PERBAIKAN EFISIENSI INTERLEAVED BOOST CONVERTER 200 W PADA KONDISI BEBAN RENDAH MENGGUNAKAN SKEMA PENSAKLARAN ADAPTIF

Riz Rifai Oktavianus Sasue[1], Eka Firmansyah[2], Suharyanto[3]

[1]Mahasiswa S2 Teknik Elektro / Departemen Teknik Elektro dan Teknologi Informasi, Universitas Gadjah Mada
[2,3]Pengajar/ Departemen Teknik Elektro dan Teknologi Informasi, Universitas Gadjah Mada
Email : riz.sie14@mail.ugm.ac.id

ABSTRAK

Interleaved boost converter memiliki beberapa keunggulan bila dibandingkan dengan *boost converter* konvensional diantara lain memperkecil *ripple* pada sisi masukan dan keluaran, serta transfer energi yang lebih baik. *Interleaved boost converter* yang beroperasi dalam kondisi daya beban yang rendah (*light-load*) atau berkisar antara 5 - 45% dari daya beban maksimal akan menyebabkan perubahan mode konduksi kontinyu ke diskontinyu, sehingga efisiensi konverter akan menurun secara signifikan. Makalah ini memaparkan perbaikan efisiensi konverter tipe *boost interleaved* pada kondisi beban rendah, dengan menerapkan skema pensaklaran adaptif untuk menonaktifkan salah satu fase *interleaved* dengan maksud menghindari mode konduksi diskontinyu. Setelah menerapkan metode tersebut, diperoleh perbaikan efisiensi sebesar 12,8 % pada saat konverter beroperasi pada beban 5 - 45 % dari desain daya maksimal konverter.

Kata Kunci: *Intereleaved, Boost Converter*, Efisiensi, LTSpice.

ABSTRACT

Interleaved boost converter has several advantages compared with conventional boost converter such as minimize ripple on input/output and better energy transfer. Interleaved boost converter operating under light-load conditions or at 5 - 45% of the maximum power, will altering continuous conduction mode to discontinuous conduction so that the efficiency of the converter will decrease significantly. This paper describes improving the efficiency of interleaved boost converters under light-load conditions by applying adaptive switching scheme to disable one of two interleaved phase in order to avoid discontinuous conduction mode. By applying the method, 12.8 % efficiency improvement is obtained when the converter operates at 5 - 45% of maximum power converter design.

Keywords: Intereleaved, Boost converter, Effisiency, LTSpice.

PENDAHULUAN

Boost converter memiliki peran yang penting untuk menaikan tegangan pada sisi keluaran dari sumber energi listrik, khususnya pada energi terbarukan dimana tegangan yang dihasilkan cenderung rendah dan belum teregulasi. *Interleaved boost converter* (IBC) merupakan pengembangan topologi boost konverter yang telah populer digunakan dalam konversi energi listrik, beberapa keunggulan dari *interleaved boost converter* antara lain adalah meminimalisir *ripple* pada sisi masukan dan keluaran sehingga memperkecil ukuran *filter*, mereduksi rugi - rugi konduksi pada induktor dan transfer energi yang lebih baik. (Subramanian, Prasanth, Srinivasan, & Dr.R.Seyezhai, 2015)

Efisiensi pada sebuah konverter berubah - ubah sesuai dengan perubahan kondisi beban. Secara ideal, sebuah konverter seharusnya memiliki tingkat efisiensi yang tinggi untuk seluruh rentang operasinya, ketika *interleaved boost convertrer* diaplikasikan pada sistem konversi dengan beban yang variatif dan dinamis, dimana konverter harus mengakomodasi beban dengan rentang daya yang lebar yaitu pada kisaran 5 - 100 % daya beban, maka dibutuhkan suatu sistem *boost* konverter yang memiliki rentang efisiensi yang baik pula, sementara itu *interleaved boost converter* yang beroperasi pada beban yang relatif rendah antara 5 - 45 % dari daya beban maksimal, nilai arus yang melewati induktor akan menurun karena dampak dari penggandaan jumlah induktor sehingga memaksa konverter bekerja pada mode konduksi diskontinyu (DCM), Saat *interleaved boost converter* beroperasi pada mode diskontinyu (DCM) rugi - rugi akan meningkat karena meningkatnya *peak current* pada komponen daya. (Babaa, Armstrong, & Pickert, 2013).

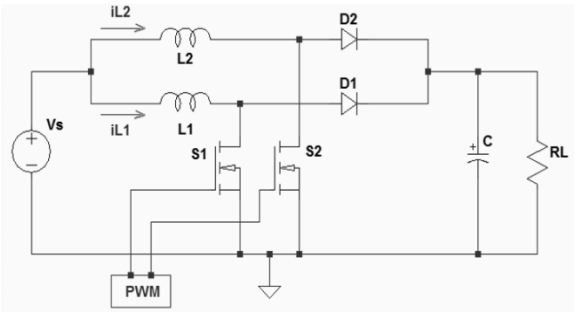
Pada penelitian ini dilakukan perancangan *interleaved boost converter* yang dilengkapi rangkaian kontrol dengan skema pensaklaran adaptif. Rangkaian tersebut berfungsi menonaktifkan salah satu induktor pada saat konverter beroperasi pada kondisi daya beban rendah *(light-load)*, untuk menjaga konverter tetap bekerja pada mode konduksi kontinyu (CCM), agar dapat diperoleh suatu

sistem *interleaved boost converter* dengan rentang efisiensi yang lebih baik dalam berbagai kondisi pembebanan.

INTERLEAVED BOOST CONVERTER

Topologi *interleaved* pada konverter tipe *boost* dibentuk dengan menggandakan jumlah induktor, saklar elektronis (MOSFET) dan dioda. *Boost converter* dengan teknik *interleaved* digerakan oleh saklar elektronis ganda yang dipicu menggunakan *pulse width modulation* (PWM) dengan beda fasa tertentu dalam setiap periode pensaklaran.

Gambar 1. menunjukan topologi dasar IBC dengan dua fase *interleaved* (N=2), dimana terdapat percabangan pada induktor L, yang memisahkan arus masukan I menjadi I_{L1} dan I_{L2}. Karena induktor L_1 dan L_2 bekerja dengan fasa yang berbeda, maka proses pemuatan energi pada induktor L terjadi secara bergantian dan *ripple* arus terbagi menjadi dua bagian dan memperkecil *ripple* arus masukan dan tegangan keluaran. (Navamani, Lavanya, Vijayakumar, & Navauga, 2013; Rahavi, Kanagapriya, & Seyezhai, 2012; Zhang, Mattavelli, & Boroyevich, 2012).



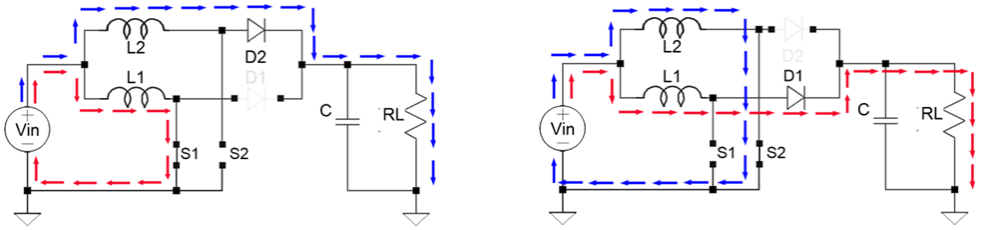
Gambar 1. Rangkaian Dasar Topologi *Interleaved Boost Converter*

Mengacu pada mode konduksi induktor saat menyalurkan energi ke beban dalam setiap periode pensaklaran, maka *boost converter* dapat bekerja pada dua mode operasi yang berbeda yaitu, *continuous condution mode* (CCM) dan *discontinuous conduction mode* (DCM). (Rashid, 2001; Erickson & Maksimovic, 2004).

1. *Continuous Conduction Mode* (CCM)

Pada mode CCM, arus induktor akan selalu lebih besar dari nol dan tidak akan pernah jatuh ke nol dalam setiap periode pensaklaran, sehingga rerata arus induktor akan selalu lebih besar dari separuh nilai puncak *ripple* arus (Barry et al., 2014). Saat beroperasi pada mode CCM *interleaved boost converter* bekerja dalam dua tahapan sebagai berikut.

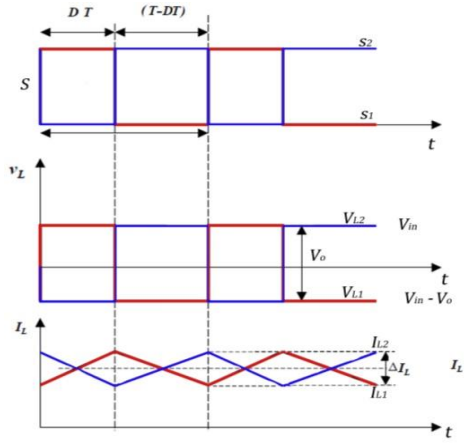
- Tahap 1, ketika saklar S_1 dalam keadaan tertutup, dioda D_1 dibias mundur sehingga terjadi pengisian energi pada induktor L_1, pada waktu yang bersamaan saklar S_2 terbuka, induktor L_2 berada dalam kondisi *idle* dan dioda D_2 dibias maju seperti yang ditunjukan pada Gambar 2(a).
- Tahap 2, saklar S_1 terbuka, dioda D_1 dibias maju sehingga energi yang tersimpan di dalam induktor L_1 akan disalurkan ke beban R_L, dalam waktu yang bersamaan saklar S_2 tertutup dan dioda D_2 dibias mundur, sehingga terjadi pengisian energi pada induktor L_2 seperti yang ditunjukan pada Gambar 2(b).



(a) (b)

Gambar 2. Tahapan Kerja *Boost Converter* : (a) Tahap 1. (b) Tahap 2

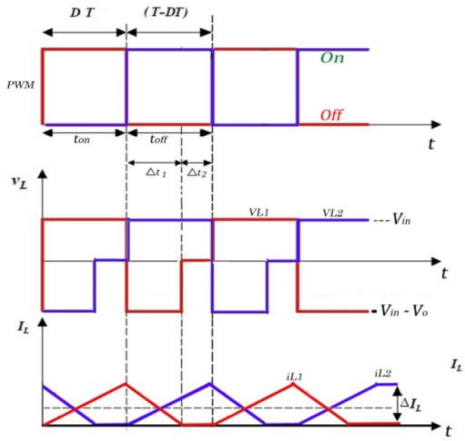
Representasi gelombang ideal *interleaved boost converter* pada mode CCM ditunjukan pada Gambar 3.



Gambar 3. Gelombang IBC Pada Mode CCM

2. *Discontinuous Conduction Mode* (DCM)

Pada mode DCM arus induktor akan jatuh ke nol ketika dalam kondisi saklar terbuka (t_{off}) pada setiap periode pensaklaran, sehingga terjadi perubahan periode waktu $\Delta t_{1,2}$ yang menyebabkan energi pada induktor akan habis sebelum satu periode pensaklaran berakhir. Adapun bentuk gelombang *interleaved boost converter* pada mode DCM ditunjukan pada Gambar 4.



Gambar 4. Gelombang IBC Pada Mode DCM

MODEL DAN PERANCANGAN

Model dan perancangan dilakukan menggunakan perangkat lunak Ltspice dengan spesifikasi yang ditunjukan pada Tabel 1.

Tabel 1. Spesifikasi *interleaved boost converter*

Parameter	*Spesifikasi*
Daya Keluaran maksimal (Po_{max})	200 W
Tegangan Sumber (V_{in})	32,48 - 34,94 V_{dc}
Tegangan Keluaran (V_O)	120 V_{dc}
% Ripple Tegangan keluaran (ΔV_O)	< 1 %
Arus Keluaran (I_{out})	1,67 A
Frekuensi Pensaklaran (f_s)	100 kHz
Duty Cycle Maksimal (D_{max})	0,73
IC Kontrol PWM	LT3758

Adapun langkah - langkah perancangan dan penentuan komponen pembentuk konverter dan rangkaian pengendalinya diuraikan sebagai berikut:

1. Penentuan Induktor

Untuk menentukan nilai minimum induktor mengacu pada spesifikasi pada Tabel 1, yaitu *duty cycle* maksimal (D_{max}) 0,73, *ripple* arus induktor (ΔI_L) 1,54 A, tegangan minimal sumber ($V_{in,min}$) 32,48 V dan frekuensi pensaklaran (f_s) 100 kHz. Jika *boost konverter* membentuk dua fase *interleaved* (N=2), maka ukuran minimal induktor ($L_{1,2}$) agar dapat beroperasi pada mode CCM dapat dihitung dengan menggunakan persamaan berikut:

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

Melalui hasil perhitungan pada Persamaan (1), maka nilai induktansi minimal pada setiap fase *interleaved* harus sama atau lebih besar dari 76,98 μH, dengan demikian induktor yang digunakan pada penelitian ini adalah WE-HCI SMD 74435588200, dengan nilai induktansi 82 μH, hambatan dalam (DC_R) 0,0273Ω dan saturasi arus (I_{sat}) 8,50 A.

Rugi-rugi yang paling signifikan pada induktor adalah *copper loss* yang dipengaruhi oleh arus masukan (I_{in}) 6,16 A, hambatan dalam induktor (DC_R) 0,0273Ω dan jumlah fase *interleaved* (N=2), sehingga rugi-rugi pada induktor dihitung dengan menggunakan persamaan berikut:

$$P_{ind,copper-loss} = \frac{I_{in}^{2}}{N}(DC_{R1} + DC_{R2}) = \frac{6{,}16^{2}}{2}(0{,}0273 + 0{,}0273) = 1{,}04\,\text{W} \quad (2)$$

2. Penentuan MOSFET

Parameter yang perlu diperhatikan dalam penentuan mosfet adalah rugi konduksi, rugi pensaklaran, serta kemampuan operasi arus dan tegangan. (Kavitha, Rajan, & Vengatesh, 2013). Tegangan operasi maksimum pada MOSFET harus melebihi nominal tegangan keluaran yang diinginkan yaitu 120 V, sedangkan untuk menghitung arus operasi maksimum pada MOSFET mengacu pada nilai *duty cycle* maksimal (D_{Max}) 0,73, *ripple* arus (ΔI_L) 1,54 A, arus keluaran (I_{out}) 1,67 A, sehingga dapat dihitung nilai arus operasi MOSFET (I_{Switch}) dengan menggunakan persamaan berikut:

$$I_{(Switch)} = \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{I_{out}}{1 - D_{\max}} = \frac{1{,}54}{2} + \frac{1{,}67}{1 - 0{,}73} = 6{,}96\,\text{A} \quad (3)$$

Dengan mengacu pada Persamaan (3), serta menambahkan *safety margin* 25%, maka pada penelitian ini digunakan N-Chanel MOSFET BSC900N20NS3 dengan spesifikasi tegangan *drain-source* (V_{DS}) 200 V, arus *drain* (I_D) 15 A dan hambatan *drain-source* ($R_{DS\,(on)}$) 0,009 Ω.

Rugi-rugi pada MOSFET terdiri dari rugi konduksi dan pensaklaran. Rugi konduksi ($P_{SW,cond\text{-}loss}$) merupakan disipasi daya pada MOSFET yang terbentuk dari hubungan antara arus masukan (I_{in}) 6,16 A, *duty cycle* maksimal (D_{Max}) 0,73 dan hambatan *drain-source* ($R_{DS\,(on)}$) 0,09 Ω, sehingga dapat dihitung rugi - rugi konduksi menggunakan persamaan berikut:

$$P_{SW,cond-loss} = R_{DS(on)} \cdot D_{\max} \left(I_{in}\right)^2 = 0{,}09 \cdot 0{,}73 \cdot (6{,}16)^2 = 2{,}49\,\text{W} \quad (4)$$

Rugi pensaklaran ($P_{SW,sw\text{-}loss}$) disebabkan oleh perpotongan antara arus *drain* dan tegangan *drain-source* dalam setiap periode pensaklaran, sehingga dengan tegangan keluaran (V_{out}) 120 V, arus masukan (I_{in}) 6,16 A, *turn on time* (t_{on}) 9,68 ns, *turn-off time* (t_{off}) 4,74 ns, *rise-time* (t_r) 4 ns, *fall-time* (t_f) 3 ns, frekuensi pensaklaran (f_s) 100 kHz, maka dapat dihitung rugi-rugi pensaklaran dengan menggunakan persamaan berikut:

$$P_{SW,sw-loss} = \frac{1}{2} \cdot V_o \cdot I_{in} (t_{on} + t_r + t_{off} + t_f)$$
$$= \frac{1}{2} \cdot 120 \cdot 6{,}16 (9{,}68 + 4{,}75 + 4 + 3)$$
$$(10^{-9}) \cdot 100000 = 0{,}79 \text{ W} \quad (5)$$

Sehingga melalui Persamaan (4) dan Persamaan (5) dapat diperoleh total rugi - rugi sebesar 3,28 W.

3. Penentuan Dioda

Dalam menentukan dioda, parameter utama yang menjadi acuan adalah kecepatan *reverse recovery*, tegangan *reverse* harus lebih besar dari tegangan keluaran, begitu juga dengan arus *forward* harus lebih besar dari arus keluaran. Pada penelitian ini digunakan *super fast recovery diode* tipe RFN5BM2S dengan spesifikasi arus *forward* (I_F) 5 A, arus *reverse* (I_R) 10 μA, tegangan *forward* (V_F) 0,9 V, tegangan *reverse* (V_R) 200 V dan *reverse recovery time* (t_{rr}) 25 ns. Rugi-rugi pada dioda terdiri dari rugi konduksi ($P_{D,cond-loss}$) dan rugi *reverse recovery* ($P_{D,rr-loss}$). Mengacu pada spesifikasi dioda yang digunakan, dengan arus keluaran (I_{out}) 1,67 A, tegangan keluaran (V_{out}) 120 V dan *duty cycle* maksimal (D_{Max}) 0,73, maka dapat dihitung rugi - rugi pada dioda dengan menggunakan persamaan berikut:

$$P_{D,cond-losss} = N \cdot V_F \cdot \left(\frac{I_{out}}{N}\right)(1 - D_{\max}) \quad (6)$$
$$= 0{,}9 \cdot 1{,}67 \cdot 0{,}27 = 0{,}4 \text{ W}$$

$$P_{D,rr-losss} = N \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{out} \cdot \left(\frac{I_R}{N}\right) \cdot t_{rr} \cdot f_s$$
$$= 120\left(\frac{10 \cdot 10^{-6}}{2}\right) 25 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 \quad (7)$$
$$= 1{,}5 \mu\text{W}$$

Sehingga melalui (6) dan (7), diperoleh total rugi-rugi pada dioda sebesar 0,4 W.

4. Penentuan Kapasitor Masukan Dan Kapasitor Keluaran

Untuk menentukan nilai kapasior keluaran (C_{out}) mengacu pada arus keluaran (I_{out}), *ripple* tegangan keluaran (ΔV_O), frekuensi pensaklaran (f_S),

sehingga dengan arus keluaran 1,67 A dan *ripple* tegangan keluaran 0,25 % dari tegangan keluaran atau setara 0,3 V, maka nilai minimum kapasitor keluaran dapat dihitung sebagai berikut:

$$C_{out} \geq \frac{I_{out}}{\Delta V_o \cdot 2 \cdot f_s} \geq \frac{1{,}67}{0{,}3 \cdot 2 \cdot 100000} \geq 27{,}7\,\mu\text{F} \quad (8)$$

Untuk memperkecil ESR pada C_{out} maka pada rangkaian simulasi digunakan dua kapasitor 16 μF yang dihubung paralel dengan total kapasitansi 32 μF, sedangkan kapasitor input (C_{in}) disesuaikan dengan standar operasi kendali PWM LT3758 yaitu 10 μF. (Linear Technology Corporation, 2009)

5. Pengaturan Kendali PWM

Sebagai pengendali PWM digunakan IC LT3758 dengan frekuensi konstan untuk mendapatkan tegangan keluaran yang stabil walau terjadi perubaahan beban. Pada penelitian ini digunakan dua unit pengendali PWM untuk menghasilkan sinyal yang berbeda fasa 180^0 antara PWM 1 dan PWM 2, dengan frekuensi konstan 100 kHz. Adapun pengaturan yang dilakukan untuk mengoperasikan IC LT3758 diuraikan sebagai berikut:

a. 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. Tegangan umpan balik diperoleh dari resistor (R_{F1} dan R_{F2}) yang membentuk rangkaian pembagi tegangan. Jika tegangan keluaran yang diinginkan (V_{out}) 120 V dan nilai hambatan R_{F2} ditentukan sebesar 100 kΩ, maka dapat dihitung nilai hambatan R_{F1} dengan menggunakan persamaan berikut:

$$R_{F1} = \left(\frac{V_{out} \cdot R_{F2}}{1{,}6}\right) - R_{F2} = \left(\frac{120 \cdot 100000}{1{,}6}\right) - 100000 = 7{,}4\,\text{M}\Omega \quad (9)$$

b. Penentuan R_{SENSE}

R_{SENSE} digunakan untuk mensensor arus *drain* terhadap *source* yang akan

digunakan sebagai arus referensi dalam pengendalian PWM. Penentuan nilai R_{SENSE} mengacu pada nilai puncak induktor ($I_{L,Peak}$) dan standar tegangan V_{SENSE} 0,08 V, sehingga dengan nilai $I_{L,Peak}$ 6.94 A, maka nilai R_{SENSE} dapat dihitung seperti berikut:

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SENSE}}{I_{L,\,Peak}} = \frac{0{,}08}{6{,}94} = 11{,}53\,m\Omega \quad (10)$$

6. Perancangan Rangkaian Kontrol Dengan Skema Pensaklaran Adaptif

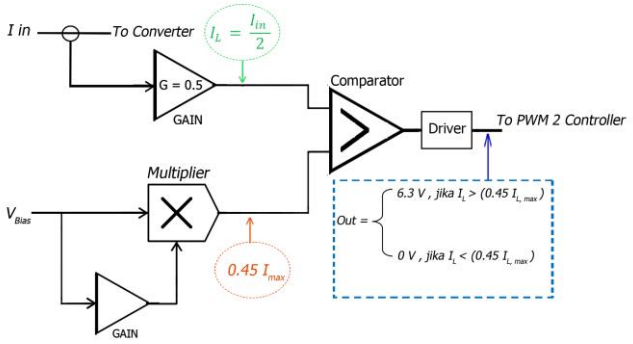
Interleaved boost converter pada penelitian ini digerakan oleh dua IC LT3758 untuk menghasilkan dua sinyal PWM yang berbeda fase 180^0. Disaat konverter bekerja pada 5% - 45% dari daya maksimum, maka salah satu IC kontrol PWM akan dinon-aktifkan dengan cara memberikan tegangan 0 V ke pin SHDN/UVLO pada IC LT3758 tersebut. Ketika salah satu PWM non-aktif, maka salah satu induktor tidak akan bereaktansi, dan arus dari sisi sumber akan mengalir sepenuhnya melalui satu induktor saja, sehingga mode konduksi diskontinyu (DCM) bisa dihindari. Untuk menjalankan konsep pengendalian tersebut, maka dirancang suatu rangkaian kontrol dengan skema pensaklaran adaptif, yang berfungsi untuk mendeteksi kondisi arus beban dengan mengacu pada karakteristik arus induktor. Melalui konsep pengendalian yang disebutkan diatas maka dapat disusun tabel kebenaran sebagai konfigurasi operasi pensaklaran adaptif yang dapat ditunjukan pada Tabel 2.

Tabel 2. Konfigurasi Operasi Pensaklaran Adaptif

Kondisi Arus Induktor	*Mode Konduksi*	*PWM 1*	*PWM 2*
$I_L > (0{,}45 \cdot I_{L,\max})$	CCM	On	On
$I_L < (0{,}45 \cdot I_{L,\max})$	DCM	On	Off

Output rangkaian kontrol dengan skema pensaklaran adaptif adalah berupa nilai tegangan yang digunakan sebagai pemicu pin SHDN/UVLO pada salah satu unit Kontrol PWM LT3758, nilai tegangan tersebut diperoleh dari

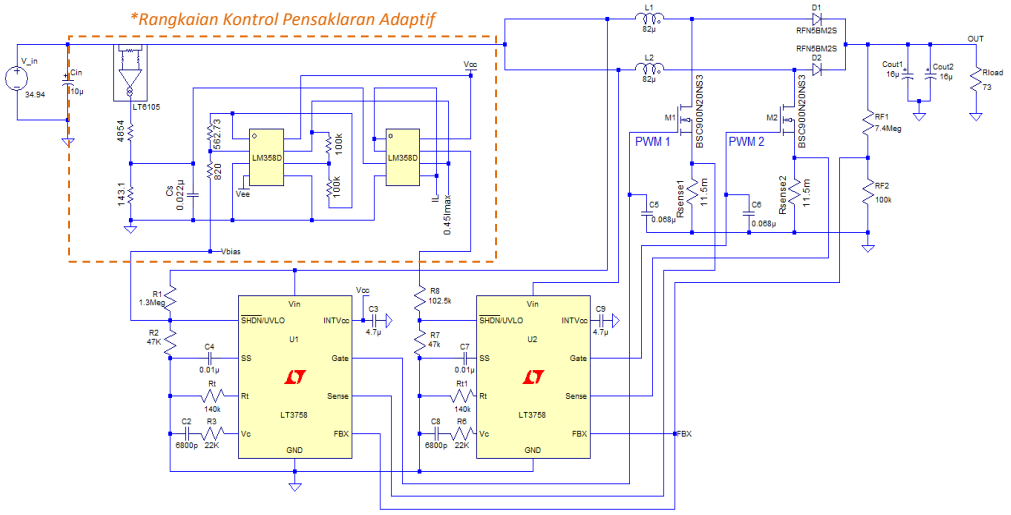
perbandingan antara arus induktor (I_L) dengan nilai 45 % dari arus maksimal induktor ($0{,}45I_L$). Variabel arus induktor diperoleh dari hasil sensor arus masukan, sedangkan untuk nilai 45 % arus induktor maksimal diperoleh dari operasi persamaan matematis yang diterapkan ke dalam rangkaian elektronis seperti yang ditunjukan pada Gambar 5.



Gambar 5. Diagram Blok Kontrol Pensaklaran Adaptif.

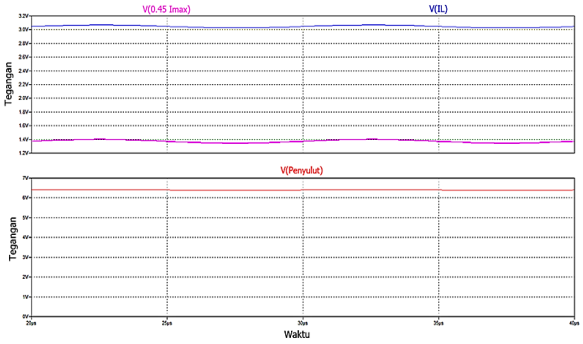
HASIL DAN PEMBAHASAN

Simulasi dilakukan untuk memverifikasi performa sistem *interleaved boost converter* yang telah dirancang dalam berbagai kondisi daya pada sisi beban. Sistem disimulasikan dengan menggunakan perangkat lunak Ltspice dengan konfigurasi seperti yang ditunjukan pada Gambar 6.

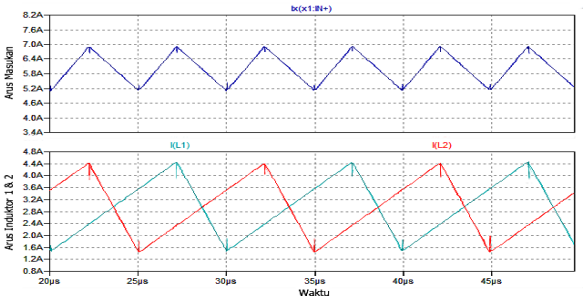


Gambar 6. Rangkaian simulasi pada LTspice

Hasil pembacaan tegangan pada terminal Op-Amp yang digunakan sebagai komparator untuk mendapatkan tegangan penyulut pin SHDN/UVLO pada kondisi beban penuh (*full-load*) ditunjukan pada Gbr 7(a). Pada kondisi beban penuh, konverter terdeteksi dalam mode konduksi kontinyu, maka tegangan keluaran Op-Amp bernilai sama dengan tegangan catu senilai 6,3V dan mengaktifkan pin SHDN/UVLO pada kedua unit IC LT3758, sehingga PWM 1 dan PWM 2 akan beroperasi. Pada kondisi ini *boost converter* bekerja secara *interleaved* dengan bentuk gelombang seperti yang ditunjukan pada Gbr. 7(b) .



(a)

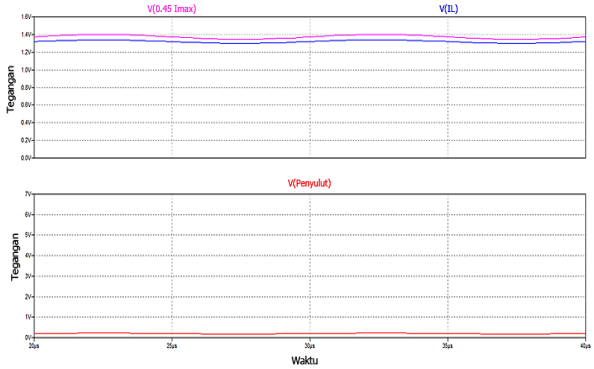


(b)

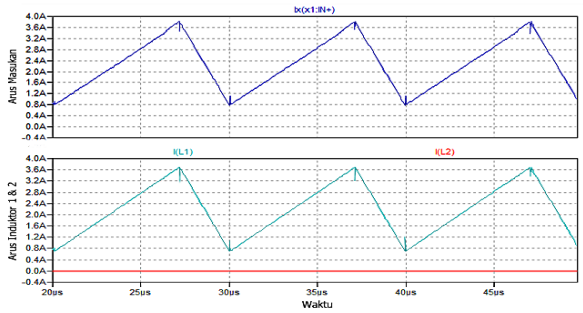
Gambar 7. Hasil Simulasi Kondisi Beban Penuh : (a) Tegangan Terminal Op-Amp. (b) Arus Masukan Dan Arus Induktor L_1 dan L_2.

Hasil pembacaan nilai tegangan pada terminal Op-Amp sebagai komparator untuk memperoleh tegangan penyulut SHDN/UVLO, pada kondisi beban rendah (*light-load*) ditunjukan pada Gambar 8(a). Ketika bekerja pada kondisi beban rendah, konverter terdeteksi dalam mode konduksi diskontinyu, sehingga tegangan keluaran Op-Amp bernilai 0 V, dan menyebabkan pin SHDN/UVLO pada LT3758 sebagai kendali PWM 2 akan non-aktif, sehingga induktor L_2 tidak

akan bereaktansi, dengan bentuk gelombang seperti yang ditunjukan pada Gambar 8(b).



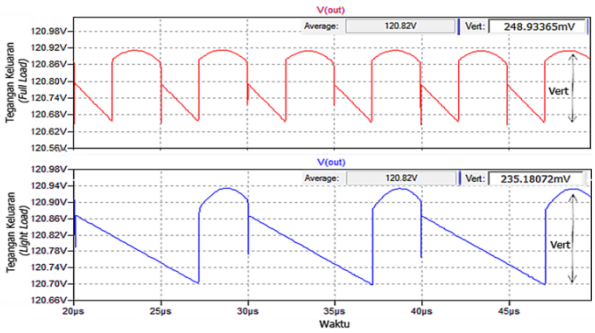
(a)



(b)

Gambar 8. Hasil Simulasi Kondisi Beban Rendah : (a) Tegangan Terminal Op-Amp. (b) Arus Masukan Dan Arus Induktor L_1 dan L_2.

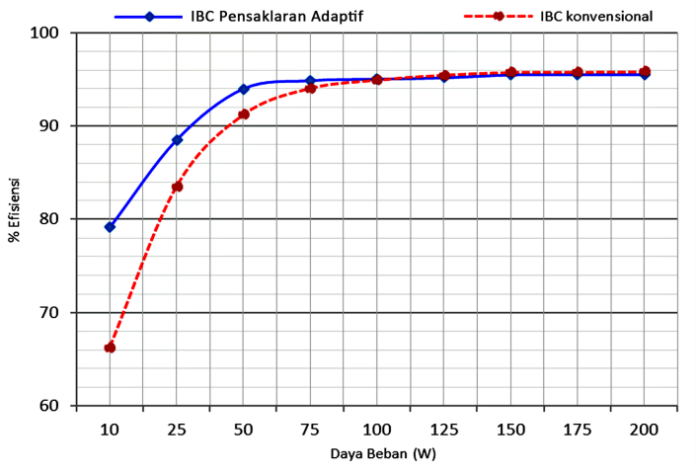
Gambar 9. menunjukan hasil simulasi tegangan keluaran pada kondisi beban penuh dan beban rendah, dimana nilai tegangan keluaran tetap stabil pada kisaran 120,8 V walau terjadi perubahan kondis beban, hal ini menunjukan keberhasilan kinerja kedua unit LT3758 sebagai kontrol PWM.



Gambar 9. Hasil Simulasi Tegangan Keluaran.

Melalui hasil simulasi yang ditunjukan pada Gambar 9, juga diperoleh *ripple* tegangan dibawah 1%, adapun *ripple* yang dihasilkan ketika dalam kondisi beban penuh adalah sebesar 248,93 mV dan pada kondisi beban rendah sebesar 235,18 mV.

Gambar 10. mununjukan kurva efisiensi IBC menggunakan skema pensaklaran adaptif dan tanpa menggunakan skema pensaklaran adaptif (IBC konvensional).



Gambar 10. Efisiensi IBC skema pensaklaran adaptif dan IBC konvensional.

Plot kurva pada Gambar. 10 menunjukan IBC dengan skema pensaklaran adaptif saat beroperasi pada kondisi beban penuh menghasilkan efisiensi 95,64 %, sedangkan IBC konvensional menghasilkan efisiensi sebesar 95,79 %. Sebaliknya ketika beroperasi pada kondisi beban rendah, IBC konvensional menghasilkan efisiensi 66,31 %, sedangkan IBC dengan menggunakan skema pensaklaran adaptif menghasilkan efisensi 79,11 %.

KESIMPULAN

Perancangan dan simulasi *interleaved boost converter* 200 W dengan skema pensaklaran adaptif telah dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak LTspice. Hasil simulasi menunjukan tegangan keluaran berada pada kisaran 120,8 V dengan *ripple* tegangan dibawah 1 % dalam berbagai kondisi daya beban. Ketika beroperasi pada kondisi daya beban rendah atau 5 - 45 % dari desain daya maksimal konverter (*light-load*), IBC dengan menggunakan skema pensaklaran

adaptif berhasil memperbaiki efisiensi IBC konvensional dengan perbaikan sebesar 12,8 %, sehingga memungkinkan konverter untuk melayani beban yang dinamis dengan rentang efisiensi yang lebih baik.

DAFTAR PUSTAKA

Babaa, S., Armstrong, M., & Pickert, V. (2013). High Efficiency Standalone Photovoltaic System Using Adaptive Switching of an Interleaved Boost Converter. *IEEE*.

Barry, B. C., Hayes, J. G., Egan, M. G., Rył, M. S., Masłoń, J. W., & Hartnett, K. J. (2014). CCM and DCM Operation of the Integrated- Magnetic Interleaved Two-phase Boost Converter. *IEEE Trans. Ind.Electron.*, hal 35–42.

Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2004). *Fundamentals of Power Electronics* (2nd ed.). Kluwer Academic Publishers.

Kavitha, S., Rajan, S. E., & Vengatesh, R. P. (2013). Performance Analysis Of Interleaved Dc–Dc Boost Converter For Photo – Voltaicpower Generation Systems. *IEEE*.

Linear Technology Corporation. (2009). LT3758/LT3758A - High Input Voltage, Boost, Flyback, SEPIC and Inverting Controller, hal 1–36.

Navamani, J. D., Lavanya, A., Vijayakumar, K., & Navauga. (2013). Comparison Of Efficiencies Of Interleaved Boost Converter For Reenergy Storage System. In *International Conference on Green Computing, Communication and Conservation of Energy (ICGCE)* (hal. 357–361).

Rahavi, J. S. A., Kanagapriya, T., & Seyezhai, R. (2012). Design and Analysis of Interleaved Boost Converter for Renewable Energy Source. In *International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies [ICCEET]* (hal. 447–451).

Rashid, M. H. (2001). *POWER ELECTRONICS HANDBOOK*. Academic Press Series in Engineering.

Subramanian, N., Prasanth, P., Srinivasan, R., & Dr.R.Seyezhai. (2015). Analysis And Experimentation Of Two-Phase Interleaved Boost Converter With Ripple Cancellation Network For Pv Applications. *Electrical and Electronics Engineering: An International Journal (ELELIJ)*, *4*(2), hal 105–115.

Zhang, X., Mattavelli, P., & Boroyevich, D. (2012). Impact of Interleaving on Input Passive Components of Paralleled DC-DC Converters for High Power PV Applications. In *15th International Power Electronics and Motion Control Conference* (hal. 1–6).