
2.2.6. Mode CCM (Continuous Conduction Mode)

Untuk analisa *steady state* CCM terjadi pada mode 2 dan mode 4, dan kebocoran induktansi saat sisi primer dan sekunder diabaikan. Persamaanya dapat dilihat dari gambar 8.

$$v_{Lm} = V_{in} \tag{19}$$

$$v_{N2} = nV_{in} \tag{20}$$

Selama mode 4, persamaannya sebagai berikut.



Gambar 8. Penguatan tegangan M_{ccm} sebagai fungsi rasio $duty\ cycle$ terhadap $turn\ ratio$.

Dengan menerapkan keseimbangan tegangan-detik pada hasil magnetisasi induktor L_m didapatkan

$$\int_0^{DT_S} (V_{in})dt + \int_{DT_S}^{T_S} (-V_{C1})dt = 0 \quad (22)$$

$$\int_0^{DT_S} (nV_{in})dt + \int_{DT_S}^{T_S} (-V_{C2})dt = 0 \quad (23)$$

Berdasarkan tegangan yang melewati kapasitor $C1$ dan $C2$ adalah sebagai berikut.

$$V_{C1} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (24)$$

$$V_{C2} = \frac{nD}{1-D} V_{in} \quad (25)$$

Selama mode 2, tegangan keluaran adalah sebagai berikut.

$$V_O = V_{in} + \frac{D}{1-D} V_{in} + nV_{in} + \frac{nD}{1-D} V_{in} = \frac{1+n}{1-D} V_{in} \quad (26)$$

Maka penguatan tegangan adalah sebagai berikut ,

$$M_{CCM} = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_O} = \frac{1+n}{1-D} \quad (27)$$

2.3 Rasio Duty Cycle

Rasio $duty\ cycle$ dan rasio putaran dapat dipilih dari persamaan dibawah. $D > 70\%$ akan menghasilkan kerugian konduksi yang lebih besar. Juga $n \geq 4$ akan menghasilkan rasio $duty\ cycle$ kecil. Jadi seleksi harus dilakukan dengan kompromi antara keduanya.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+n}{1-D} \quad (28)$$

2.3.1. Magnetisasi Induktor

Besarnya magnetisasi pada rangkaian sangat ditentukan oleh besarnya $duty\ cycle$, Berikut adalah hubungan tersebut.

$$L_{mB} = \frac{f_S}{R_q} \cdot \frac{D^3 - 2D^2 + D}{2n^2 + 4n + 2} \quad (29)$$

2.3.2. Kapasitor Peralih

Transfer energi dari input melalui saklar ke kapasitor C1 dan C2 ke output. Menghitung kapasitansi minimum dari kapasitor yang diaktifkan tergantung pada daya transfer maksimum, tegangan kapasitor, dan frekuensi operasi. Tegangan C1 dan C2 dapat didapat sebagai berikut

$$C1 \geq \frac{2P_{MAX}}{V_{c1}^2 \cdot f_s} \quad (30)$$

$$C2 \geq \frac{2P_{MAX}}{V_{c2}^2 \cdot f_s} \quad (31)$$

Dimana :

$$V_{C1} \geq \frac{D V_{in}}{1-D} \quad (32)$$

$$V_{C2} \geq \frac{D V_{in}}{1-D} \quad (33)$$

2.3.3. Dioda Pensaklaran Aktif

Komponen aktif rating tegangan umum diperoleh sebagai berikut

$$V_{ds} = V_{d1} = \frac{V_o}{1+n} \quad (34)$$

$$V_{d2} = \frac{nV_o}{1+n} \quad (35)$$

$$V_{d3} = V_o \quad (36)$$

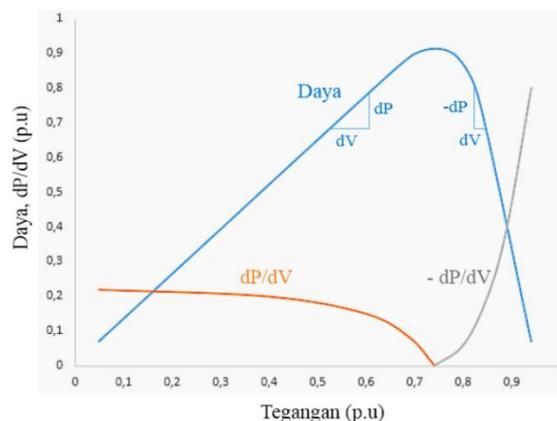
2.3.4. Kontrol MPPT Incremental Conductance

Incremental Conductance (IC) adalah salah satu metode kontrol MPPT yang memiliki performa cukup baik dalam mengatasi permasalahan dalam kontrol MPPT seperti error *steady state* dan kecepatan konvergensinya. Metode ini memiliki performa yang lebih baik dibandingkan dengan metode *Perturb and Obserb (PnO)* dilihat dari *error steady state* dan kecepatan konvergensinya. Konsep dari metode PnO adalah mengkondisikan titik operasi maksimum ketika selisih daya terukur (P_k) terhadap daya terukur sebelumnya (P_{k-1}) dan selisih tegangan terukur (V_k) terhadap tegangan terukur sebelumnya (V_{k-1}) bernilai positif atau negatif. Kemudian akan ditentukan untuk menaikkan nilai atau menurunkan nilai *duty cycle*. Konsep dari metode IC menggunakan turunan daya (dP) terhadap arus (I) atau tegangan (V). Daya maksimum akan tercapai bila (dP/dV) , dV dan dI bernilai nol. Algoritma IC dapat di tunjukkan secara grafik daya (P) terhadap tegangan (V) seperti pada Gambar 9.

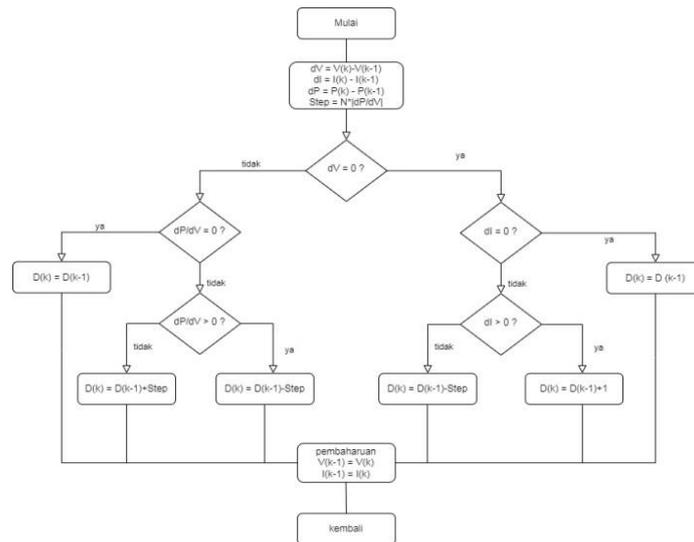
$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = I \cdot \frac{dV}{dV} + V \cdot \frac{dI}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (37)$$

$$\frac{dP}{dI} = \frac{d(V \cdot I)}{dI} = I \cdot \frac{dV}{dI} + V \cdot \frac{dI}{dI} = V \frac{dI}{dV} + V \quad (38)$$

Untuk *flowchart* konsep dari algoritma IC ditunjukkan pada Gambar 10. Algoritma IC ini menaikkan dan menurunkan tegangan operasi pembangkit dengan parameter selisih daya terukur dengan nilai sebelumnya dan selisih tegangan terukur dengan nilai sebelumnya.



Gambar 9. Grafik daya (P) terhadap tegangan (V) pada Algoritma *Incremental Conductance*



Gambar 10 . Flowchart Algoritma Incremental Conductance

3. HASIL DAN PEMBAHASAN

Konverter Zeta yang diusulkan dengan digabungkan induktor *turn* rasio $n=3$, yang pada dasarnya diturunkan dari konverter PWM Zeta konverter *Coupled Inductor* disimulasikan menggunakan MATLAB R2015a. Penguatan tegangan diperoleh menjadi 8 kali tegangan input. Untuk tegangan input range panel surya 30-37 V, pada frekuensi konverter sebesar 20 KHz, dengan tegangan keluaran konverter adalah 220 V. Jadi penguatan tegangan hampir 8 kali tercapai. Tegangan keluaran DC diperoleh dengan menghubungkannya ke beban. Bentuk gelombang keluarannya adalah ditunjukkan pada Gambar 11 & Gambar 12

1. Rasio *Duty Cycle* dan *Turn Ratio*

Penguatan tegangan adalah 8, berdasarkan gambar 7, *turn ratio* dipilih $n=3$ maka *duty ratio* D menjadi 50% berdasarkan pada persamaan (27)

2. Magnetisasi Induktor L_m

Dengan mensubstitusi nilai *duty ratio* pada persamaan (29), dengan operasi frekuensi konverter yang diusulkan sebesar 50 kHz dengan seperempat beban $R_q = 650$ Ohm, magnetisasi induktansi didapatkan L_m sebesar $300\mu H$, Induktansi sebenarnya digunakan nilai $130\mu H$

3. Saklar Aktif dan Dioda

Tegangan rating yang digunakan pada komponen aktif dapat diperoleh dari persamaan sebagai berikut,

$$V_{DS} = V_{D1} = \frac{V_O}{1+n} = \frac{200}{1+3} = 50 \text{ V} \tag{39}$$

$$V_{D2} = \frac{nV_O}{1+n} = \frac{3 \cdot 200}{1+3} = 150 \text{ V} \tag{40}$$

$$V_{D3} = V_O = 200 \text{ V} \tag{41}$$

4. Kapasitor

Energi yang dipindahkan dari input melewati kapasitor C1 dan C2 menuju output. Perhitungan kapasitas minimum dari kapasitor tergantung pada perpindahan daya maksimum, tegangan kapasitor, dan operasi frekuensi. Tegangan dari kapasitor C1 dan C2 dapat diperoleh dari persamaan (24) dan (25), estimasi kapasitor sebagai berikut :

$$C_1 \geq \frac{2 \cdot P_{MAX}}{V_{C1}^2 \cdot f_S} = \frac{2 \cdot 250}{50^2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 4 \mu F \tag{42}$$

$$C_2 \geq \frac{2 \cdot P_{MAX}}{V_{C2}^2 \cdot f_S} = \frac{2 \cdot 250}{75^2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 1.8 \mu F \tag{43}$$

Sesuai dengan kapasitor yang merupakan komponen daya disipasi yang rendah selama converter beroperasi, sehingga kapasitansi dipilih nilai yang jauh lebih besar dari nilai perhitungan sehingga didapatkan C1 dan C2 senilai $50 \mu F$ dan C3 sebesar $100 \mu F$.

Tabel 1 Parameter yang digunakan

Parameter	Zeta Coupled Inductor
Input Panel Surya 250WP	25-37V
Output	200-224
Gain Voltage	8
C1	50 μ F
C2	50 μ F
C3	100 μ F
L1	12,5 μ H
L2	500 μ H
Lm	130 μ H
Fs	50kHz
Output power	Maks 250W

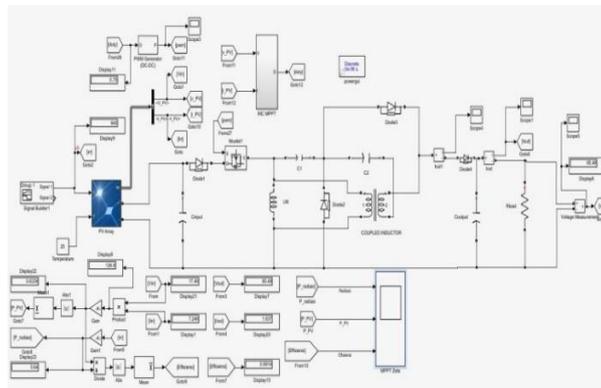
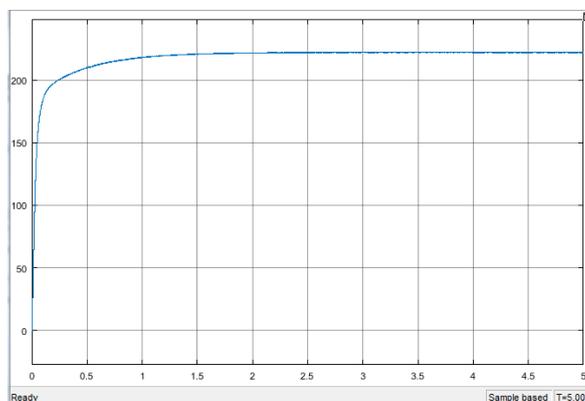
5. Simulasi

Pada bagian ini, perangkat lunak berupa software Matlab R2015a digunakan untuk memverifikasi nilai desain konverter zeta *coupled inductor* dengan sumber input panel surya dengan *layout* seperti pada gambar 10 berikut ini.

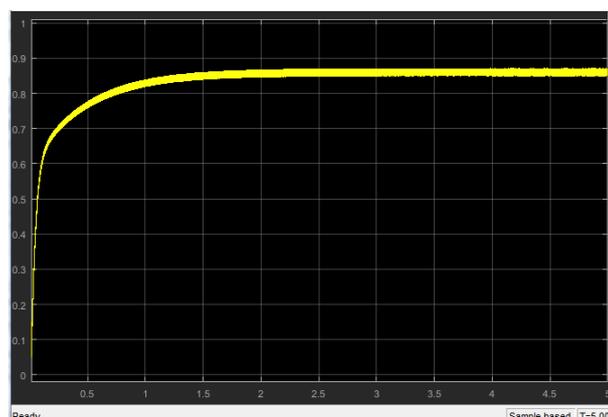
Sinyal gerbang pada mosfet yang terpasang memiliki periode waktu $T_s = 1/f_s = 20 \mu s$, untuk *duty cycle* $D=0,5$ didapat $T_{on} = T_s \cdot D = 10 \mu s$, sinyal ini yang tersuplai pada mosfet. Didapat penguatan tegangan sebesar 8 kali tegangan input 25-37 V ke tegangan output sebesar 220 V.

6. Estimasi Efisiensi secara teori

Pada bagian ini, estimasi efisiensi dapat dihitung termasuk rugi-rugi konduksi, rugi-rugi pensaklaran, dan dioda. Daya disipasi dari kapasitor dan rugi-rugi magnetik dari *coupled inductor*, semua terhitung sebagai berikut.

**Gambar 11.** Simulink Matlab Zeta Converter Coupled Inductor

Gambar 12. Keluaran Tegangan Zeta Converter Coupled Inductor



Gambar 13. Efisiensi Zeta Coupled Inductor

- a. Rugi rugi pensaklaran, terhitung saat komutasi mati, dalam kondisi hidup resistansi dari saklar aktif terhitung sebagai rugi rugi konduksi, arus RMS pada saklar aktif dapat diperhitungkan sebagai berikut:

$$I_{in_RMS} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \cdot \sqrt{D} = \frac{250}{25} \cdot \sqrt{0.5} = 7.07 \text{ A} \quad (43)$$

Kondisi hidup pada saklar memiliki resistansi 10 mOhm, sehingga rugi rugi konduksi didapatkan,

$$P_{CON} = I_{in_RMS}^2 \cdot R_{DS_ON} = (7.07)^2 \cdot 10^{-2} = 0.5 \text{ W} \quad (44)$$

Arus puncak dari kondisi mati komutasi dapat di hitung saat beban penuh sebesar $R_f=160 \text{ Ohm}$, $L_m=51.1 \mu\text{H}$ tersubstitusi pada persamaan (45)

$$i_{DSp} \approx \left[\frac{1+n}{(1-D)} + \frac{DT_S R(1-D)}{2L_m(1+n)} + \frac{2(1+n)}{D} \right] I_O \cong 26 \text{ A.} \quad (45)$$

dengan asumsi kondisi saat mati sebesar 50ns dan tegangan saklar mati telah dihitung pada persamaan (39), kemudian rugi-rugi saklar dapat di hitung sebagai berikut

$$P_{SW} = \frac{I_{DS_Peak} \cdot V_{DS} \cdot t_{off}}{2 \cdot T} = \frac{26 \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 1.625 \text{ W.} \quad (46)$$

- b. Rugi rugi konduksi dioda, rata rata arus I_{d1} , I_{d2} , dan I_{d3} adalah sama dengan nilai dari arus output, tegangan *forward* turun dari diode 1 sama dengan tegangan $V_{f1}:0,8V_{max}$; dioda D2 sama dengan $V_{f_D2} V_{max}$. Total rugi rugi konduksi dari dioda sebagai berikut

$$P_D = \frac{P_O \cdot (V_{F1} + V_{F2} + V_{F3})}{V_O} \quad (47)$$

$$= \frac{250(0.8 + 0.9 + 1.25)}{200} \cong 3.7 \text{ W}$$

- c. Rugi rugi kapasitor terjadi karena nilai ESR nya. Kapasitor saklar menerima energi dari input dan mengirim ke ouput. Output arus kapasitor dapat dihitung sebagai berikut

$$I_{C3_RMS} = \frac{P_O}{V_O} \cdot \sqrt{D} = \frac{250}{200} \cdot \sqrt{0.5} = 0.88 \text{ A} \quad (48)$$

$$I_{C2_RMS} = \frac{P_O}{V_{C2}} \cdot \sqrt{D} = \frac{250}{75} \cdot \sqrt{0.5} = 2.36 \text{ A} \quad (49)$$

$$I_{C1_RMS} = \frac{P_O}{V_{C1}} \cdot \sqrt{D} = \frac{250}{25} \cdot \sqrt{0.5} = 7.07 \text{ A.} \quad (50)$$

Impedansi dari tipe kapasitor ESR rendah dapat senilai 70 miliOhm untuk 50 uF/100V pada C1 dan C2, C3 senilai 130 miliOhm untuk 100 uF/400V, sehingga total kapasitor loses sebagai berikut,

$$P_{C3} = I_{C3_RMS}^2 \cdot ESR_{C3} \quad (51)$$

$$= (0.88)^2 \cdot 0.15 = 0.13 \text{ W}$$

$$P_{C2} = I_{C2_RMS}^2 \cdot ESR_{C2} \quad (52)$$

$$= (2.36)^2 \cdot 0.07 = 0.4 \text{ W}$$

$$P_{C1} = I_{C1_RMS}^2 \cdot ESR_{C1} \quad (53)$$

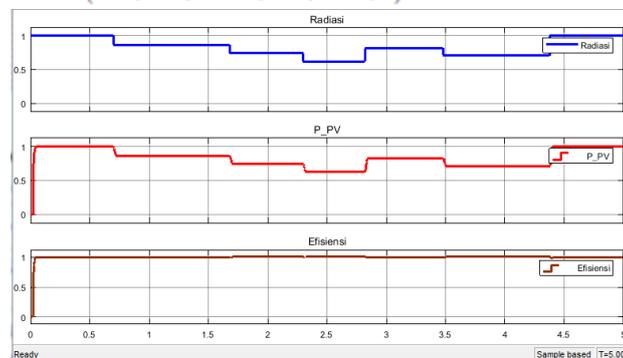
$$= (7.07)^2 \cdot 0.07 = 3.5 \text{ W}$$

$$P_{CTotal} = \sum_{n=1}^3 P_{Cn} = 4.03 \text{ W} \quad (54)$$

- d. Total efisiensi dari konverter adalah rugi rugi kabel dan inti dari transformer 1 W, diestimasi konversi efisiensi dari konverter yang diusulkan sebagai berikut :

$$\eta = \frac{P_O \cdot 100\%}{(P_O + P_{CON} + P_{SW} + P_D + P_{CTotal} + P_T)} \quad (55)$$

$$= \frac{250 \cdot 100\%}{(250 + 0.5 + 1.625 + 3.7 + 4.03 + 1)} = 95.8\%$$



GAMBAR11. EFISIENSI ZETA COUPLED INDUCTOR DENGAN KONTROL MPPT PADA PANEL SURYA 240WP

4. KESIMPULAN

Penggunaan konverter Zeta pada untuk MPPT pada Panel Surya terbukti memberikan tegangan keluaran yang tinggi dan stabil. Selain itu, konverter Zeta juga memberikan efisiensi yang cukup bagus. Efisiensi konverter tertinggi pada nilai 87%. Terdapat selisih efisiensi 8% antara simulasi dan perhitungan. Sistem konversi high step up rasio mampu mengkonversi tegangan hingga 8 kali lebih besar diperoleh dari tegangan input panel surya. Nilai konversi tegangan ini diharapkan dapat membuat *impact* dalam teknologi MPPT panel surya.

REFERENSI

- [1] E.Koutroulis, J.Chatzakis, K.Kalaitzakis and N.C.Voulgaris, "A bidirectional, sinusoidal, high-frequency inverter design", IEEE Proc.Electr. Power Appl., Vol. 148, No. 4, July 2001, pp. 315-318.
- [2] F. M Ibanez, J. M. Echeverria, J. Vadillo, L. Fontan and M. Lardizabal, "A step-up Bidirectional Series Resonant DCIDC Converter Using a Continuous Current Mode," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.30, no.3, pp.1393-1402, October 2014.
- [3] H. Lee, T. Liang and J.Chen, "Design and Implementation of a Bidirectional SEPIC-Zeta DC-DC Converter," in Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS),Melboume, June 2014 [Digests 9th Annual Conf. Magnetics Japan, p. 301, 1982].
- [4] J. Plaza Castillo, C. Daza Mafiolis, E. Coral Escobar, A. Garcia Barrientos and R. Villafuerte Segura, "Design, Construction and Implementation of a Low Cost Solar-Wind Hybrid Energy System," in IEEE Latin America Transactions, vol. 13, no. 10, pp. 3304-3309, Oct. 2015.
- [5] L. Yang, H. Liang and T. Liang, "Analysis and Implementation of a novel Bidirectional dc-dc Converter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 59, no. 1, pp.422-434, January 2012J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp.68-73.

- [6] Nihina A.M and Dhivya Haridas,” Comparative study of zeta converter and a novel zeta converter with coupled inductor” International Journal of Emerging Trends in Engineering Research, vol.3, no.7, July 2015.
- [7] Shih-Ming Chen, Tsorng-Juu Liang,Lung-ShengYang and Jiann-Fuh Chen,” A Boost Converter With Capacitor Multiplier and Coupled Inductor for AC Module Applications”, IEEE transactions on Industrial electronics, vol. 60, no. 4, april 2013.
- [8] S.Subasree and A.Balamani,” Zeta Converter With Coupled Inductor for AC Application” International Journal of Technology and Engineering System (IJTES)., Vol.6. No.2 – Jan-March 2014 Pp. 151-156
- [9] T. Liang, H. Liang, S. Chen, J Chen, and L.Yang, "Analysis, Design and Implementation of a Bidirectional Double-boost dc-dc Converter," IEEE Transactions on Industry Applications, vo1.50, no.6, pp.3955-3962, November 2014S. Chen, M. Lao, Y. Shen, T. Liang, "A Novel SwitchedCoupled- Inductor DC-DC Step-Up Converter and Its Derivatives," IEEE Transactions on Industry Applications, vo1.51,no.1,pp. 309-314, January 2015.