

Integrasi Boost Converter Dengan Rangkaian Pemilih wilayah Operasi Interleaved Dan Non-Interleaved Untuk Memperoleh Rentang Efisiensi Maksimum

Riz Rifai O. Sasue ¹⁾, Eka Firmansyah ²⁾, Suharyanto ³⁾

¹⁾²⁾³⁾ Departemen Teknik Elektro dan Teknologi Informasi, Universitas Gadjah Mada
Jl. Grafika no 2, Yogyakarta 55281
Email : riz.sie14@mail.ugm.ac.id

Abstrak. Pada penelitian ini, dilakukan perancangan dc-dc boost converter yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi interleaved dan non-interleaved menggunakan perangkat lunak LTspice untuk menentukan wilayah operasi secara otomatis dengan mengacu pada mode konduksi arus pada setiap kondisi pembebanan, jika konverter bekerja pada beban penuh maka boost converter akan beroperasi secara interleaved, sedangkan saat bekerja pada beban rendah beroperasi secara non-interleaved. Hasil simulasi menunjukkan boost converter yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi memiliki rentang efisiensi yang lebih baik jika dibandingkan dengan boost converter konvensional, dimana terjadi perbaikan efisiensi sebesar 17,32 % saat beroperasi pada beban yang rendah, dengan rentang efisiensi berkisar pada 81,6 % - 95,28 % dalam berbagai kondisi pembebanan.

Kata kunci : Boost Converter, Interleaved, Non-Interleaved, Efisiensi, LTspice .

1. Pendahuluan

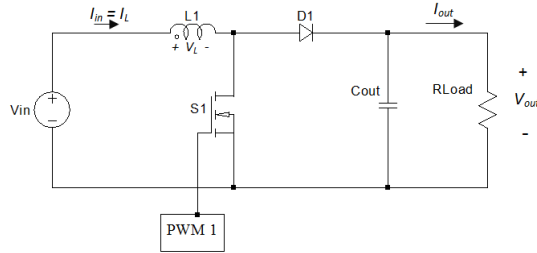
Perkembangan teknologi dan meningkatnya kebutuhan daya listrik yang meluas dewasa ini, memicu terjadinya krisis energi global, sementara di sisi lain sumber energi yang paling banyak digunakan adalah energi yang berasal dari energi fosil seperti bahan bakar minyak, batu bara, gas, yang merupakan sumber energi tidak dapat diperbaharui, untuk itu diperlukan suatu sumber daya alternatif untuk mengatasi kebutuhan energi khususnya energi baru dan terbarukan. Proses konversi energi terbarukan, boost converter memegang peran penting untuk merugulasikan tegangan yang berasal dari sumber energi terbarukan yang belum terugulasi dan tergolong rendah agar sesuai dengan kebutuhan beban [1, 2].

Boost converter digunakan untuk mengubah tegangan dc level tertentu menjadi tegangan dc level yang lebih tinggi dan bekerja berdasarkan prinsip pensaklaran yang digerakan oleh sinyal pemacu berupa *pulse width modulation* (PWM) dengan frekuensi tertentu. Mengacu pada kondisi arus induktor saat menyalurkan energi ke beban dalam setiap periode pensaklaran, *boost converter* bekerja pada dua mode operasi yang berbeda yaitu *continuous conduction mode* (CCM) dan *discontinuous conduction mode* (DCM) [3, 4] . Arus induktor pada mode operasi kontinyu (CCM) selalu lebih besar dari nol sehingga rerata arus induktor akan selalu lebih besar dari separuh nilai puncak *ripple* arus induktor ($\Delta I_{L,peak}$) seperti yang ditunjukkan pada persamaan berikut [5].

$$I_L \geq \frac{\Delta I_{L,peak}}{2} \dots\dots\dots (1)$$

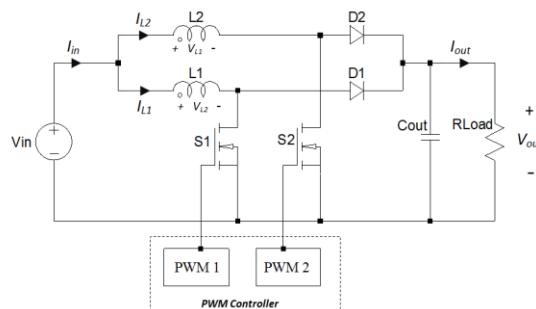
Pada mode operasi diskontinyu (DCM), arus induktor jatuh ke nol sebelum selesai periode pensaklaran, sehingga energi yang tersimpan didalam induktor akan habis dikonduksikan sebelum selesai satu periode pensaklaran [4, 6]. *Boost converter* yang beroperasi pada mode DCM akan menyebabkan arus puncak yang besar serta stres arus yang tinggi, sehingga menambah rugi-rugi pada komponen daya yang berujung pada buruknya efisiensi [7, 8].

Non-Interleaved boost converter merupakan topologi dasar *boost converter* dibentuk dengan komponen daya seperti induktor, MOSFET dan dioda, *non-Interleaved boost converter* bekerja selayaknya *boost converter* konvensional dan digerakan oleh sinyal PWM tunggal. Adapun bentuk topologi *non-interleaved* ditunjukkan pada Gambar 1 :



Gambar 1. Topologi dasar boost converter (*Non-Interleaved*)

Interleaved boost converter adalah pengembangan topologi dasar *boost converter* dengan menggandakan komponen-komponen daya. *Boost converter* dengan teknik *interleaved* digerakan oleh sakelar ganda menggunakan tegangan pemicu berupa PWM dengan beda fasa tertentu yang disesuaikan dengan jumlah percabangan arus atau jumlah fase (n). Keunggulan utama dari *interleaved boost converter* adalah *ripple* arus dan tegangan yang lebih rendah sehingga memperkecil ukuran *filter*. *Interleaved boost converter* yang beroperasi pada beban yang relatif rendah, nilai arus yang melewati induktor akan menjadi lebih kecil karena dampak penggandaan jumlah induktor, sehingga konverter akan bekerja pada mode konduksi diskontinyu (DCM) [8]. Adapun konfigurasi rangkaian dasar *boost converter* dengan teknik *interleaved* ditunjukkan pada Gambar 2 :



Gambar 2. *Interleaved boost converter*

Pada makalah ini dilakukan perancangan *boost konverter* yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi *interleaved* dan *non-interleaved* untuk menghindari mode konduksi diskontinyu ketika beroperasi pada beban rendah 20 - 40 % dari desain daya maksimal 250 W yang dapat bekerja secara otomatis sesuai kondisi beban, sehingga mampu bekerja dengan efisiensi maksimal dalam berbagai kondisi pembebanan.

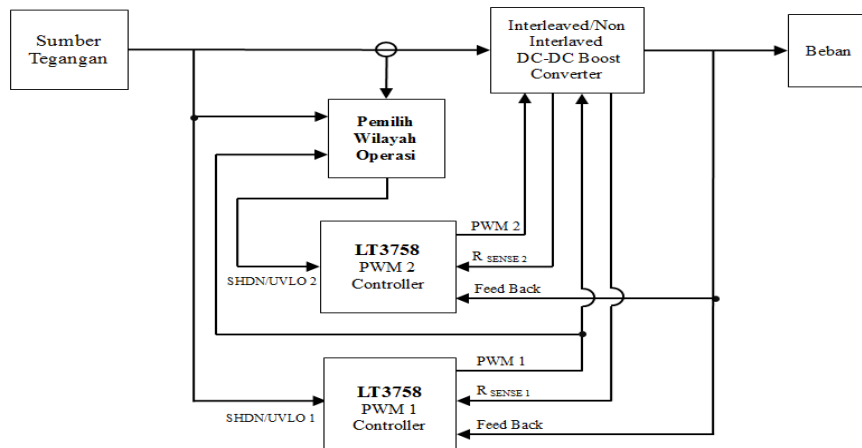
2. Metode

Model dan Perancangan dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak LTspice dengan spesifikasi seperti yang ditunjukkan pada Tabel 1 :

Tabel 1. Parameter dan Spesifikasi Desain *Interleaved Boost Converter*

No	Parameter	Spesifikasi
1	Daya Keluaran Maksimal (P_{max})	250 W
2	Tegangan Sumber (V_{in})	32,48 V _{dc} - 34,94 V _{dc}
3	Tegangan Keluaran (V_O)	120 V _{dc}
4	% <i>Ripple</i> Tegangan keluaran (ΔV_O)	< 1%
5	Arus Masukan (I_{in})	7,71 A
6	Arus Keluaran (I_O)	2,08 A
7	Frekuensi Pensaklaran (f_s)	100 kHz
8	<i>Duty Cycle</i> (D)	0,71 - 0,73

Diagram blok sistem *boost converter* yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih operasi ditunjukkan pada Gambar 3 :



Gambar 3. Blok diagram sistem *dc-dc boost converter*

Proses perancangan diuraikan dalam tahapan - tahapan sebagai berikut :

2.1 Perancangan Konverter

2.1.1 Penentuan Nilai Induktansi

Parameter yang menjadi acuan dalam menentukan nilai minimum induktansi adalah nilai *duty cycle* maksimum ($D_{\max}$), *ripple* arus induktor (ΔI_L), frekuensi pensaklaran (f_s), dan tegangan masukan minimum ($V_{in,\min}$). Jika diketahui nilai $V_{in,\min} = 32,48$ V, $\Delta I_L = 1,54$ A, $f_s = 100$ kHz, $D_{\max} = 0,73$ dan induktor membentuk dua fase interleaved ($n=2$), maka dapat dihitung ukuran minimum induktor sebagai berikut.

$$L_{1,2(\min)} = \frac{V_{in,\min} \cdot D_{\max}}{\Delta I_L \cdot N \cdot f_s} = \frac{32,48 \cdot 0,73}{1,54 \cdot 2 \cdot 100000} = 76,98 \mu\text{H} \dots\dots\dots (2)$$

Bila dengan arus masukan (I_{in}) = 7,71 A, maka nilai saturasi arus induktor dapat diketahui dengan perhitungan sebagai berikut.

$$I_{L,sat} = I_{in} + \frac{\Delta I_L}{2} = 7,71 + \frac{1,54}{2} = 8,48 \text{ A} \dots\dots\dots (3)$$

Melalui hasil perhitungan nilai minimum induktor pada persamaan (2) dan (3), maka induktor yang digunakan adalah WÜRTH ELEKTRONIK® 74435588200WE-HCI dengan nilai induktansi 82 μH , hambatan dalam 0,0304 Ω dan arus saturasi 8,50 A.

2.1.2 Penentuan Saklar Daya Elektronik

MOSFET digunakan sebagai komponen pensaklaran dengan mengacu pada parameter tegangan *drain* terhadap *source* (V_{DS}), kemampuan operasi maksimal arus *drain* ($I_{D,\max}$), ukuran resistansi *drain-source* ($R_{DS(on)}$) serta mempertimbangkan elemen parasitik yang menyebabkan rugi-rugi pensaklaran dan rugi-rugi pengisian kapasitor *gate* [9]. Tegangan operasi maksimum pada MOSFET harus melebihi nominal tegangan keluaran (V_O), sedangkan kemampuan operasi maksimum arus *drain* ($I_{D,\max}$) mengacu pada nilai *duty cycle* maksimal ($D_{\max}$) 0,73, *ripple* arus (ΔI_L) 1,54 A, arus keluaran (I_{out}) 2,083 A, sehingga dapat dihitung kemampuan operasi arus MOSFET dengan menggunakan persamaan berikut.

$$I_{D,max} = \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{I_O}{1 - D_{Max}} = \frac{1,54}{2} + \frac{2,083}{1 - 0,73} = 8,48 \text{ A} \dots\dots\dots (4)$$

Dengan mengacu pada Persamaan (4), serta menambahkan *safety margin* 60%, maka pada rangkaian simulasi digunakan N-Chanel MOSFET BSC900N20NS3 dengan spesifikasi tegangan *drain-source* (V_{DS}) 200 V, arus *drain* (I_D) 15 A dan resistansi *drain-source* ($R_{DS(on)}$) 0,009 Ω .

2.1.3 Penentuan Dioda

Penentuan jenis dan spesifikasi dioda pada *boost converter* mangacu pada nilai arus dan tegangan, sehingga dipilih dioda dengan arus *forward* dan tegangan *reverse* yang lebih besar dari tegangan keluaran (V_O) dan arus keluaran (I_O). Untuk meminimalisasi rugi - rugi pada dioda digunakan dioda yang memiliki *time reverse recovery* (t_{rr}), tegangan *forward* (V_F), arus *reverse* (I_F) yang relatif kecil. adapun model dioda yang digunakan pada penelitian ini adalah *ultra fast switching diode* tipe RFN5BM2S dengan spesifikasi *time reverse recovery* (t_{rr}) 25 ns , tegangan *forward* (V_F) 0,98 V, arus *forward* (I_F) 5 A, tegangan *reverse* (V_R) 200 V dan arus *reverse* (I_{RM}) 10 μ A.

2.1.4 Penentuan kapasitor keluaran

Kapasitor keluaran dapat ditentukan dengan mengacu pada parameter arus keluaran (I_O), tegangan keluaran (V_O), *ripple* tegangan (V_r), frekuensi pensaklaran (f_s), dan jumlah *fase interleaved* (n). Bila nilai $I_O = 2,083$, $V_O = 120$, $V_r = 1,2$ V, $f_s = 100$ kHz dan $n = 2$, maka dapat dihitung nilai minimum kapasitansi keluaran sebagai berikut :

$$C_{out} \geq \frac{I_O}{V_r \cdot V_O \cdot n \cdot f_s} \geq \frac{2,083}{1,2 \cdot 120 \cdot 2 \cdot 100000} \geq 0.072 \mu\text{F} \dots\dots\dots (5)$$

Dari hasil perhitungan nilai minimum kapasitor keluaran pada Persamaan (5) dan mempertimbangkan nilai kapasitor yang tersedia di pasaran, maka kapasitor keluaran dibentuk dari 2 buah kapasitor 10 μ F yang dihubungkan secara paralel untuk memperkecil *equivalent series resistor* (ESR) sehingga diperoleh total kapasitansi 20 μ F. Jenis kapasitor yang digunakan adalah KEMET® EDH106M200.

2.1.5 Pengaturan Kendali PWM

Sebagai kendali PWM digunakan *Chip* LT3758 yang dikonfigurasi pada frekuensi konstan 100 kHz, adapun pengaturan dasar pengoperasiannya diuraikan sebagai berikut.

Pengaturan Tegangan Keluaran: Untuk menetapkan tegangan keluaran pada *boost converter* dilakukan dengan memberikan tegangan umpan balik 1,6 V sebagai tegangan referensi sesuai standar LT3758 [10]. Tegangan umpan balik diperoleh dari resistor (R_{F1} dan R_{F2}) yang membentuk rangkaian pembagi tegangan. Bila dengan tegangan keluaran (V_{out}) 120 V dan nilai resistansi R_{F2} ditetapkan sebesar 100 k Ω , maka dapat diketahui nilai resistansi R_{F1} dengan menggunakan persamaan berikut:

$$R_{F1} = \left(\frac{V_O \cdot R_{F2}}{1,6} \right) - R_{F2} = \left(\frac{120 \cdot 100000}{1,6} \right) - 100000 = 7,4 \text{ M}\Omega \dots\dots\dots (6)$$

Penentuan R_{SENSE} : R_{SENSE} digunakan untuk membentuk arus referensi dalam pengendalian PWM. Untuk menentukan nilai R_{SENSE} mengacu pada nilai puncak arus *drain* ($I_{D,Peak}$) 8,48 A dan standar tegangan puncak (V_{SENSE}) 0,08 V, sehingga nilai R_{SENSE} dapat diketahui melalui perhitungan sebagai berikut :

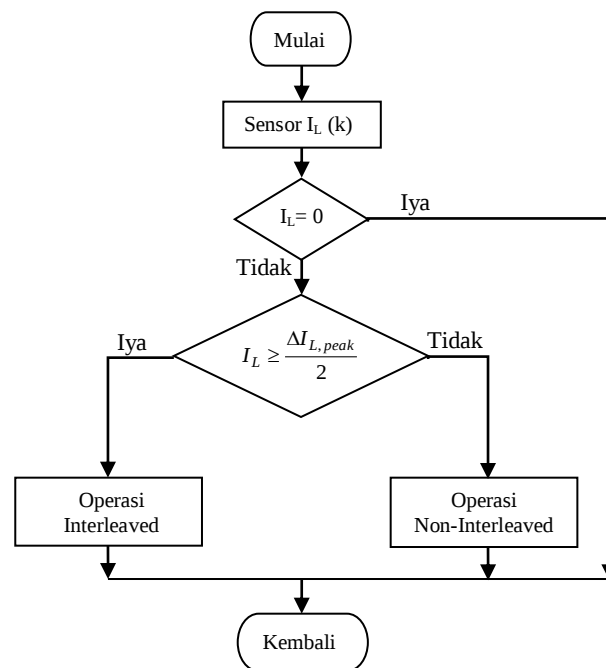
$$R_{SENSE} = \frac{V_{SENSE}}{I_{D,peak}} = \frac{0.08}{8,48} = 9,43 \text{ m}\Omega \dots\dots\dots (7)$$

Pengaturan Pin SHDN/UVLO: Pin SHDN/UVLO merupakan pin *enable* yang digunakan sebagai pin pengaktifan *chip* LT3758 dan difungsikan sebagai proteksi ketika terjadi *undervoltage* dan *overvoltage* dengan memberikan tegangan referensi 1,22 V [10]. Tegangan referensi dibentuk dari resistor pembagi tegangan (R_1 dan R_2). Jika nilai R_2 ditentukan sebesar 47 k Ω dengan tegangan sumber ($V_{in, min}$) 32,48 V, maka nilai R_1 dihitung dengan menggunakan persamaan berikut:

$$R_1 = \left(\frac{V_{in, min} \cdot R_2}{1,22} \right) - R_2 = \left(\frac{32,48 \cdot 47000}{1,22} \right) - 47000 = 1,2 \text{ M}\Omega \dots\dots\dots (8)$$

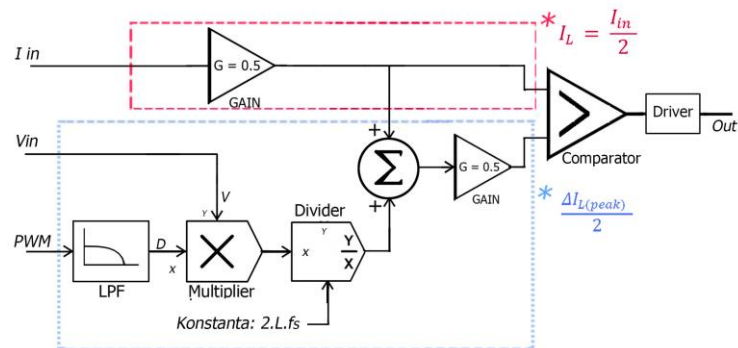
2.2 Perancangan Rangkaian Pemilih Wilayah Operasi

Disaat konverter yang dirancang pada topologi interleaved bekerja pada kisaran 20 - 40 % dari daya beban maksimal, konverter akan bekerja pada mode konduksi diskontinyu (DCM) dan cenderung menyebabkan losses tambahan karena penggandaan komponen daya pada sisi topologinya, untuk mengatasi masalah tersebut maka penggunaan topologi *interleaved* pada beban yang relatif rendah perlu dihindari dengan menon-aktifkan salah satu *chanel* induktor (dari dua induktor), hal ini dapat diwujudkan dengan memberikan tegangan 0 V pada pin SHDN/UVLO 2 sehingga *PWM controller* 2 akan non-aktif. Ketika *PWM controller* 2 non-aktif, proses pensaklaran pada induktor (L_2) tidak akan terjadi sehingga induktor L_2 tidak akan bereaktansi dan menyebabkan pemuatan/pelepasan energi hanya terjadi pada induktor L_1 saja. pada kondisi tesebut *boost konverter* yang awalnya bekerja pada wilayah operasi *interleaved* akan beroperasi pada wilayah *non-interleaved*. Konsep pengendalian rangkaian pemilih wilayah operasi mengacu pada karakteristik konduksi arus induktor yang ditunjukan pada Persamaan (1) sehingga membentuk suatu diagram alir sebagai berikut.



Gambar 4. Diagram alir rangkaian pemilih wilayah operasi

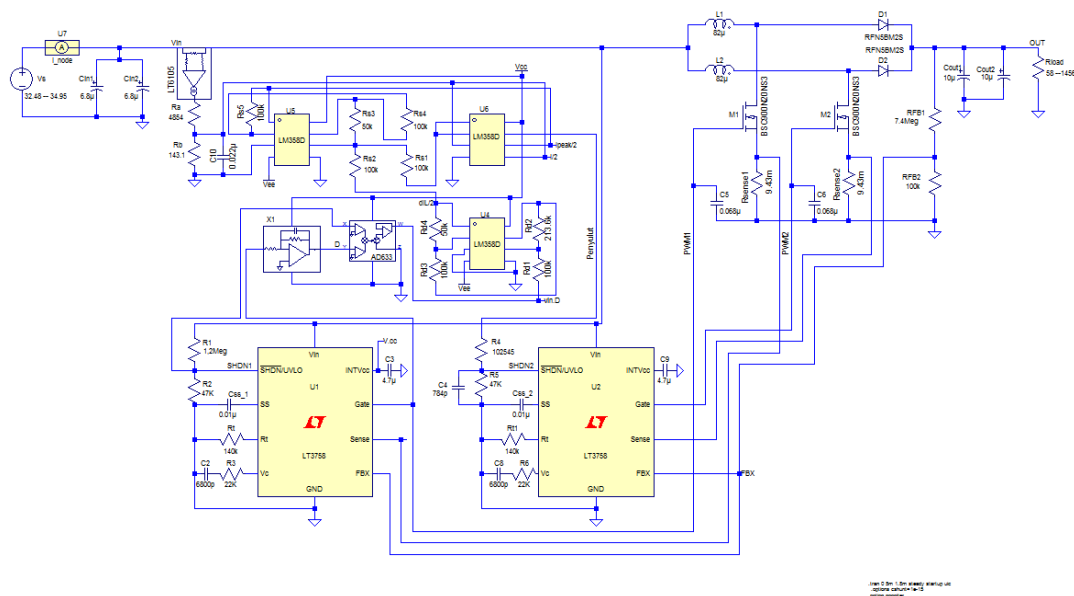
Rangkaian pemilih wilayah operasi digunakan untuk menghasilkan tegangan pemicu untuk mengaktifkan atau menon-aktifkan *Chip PWM controller* LT3758, nilai tegangan tersebut diperoleh dari perbandingan antara hasil bagi dua nilai puncak *ripple* arus induktor ($\Delta I_{L(\text{peak})} / 2$) dengan rerata arus induktor ($I_{L(\text{avg})}$) yang diperankan oleh *comparator*, kemudian variabel arus induktor diperoleh dari hasil sensor arus masukan yang selanjutnya diubah ke bentuk tegangan, sedangkan untuk nilai variabel puncak *ripple* arus induktor diperoleh dari rangkaian elektronis hasil penerapan operasi matematis dari karakteristik konduksi arus induktor pada Persamaan (1), untuk blok diagram sub-sistem Rangkaian pemilih wilayah operasi ditunjukkan pada Gambar 5 :



Gambar 5. Blok diagram rangkaian pemilih wilayah operasi

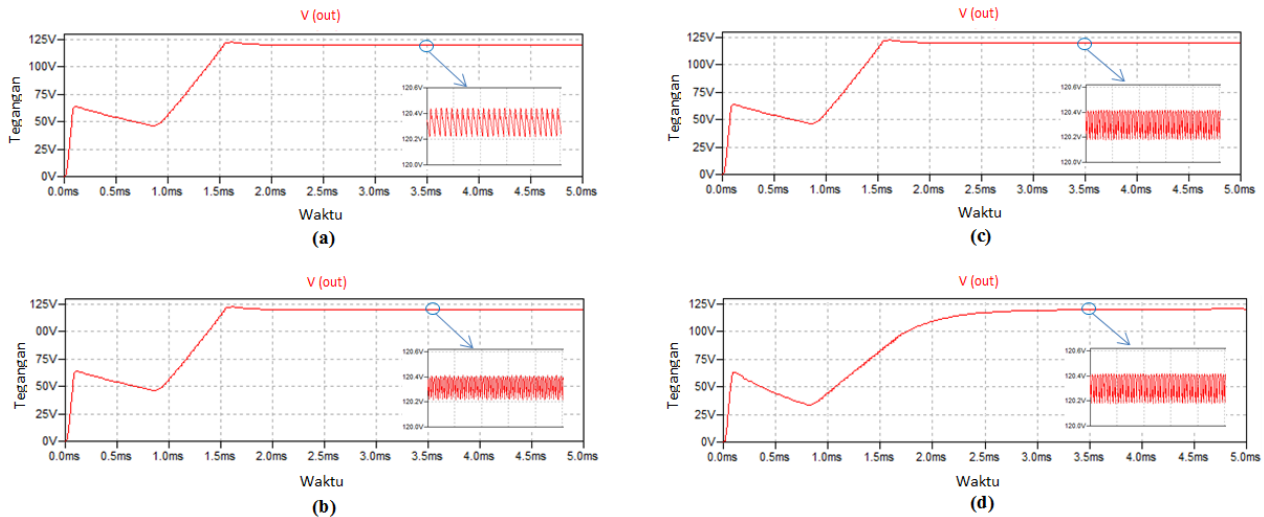
3. Hasil Dan Pembahasan

Pengujian dilakukan untuk meverifikasi kinerja sistem *boost converter* yang terintegrasi dengan pemilih wilayah operasi *interleaved* dan *non-interleaved* yang telah dirancang dengan menggunakan perangkat lunak Ltspice dengan susunan rangkaian seperti yang ditunjukkan pada Gambar 6 :



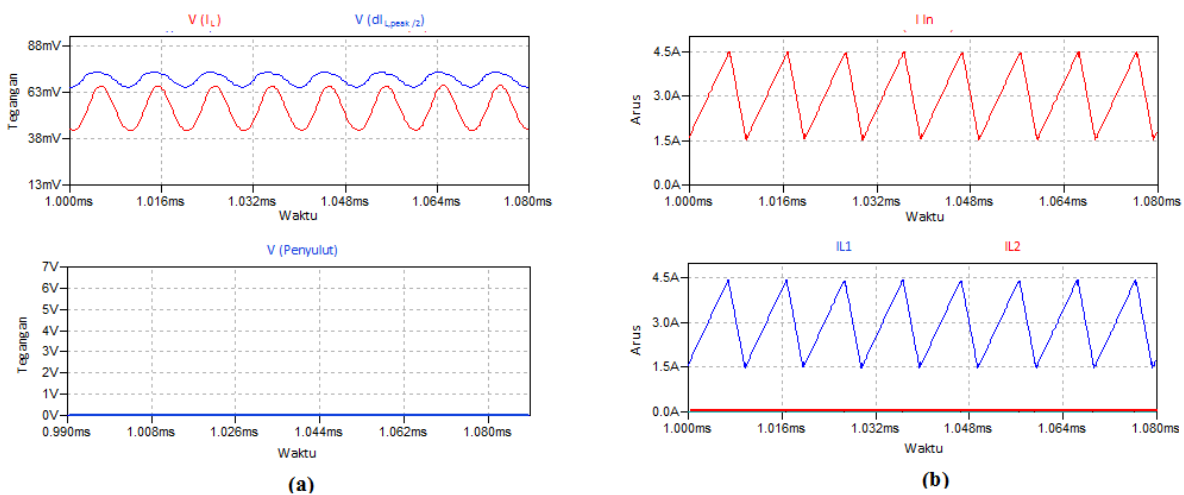
Gambar 6. Rangkaian simulasi pada perangkat lunak LTspice

Gambar 7 menampilkan hasil simulasi tegangan keluaran konverter dengan beban yang bervariasi, dimana tegangan keluaran tetap stabil pada kisaran 120,3 V meskipun terjadi perubahan kondisi pembebanan, hal tersebut menunjukan keberhasilan proses kendali yang diperankan oleh *chip* LT3758 sebagai kontrol PWM.



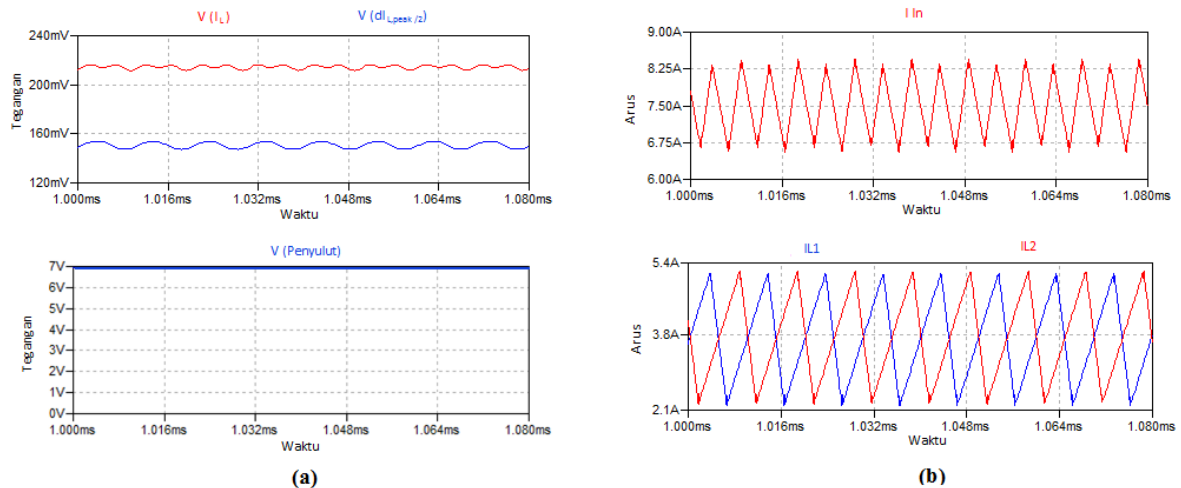
Gambar 7. Tegangan Keluaran pada berbagai kondisi beban :
(a) 25% beban. (b) 50% beban. (c) 75% beban. (d) 100% beban

Gambar 8(a) menunjukkan hasil pengukuran rangkaian pemilih operasi pada kondisi daya beban rendah (40% dari daya maksimal), dimana tegangan yang merepresentasikan arus rerata induktor $V(I_L)$ lebih kecil dari tegangan yang merepresentasikan separuh nilai arus puncak induktor $V(dI_{L, peak} / 2)$, sehingga tegangan keluaran comparator V (Penyulut) akan menjadi menjadi 0 V dan menonaktifkan pin SHDN/UVLO, sehingga salah satu sinyal PWM menjadi nonaktif, pada kondisi tersebut *boost konverter* beroperasi secara *non-interleaved* dengan bentuk gelombang arus masukan dan arus induktor seperti yang ditunjukkan pada Gambar 8(b)



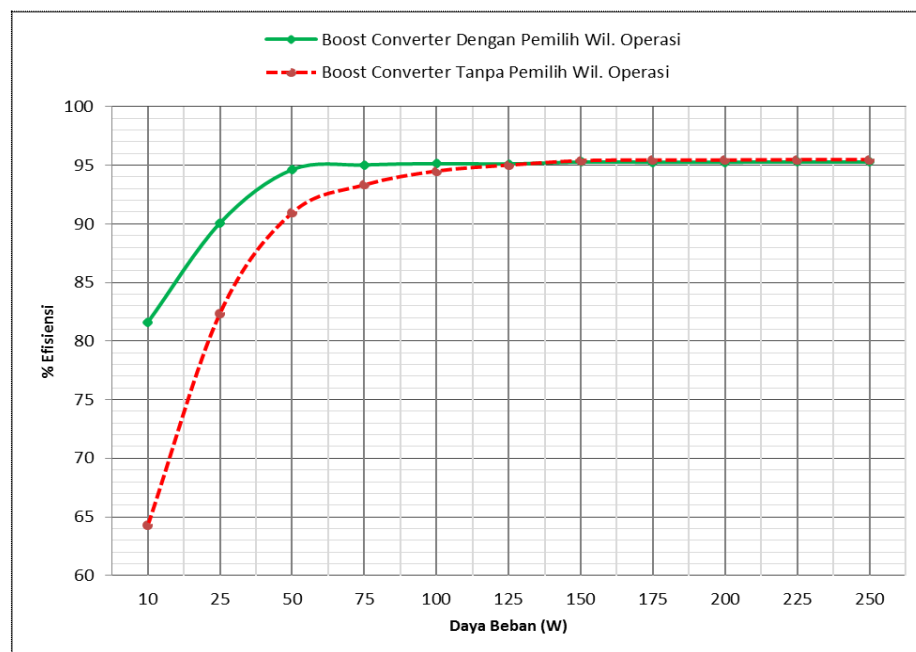
Gambar 8. Hasil simulasi pada beban rendah (40% daya) :
(a) Tegangan *input* dan *output* *comparator*. (b) Arus masukan dan arus induktor

Gambar 9(a) menunjukkan hasil pengukuran rangkaian pemilih operasi pada kondisi daya beban penuh, dimana tegangan yang merepresentasikan arus rerata induktor $V(I_L)$ lebih besar dari tegangan yang merepresentasikan separuh nilai arus puncak induktor $V(dI_{L, peak} / 2)$, dan menghasilkan tegangan keluaran *comparator* sebesar 6,96 V untuk memicu pin SHDN/UVLO, sehingga PWM 1 dan PWM 2 akan beroperasi, pada kondisi tersebut konverter akan bekerja secara *interleaved* dengan bentuk gelombang seperti yang ditunjukkan pada Gambar 9(b) :



Gambar 9. Hasil simulasi pada beban penuh :
(a) Tegangan *input* dan *output comparator*. (b) Arus masukan dan arus induktor

Gambar 10 menunjukkan kurva efisiensi *interleaved boost converter* yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi dan tanpa menggunakan rangkaian pemilih wilayah



Gambar 10. Efisiensi *boost converter* dengan rangkaian pemilih wilayah operasi dan tanpa rangkaian pemilih wilayah operasi

Plot kurva pada Gambar 10 menunjukkan *boost konverter* yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi menghasilkan efisiensi 95,28 %, sedangkan *boost converter* tanpa rangkaian pemilih wilayah operasi (*boost converter* konvensional) menghasilkan efisiensi sebesar 95,32 %. Sebaliknya ketika beroperasi pada kondisi beban rendah, *boost converter* konvensional menghasilkan efisiensi senilai 64,28 %, sedangkan *boost konverter* yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi menghasilkan efisiensi 81,6 %.

4. Simpulan

Perancangan dan simulasi *boost converter* yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi telah dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak LTspice. Hasil simulasi menunjukkan tegangan keluaran berada pada kisaran 120,3 V dalam berbagai kondisi daya beban. Ketika beroperasi pada kondisi daya beban rendah atau 20 - 40 % dari desain daya maksimal konverter. *boost converter* yang diintegrasikan dengan rangkaian pemilih wilayah operasi berhasil memperbaiki efisiensi *boost konverter konvensional* sebesar 17,32 %, sehingga diperoleh rentang efisiensi diatas 80 % yaitu 81,6 % sampai 95,28 % pada berbagai kondisi pembebebanan.

Daftar Pustaka

- [1] K. Kobayasi, H. Matsuo, and “ and Y Sekine, “Novel solar-cellpower supply system using a multiple-input DC–DC converter,” *IEEE Trans. Ind.Electron.*, 2006.
- [2] N. Coruh, S. Urgan, T. Erfidan, and S. Ozturk, “A Simple And Efficient Implementation Of Interleaved Boost Converter,” in *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2011, pp. 2364–2368.
- [3] N. Mohan, Tore M. Undelan, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications And Design.*, 2nd ed. JOHN WILEY & SONS, INC.
- [4] M. H. Rashid, *POWER ELECTRONICS HANDBOOK*. Academic Press Series in Engineering, 2001.
- [5] B. C. Barry, J. G. Hayes, M. G. Egan, M. S. Ryl, J. W. Masłóń, and K. J. Hartnett, “CCM and DCM Operation of the Integrated- Magnetic Interleaved Two-phase Boost Converter,” *IEEE Trans. Ind.Electron.*, pp. 35–42, 2014.
- [6] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2004.
- [7] A. Berasategi, C. Cabal, C. Alonso, and B. Estibals, “European efficiency improvement in photovoltaic applications by means of parallel connection of power converters Keywords I Introduction . II Photovoltaic conversion chain efficiency .,” *Univ. Toulouse*, no. 1, pp. 1–10, 2009.
- [8] S. E. Babaa, “Novel Switch Adaptive Control to Improve the Efficiency of Boost Converter in Photovoltaic Systems,” *J. Power Energy Eng.*, pp. 1–14, 2017.
- [9] M. Kamil, “AN1114: Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies,” *MICROCHIP Technology*, no. Part I, pp. 1–48, 2007.
- [10] Linear Technology Corporation, “LT3758/LT3758A - High Input Voltage, Boost, Flyback, SEPIC and Inverting Controller,” pp. 1–36, 2009.