

Buku Ajar

Slamet Riyadi

Universitas Katolik Soegijapranata



Konverter Statis : Chopper dan PWM Rectifier serta Aplikasinya

Konverter Statis : Chopper dan PWM Rectifier serta Aplikasinya

Slamet Riyadi

UNIVERSITAS KATOLIK SOEGIJAPRANATA

Konverter Statis : Chopper dan PWM Rectifier serta Aplikasinya

Disusun oleh : Prof. Dr. Ir. Slamet Riyadi, MT
Program Studi Teknik Elektro
Universitas Katolik Soegijapranata
Semarang

Hak Cipta dilindungi undang-undang. Dilarang memperbanyak atau memindahkan sebagian atau seluruh isi buku ini dalam bentuk apapun, baik secara elektronik maupun mekanis, termasuk memfotocopy, merekam atau dengan sistem penyimpanan lainnya, tanpa izin tertulis dari Penulis dan Penerbit.

©Universitas Katolik Soegijapranata 2018

Edisi Pertama

ISBN : 978-602-6865-59-5

Desain Cover : Slamet Riyadi

PENERBIT:

Universitas Katolik Soegijapranata
Jl. Pawiyatan Luhur IV/1 Bendan Duwur Semarang 50234
Telpon (024)8441555 ext. 1409
Website : www.unika.ac.id
Email Penerbit : ebook@unika.ac.id

Katalog Dalam Terbitan:

ISBN 978-602-6865-59-5



Kata Pengantar

Puji syukur kami ucapkan kepada Tuhan Yang Maha Esa karena Buku Ajar dengan judul **Konverter Statis : Chopper dan PWM Rectifier serta Aplikasinya** telah dapat diselesaikan. Buku ini berisi tentang teori dasar dan hasil pemikiran Penulis yang sudah dikaji melalui beberapa penelitian. Buku ini diharapkan dapat digunakan mahasiswa program studi teknik elektro sebagai pendukung perkuliahan maupun dalam menyusun penelitian tahap awal.

Kegiatan belajar mengajar di bidang Teknik Elektro menuntut peran aktif para dosen dalam mengembangkan wawasan keilmuannya mengingat perkembangan disiplin teknik elektro yang begitu pesat. Pada rumpun Elektronika Industri, keterkaitan ilmu yang dipelajari dengan implementasi di lapangan sangat erat sekali. Dengan dilandasi oleh hasil kajian literatur dan hasil penelitian maka diharapkan para dosen mampu menuangkan hasil karyanya menjadi buku atau diktat yang dapat dipergunakan untuk meningkatkan kualitas materi pengajarannya.

Kami sadar bahwa buku ini masih jauh dari sempurna, untuk itu kami menantikan sumbangan para pembaca dalam bentuk kritik dan saran.

Hormat kami,

Penulis

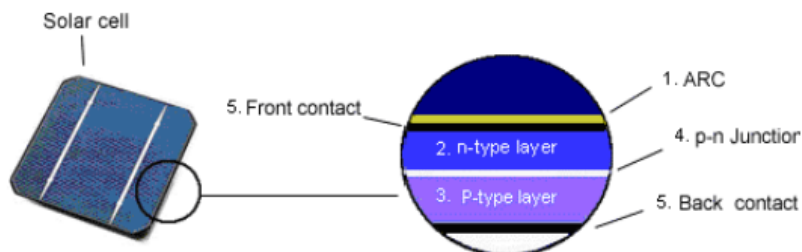
Daftar Isi

KATA PENGANTAR	iii
DAFTAR ISI	iv
BAB 1 Photovoltaic	1
1.1 Material PV	1
1.2 Jenis-Jenis Sel Surya	3
1.3 Hubungan Seri dan Paralel Modul Surya	5
1.4 Karakteristik Modul Surya	7
1.5 Simulasi Modul Surya	10
BAB 2 Maximum Power Point Tracker	17
2.1 Pendahuluan	17
2.2 Pembebanan PV secara Langsung	17
2.3 Chopper sebagai MPPT	23
2.3.1 Buck Chopper	23
2.3.2 Boost Chopper	28
2.3.3 Buck-Boost Chopper	32
BAB 3 PWM Boost Rectifier	37
3.1 Pendahuluan	37
3.2 Single Switch PWM Boost Rectifier	38
3.3 Half-Bridge PWM Boost Rectifie	43
3.4 Full-Bridge PWM Boost Rectifier	48
3.5 PWM Boost Rectifier Tiga Fasa	53
Simulasi dan Pengujian PWM Boost Rectifier Tiga Fasa	69

Photovoltaic

1.1 Material PV

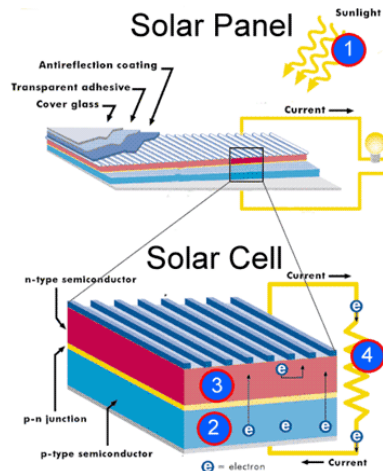
Untuk mengubah energi matahari menjadi energi listrik dapat digunakan sel surya atau sering dinamakan photovoltaic (PV). Listrik yang dihasilkan oleh piranti ini masih dalam besaran listrik arus searah (DC). Secara konstruksi sel surya merupakan piranti semikonduktor yang terdiri dari beberapa lapisan (Gambar-1.1), tetapi elemen yang paling utama adalah lapisan silikon (*P-type semiconductor* dan *N-type semiconductor*) karena kedua lapisan ini yang memiliki kemampuan menghasilkan listrik. Jika cahaya yang berasal dari matahari (berupa *photon*) menumbuk permukaan sel surya maka akan terjadi penumpukan elektron di sekitar sambungan (*junction*) P-N. Jika lapisan silikon tipe-P dan tipe-N terhubung dengan beban luar, aliran elektron akan terjadi. Makin banyak photon yang menumbuk akan menghasilkan jumlah elektron yang mengalir semakin banyak (Gambar-1.2).



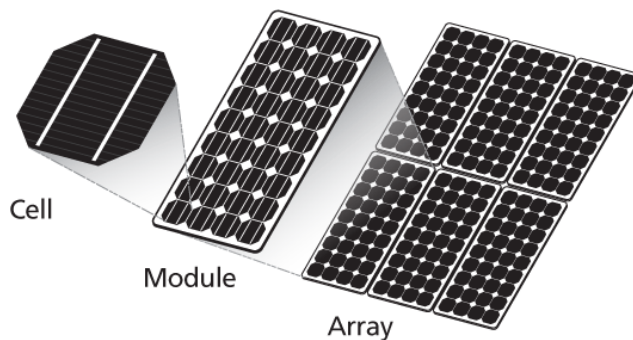
Gambar-1.1 Struktur dari sel surya

[<http://www.engineering.com/SustainableEngineering/RenewableEnergyEngineering/SolarEnergyEngineering/Photovoltaics/tabid/3890/Default.aspx>]

Sebuah sel surya hanya mampu menghasilkan daya yang sangat kecil sehingga untuk menghasilkan tegangan lebih besar maka beberapa sel dihubungkan secara seri sedangkan untuk menambah arus yang mengalir diperlukan beberapa sel yang dihubungkan secara paralel. Hubungan seri dan paralel dari sel surya ini umumnya tersedia dalam bentuk modul. Dalam aplikasi sering dijumpai pemasangan dua atau lebih dari modul surya, sistem ini dinamakan *array*.



Gambar-1.2 Pembangkitan listrik pada sel surya [<http://www.southernviewenergy.com/solar-101/faqs/solar-electric/>]

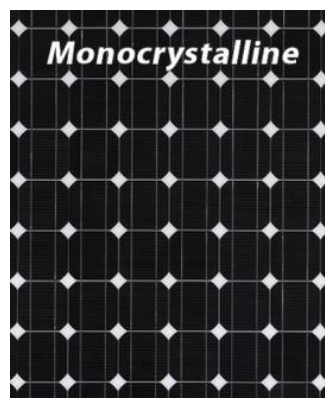


Gambar-1.3 Photovoltaic dalam bentuk sel, modul dan array [<http://www.samlexsolar.com/learning-center/solar-cell-module-array.aspx>]

1.2 Jenis-Jenis Sel Surya

Secara fabrikasi dapat dikategorikan tiga macam sel surya, yaitu :

- ❖ **Monocrystalline cell**, Jenis sel ini memiliki efisiensi pengkonversian dari energi matahari menjadi energi listrik paling tinggi. Secara fisik, sel jenis ini memiliki warna biru atau hitam-abu-abu, tiap sudut sel terdapat pembatas warna putih yang besar serta umumnya tersedia dalam modul yang dilapisi kaca tipis dan aluminium.
- ❖ **Polycrystalline cell**, sel ini terbuat dari *multi-crystalline silicon* dengan kualitas rendah sehingga memiliki efisiensi lebih rendah tetapi murah dalam pembuatannya. Secara fisik memiliki warna biru lebih terang tidak terdapat sambungan warna putih seperti pada *monocrystalline*. Tersedia dalam modul yang dilapisi lapisan kaca dan *frame* aluminium.
- ❖ **Thin-film cell**, dibuat dengan proses berbeda, berasal dari material semikonduktor berupa *thin-film* pada suatu substrat gelas atau aluminium. Sel jenis ini memiliki efisiensi rendah tetapi murah sehingga digunakan secara luas dalam aplikasi. Secara fisik, jenis sel ini tipis dan fleksibel.



Gambar-1.4 Sel surya jenis monocrystalline

[<http://www.solar-led-street-light.com/monocrystalline-vs-polycrystalline-solar-panels/>]



Gambar-1.5 Sel surya jenis Polycrystalline

[<http://www.solar-led-street-light.com/monocrystalline-vs-polycrystalline-solar-panels/>]



Gambar-1.6 Sel surya jenis Thin-film cell

[<http://news.thomasnet.com/imt/2012/06/05/thin-film-photovoltaics-market-aims-to-convert-on-huge-potential>]

Tabel-1.1 Efisiensi dari ketiga jenis sel surya[www.n-e-renewables.org.uk]

	Thin Film	Polycrystalline	Monocrystalline	Hybrid
Cell Efficiency at STC	8 - 12%	14 - 15%	16 - 17%	18 - 19%
Module Efficiency	5 - 7%	12 - 14%	13 - 15%	16 - 17%

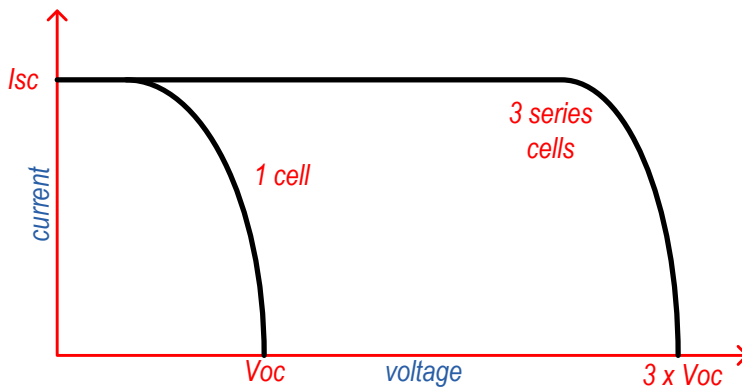
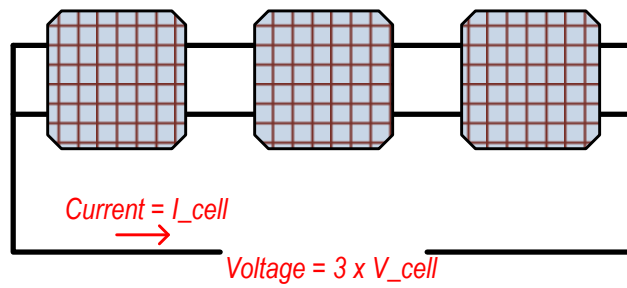
Suatu modul surya jika dikenai cahaya matahari akan menghasilkan energi listrik dalam bentuk besaran DC (*direct current*). Nilai keluarannya ditentukan oleh produsen berdasarkan suatu pengujian yang dinamakan *Standard Test Condition (STC)* dengan menggunakan temperatur 25 derajat Celcius, *solar irradiance* (intensitas) sebesar 1000 W/m persegi. Dalam aplikasi keluaran dari suatu modul surya dipengaruhi oleh

- ❖ Temperatur, daya keluaran suatu modul surya akan berkurang seiring naiknya temperatur
- ❖ Debu, adanya debu yang menutup permukaan modul surya juga akan mengurangi intensitas matahari yang mengenai modul surya

1.3 Hubungan Seri dan Paralel Modul Surya

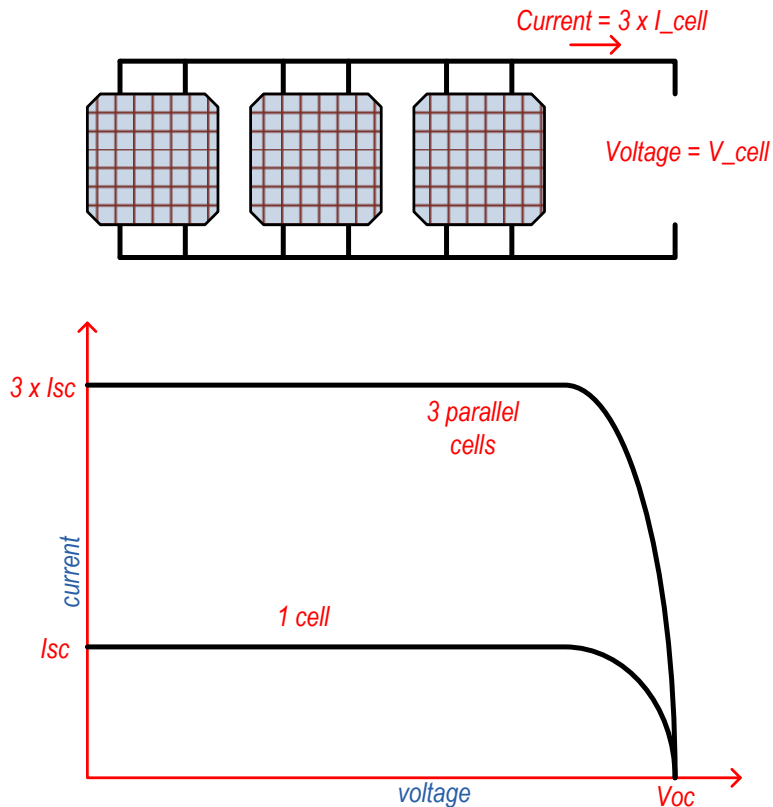
Daya listrik keluaran suatu sel surya bergantung pada desain dan material semikonduktor yang digunakan, tetapi biasanya sangat kecil dan tidak mungkin mencukupi kebutuhan aplikasi. Untuk mengantisipasi kendala ini maka sejumlah sel harus dihubungkan secara listrik. Dua hubungan listrik yang biasa digunakan adalah hubungan seri dan hubungan paralel.

- ❖ Hubungan seri dapat dilakukan dengan menghubungkan terminal negatif suatu sel surya dengan terminal positif sel surya yang lain. Ujung terminal positif sel surya yang pertama dan ujung terminal negatif sel surya terakhir akan menjadi terminal positif dan negatif modul surya ekuivalen. Sel-sel surya yang dihubung secara seri akan dialiri arus listrik yang sama tetapi dengan tegangan terminal modul kelipatan dari jumlah sel yang dihubungkan secara seri. Dalam melakukan hubungan seri dari beberapa sel surya perlu diperhatikan keseragaman sel. Jika terdapat sebuah sel surya yang menghasilkan arus lebih rendah dari sel suryalain maka arus modul tidak akan optimum.



Gambar-1.7 Hubungan sel surya secara seri

- ❖ Hubungan paralel dapat dilakukan pada beberapa sel surya dengan cara menggabungkan semua terminal positif dari masing-masing sel surya menjadi satu, begitu juga dengan terminal negatif. Hubungan paralel ini memberikan tegangan operasi modul sama dengan tegangan operasi sebuah sel surya tetapi arusnya merupakan penjumlahan dari arus masing-masing sel surya. Keseragaman dari sel-sel surya yang akan dihubungkan secara paralel juga harus diperhatikan untuk mendapatkan operasi optimum.



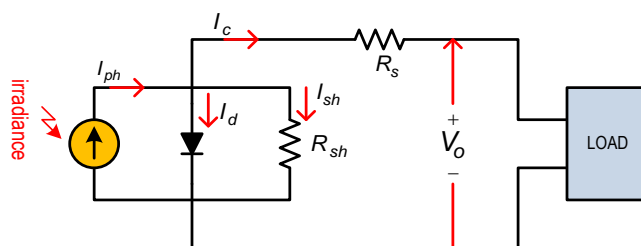
Gambar-1.8 Hubungan sel surya secara paralel

1.4 Karakteristik Modul Surya

Sel surya merupakan piranti semikonduktor yang mampu mengubah energi matahari menjadi energi listrik dalam bentuk tegangan/arus DC. Dalam implementasi, kinerja sel surya dalam mencapai nilai daya maksimumnya sangat dipengaruhi oleh kondisi lingkungan. Hubungan arus dan tegangan pada sel surya memiliki sifat unik, yaitu kombinasi antara sumber tegangan dan sumber arus. Dalam implementasi umumnya sel surya tersedia dalam bentuk modul dan array. Pemasangan beban secara langsung pada modul surya akan membuat modul surya beroperasi pada nilai arus dan tegangan tertentu. Perkalian kedua besaran tersebut akan menghasilkan daya yang merupakan daya modul surya pada kondisi lingkungan dan pembebanan tertentu.

Suatu model sel surya akan dijabarkan untuk memberi pemahaman. *Irradiance* matahari mengakibatkan arus I_{ph} (*photo-current*) mengalir. Arus ini akan mengalir dan bercabang menuju dioda (I_d), tahanan shunt (I_{sh}) dan keluar ke beban (I_c). Dengan mengacu pada Gambar-1.9 maka dapat diturunkan persamaan

$$I_{ph} = I_c + I_d + I_{sh} \quad (1-1)$$



Gambar-1.9 Rangkaian ekuivalen sel surya

dan

$$I_c = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (1-2)$$

Jika

$$I_d = I_o \left(\exp \frac{e(V + IR_s)}{mkT_c} - 1 \right) \quad \text{dan} \quad I_{sh} = \frac{V + R_s I}{R_{sh}}$$

maka

$$I = I_{ph} - I_o \left(\exp \frac{e(V + IR_s)}{mkT_c} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (1-3)$$

di mana

m = Idealizing factor

k = Boltzmann gas constant ($1,381 \times 10^{-23}$)

R_s = tahanan seri

R_{sh} = tahanan shunt

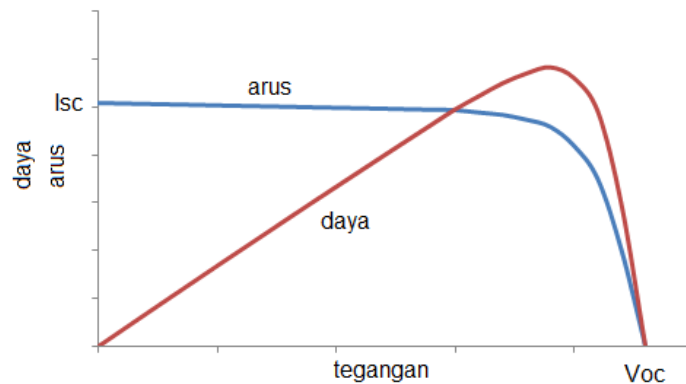
I_{ph} = arus terbangkit akibat cahaya matahari (*photo-current*)

e = muatan elektron ($1,602 \times 10^{-19}$)

I_D = normal *diode current*

I_o = dark *saturation current*

Memperhatikan persamaan (1-3) maka suatu kurva karakteristik sel surya dapat diturunkan seperti disajikan pada Gambar-1.10. Mengacu gambar tersebut tampak bahwa sel surya merupakan kombinasi dari sumber arus dan sumber tegangan.



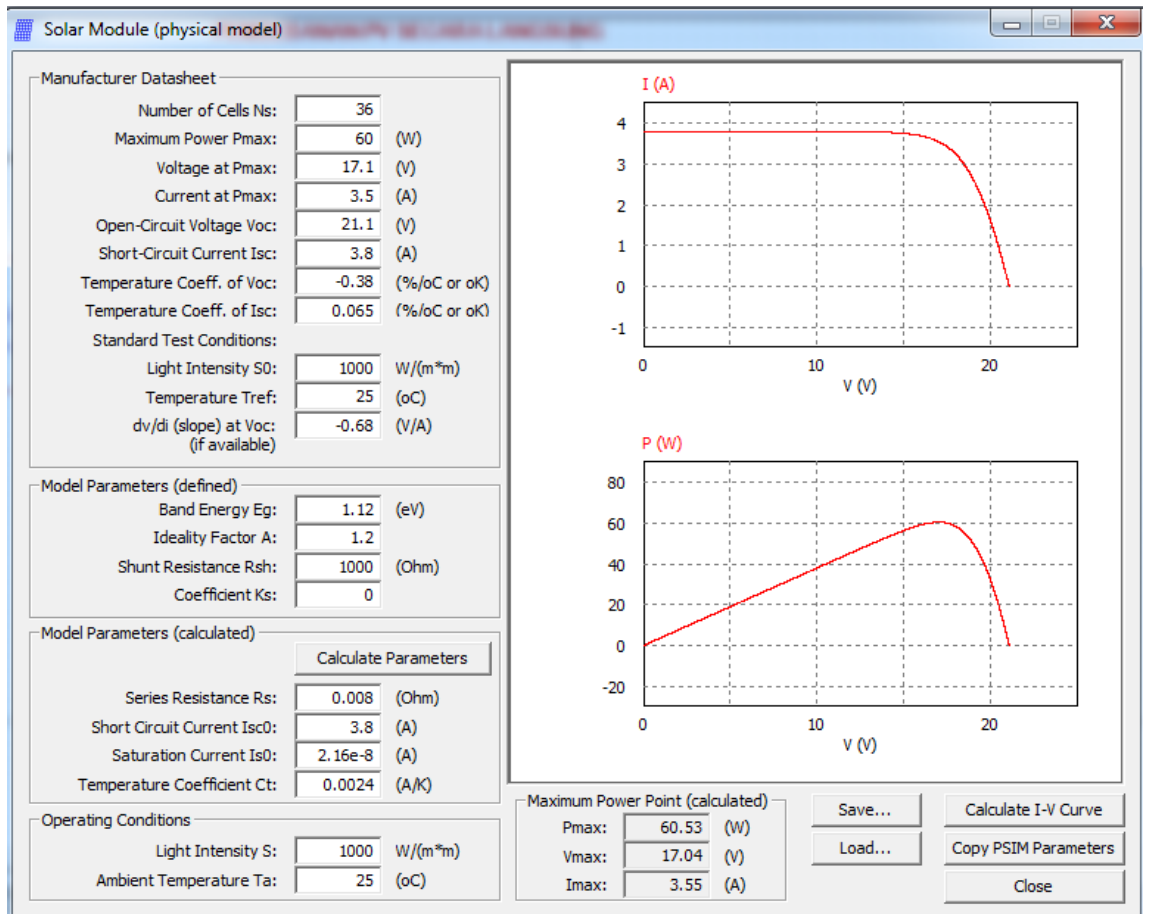
Gambar-1.10 Karakteristik I-V dan P-V dari sel surya

Dari gambar tersebut dapat diambil kesimpulan bahwa terdapat satu titik operasi pada kurva di mana dihasilkan daya maksimum. Oleh karena itu dalam implementasinya suatu sel surya seharusnya dioperasikan pada titik ini. Pada Gambar-1.10 tampak suatu karakteristik I-V dari modul surya. Pada kurva akan terdapat nilai tegangan V_{MPP} dan arus I_{MPP} yang menghasilkan daya maksimum P_{MPP} . Pembagian nilai tegangan dan arus tersebut akan menghasilkan suatu nilai tahanan yang disebut dengan R_{MPP} di mana

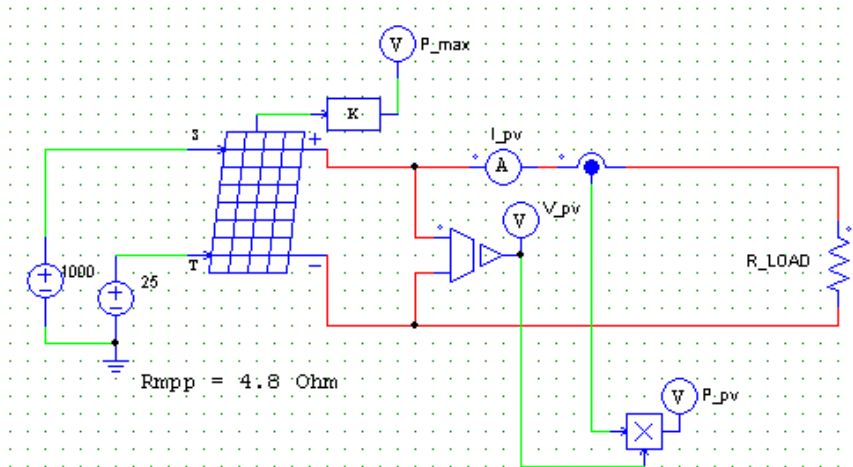
$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (4-4)$$

1.5 Simulasi Modul Surya

Untuk lebih memberi pemahaman maka dilakukan simulasi bagaimana menggunakan panel surya melalui perangkat lunak PSIM. Modul surya yang dipakai memiliki nilai daya maksimum 60 W pada temperatur 25 derajat Celcius dan Iradiasi matahari 1000 W/m². Beberapa hal penting yang perlu diperhatikan dari data parameter adalah nilai tegangan dan arus pada daya maksimum, yaitu sebesar 17,1 V dan 3,5 A, nilai tegangan pada kondisi open circuit sebesar 21,1 Volt dan nilai arus pada saat modul dihubung singkat sebesar 3,8 A. Memperhatikan persamaan (1-4) di atas tampak bahwa modul surya akan menghasilkan daya pada nilai maksimumnya jika beban yang terpasang memiliki nilai tertentu. Pada simulasi ini, nilai tahanan beban agar dihasilkan daya maksimum adalah $17,1/3,5$ atau sekitar 4,8 Ohm. Simulasi dilakukan dengan mengambil nilai tahanan yang jauh lebih besar dan lebih kecil dari 4,8 Ohm.

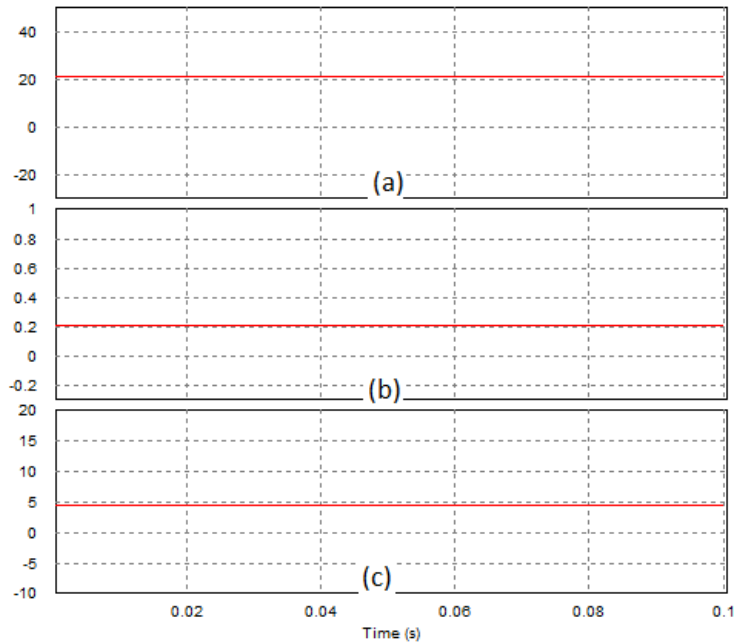


Gambar-1.11 Parameter modul surya untuk simulasi

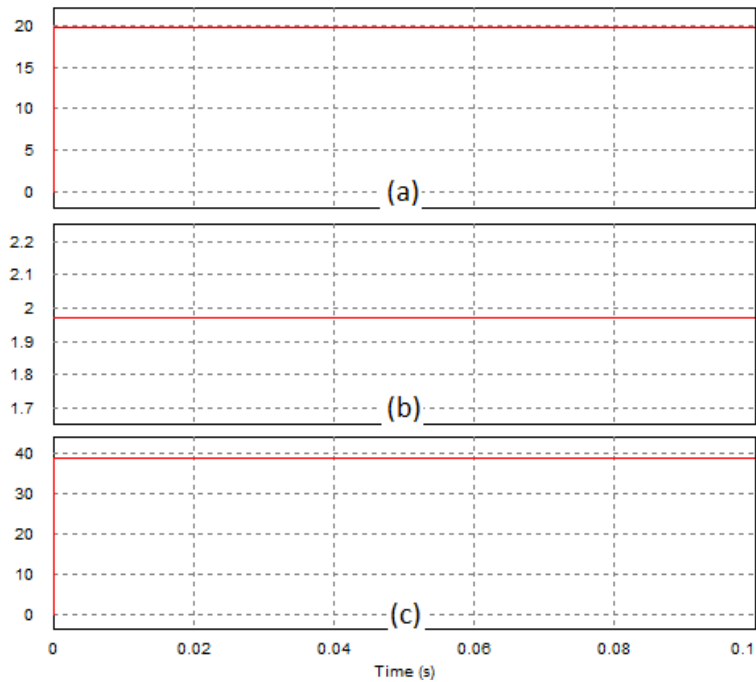


Gambar-1.12 Rangkaian untuk simulasi modul surya

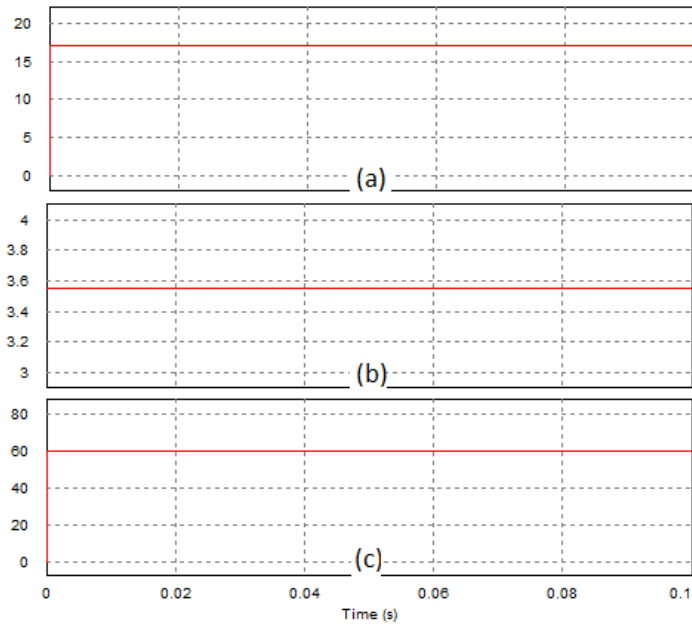
Penggunaan tahanan beban yang cukup besar dari 4,8 Ohm (yaitu 100 Ohm) akan menghasilkan daya modul surya cukup kecil, berkisar 5 W, sedangkan penggunaan tahanan beban 10 Ohm menghasilkan daya modul surya sekitar 40 W. Begitu juga untuk nilai tahanan beban di bawah 4,8 Ohm akan menghasilkan daya di bawah nilai maksimumnya. Pada tahanan beban sebesar 3 Ohm menghasilkan daya sekitar 42 W sedangkan dengan tahanan beban 0,5 Ohm menghasilkan daya sekitar 7 W. Agar dihasilkan daya maksimumnya maka tahanan beban yang dipasang haruslah sekitar 4,8 Ohm, pemasangan tahanan sebesar ini menghasilkan daya sekitar 60 W, mendekati nilai daya maksimumnya



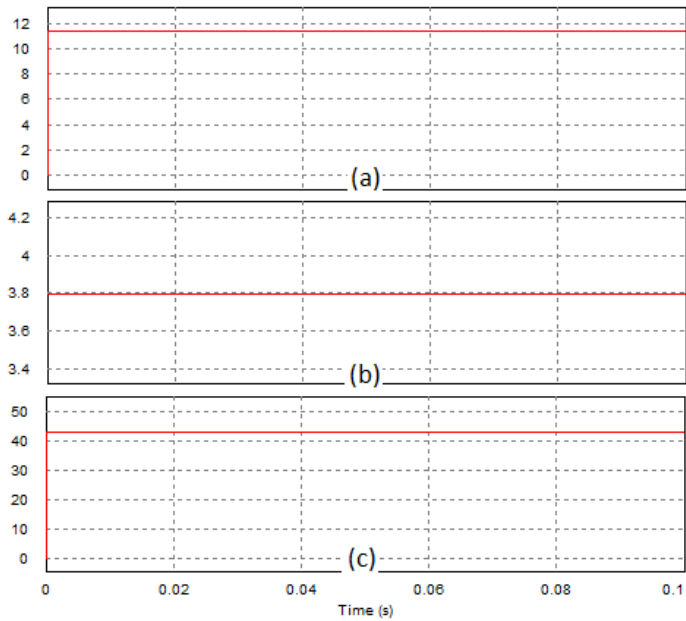
Gambar-1.13 Hasil simulasi dengan tahanan beban 100 Ohm (a) tegangan modul surya (b) arus modul surya (c) daya modul surya



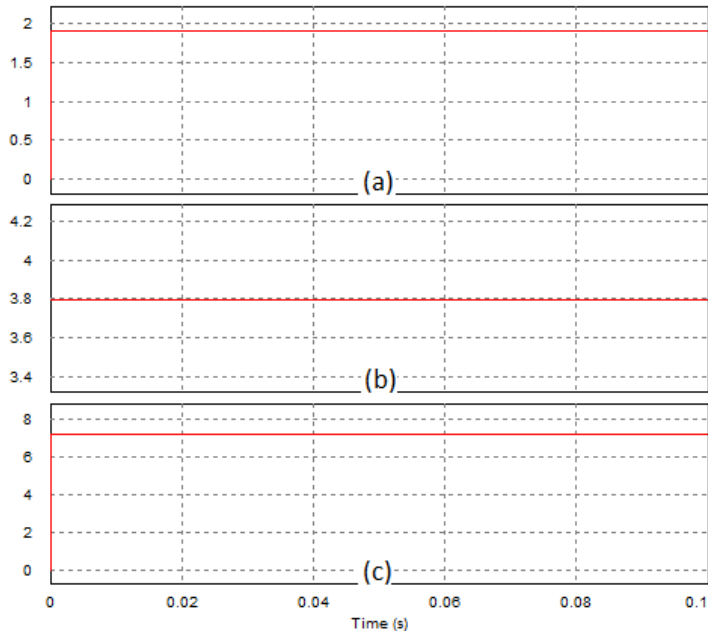
Gambar-1.14 Hasil simulasi dengan tahanan beban 10 Ohm (a) tegangan modul surya (b) arus modul surya (c) daya modul surya



Gambar-1.15 Hasil simulasi dengan tahanan beban 4,8 Ohm (a) tegangan modul surya (b) arus modul surya (b) daya modul surya



Gambar-1.16 Hasil simulasi dengan tahanan beban 3 Ohm (a) tegangan modul surya (b) arus modul surya (b) daya modul surya



Gambar-1.17 Hasil simulasi dengan tahanan beban 0,5 Ohm (a) tegangan modul surya (b) arus modul surya (c) daya modul surya

Daftar Pustaka

1. Esham T., and Chapman P. L. (2007) : *Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques*, IEEE Transc. On Energy Conversion, Vol. 22, No. 2, pp. 439-449
2. Jiang J. A, Huang T. L, Hsiao Y. T, and Chen C. H. (2005) : *Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power Systems*, Tamkang Journal of Science and Engineering, Vol. 8, No 2, pp. 147-153
3. Azab M. (2008) : *A New Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems*, Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology Vol. 34, Oct 2008
4. Kiranmayi R., Reddy V. K., and Kumar M. V (2008) : *Modeling and a MPPT for Solar Cell*, Journal of Engineering and Applied Science 3(1), pp. 128-133

5. Libo W., Zhengming Z., and Jianzheng L (2007) : *A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation*, IEEE Transc. On Energy Conversion, Vol. 22, No. 4, pp. 881-886
6. *Électrique*), Vol-12/1-2009, pp.57-76
7. Riyadi ,S (2010) : *Controlled Current Source sebagai Interface PV-Grid Connected System*, Prosiding EECCIS (Electrical Power, Electronics, Communications, Controls and Informatics), Malang 2010, hal. A25.1-A25.5
8. Riyadi ,S (2010) : *Koneksi Photovoltaic melalui VSI berbasis Kendali Arus untuk Pembagian Beban*, JITEE (The Journal of Information Technology and Electrical Engineering), Vol. 2, April 2010 hal. 32-37, UGM Yogyakarta,

Maximum Power Point Tracker

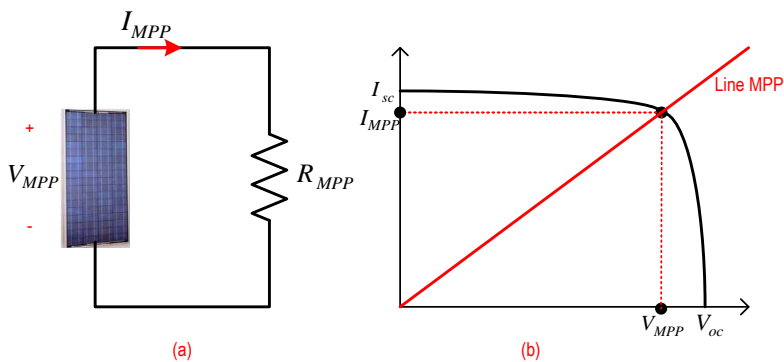
2.1 Pendahuluan

Dalam aplikasinya, panel surya akan menghasilkan daya listrik dalam bentuk tegangan/arus DC jika dikenai cahaya matahari dengan iradiasi yang mencukupi. Suatu PV bukan merupakan sumber tegangan ataupun sumber arus tetapi memiliki sifat kombinasi antara keduanya. Karakteristik suatu panel surya cukup unik, suatu panel surya yang dalam kondisi terbuka akan memiliki nilai tegangan tertentu (hampir mirip suatu sumber tegangan) tetapi pada jika dihubungkan singkat akan memiliki nilai arus tertentu (berbeda dengan sumber tegangan). Ketersediaan cahaya matahari dengan *irradiance* yang cukup dalam satu hari sebenarnya hanya beberapa jam. Dalam interval tersebut, suatu panel surya haruslah mampu menghasilkan daya semaksimal mungkin. Operasi di mana panel surya menghasilkan daya maksimum memerlukan suatu konverter berbasis elektronika daya. Konverter ini sering dinamakan MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) dan dalam aplikasi dapat berupa suatu *chopper* (DC-DC *converter*) atau inverter (DC-AC *converter*). Pada bab ini dipaparkan konsep dan teori pendukung untuk memahami suatu MPPT.

2.2 Pembebanan PV secara Langsung

Dilandasi uraian di atas maka suatu panel surya akan memiliki satu titik operasi yang menghasilkan daya maksimum pada suatu kondisi tertentu sehingga dalam

implementasinya suatu panel surya seharusnya dioperasikan pada titik tersebut. Pada kurva karakteristik terdapat nilai tegangan V_{MPP} dan arus I_{MPP} yang menghasilkan daya maksimum P_{MPP} . Hal ini akan mengandung makna jika panel surya dengan karakteristik tersebut dibebani dengan tahanan sebesar R_{MPP} (Gambar-2.1) maka akan dihasilkan daya maksimum atau sama dengan P_{MPP} . Selanjutnya jika panel surya dibebani dengan tahanan beban yang tidak sama dengan R_{MPP} maka daya yang dihasilkan juga tidak akan sama dengan P_{MPP} , kondisi ini menandakan bahwa daya yang dihasilkan lebih kecil dibandingkan saat pembebanan dengan R_{MPP} .



Gambar-2.1 Pembebanan modul surya secara langsung dengan beban yang memiliki tahanan sebesar R_{MPP}

Pada Gambar-2.2 ditunjukkan suatu panel surya dibebani dengan beban-A di mana $R_A \rangle R_{MPP}$ sehingga akan mengalir arus sebesar I_A . Pada kondisi ini panel surya akan bekerja pada tegangan sebesar V_A dengan demikian daya yang dihasilkan

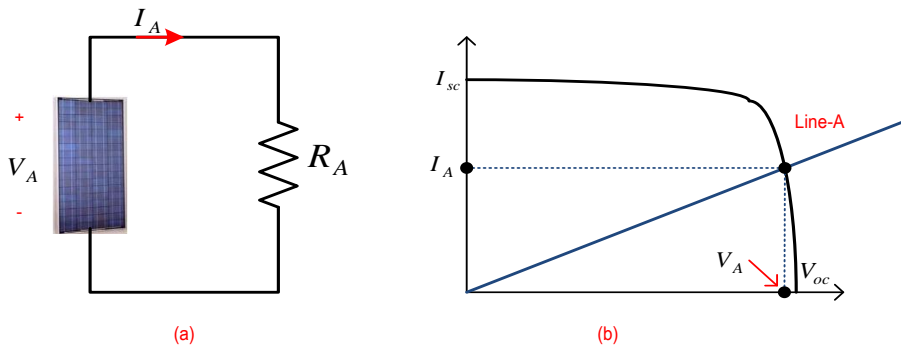
$$P_A = V_A \cdot I_A \tag{2-1}$$

di mana $P_A \langle P_{MPP}$

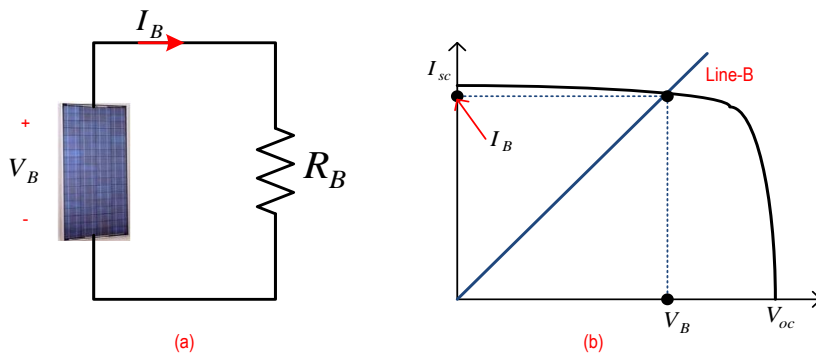
Sedangkan pada Gambar-2.3 ditunjukkan suatu PV dibebani dengan beban-B di mana $R_B < R_{MPP}$ sehingga akan mengalir arus sebesar I_B . Pada kondisi ini PV akan bekerja pada tegangan sebesar V_B dengan demikian daya yang dihasilkan

$$P_B = V_B \cdot I_B \quad (2-2)$$

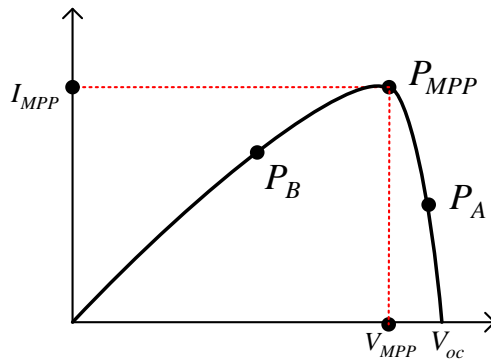
di mana $P_B < P_{MPP}$



Gambar-2.2 Pembebanan modul surya secara langsung dengan beban yang memiliki tahanan lebih besar dari R_{MPP}



Gambar-2.3 Pembebanan modul surya secara langsung dengan beban yang memiliki tahanan lebih kecil dari R_{MPP}



Gambar-2.4 Posisi titik operasi pada kurva modul surya pada pembebanan secara langsung

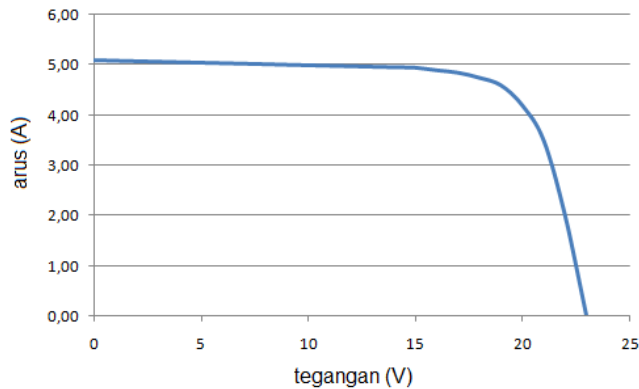
Untuk lebih memahami uraian di atas maka berikut ini akan disajikan suatu simulasi panel surya yang dihubungkan dengan beban resistif secara langsung. Pada Tabel-2.1 disajikan nilai karakteristik dari modul PV dan kurva karakteristik disajikan pada Gambar-2.5. Selanjutnya tiga buah beban akan digunakan, yaitu

Beban R1 = 8,26 Ohm

Beban R2 = 4,13 Ohm

Beban R3 = 2,75 Ohm

Pengambilan ketiga nilai tahanan di atas didasari atas pertimbangan bahwa panel surya memiliki nilai R_{MPP} sebesar 4,13 Ohm. Dengan demikian ketiga beban dapat mewakili nilai yang sama dengan R_{MPP} , lebih besar dan lebih kecil dari R_{MPP} . Dari hasil simulasi tampak bahwa setiap beban akan memaksa panel surya beroperasi pada nilai tegangan dan arus tertentu, di mana pembagian tegangan dengan arus tersebut akan sama dengan tahanan beban terpasang. Dengan demikian setiap beban akan memiliki titik operasi panel surya yang belum tentu sama dengan $P_A < P_{MPP}$.



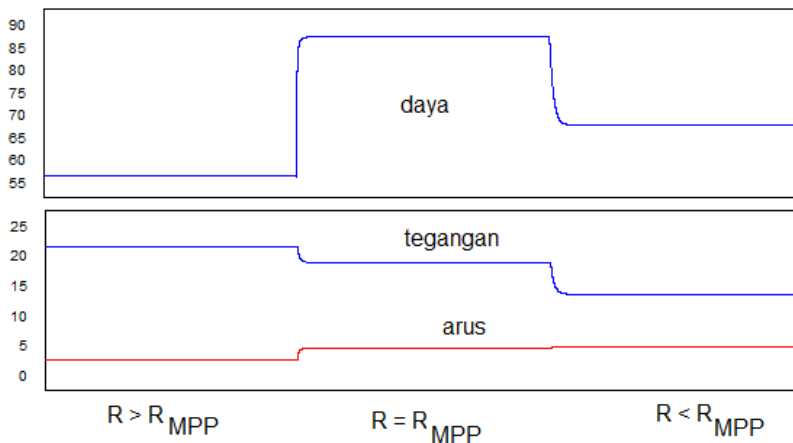
Gambar-2.5 Kurva karakteristik modul surya untuk simulasi

Dengan demikian maka dapat disimpulkan bahwa pembebanan secara langsung pada panel surya mengakibatkan operasinya di sebarang titik yang belum tentu merupakan titik MPP. Keterbatasan interval waktu di mana tersedia cahaya matahari di siang hari mengharuskan panel surya selama interval waktu tersebut beroperasi pada nilai daya maksimumnya. Nilai tahanan beban diharapkan tidak mempengaruhi titik operasi pada titik MPP. Mengingat karakteristik panel surya yang unik maka diperlukan suatu perangkat yang dinamakan MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), yaitu suatu konverter statis yang dipasang setelah panel surya untuk memaksimalkan daya yang dihasilkan oleh panel surya. Pada implementasi panel surya secara mandiri dengan keluaran tegangan DC, suatu MPPT berupa *DC-DC converter (chopper)* yang dipasang antara panel surya dan beban. Jika ingin dihasilkan tegangan AC, maka suatu MPPT dapat berupa *chopper* yang dipasang sebelum inverter atau berupa *single stage inverter* yang berfungsi untuk memaksimalkan daya keluaran panel surya sekaligus mengubah menjadi tegangan AC bagi beban.

Tabel-2.1 Posisi titik operasi pada kurva P-V pada pembebanan secara langsung

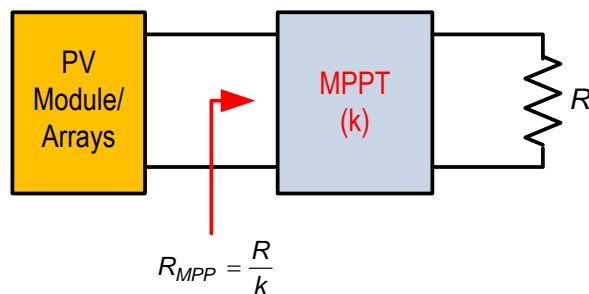
TEGANGAN (Volt)	ARUS (A)	DAYA (W)
0	5,10	0,00
1	5,09	5,09
2	5,08	10,16

3	5,07	15,21
4	5,06	20,24
5	5,05	25,25
6	5,04	30,24
7	5,03	35,21
8	5,02	40,16
9	5,01	45,09
10	5,00	50,00
11	4,99	54,89
12	4,98	59,76
13	4,97	64,61
14	4,96	69,44
15	4,95	74,25
16	4,90	78,40
17	4,85	82,45
18	4,75	85,50
19	4,60	87,40
20	4,20	84,00
21	3,50	73,50
22	2,00	44,00
23	0,00	0,00



Gambar-2.6 Gelombang daya, tegangan dan arus modul surya untuk pembebanan secara langsung dengan nilai tahanan berbeda

Untuk menyederhanakan pemahaman tentang MPPT maka akan diambil kasus aplikasi panel surya secara mandiri dengan keluaran berupa tegangan DC, kondisi ini memerlukan *chopper* sebagai MPPT. Dari uraian di atas dijelaskan suatu panel surya akan beroperasi secara maksimum jika beban terpasang memiliki tahanan sebesar R_{MPP} . Lalu bagaimana jika tahanan beban tidak sama dengan R_{MPP} tetapi panel surya dipaksa beroperasi untuk menghasilkan daya sebesar P_{MPP} ? Pada Gambar-2.7 disajikan skema untuk mempermudah pemahaman. Suatu beban yang dipasang setelah MPPT akan dipandang oleh panel surya sebagai beban dengan nilai tahanan sebesar R_{MPP} . Dengan fungsi ini maka MPPT dapat juga dianggap sebagai *resistance transformation block* dengan faktor transformasi sebesar k .



Gambar-2.7 MPPT yang dipasang antara modul surya dan beban akan beroperasi sebagai resistance transformation block.

2.3 Chopper sebagai MPPT

2.3.1 Buck Chopper

Pada Gambar-2.8 disajikan suatu *buck chopper* dengan tegangan DC masukan E dan tegangan keluaran rata-rata sebesar V_o yang terhubung dengan beban resistif sebesar R_{out} . Karena saklar S akan dikendalikan untuk *ON* dan *OFF* dengan *duty cycle* sebesar d (d merupakan perbandingan lamanya saklar *ON* terhadap perioda pensaklaran T). Pada saat saklar S pada kondisi *ON* maka arus

akan mengalir melalui induktor L menuju beban R dan kembali ke tegangan sumber E . Pada kondisi ini tegangan dioda $D (v_D)$ akan bernilai E , arus induktor L dapat diturunkan dengan persamaan

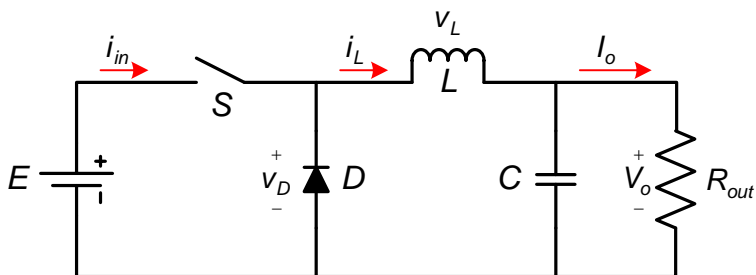
$$\begin{aligned}
 E &= v_L + V_o \\
 v_L &= E - V_o \\
 L \frac{\Delta i}{\Delta t} &= E - V_o \\
 L\Delta I &= (E - V_o)\Delta t = (E - V_o)t_{ON}
 \end{aligned} \tag{2-3}$$

di mana

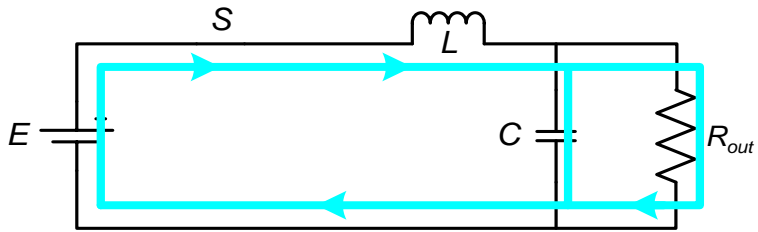
- E = tegangan DC masukan *chopper*
- V_o = tegangan DC keluaran *chopper*
- v_L = tegangan sesaat pada induktor
- t_{ON} = lamanya saklar statis *ON-STATE*

Pada kondisi ini arus induktor akan naik dengan selisih arus dari kondisi awal sebesar ΔI selama interval t_{ON} . Sedangkan saat saklar S membuka maka arus induktor akan terus mengalir menuju sisi beban dan kembali melalui dioda D . persamaan yang dapat diturunkan pada kondisi ini adalah

$$\begin{aligned}
 v_L &= V_o \\
 L \frac{\Delta i}{\Delta t} &= V_o \\
 L\Delta I &= V_o\Delta t = V_o.t_{OFF}
 \end{aligned} \tag{2-4}$$



Gambar-2.8 Rangkaian buck chopper



Gambar-2.9 Rangkaian ekuivalen buck chopper saat saklar S menutup (ON)

Pada kondisi ini arus induktor akan turun dengan selisih arus dari kondisi awal sebesar ΔI selama interval t_{OFF} . Dengan menyamakan persamaan (2-3) dan (2-4) akan didapat hubungan berikut

$$(E - V_o) \cdot t_{ON} = V_o \cdot t_{OFF}$$

$$E \cdot t_{ON} - V_o \cdot t_{ON} = V_o \cdot t_{OFF}$$

$$E \cdot t_{ON} = V_o \cdot t_{ON} + V_o \cdot t_{OFF} = V_o \cdot (t_{ON} + t_{OFF})$$

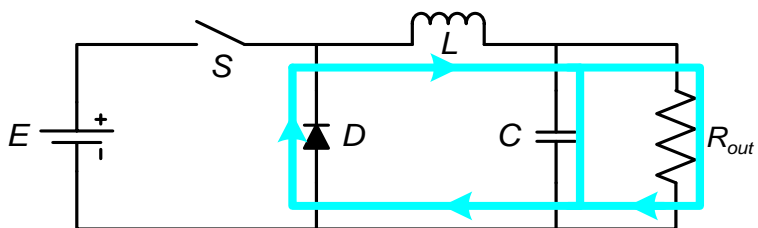
karena $t_{ON} + t_{OFF} = T$ maka

$$E \cdot t_{ON} = V_o \cdot T$$

$$V_o = \frac{t_{ON}}{T} E = d \cdot E \tag{2-5}$$

Jika arus rata-rata keluaran adalah I_o maka dengan beban sebesar R_{out} akan didapat hubungan

$$I_o = \frac{V_o}{R_{out}} \tag{2-6}$$



Gambar-2.10 Rangkaian ekuivalen buck chopper saat saklar S membuka (OFF)

Persamaan (2-6) dapat disajikan dengan rangkaian ekuivalen seperti tampak pada Gambar-2.10. Dengan demikian daya pada sisi keluaran dapat dinyatakan

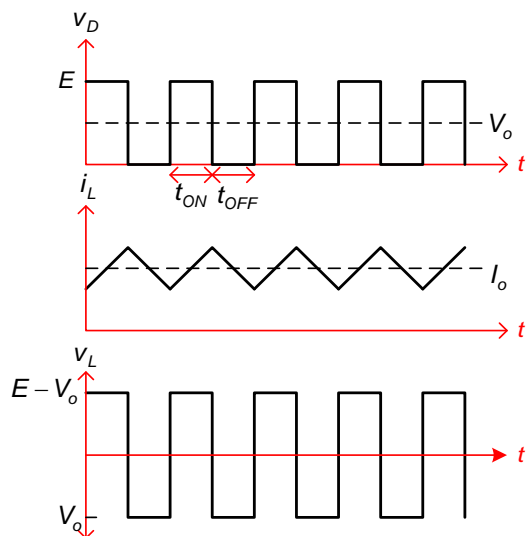
$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (2-7)$$

Mengacu pada hukum kekekalan energi maka jika dianggap sistem ideal, daya sisi masukan sama dengan daya sisi keluaran dan dinyatakan dengan

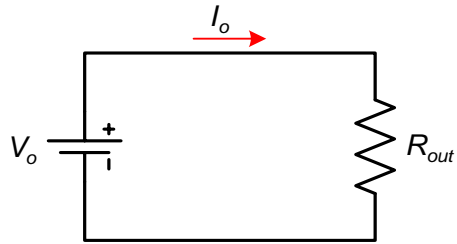
$$P_i = P_o \quad (2-8)$$

Jika arus sisi masukan rata-rata dinyatakan dengan I_{in} maka sisi masukan dapat digambar dengan rangkaian ekuivalen yang berisi sebuah sumber tegangan DC sebesar E dengan tahanan sebesar R_{in} di mana hubungan ketiganya dinyatakan dengan

$$I_{in} = \frac{E}{R_{in}} \quad (2-9)$$



Gambar-2.11 Gelombang arus dan tegangan buck chopper



Gambar-2.12 Rangkaian ekuivalen sisi keluaran buck chopper

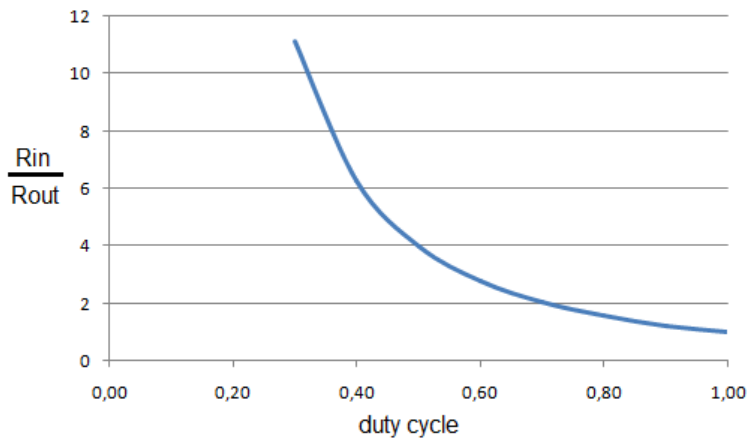
Sehingga persamaan (2-9) akan menjadi

$$E \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o$$

$$E \frac{E}{R_{in}} = V_o \frac{V_o}{R_{out}}$$

$$\frac{E^2}{R_{in}} = \frac{V_o^2}{R_{out}} = \frac{d^2 E^2}{R_{out}}$$

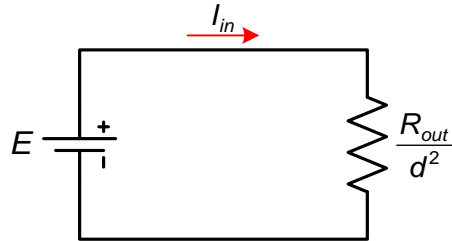
$$R_{in} = \frac{R_{out}}{d^2} \tag{2-10}$$



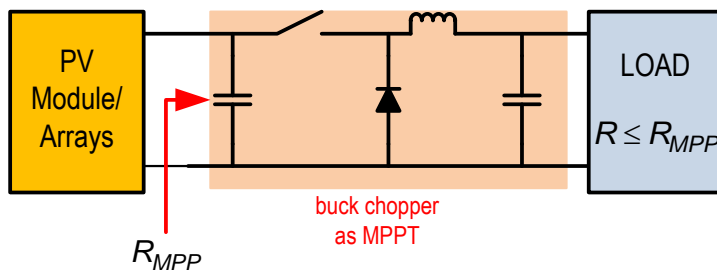
Gambar-2.13 Kurva perbandingan tahanan masukan dan keluaran terhadap duty cycle pada buck chopper

Karena $0 \leq d \leq 1$ maka nilai $\frac{R_{in}}{R_{out}} \geq 1$ sehingga suatu *buck chopper* akan selalu memandang tahanan beban sebagai tahanan ekuivalen yang lebih besar

nilainya. Sehingga jika *buck chopper* diimplementasikan sebagai MPPT maka beban yang terpasang pada panel surya melalui MPPT harus kurang dari R_{MPP} .



Gambar-2.14 Rangkaian ekuivalen sisi masukan buck chopper



Gambar-2.15 Implementasi buck chopper sebagai MPPT untuk beban dengan tahanan lebih kecil dari R_{MPP}

2.3.2 Boost Chopper

Pada Gambar-2.16 disajikan suatu *boost chopper* dengan tegangan DC masukan E dan tegangan keluaran rata-rata sebesar V_o yang terhubung dengan beban sebesar R_{out} . Karena saklar S akan dikendalikan untuk *ON* dan *OFF* dengan *duty cycle* sebesar d . Pada saat saklar S pada kondisi *ON* maka arus akan mengalir melalui induktor L menuju ke tegangan DC sumber E . Pada kondisi ini tegangan induktor (v_L) akan bernilai E , arus induktor L dapat diturunkan dengan persamaan

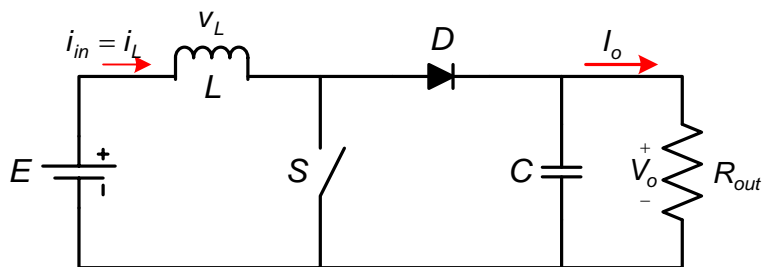
$$\begin{aligned}
 E &= v_L \\
 L \frac{\Delta i}{\Delta t} &= E_o \\
 L\Delta I &= E.\Delta t = E.t_{ON}
 \end{aligned}
 \tag{2-11}$$

Pada kondisi ini arus induktor akan naik dengan selisih arus dari kondisi awal sebesar ΔI selama interval t_{ON} . Sedangkan saat saklar S membuka maka arus induktor akan terus mengalir menuju sisi beban dan kembali ke tegangan DC sumber. persamaan yang dapat diturunkan pada kondisi ini adalah

$$\begin{aligned}
 E + v_L &= V_o \\
 v_L &= V_o - E \\
 L \frac{\Delta i}{\Delta t} &= V_o - E \\
 L\Delta I &= (V_o - E)\Delta t = (V_o - E)t_{OFF}
 \end{aligned} \tag{2-12}$$

Pada kondisi ini arus induktor akan turun dengan selisih arus dari kondisi awal sebesar ΔI selama interval t_{OFF} . Dengan menyamakan persamaan (2-11) dan (2-12) akan didapat hubungan berikut

$$\begin{aligned}
 E.t_{ON} &= (V_o - E)t_{OFF} \\
 E.t_{ON} &= V_o.t_{OFF} - E.t_{OFF} \\
 E.t_{ON} + E.t_{OFF} &= V_o.t_{OFF} \\
 E.T &= V_o.(T - t_{ON}) \\
 E &= V_o \cdot \frac{(T - t_{ON})}{T} = V_o(1 - d) \\
 V_o &= \frac{1}{1 - d} E
 \end{aligned} \tag{2-13}$$



Gambar-2.16 Rangkaian boost chopper

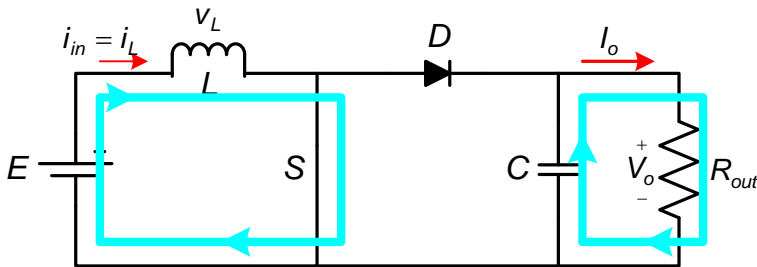
Mengacu pada hukum kekekalan energi maka jika dianggap sistem ideal, daya sisi masukan sama dengan daya sisi keluaran dan akan didapat hubungan

$$E \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o$$

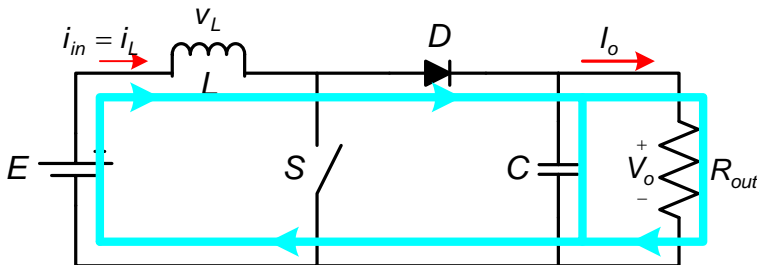
$$E \frac{E}{R_{in}} = V_o \frac{V_o}{R_{out}}$$

$$\frac{E^2}{R_{in}} = \frac{V_o^2}{R_{out}} = \frac{E^2}{(1-d)^2 R_{out}}$$

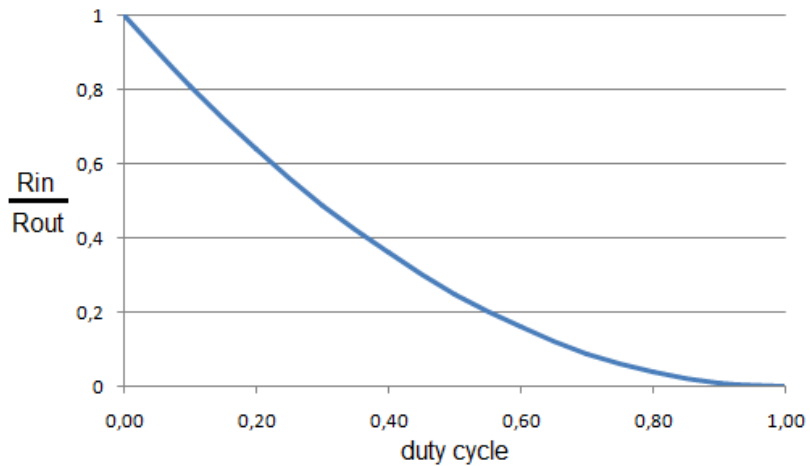
$$R_{in} = (1-d)^2 R_{out} \quad (2-14)$$



Gambar-2.17 Rangkaian ekuivalen boost chopper saat saklar S menutup (ON)

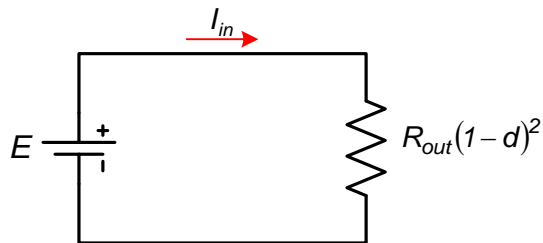


Gambar-2.18 Rangkaian ekuivalen boost chopper saat saklar S membuka (OFF)

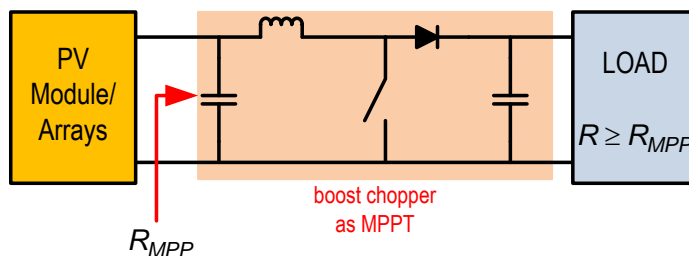


Gambar-2.19 Kurva perbandingan tahanan masukan dan keluaran terhadap duty cycle pada boost chopper

Sehingga nilai $\frac{R_{in}}{R_{out}} \leq 1$ sehingga suatu *boost chopper* akan selalu memandang tahanan beban sebagai tahanan ekuivalen yang lebih kecil nilainya. Sehingga jika *boost chopper* diimplementasikan sebagai MPPT maka beban yang terpasang pada panel surya melalui MPPT harus lebih besar dari R_{MPP} .



Gambar-2.20 Rangkaian ekuivalen sisi masukan boost chopper



Gambar-2.21 Implementasi boost chopper sebagai MPPT untuk beban dengan tahanan lebih besar dari R_{MPP}

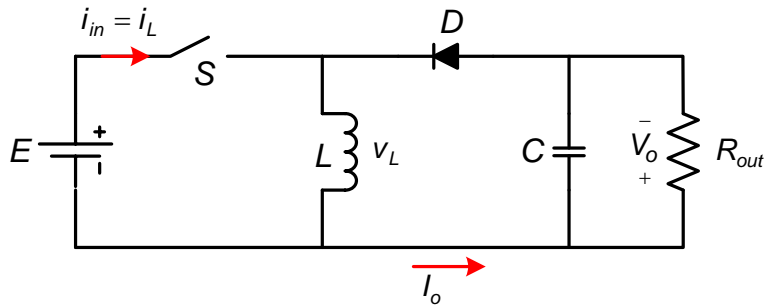
2.3.3 Buck-Boost Chopper

Pada Gambar-2.22 disajikan suatu *buck-boost chopper* dengan tegangan DC masukan E dan tegangan keluaran rata-rata sebesar V_o yang terhubung dengan beban sebesar R_{out} . Karena saklar S akan dikendalikan untuk *ON* dan *OFF* dengan *duty cycle* sebesar d . Pada saat saklar S pada kondisi *ON* maka arus akan mengalir melalui induktor L menuju ke tegangan sumber E . Pada kondisi ini tegangan induktor (v_L) akan bernilai E , arus induktor L dapat diturunkan dengan persamaan

$$\begin{aligned} E &= v_L \\ L \frac{\Delta i}{\Delta t} &= E_o \\ L\Delta I &= E.\Delta t = E.t_{ON} \end{aligned} \tag{2-15}$$

Pada kondisi ini arus induktor akan naik dengan selisih arus dari kondisi awal sebesar ΔI selama interval t_{ON} . Sedangkan saat saklar S membuka maka arus induktor akan terus mengalir menuju sisi beban dan kembali melalui dioda D . persamaan yang dapat diturunkan pada kondisi ini adalah

$$\begin{aligned} v_L &= V_o \\ L \frac{\Delta i}{\Delta t} &= V_o \\ L\Delta I &= V_o\Delta t = V_o.t_{OFF} \end{aligned} \tag{2-16}$$



Gambar-2.22 Rangkaian buck-boost chopper

Pada kondisi ini arus induktor akan turun dengan selisih arus dari kondisi awal sebesar ΔI selama interval t_{OFF} . Dengan menyamakan persamaan (2-15) dan (2-16) akan didapat hubungan berikut

$$E \cdot t_{ON} = V_o \cdot t_{OFF}$$

$$E \cdot t_{ON} = V_o \cdot (T - t_{ON})$$

$$V_o = \frac{t_{ON}}{T - t_{ON}} E$$

$$V_o = \frac{d}{1 - d} E \quad (2-17)$$

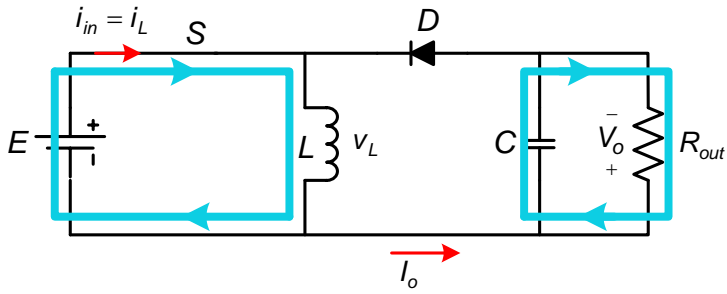
Mengacu pada hukum kekekalan energi maka jika dianggap sistem ideal, daya sisi masukan sama dengan daya sisi keluaran dan akan didapat hubungan

$$E \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o$$

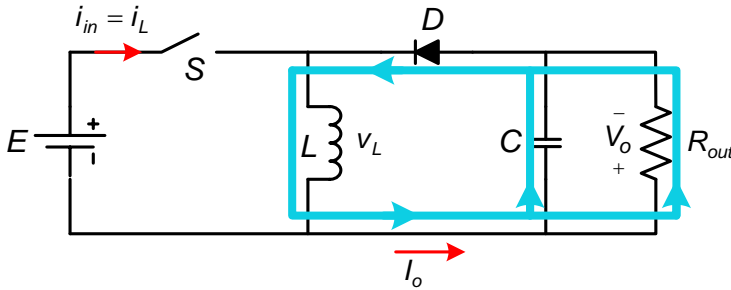
$$E \frac{E}{R_{in}} = V_o \frac{V_o}{R_{out}}$$

$$\frac{E^2}{R_{in}} = \frac{V_o^2}{R_{out}} = \left(\frac{d}{1 - d} \right)^2 \frac{E^2}{R_{out}}$$

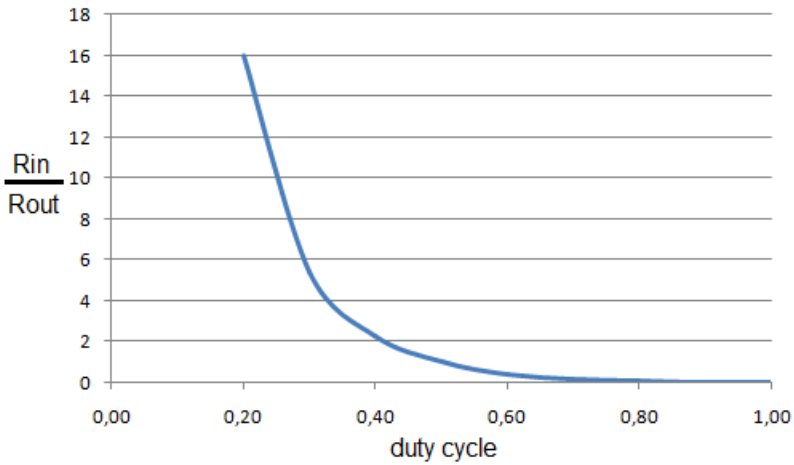
$$R_{in} = \left(\frac{1 - d}{d} \right)^2 R_{out} \quad (2-18)$$



Gambar-2.23 Rangkaian ekuivalen buck-boost chopper saat saklar S menutup (ON)



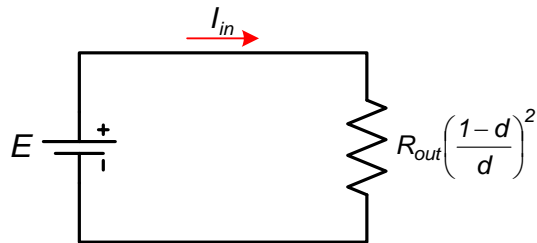
Gambar-2.24 Rangkaian ekuivalen buck-boost chopper saat saklar S membuka (OFF)



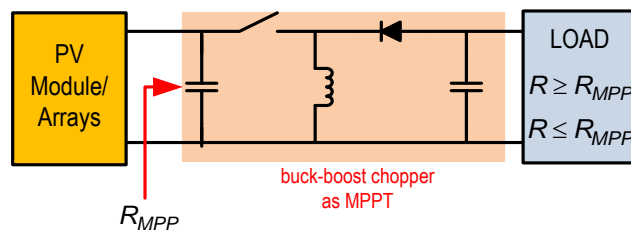
Gambar-2.25 Kurva perbandingan tahanan masukan dan keluaran terhadap duty cycle pada buck-boost chopper

Sehingga nilai $\frac{R_{in}}{R_{out}} \geq 0$ sehingga suatu *buck-boost chopper* akan selalu memandang tahanan beban sebagai tahanan ekuivalen yang lebih besar/kecil nilainya. Dengan demikian jika *buck-boost chopper* diimplementasikan sebagai

MPPT maka beban yang terpasang pada panel surya melalui MPPT dapat lebih besar/kecil dari R_{MPP} .



Gambar-2.26 Rangkaian ekuivalen sisi masukan buck-boost chopper



Gambar-2.27 Implementasi buck-boost chopper sebagai MPPT untuk beban dengan tahanan lebih besar/kecil dari R_{MPP}

Daftar Pustaka

1. Esmar T., and Chapman P. L. (2007) : *Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques*, IEEE Transc. On Energy Conversion, Vol. 22, No. 2, pp. 439-449
2. Jiang J. A, Huang T. L, Hsiao Y. T, and Chen C. H. (2005) : *Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power Systems*, Tamkang Journal of Science and Engineering, Vol. 8, No 2, pp. 147-153
3. Azab M. (2008) : *A New Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems*, Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology Vol. 34, Oct 2008

4. Kiranmayi R., Reddy V. K., and Kumar M. V (2008) : *Modeling and a MPPT for Solar Cell*, Journal of Engineering and Applied Science 3(1), pp. 128-133
5. Libo W., Zhengming Z., and Jianzheng L (2007) : *A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation*, IEEE Transc. On Energy Conversion, Vol. 22, No. 4, pp. 881-886
6. *Électrique*), Vol-12/1-2009, pp.57-76
7. Riyadi ,S (2010) : *Controlled Current Source sebagai Interface PV-Grid Connected System*, Prosiding EECCIS (Electrical Power, Electronics, Communications, Controls and Informatics), Malang 2010, hal. A25.1-A25.5
8. Riyadi ,S (2010) : *Koneksi Photovoltaic melalui VSI berbasis Kendali Arus untuk Pembagian Beban*, JITEE (The Journal of Information Technology and Electrical Engineering), Vol. 2, April 2010 hal. 32-37, UGM Yogyakarta,

PWM Boost Rectifier

3.1 Pendahuluan

Elektronika daya memegang peranan yang sangat penting dalam dunia industri maupun aspek lainnya. Banyak sekali proses perubahan energi listrik mengaplikasikan disiplin ini untuk memperoleh kualitas daya yang sangat baik. Salah satu aplikasi elektronika daya yang banyak digunakan adalah penyearah (*rectifier*). Penyearah dioda maupun penyearah dengan thyristor yang dikendalikan sudut fasanya telah banyak dimanfaatkan. Salah satu kelebihan dari penyearah jenis ini adalah tidak membutuhkan rangkaian kontrol yang rumit. Tetapi penyearah jenis ini memiliki unjuk kerja yang kurang baik disebabkan munculnya harmonisa yang sangat signifikan.

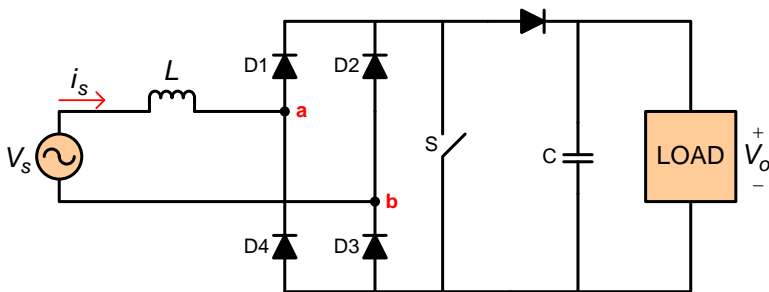
Suatu sistem penyearah diharapkan mampu memberikan tegangan keluaran yang memiliki regulasi tegangan yang baik dan riak yang kecil serta arus masukan mendekati sinusoidal dengan faktor daya sama dengan satu. Pada penyearah jenis dioda dan penyearah thyristor dengan pengontrolan sudut fasa, *filter* yang diperlukan pada sisi keluaran akan besar, karena frekuensi dari riak sangat rendah, selain itu sangat sulit untuk untuk mendapatkan arus masukan yang diinginkan.

PWM *boost rectifier* merupakan penyearah yang cara kerja saklar semikonduktornya dikendalikan secara PWM (*pulse width modulation*) dan tegangan keluarannya selalu lebih besar dari tegangan masukan. Berdasarkan sumber tegangan masukan, PWM *boost rectifier* dapat dikelompokkan menjadi PWM *boost rectifier* satu fasa dan tiga fasa yang meliputi

- ❖ *boost rectifier* dengan saklar aktif tunggal
- ❖ *boost rectifier* dengan saklar aktif dua buah (*half bridge*)
- ❖ *boost rectifier* dengan saklar aktif empat buah (*full bridge*)
- ❖ *boost rectifier* tiga fasa

3.2 Single Switch PWM Boost Rectifier

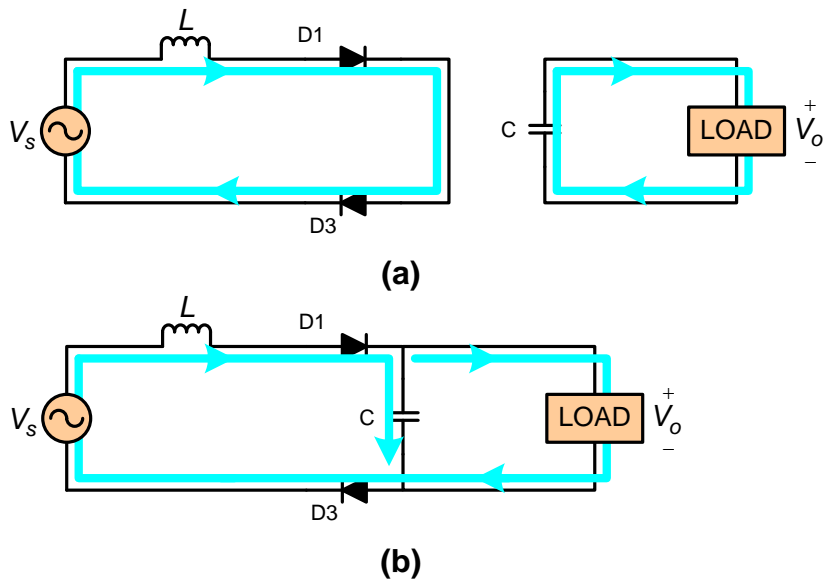
Pada Gambar-3.1 disajikan suatu PWM *boost rectifier* dengan sebuah saklar semikonduktor yang akan digunakan untuk mengatur penyerapan dan pembuangan energi yang berada di dalam induktor.



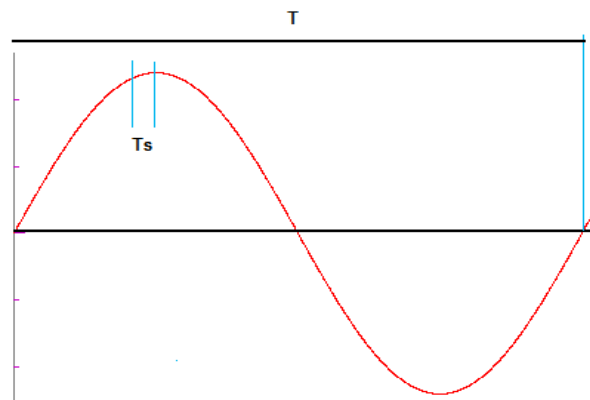
Gambar-3.1 Single phase single switch PWM boost rectifier

Pada saat setengah siklus positif dari tegangan AC masukan, maka dioda D1 dan D3 akan konduksi. Saklar S akan membuka dan menutup dengan frekuensi yang cukup besar dibandingkan frekuensi tegangan AC masukan sesuai kontrol yang digunakan (seperti pada Gambar-3.2). Jika saklar S menutup, maka tegangan v_{ab} akan sama dengan nol dan arus masukan i_s akan mengalir karena tegangan sebesar tegangan masukan V_s (pada kondisi ini arus induktor akan naik). Sedangkan saat saklar S membuka, maka tegangan v_{ab} akan sama dengan tegangan keluaran V_o dan arus induktor akan berkurang. Sedangkan saat setengah siklus negatif tegangan AC masukan, maka yang akan konduksi adalah dioda D2 dan D4 dan saklar T tetap akan membuka dan menutup seperti saat setengah siklus positif.

Jika perioda *switching* sangat kecil dibandingkan dengan perioda tegangan AC masukan ($f_s \geq f$, di mana f_s dan f adalah frekuensi *switching* dan frekuensi tegangan ac masukan), maka tegangan AC masukan dapat dianggap relatif konstan. Sehingga *boost rectifier* ini mirip suatu *step-up chopper*. Persamaan kenaikan dan penurunan arus induktor diberikan dengan persamaan



Gambar-3.2 Kondisi rangkaian single switch PWM boost rectifier saat setengah siklus positif



Gambar-3.3 Tegangan masukan AC sinusoidal dengan perioda T

selama interval t_{ON}

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s}{L}$$
$$\Delta i_s = \frac{V_s}{L} t_{ON} \quad (3-1)$$

selama interval t_{OFF}

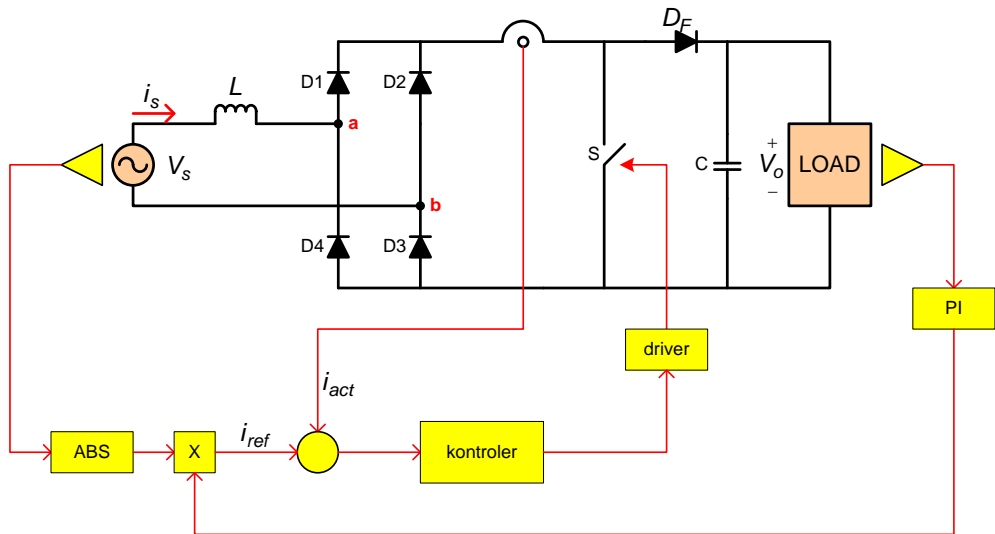
$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$
$$\Delta i_s = \frac{V_s - V_o}{L} t_{OFF} \quad (3-2)$$

Hubungan antara tegangan masukan dan keluaran dapat dinyatakan dengan persamaan yang diperoleh dari (3-1) dan (3-2)

$$V_o = \frac{1}{1-d} V_s \quad (3-3)$$

Dari prinsip kerjanya bahwa arus induktor (dalam kasus ini sama dengan arus masukan) akan dapat naik dan turun dalam interval-interval waktu yang kecil (karena frekuensi *switching* yang cukup tinggi), maka dengan teknik pengontrolan arus yang tepat, arus masukan akan dapat diplot dengan bentuk tertentu. Begitu juga dengan menambah umpan balik peregulasi tegangan, maka tegangan keluaran juga akan diatur pada suatu nilai yang dikehendaki.

Pada Gambar-3.4 disajikan suatu *single phase single switch PWM boost rectifier* yang dilengkapi dengan *loop* peregulasi tegangan dan *loop* pengendali arus masukan. Jika yang akan digunakan sebagai referensi arus masukan adalah tegangan AC masukan, maka *rectifier* tersebut akan memiliki komponen *fundamental* dari arus masukan yang sefasa dengan tegangan masukan.

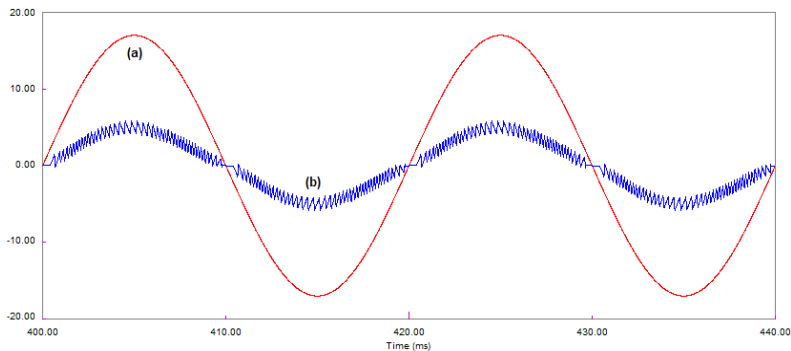


Gambar-3.4 Single phase single switch PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan

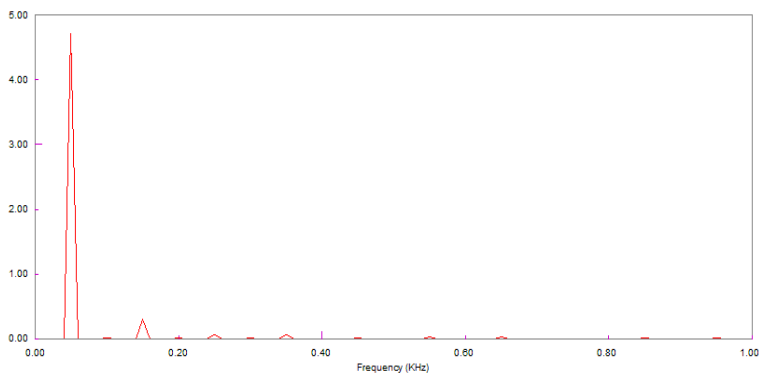
Dengan skema rangkaian seperti ini, maka *single phase single switch* PWM *rectifier* ini juga dapat digunakan sebagai pengkoreksi faktor daya (*power factor corrector*). Konsep dasar dari kendali tersebut adalah mendeteksi tegangan masukan untuk dijadikan *template* bagi arus masukan. Karena arus yang dideteksi pada sisi DC maka gelombang tegangan masukan harus ditentukan nilai absolutnya. Selanjutnya nilai absolut dari gelombang sinusoidal dikalikan dengan nilai tertentu yang merupakan keluaran kontroler *loop* tegangan, hasil perkalian ini dinamakan arus sumber referensi (i_{ref}). *Loop* peregulasi tegangan berfungsi menjaga nilai tegangan keluaran selalu *tracking* pada nilai referensi tegangan yang ditentukan. Akhirnya arus yang dideteksi (i_{act}) akan dibandingkan dengan nilai arus sumber referensi untuk menghasilkan *error* bagi kontroler arus. Selanjutnya kontroler arus ini menghasilkan sinyal untuk pensaklaran.

Pada Gambar-3.5 disajikan gelombang tegangan masukan dan arus masukan dari skema rangkaian pada Gambar-3.4. Kedua gelombang tersebut merupakan gelombang sinusoidal yang sefasa. Karena gelombang arus dihasilkan dari

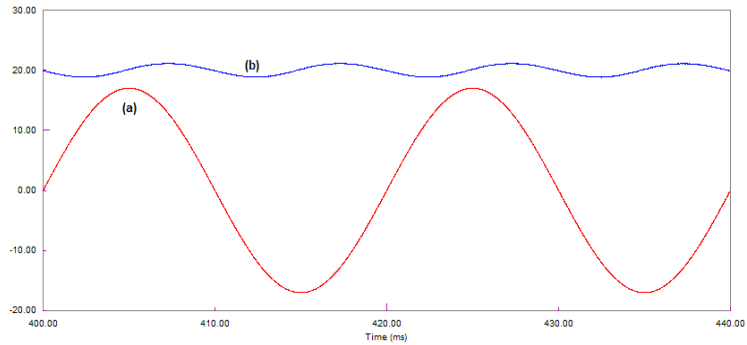
proses pensaklaran pada frekuensi yang cukup tinggi maka gelombang arus sumber masih mengandung komponen harmonisa (Gambar-3.6). Karena PWM *rectifier* ini jenis *boost* maka tegangan DC keluaran selalu memiliki nilai lebih dari puncak tegangan AC masukan (Gambar-3.7). Pola pensaklaran yang dihasilkan di sini merupakan pola *unipolar*, yang berarti bahwa tegangan pada titik a-b akan berfluktuasi pada nilai positif – nol dan nilai negatif – nol (Gambar-3.8).



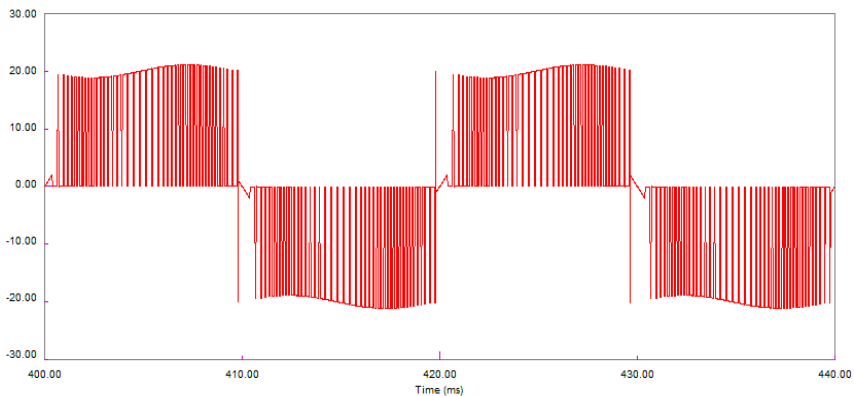
Gambar-3.5 Hasil Simulasi dari single phase single switch PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan (a) tegangan masukan (b) arus masukan



Gambar-3.6 Spektrum arus masukan dari single phase single switch PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan



Gambar-3.7 Hasil Simulasi dari single phase single switch PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan (a) tegangan masukan (b) tegangan keluaran



Gambar-3.8 Tegangan titik a-b dari single phase single switch PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan

3.3 Half-Bridge PWM Boost Rectifier

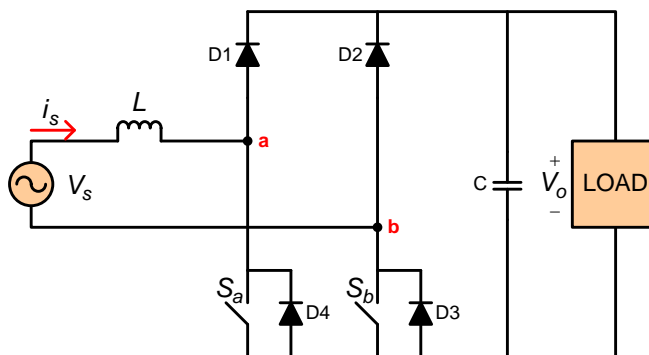
Berbeda dengan jenis yang menggunakan saklar tunggal, *half-bridge PWM boost rectifier* ini menggunakan dua buah saklar semikonduktor yang masing-masing akan bekerja selama setengah siklus tegangan AC masukan. Pada Gambar-3.9 ditampilkan suatu *half-bridge PWM boost rectifier*. Pada saat setengah siklus positif tegangan AC masukan, maka dioda D1 dan D3 akan konduksi serta dikombinasikan dengan saklar S_a yang akan bekerja pada frekuensi yang cukup tinggi.

Saat setengah siklus positif dan saklar S_a konduksi, maka titik a-b akan *short*, dan arus induktor akan naik karena tegangan AC masukan V_s , seperti tampak pada Gambar-3.6a. Sedangkan saat saklar S_a membuka, maka energi dari induktor dan tegangan sumber akan mendorong arus menuju beban. Pada kondisi ini titik a-b akan memiliki tegangan sama dengan tegangan keluaran. Karena tegangan keluaran V_o selalu lebih besar dari tegangan masukan, maka arus induktor akan dipaksa turun (Gambar-3.6b).

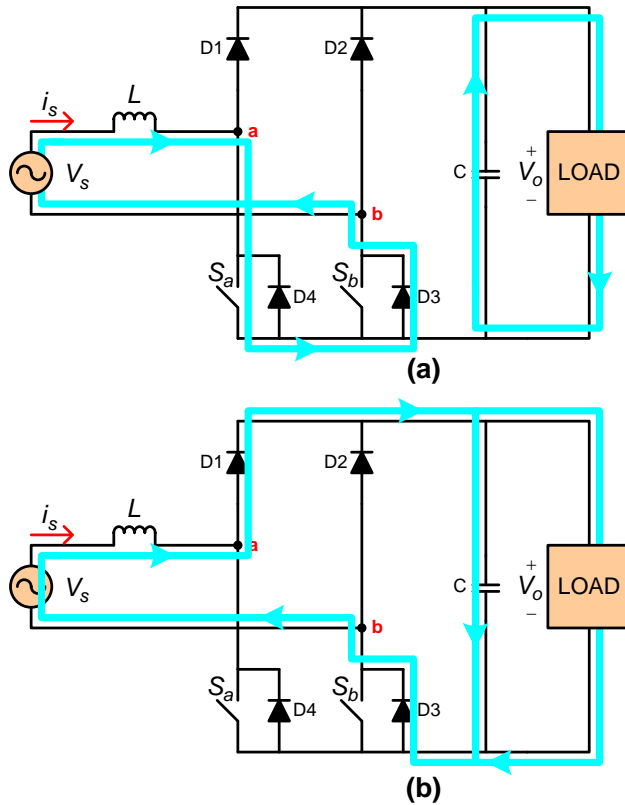
Persamaan kenaikan dan penurunan arus induktor diberikan dengan persamaan selama interval t_{ON}

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

$$\Delta i_s = \frac{V_s}{L} t_{ON} \tag{3-4}$$



Gambar-3.9 Half-bridge PWM boost rectifier



Gambar-3.10 Kondisi rangkaian half-bridge PWM boost rectifier saat setengah siklus positif

selama interval t_{OFF}

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

$$\Delta i_s = \frac{V_s - V_o}{L} t_{OFF} \quad (3-5)$$

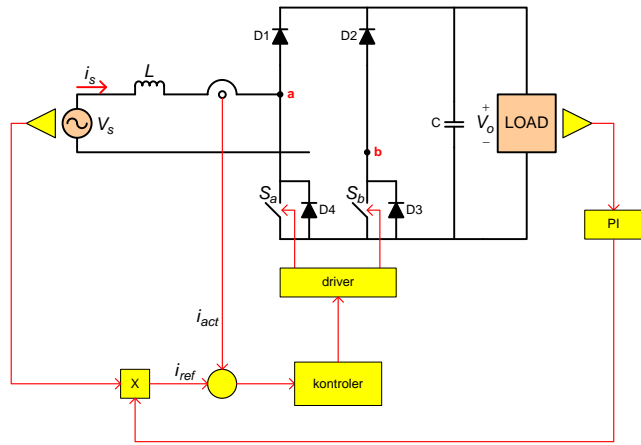
serta hubungan antara tegangan masukan dan keluaran dapat dinyatakan dengan persamaan dengan menyamakan persamaan (3-4) dan (3-5)

$$V_o = \frac{1}{1-d} V_s \quad (3-6)$$

Dengan mengatur saklar S_a berada pada keadaan konduksi dan tak konduksi saat setengah siklus positif, maka arus induktor (dalam kasus ini sama dengan

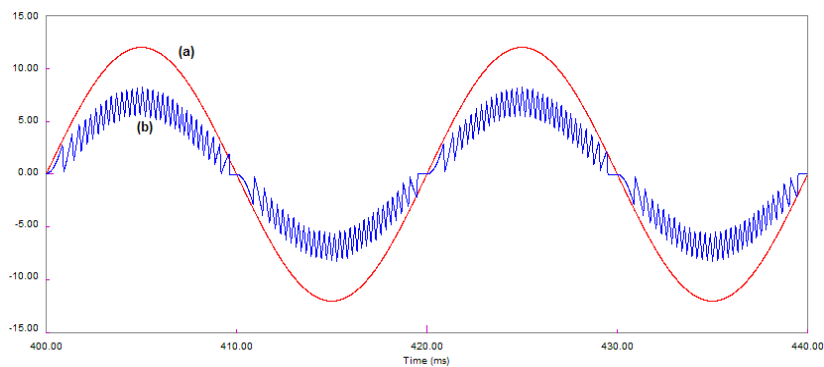
arus masukan) akan dapat dibuat naik dan turun. Begitu juga dengan mengatur saklar S_b saat setengah siklus negatif tegangan masukan. Dengan melengkapi dengan pengontrol arus, maka arus masukan dari *half-bridge PWM rectifier* dapat dijadikan mendekati gelombang sinusoidal seperti tegangan AC masukan. Sehingga *rectifier* jenis ini akan memiliki faktor daya dari sisi masukan yang tinggi.

Pada Gambar-3.11 disajikan suatu *single phase half-bridge PWM boost rectifier* yang dilengkapi dengan *loop* peregulasi tegangan dan *loop* pengendali arus masukan. Konsep dasar dari kendali tersebut adalah mendeteksi tegangan masukan untuk dijadikan *template* bagi arus masukan. Selanjutnya gelombang sinusoidal dikalikan dengan nilai tertentu yang merupakan keluaran kontroler *loop* tegangan, hasil perkalian ini dinamakan arus sumber referensi (i_{ref}). *Loop* peregulasi tegangan berfungsi menjaga nilai tegangan keluaran selalu *tracking* pada nilai referensi tegangan yang ditentukan. Akhirnya arus yang dideteksi (i_{act}) akan dibandingkan dengan nilai arus sumber referensi untuk menghasilkan *error* bagi kontroler arus. Selanjutnya kontroler arus ini menghasilkan sinyal untuk pensaklaran.

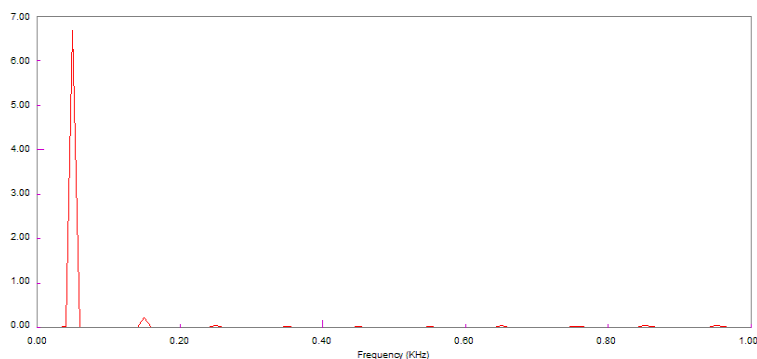


Gambar-3.11 Single phase half-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan

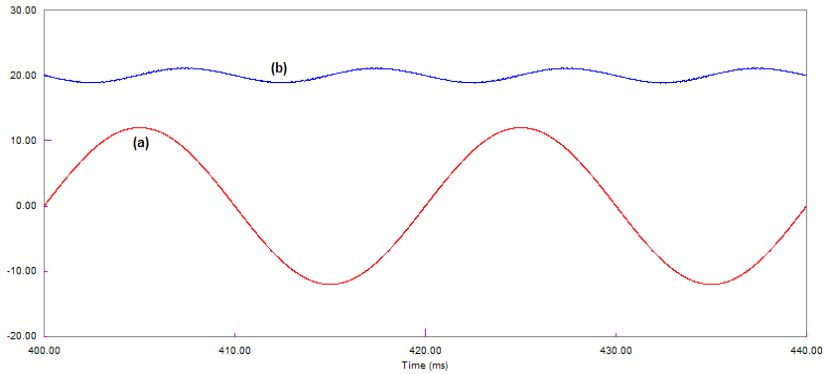
Pada Gambar-3.12 disajikan gelombang tegangan masukan dan arus masukan dari skema rangkaian pada Gambar-3.11. Kedua gelombang tersebut merupakan gelombang sinusoidal yang sefasa. Karena gelombang arus dihasilkan dari proses pensaklaran pada frekuensi yang cukup tinggi maka gelombang arus sumber masih mengandung komponen harmonisa (Gambar-3.13). Pola pensaklaran yang dihasilkan di sini merupakan pola *unipolar*, yang berarti bahwa tegangan pada titik a-b akan berfluktuasi pada nilai positif – nol dan nilai negatif – nol (Gambar-3.15).



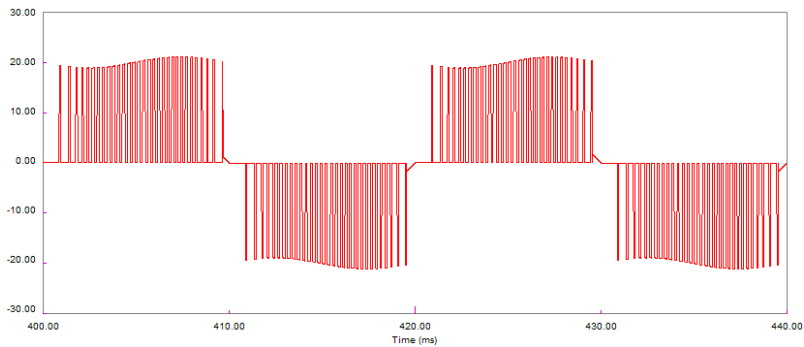
Gambar-3.12 Hasil Simulasi dari single phase half-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan (a) tegangan masukan (b) arus masukan



Gambar-3.13 Spektrum arus masukan dari single phase half-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan



Gambar-3.14 Hasil Simulasi dari single phase half-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan (a) tegangan masukan (b) tegangan keluaran



Gambar-3.15 Tegangan titik a-b dari single phase half-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan

3.4 Full-Bridge PWM Boost Rectifier

Pada *single phase PWM boost rectifier* jenis *single switch* dan *half-bridge*, aliran daya hanya berlangsung satu arah, yaitu dari sisi sumber ke beban. Jika diinginkan agar aliran daya dapat berlangsung secara dua arah (*bidirectional*) pada aplikasi beban motor, maka jenis *full-bridge PWM boost rectifier* dapat digunakan. Pada Gambar-3.16 disajikan *rectifier* jenis *full-bridge* yang terdiri dari empat buah saklar semikonduktor yang masing-masing dilengkapi dengan dioda anti paralel dan disisi beban dipasang suatu resistor R.

Pada setengah siklus positif tegangan AC masukan, arus induktor (arus masukan) akan naik jika saklar S_b dan S_d konduksi (tegangan titik a-b pada kondisi ini sama dengan $(-V_o)$), dan kenaikan arus induktor dinyatakan dengan persamaan

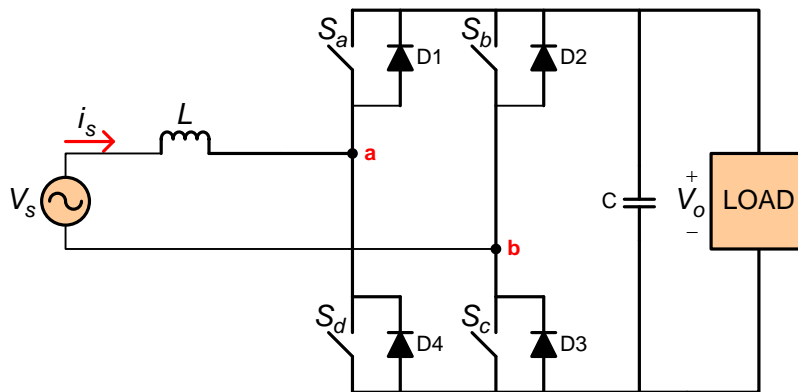
$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s + V_o}{L}$$

$$\Delta i_s = \frac{V_s + V_o}{L} t_{ON} \quad (3-7)$$

Sedangkan untuk menurunkan arus induktor, maka saklar S_a dan S_c yang konduksi dan persamaan penurunan arus induktor dinyatakan dengan

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

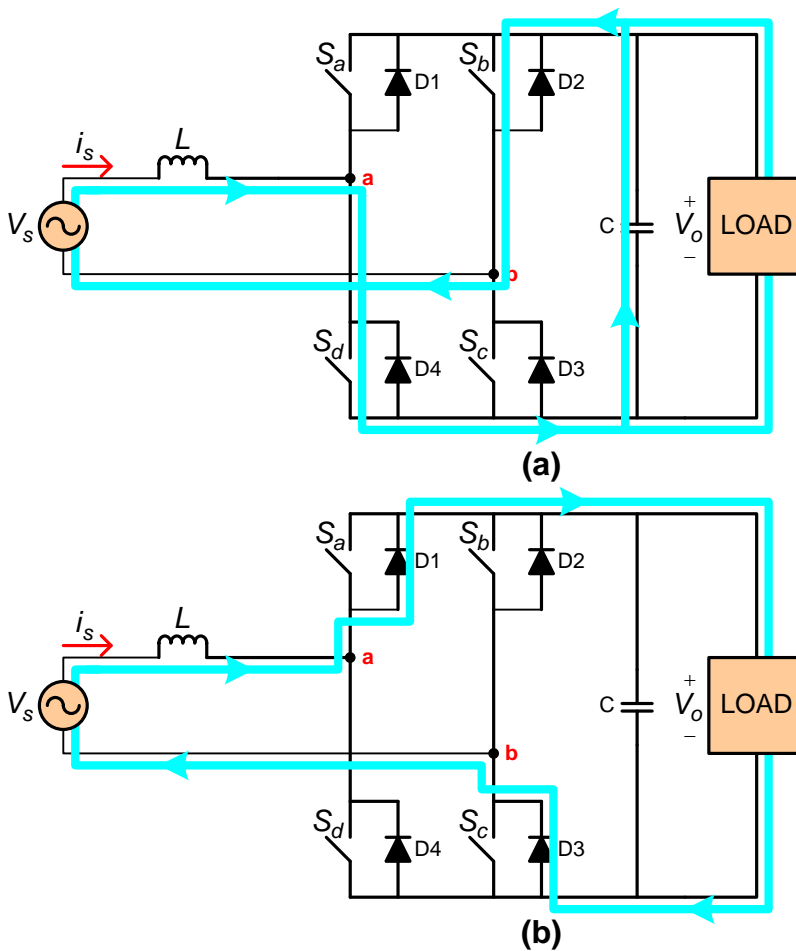
$$\Delta i_s = \frac{V_s - V_o}{L} t_{OFF} \quad (3-8)$$



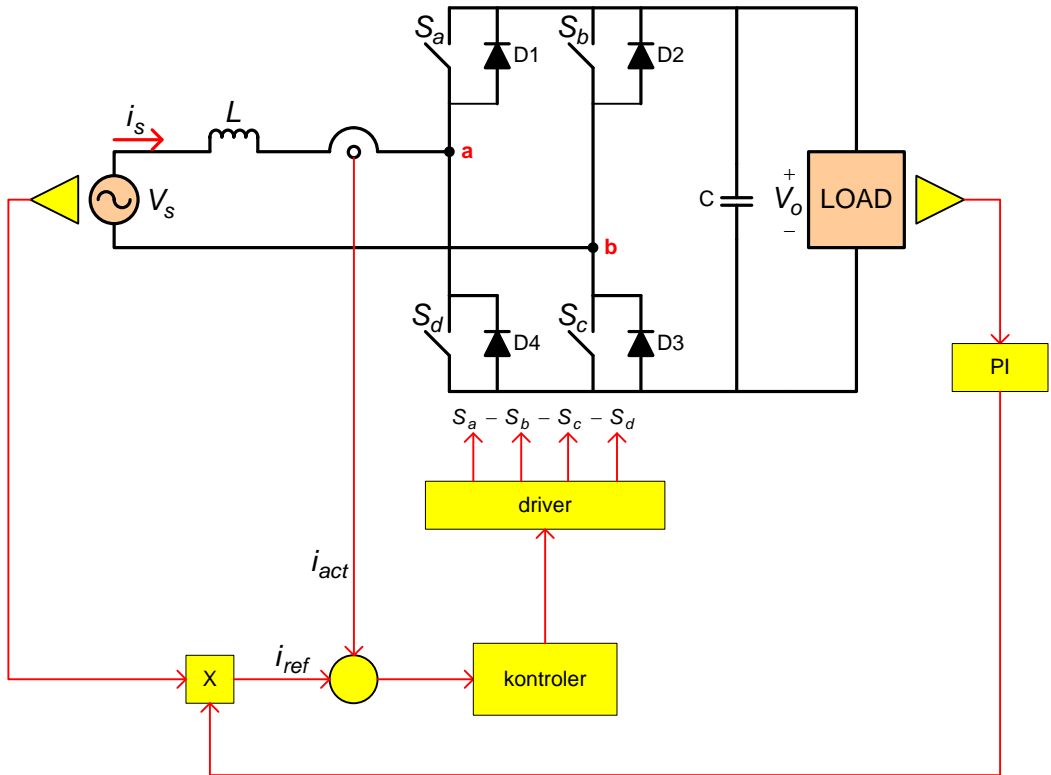
Gambar-3.16 Full-bridge PWM boost rectifier

Pada Gambar-3.18 disajikan suatu *single phase full-bridge PWM boost rectifier* yang dilengkapi dengan *loop* peregulasi tegangan dan *loop* pengendali arus masukan. Konsep dasar dari kendali tersebut sama seperti pada jenis *single phase full-bridge PWM boost rectifier*. Hasil simulasi disajikan pada Gambar-3.19 hingga Gambar-3.22. Pada Gambar-3.19 disajikan gelombang tegangan masukan dan arus masukan dari skema rangkaian pada Gambar-3.18. Kedua

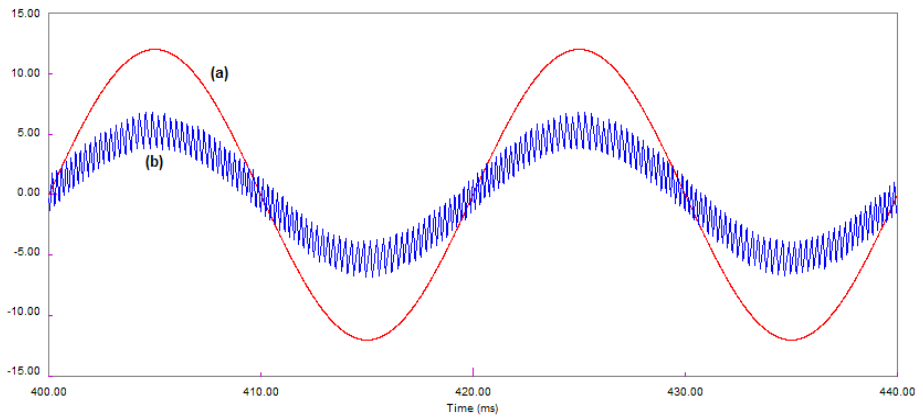
gelombang tersebut merupakan gelombang sinusoidal yang sefasa. Karena gelombang arus dihasilkan dari proses pensaklaran pada frekuensi yang cukup tinggi maka gelombang arus sumber masih mengandung komponen harmonisa (Gambar-3.20). Pola pensaklaran yang dihasilkan di sini merupakan pola *bipolar*, yang berarti bahwa tegangan pada titik a-b akan berfluktuasi pada nilai positif dan negatif (Gambar-3.22)



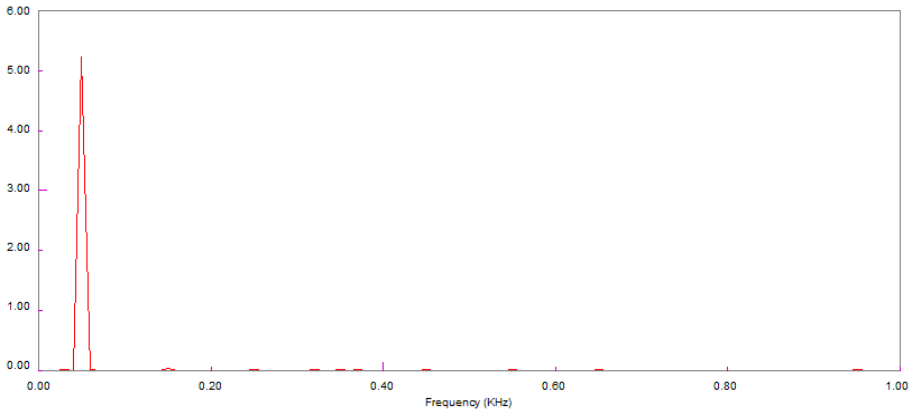
Gambar-3.17 Kondisi rangkaian full-bridge PWM boost rectifier saat setengah siklus positif



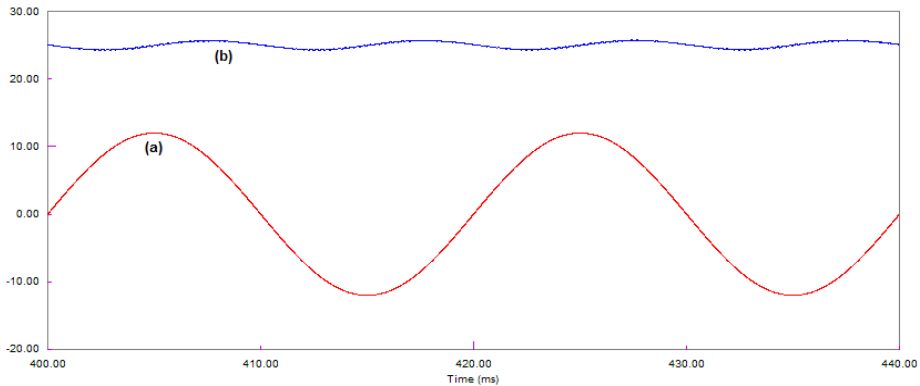
Gambar-3.18 Single phase full-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop regulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan



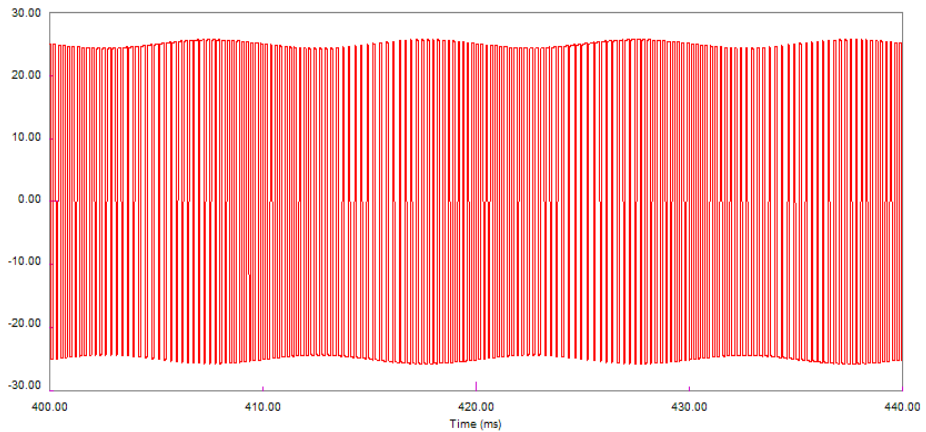
Gambar-3.19 Hasil Simulasi dari single phase full-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan (a) tegangan masukan (b) arus masukan



Gambar-3.20 Spektrum arus masukan dari single phase full-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan



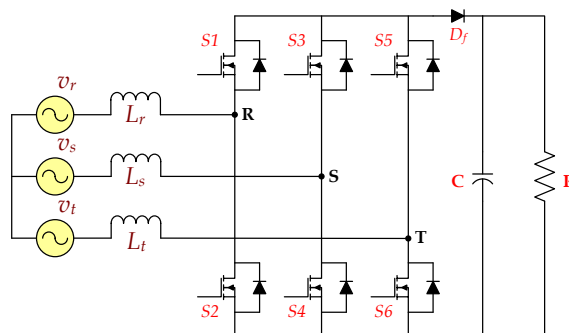
Gambar-3.21 Hasil Simulasi dari single phase full-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan (a) tegangan masukan (b) tegangan keluaran



Gambar-3.22 Tegangan titik a-b dari single phase full-bridge PWM boost rectifier yang dilengkapi dengan loop peregulasi tegangan dan loop pengendali arus masukan

3.5 PWM Boost Rectifier Tiga Fasa

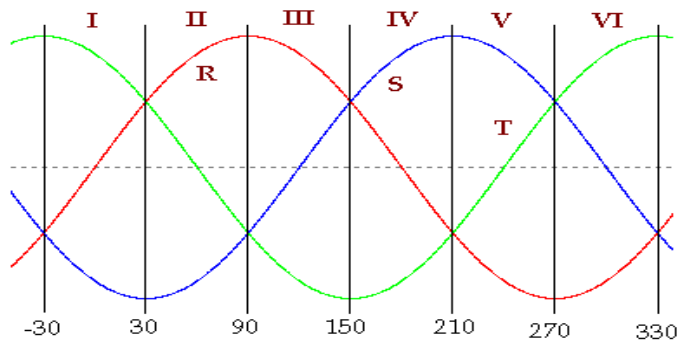
Pada Gb-5.22 disajikan rangkaian daya dari *PWM boost rectifier* tiga fasa yang memiliki enam buah saklar statis dengan implementasi MOSFET dan dioda antiparalel (S1, S2 ...S6), tiga buah induktor pada sisi masukan dan sebuah dioda pada sisi keluaran.



Gambar-3.23 Rangkaian daya PWM boost rectifier tiga fasa

Penyearah ini akan dioperasikan untuk menghasilkan tegangan searah dengan tetap menjaga kualitas arus pada sisi masukan, yaitu arus masukan harus tetap berbentuk sinusoidal. Kondisi ini akan membuat seolah sumber tegangan jala-

jala dibebani oleh beban yang bersifat resistif. Untuk menghasilkan kondisi yang diharapkan maka beberapa mode operasi diturunkan berdasarkan interval waktu seperti Gambar-3.24.



Gambar-3.24 Enam interval waktu untuk mode operasi

INTERVAL – 1 ($- 30^{\circ} \leq \omega t \leq 30^{\circ}$)

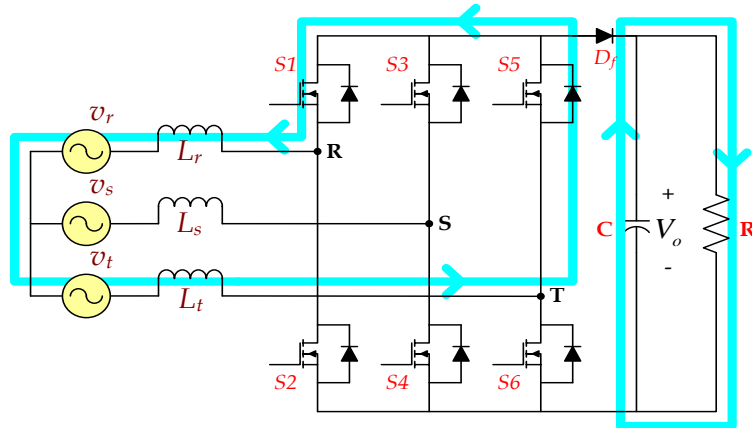
Pada interval-1, gelombang tegangan fasa R berada di antara tegangan fasa T dan fasa S $\{v_t(t) \gg v_r(t) \gg v_s(t)\}$. Pada interval ini, arus yang melalui fasa T dan fasa S dikendalikan dengan menggunakan saklar-saklar yang berada pada lengan R (S_1 dan S_2). Gambar-3.25 menunjukkan rangkaian ekuivalen untuk menaikkan arus pada fasa T dengan cara menghidupkan saklar S_1 , pada kondisi ini tegangan fasa T akan mendorong arus melalui *loop* induktor L_t , dioda D_5 , saklar S_1 , induktor L_r dan tegangan fasa R. *Loop* rangkaian yang disajikan oleh Gambar-3.25 dapat disederhanakan seperti ditampilkan pada Gambar-3.26 dengan cara menyatukan sumber tegangan fasa R dan fasa T serta induktor pada sisi masukan fasa R dan fasa T.

Persamaan yang dapat diturunkan pada kondisi ini adalah sebagai berikut

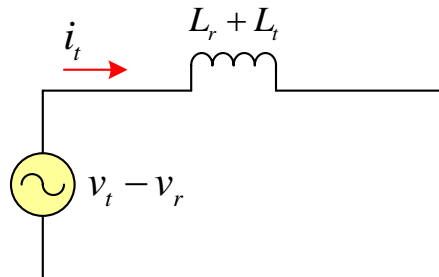
$$v_t - v_r = (L_r + L_t) \frac{di_s}{dt}$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_t - v_r}{(L_r + L_t)} \tag{3-9}$$

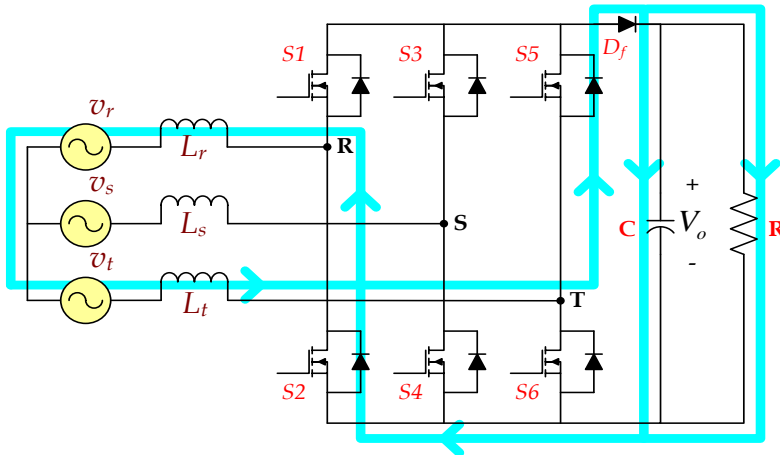
Sedangkan untuk menurunkan arus fasa T (i_t) dilakukan dengan membuka saklar S_1 (Gambar-3.27 dan Gambar-3.28). Pada kondisi tegangan fasa T akan mendorong arus melalui induktor L_t , dioda D_5 , beban (tegangan V_o), dioda D_2 , induktor L_r dan dan tegangan fasa R



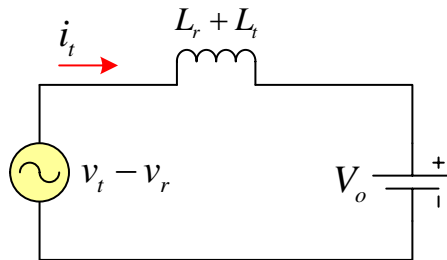
Gambar-3.25 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_1 menutup ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)



Gambar-3.26 Rangkaian ekuivalen saat saklar S_1 menutup ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)



Gambar-3.27 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_1 membuka ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)



Gambar-3.28 Rangkaian ekuivalen saat saklar S_1 membuka ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)

Persamaan yang dapat diturunkan pada kondisi ini adalah sebagai berikut

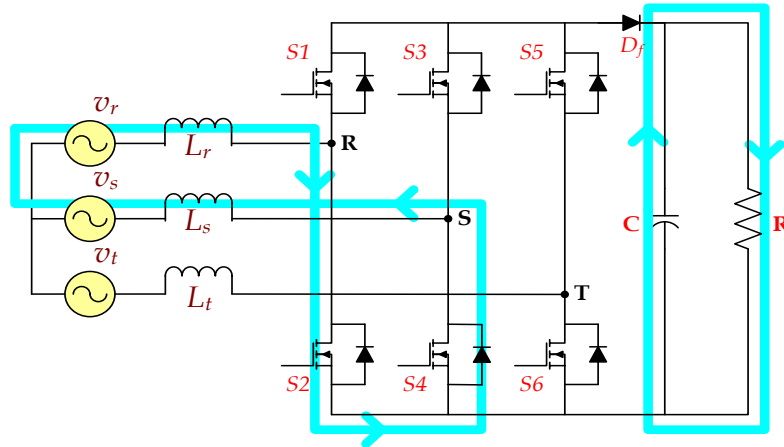
$$v_t - v_r = (L_r + L_t) \frac{di_t}{dt} + V_o$$

$$\frac{di_t}{dt} = \frac{(v_t - v_r) - V_o}{(L_r + L_t)} \quad (3-10)$$

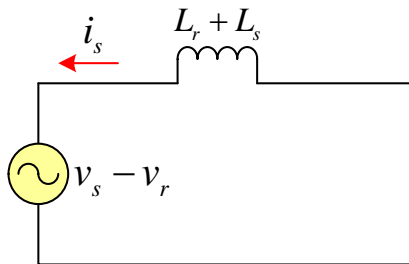
Karena $|v_t - v_r| < |V_o|$ maka kemiringan arus pada persamaan (3-10) akan selalu negatif yang mengindikasikan bahwa arus berkurang.

Pada interval-1 tegangan fasa S berada pada posisi paling rendah, tegangan ini memiliki polaritas negatif sehingga arus yang mengalir pada fasa S juga akan negatif. Untuk mengendalikannya digunakan saklar S_2 . Pada Gambar-3.29

disajikan aliran arus pada saat saklar S_2 menutup yang akan membentuk *loop* arus terdiri dari tegangan fasa R, induktor L_r , saklar S_2 , dioda D_4 , induktor L_s dan tegangan fasa S. Rangkaian ekuivalennya ditunjukkan pada Gambar-3.30.



Gambar-3.29 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_2 menutup ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)



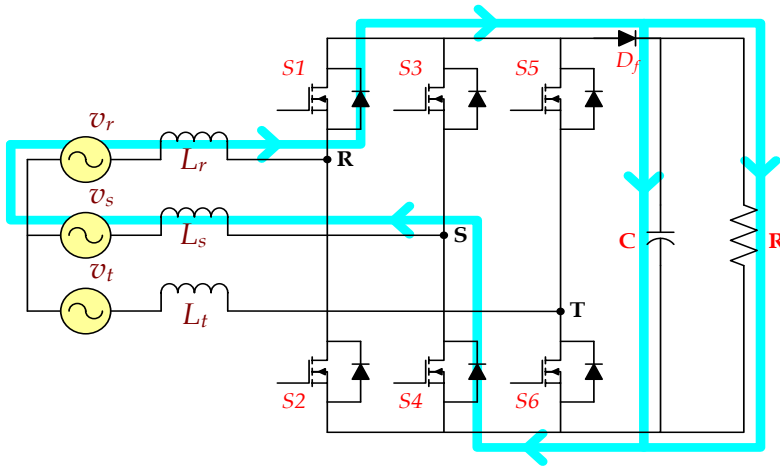
Gambar-3.30 Rangkaian ekuivalen saat saklar S_2 menutup ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)

Persamaan yang diperoleh pada kondisi ini adalah sebagai berikut

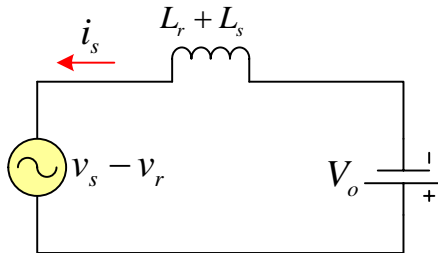
$$v_s - v_r = (L_r + L_s) \frac{di_s}{dt} \quad (3-11)$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s - v_r}{(L_r + L_s)}$$

Sedangkan untuk menurunkan arus fasa S (i_s) dilakukan dengan membuka saklar S_2 (Gambar-3.31 dan Gambar-3.32). Kondisi ini menyebabkan tegangan fasa R mendorong arus melalui induktor L_r , dioda D_1 , beban (tegangan keluaran V_o), dioda D_4 , induktor L_s dan tegangan fasa S.



Gambar-3.31 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_2 membuka ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)



Gambar-3.32 Rangkaian ekuivalen saat saklar S_2 membuka ($-30^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$)

Persamaan yang didapat pada kondisi ini adalah

$$v_s - v_r = (L_r + L_s) \frac{di_s}{dt} + V_o$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{(v_s - v_r) - V_o}{(L_r + L_s)} \tag{3-12}$$

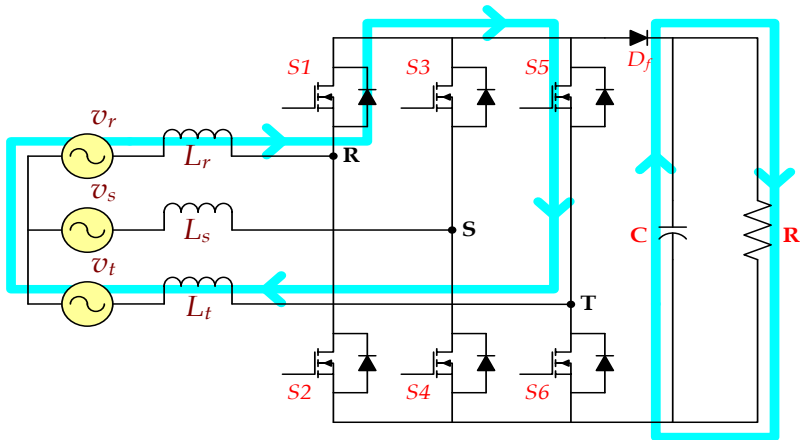
Karena $|v_s - v_r| < |V_o|$ maka kemiringan arus pada persamaan (3-12) akan selalu negatif yang mengindikasikan bahwa arus berkurang.

INTERVAL – 2 ($30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$)

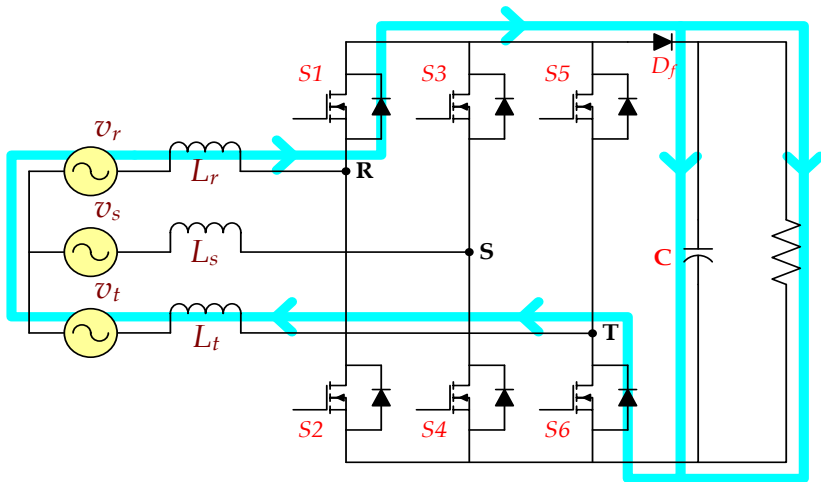
Untuk interval-2 dan seterusnya dapat diturunkan secara analogi mengacu pada kajian untuk interval-1. Pada interval-2 tegangan fasa T lebih rendah dari tegangan fasa R dan lebih tinggi dari tegangan fasa S ($v_r > v_t > v_s$) sehingga untuk mengatur arus fasa R dan fasa S dilakukan dengan mengoperasikan saklar-saklar pada lengan T (saklar S_5 dan S_6). Untuk menaikkan arus fasa R dilakukan dengan menutup saklar S_5 (Gambar-3.33) dan untuk menurunkan arus fasa R dilakukan dengan membuka saklar S_5 (Gambar-3.34). Sedangkan untuk mengatur arus fasa S dilakukan oleh saklar S_6 . Jika saklar S_6 menutup maka arus fasa S akan naik (Gambar-3.35) dan jika saklar S_6 membuka maka arus fasa S akan berkurang (Gambar-3.36).

INTERVAL – 3 ($90^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ$)

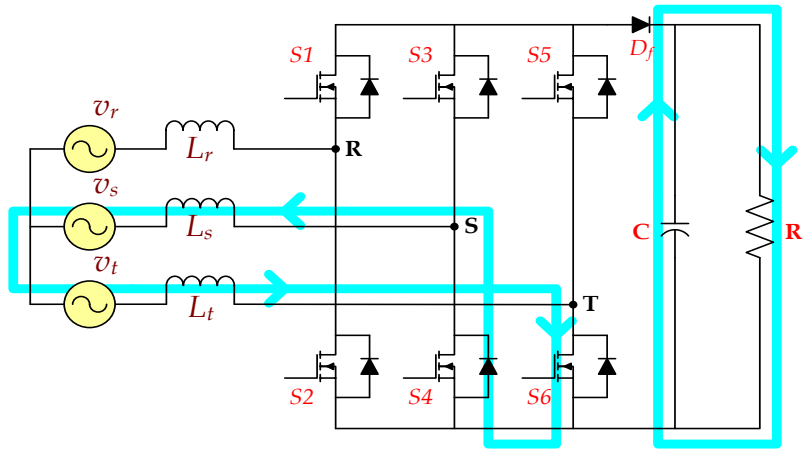
Pada interval-3 tegangan fasa S lebih rendah dari tegangan fasa R dan lebih tinggi dari tegangan fasa T ($v_r > v_s > v_t$) sehingga untuk mengatur arus fasa R dan fasa T dilakukan dengan mengoperasikan saklar-saklar pada lengan S (saklar S_3 dan S_4). Untuk menaikkan arus fasa R dilakukan dengan menutup saklar S_3 (Gambar-3.37) dan untuk menurunkan arus fasa R dilakukan dengan membuka saklar S_3 (Gambar-3.38). Sedangkan untuk mengatur arus fasa T dilakukan oleh saklar S_4 . Jika saklar S_4 menutup maka arus fasa T akan naik (Gambar-3.39) dan jika saklar S_4 membuka maka arus fasa T akan berkurang (Gambar-3.40).



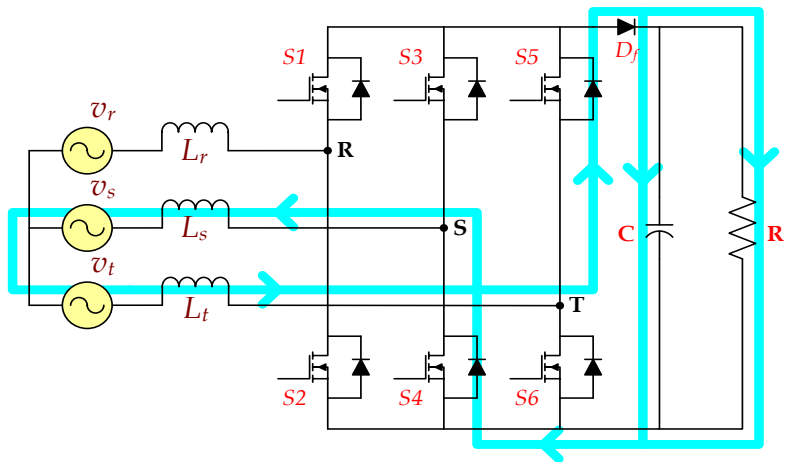
Gambar-3.33 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_5 menutup ($30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$)



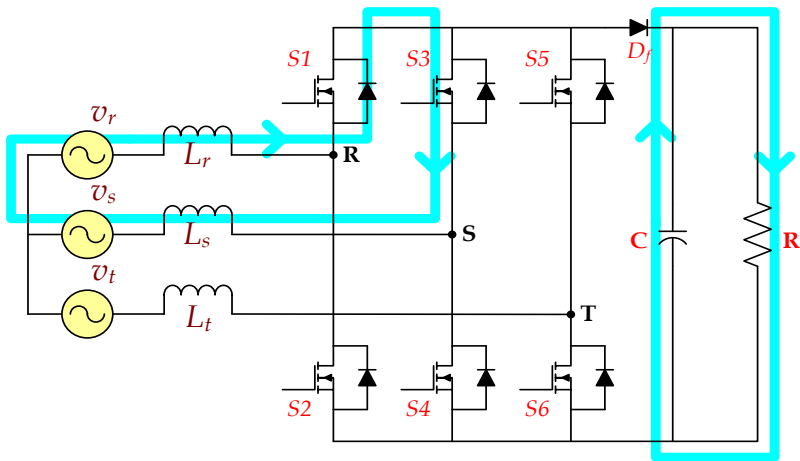
Gambar-3.34 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_5 membuka ($30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$)



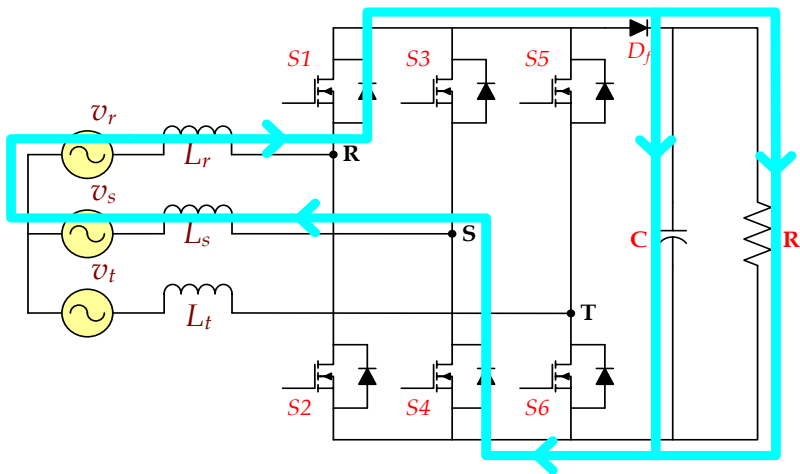
Gambar-3.35 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_6 menutup ($30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$)



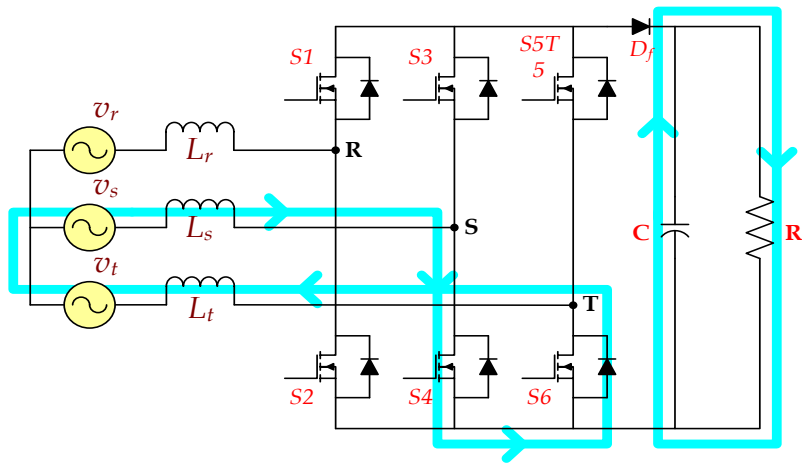
Gambar-3.36 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_6 membuka ($30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$)



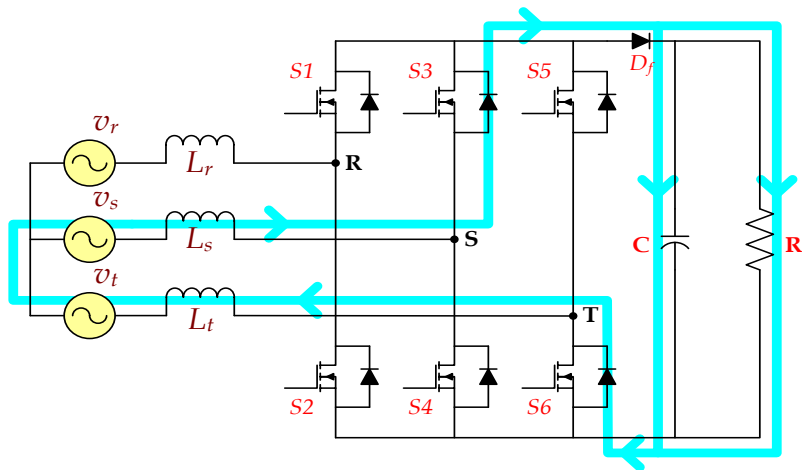
Gambar-3.37 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_3 menutup ($90^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ$)



Gambar-3.38 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_3 membuka ($90^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ$)



Gambar-3.39 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_4 menutup ($90^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ$)

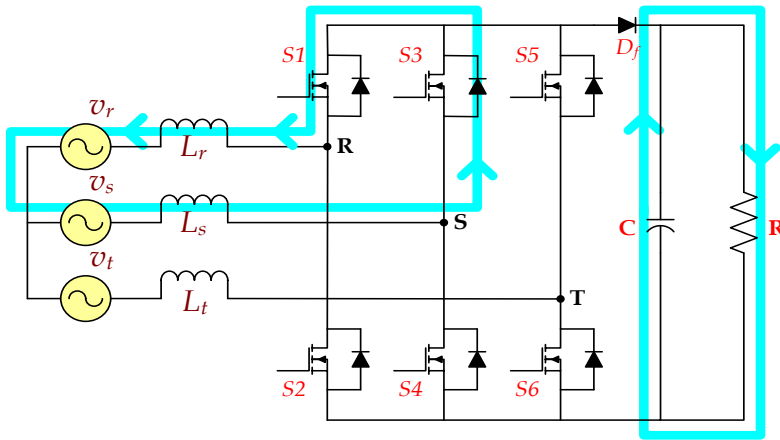


Gambar-3.40 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_4 membuka ($90^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ$)

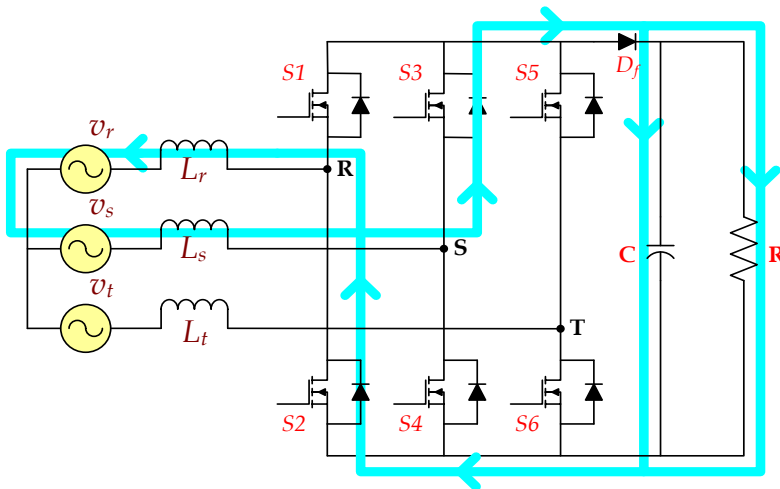
INTERVAL – 4 ($150^\circ \leq \omega t \leq 210^\circ$)

Pada interval-4 tegangan fasa R lebih rendah dari tegangan fasa S dan lebih tinggi dari tegangan fasa T ($v_s > v_r > v_t$) sehingga untuk mengatur arus fasa S dan fasa T dilakukan dengan mengoperasikan saklar-saklar pada ligan R (saklar S_1 dan S_2). Untuk menaikkan arus fasa S dilakukan dengan menutup saklar S_1 (Gambar-3.41) dan untuk menurunkan arus fasa S dilakukan dengan membuka saklar S_1 (Gambar-3.42). Sedangkan untuk mengatur arus fasa T

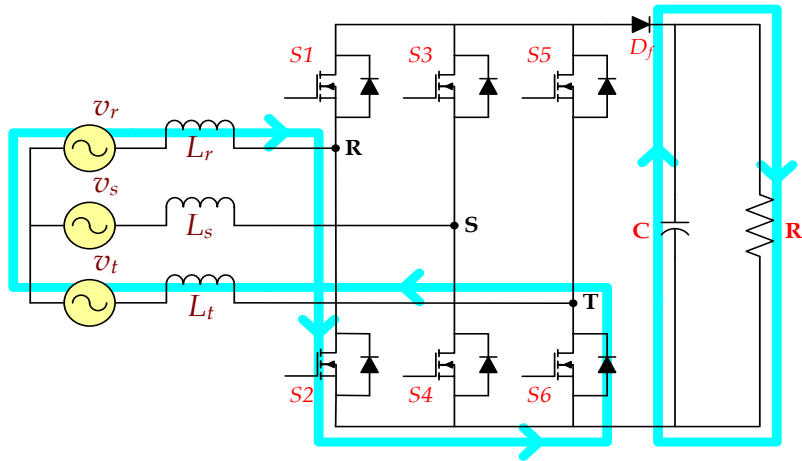
dilakukan oleh saklar S_2 . Jika saklar S_2 menutup maka arus fasa T akan naik (Gambar-3.43) dan jika saklar S_2 membuka maka arus fasa T akan berkurang (Gambar-3.44).



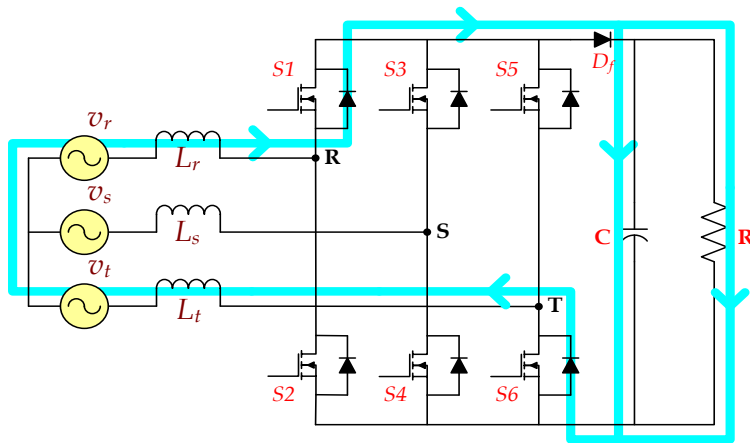
Gambar-3.41 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_1 menutup ($150^\circ \leq \omega t \leq 210^\circ$)



Gambar-3.42 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_1 membuka ($150^\circ \leq \omega t \leq 210^\circ$)



Gambar-3.43 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_2 menutup ($150^\circ \leq \omega t \leq 210^\circ$)

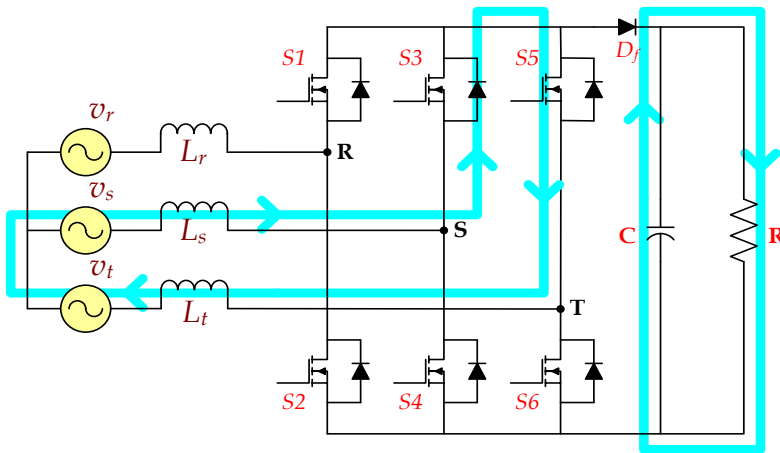


Gambar-3.44 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_2 membuka ($150^\circ \leq \omega t \leq 210^\circ$)

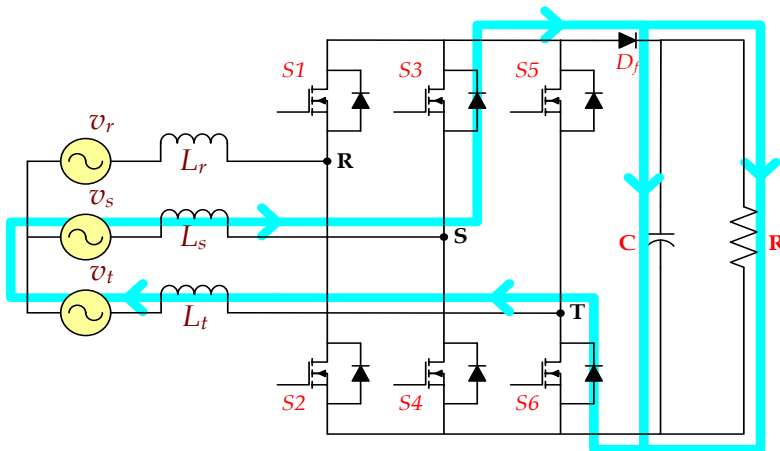
INTERVAL – 5 ($210^\circ \leq \omega t \leq 270^\circ$)

Pada interval-4 tegangan fasa T lebih rendah dari tegangan fasa S dan lebih tinggi dari tegangan fasa R ($v_s > v_t > v_r$) sehingga untuk mengatur arus fasa S dan fasa R dilakukan dengan mengoperasikan saklar-saklar pada lengan T (saklar S_5 dan S_6). Untuk menaikkan arus fasa S dilakukan dengan menutup saklar S_5 (Gambar-3.45) dan untuk menurunkan arus fasa S dilakukan dengan

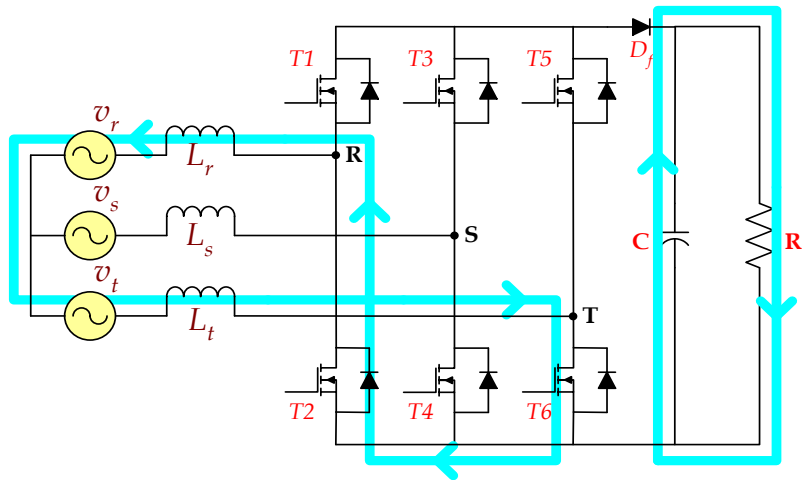
membuka saklar S_5 (Gambar-3.46). Sedangkan untuk mengatur arus fasa R dilakukan oleh saklar S_6 . Jika saklar S_6 menutup maka arus fasa R akan naik (Gambar-3.47) dan jika saklar S_6 membuka maka arus fasa R akan berkurang (Gambar-3.48).



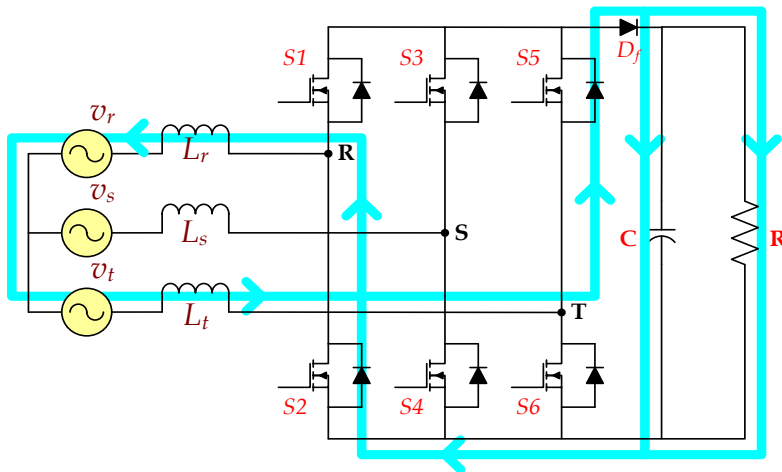
Gambar-3.45 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_5 menutup ($210^\circ \leq \omega t \leq 270^\circ$)



Gambar-3.46 Aliran arus fasa S pada saat saklar S_5 membuka ($210^\circ \leq \omega t \leq 270^\circ$)



Gambar-3.47 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_6 menutup ($210^\circ \leq \omega t \leq 270^\circ$)

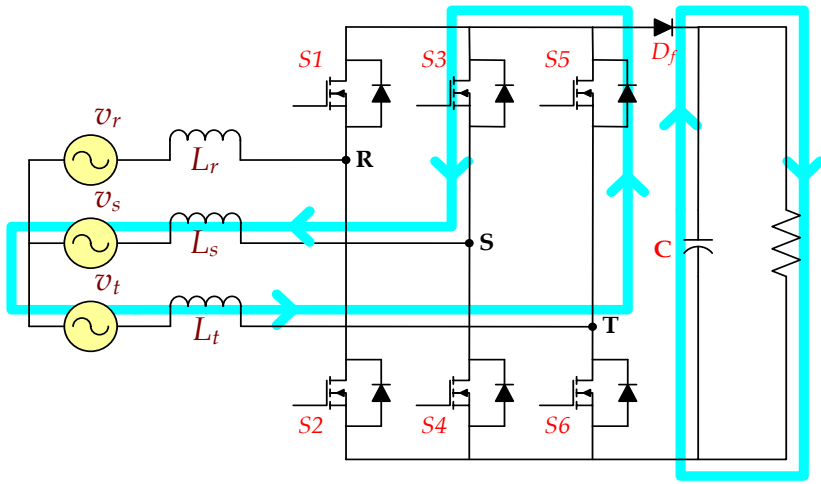


Gambar-3.48 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_6 membuka ($210^\circ \leq \omega t \leq 270^\circ$)

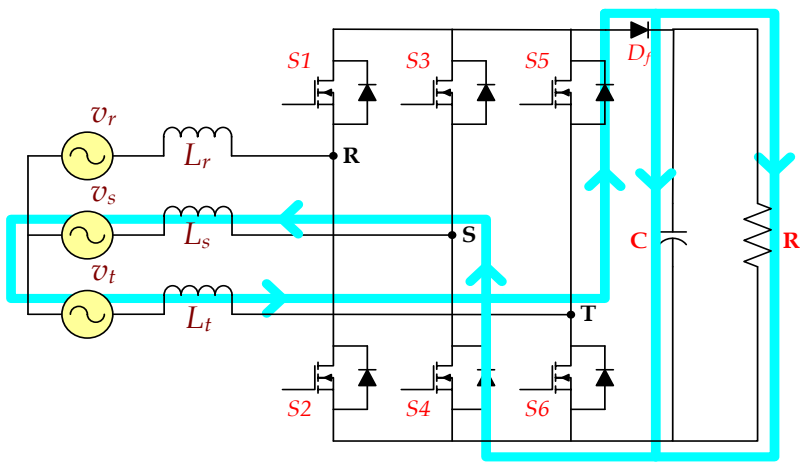
INTERVAL – 6 ($270^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ$)

Pada interval-4 tegangan fasa S lebih rendah dari tegangan fasa T dan lebih tinggi dari tegangan fasa R ($v_t > v_s > v_r$) sehingga untuk mengatur arus fasa T dan fasa R dilakukan dengan mengoperasikan saklar-saklar pada ligan S (saklar S_3 dan S_4). Untuk menaikkan arus fasa T dilakukan dengan menutup

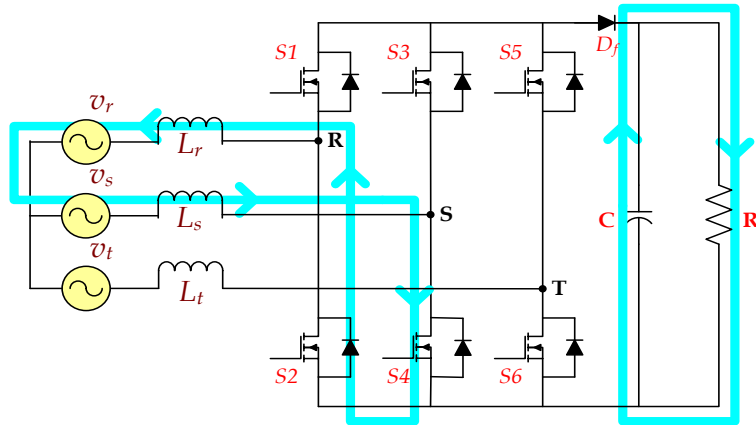
saklar S_3 (Gambar-3.49) dan untuk menurunkan arus fasa T dilakukan dengan membuka saklar S_3 (Gambar-3.50). Sedangkan untuk mengatur arus fasa R dilakukan oleh saklar S_4 . Jika saklar S_4 menutup maka arus fasa R akan naik (Gambar-3.51) dan jika saklar S_4 membuka maka arus fasa R akan berkurang (Gambar-3.52).



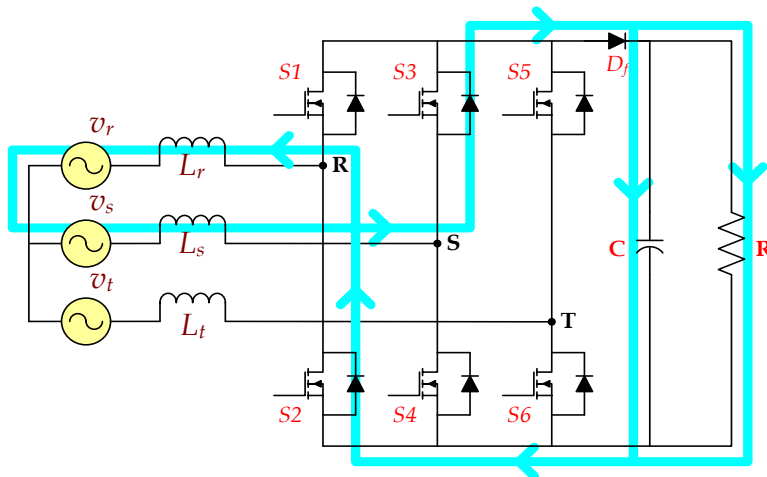
Gambar-3.49 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_3 menutup ($270^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ$)



Gambar-3.50 Aliran arus fasa T pada saat saklar S_3 membuka ($270^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ$)



Gambar-3.51 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_4 menutup ($270^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ$)



Gambar-3.52 Aliran arus fasa R pada saat saklar S_4 membuka ($270^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ$)

Simulasi dan Pengujian PWM Boost Rectifier Tiga Fasa

Uraian tentang PWM *boost rectifier* tiga fasa telah dilakukan pada sub-bab di depan. Untuk melengkapi pemahaman maka dilakukan simulasi dan pengujian laboratorium. Simulasi dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak PSIM pada kondisi tegangan sumber sinusoidal. Selama simulasi akan dilakukan pemilihan parameter yang dapat memberikan hasil optimal.

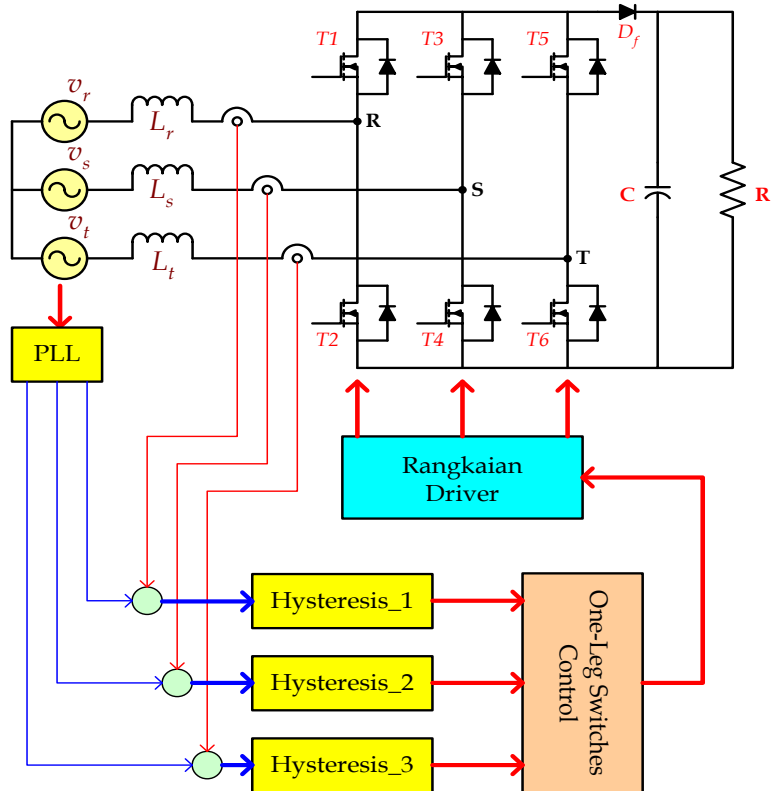
Pada Gambar-3.53 disajikan suatu PWM *boost rectifier* tiga fasa yang digunakan untuk simulasi. Pada gambar tersebut terdapat tiga pasang saklar statis (tiga lengan), karena masing-masing saklar memiliki titik terminal *source* (S) yang berbeda maka untuk mengoperasikan saklar-saklar tersebut diperlukan rangkaian *driver* dengan sumber tersendiri (enam buah catu daya *driver* dengan titik *ground* yang terpisah). Untuk membangkitkan referensi arus sinusoidal tiga fasa digunakan rangkaian PLL (*Phase Locked Loop*). Selanjutnya nilai referensi dibandingkan dengan nilai arus sisi sumber melalui sensor arus guna menghasilkan *error* sebagai sinyal masukan bagi kontroler hysteresis. Untuk mengurangi rugi daya maka dibuat sedemikian rupa hingga setiap saat hanya saklar-saklar yang berada pada satu lengan yang konduksi (beroperasi), kondisi ini dicapai dengan menggunakan rangkaian *one-leg switches control*. Parameter rangkaian yang digunakan disajikan pada Tabe-3.1.

Tabel-3.1. Parameter rangkaian PWM Boost Rectifier tiga fasa untuk simulasi

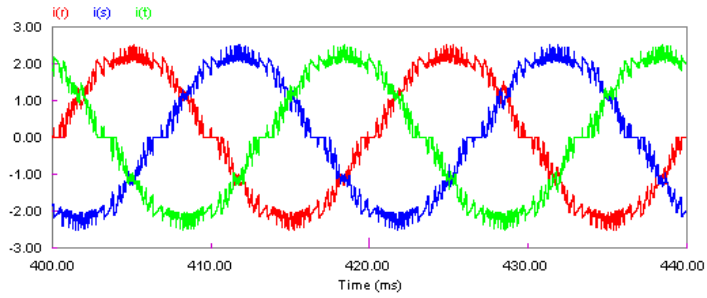
Parameter	Nilai
Tegangan sumber	15 V (rms)
Induktansi sumber	1 mH
Tahanan keluaran	20 Ohm
Kapasitor keluaran	100 uF
Batas frekuensi switching	30 kHz
Jenis saklar	MOSFET IRFP 460

Pada Gambar-3.54 dan Gambar-3.55 disajikan hasil simulasi dari arus fasa sumber yang mendekati bentuk gelombang sinusoidal. Karena tegangan tiga fasa sumber yang digunakan merupakan gelombang sinusoidal yang saling tergeser 120 derajat maka arus sumber juga mendekati tiga buah gelombang

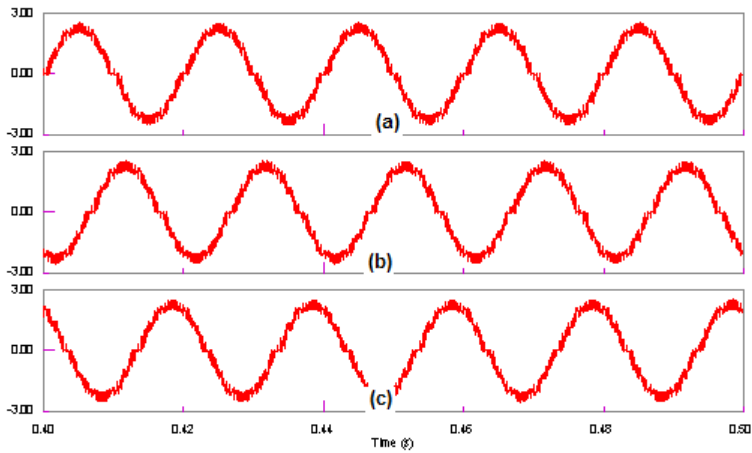
sinusoidal yang saling tergeser 120 derajat juga. Untuk memperoleh efisiensi yang tinggi maka gelombang tegangan dan arus sumber harus memiliki sudut fasa yang sama. Pada Gambar-3.56 ditunjukkan gelombang tegangan dan arus sumber yang sefasa. Pada gambar tersebut tampak dua buah gelombang sinusoidal dengan amplituda berbeda. Karena penyearah yang digunakan adalah jenis *boost* maka tegangan searah keluaran selalu lebih tinggi dari nilai puncak tegangan sumber (Gambar-3.57). Besarnya amplituda arus sumber ditentukan dengan menggunakan keseimbangan daya, yaitu daya pada sisi masukan akan selalu sama dengan daya pada sisi keluaran (dengan mengasumsikan sistem ideal)



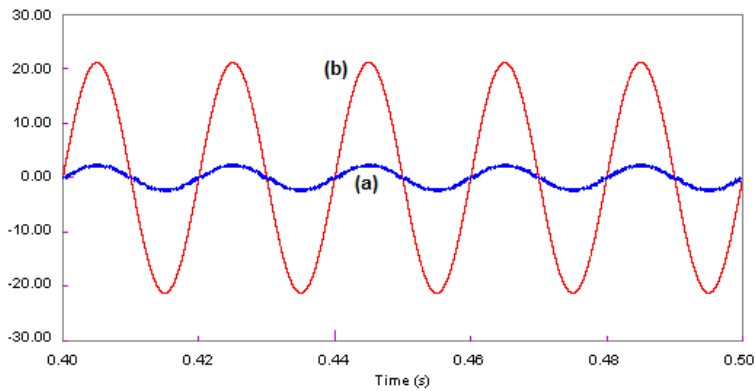
Gambar-3.53 Rangkaian PWM Boost Rectifier tiga fasa untuk simulasi



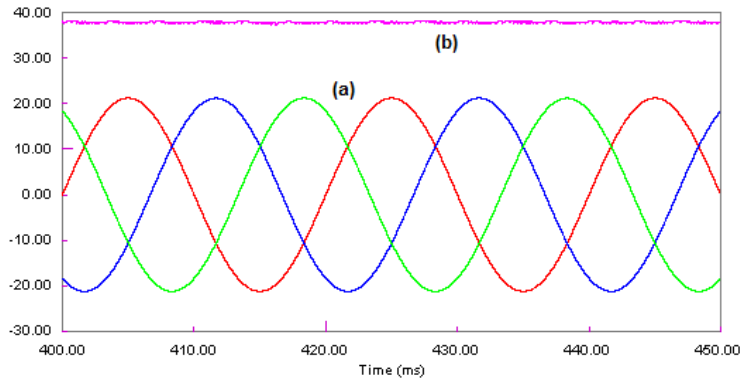
Gambar-3.54 Hasil simulasi arus sumber



Gambar-3.55 Hasil simulasi arus sumber (a) fasa-r (b) fasa-s (c) fasa-t



Gambar-3.56 Hasil simulasi (a) arus sumber fasa-r (b) tegangan fasa-r



Gambar-3.57 Hasil simulasi (a) tegangan sumber (b) tegangan searah keluaran

Daftar Pustaka

1. R. Wu, S. B., Dewan, G. R. Slemon, "A PWM AC to DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. on Industry Application, vol-26, no-5, pp 880-885, Sep/Oct 1990
2. O. Stihl, B. T. Ooi, " A Single Phase Controlled-current PWM Rectifier", IEEE Trans. on Power Electronics, vol-3, no-4, pp 453-459, Oct 1988
3. J. C. Salmon, " Circuit Topology for Single Phase Voltage-Doubler Boost Rectifier", IEEE Trans. on Power Electronics, vol-8, no-4, pp 521-529, Oct 1993
4. T. Ohnuki, O. Miyashita, T. Haneyoshi, E. Ohtsuji, "High Power Factor PWM Rectifier with an Analog Pulsewidth Prediction Controller", IEEE Trans. on Power Electronics, vol-11 no-3, pp 460-465, May 1996
5. J. C. Salmon, "Operating a Three Phase Diode Rectifier with a Low Input Current Distortion Using a Series-Connected Dual Boost Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol-11, no-4, pp 592-603, July 1996
6. C. Qiao, K. M., Smedley, "A General Three-Phase PFC Controller for Rectifiers with a Series-Connected Dual-Boost Topology", IEEE Trans. on Industry Application, vol-38, no-1, pp 137-148, Jan/Feb 2002

7. J. C. Salmon, "*Reliable 3-Phase PWM Boost Rectifier Employing a Stacked Dual Boost Converter Subtopology*", IEEE Trans. on Industry Application, vol-32, no-3, pp 542-551, May/Jun 1996

ISBN 978-602-6865-59-5



9

786026

865595