

**INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
KONSENTRASI TEKNIK ENERGI LISTRIK S-1**



**ANALISIS PERBANDINGAN PENYEARAH 3-PHASE MENGGUNAKAN
FILTER PASIF L-C dengan PENYEARAH 3-PHASE MENGGUNAKAN
METODE LINE-COMMUTATED SWITCHES MENGGUNAKAN
SOFTWARE MATLAB SIMULINK**

SKRIPSI

**Disusun oleh :
RAHMAT YUSUF FEBRIANTO
01.12.034**

OKTOBER 2008



LEMBAR PERSETUJUAN

**ANALISIS PERBANDINGAN PENYEARAH 3-PHASE MENGGUNAKAN
FILTER PASIF L-C dengan PENYEARAH 3-PHASE MENGGUNAKAN
METODE LINE-COMMUTATED SWITCHES MENGGUNAKAN
SOFTWARE MATLAB SIMULINK**

SKRIPSI

*Disusun Untuk Melengkapi dan Memenuhi Persyaratan
Guna Mencapai Gelar Sarjana Teknik Elektro Strata Satu (S-1)*

Disusun Oleh :

**Rahmat Yusuf Febrianto
01.12.034**

Diperiksa dan Disetujui

Dosen Pembimbing I

**Ir. M Abdul Hamid, MT
NIP. 1018800188**

Dosen Pembimbing II

**Ir. Widodo Pudji M, MT
NIP.Y.1028700171**



**Mengetahui
Ketua Jurusan Teknik Elektro**

**Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
NIP.Y.1039500274**

**KONSENTRASI TEKNIK ENERGI LISTRIK S-1
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
Oktober 2008**

ABSTRAK

PERENCANAAN DAN SIMULASI PENYEARAH TIGA FASA UNTUK MENINGKATKAN KUALITAS DAYA LISTRIK MENGGUNAKAN LINE-COMMUTATED SWITCHES

Rahamat Yusuf Febrianto/01.12.034

Dosen Pembimbing: 1. Bapak Ir. M. Abdul Hamid, MT.

2. Bapak Ir. Widodo Pudji Mulyanto, MT.

Jurusan Teknik Elektro S-1, Konsentrasi Teknik Energi Listrik

Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Nasional Malang

Jl. Karanglo Km2 Malang. Telpn (0341-417636) Fax (0341-417634) Malang

Website: www.itn.ac.id e-mail: itn@itn.ac.id

Saat ini banyak metode yang digunakan untuk mereduksi timbulnya harmonisa pada rangkaian atau peralatan elektronik. Pada rangkaian penyearah 3-fasa konvensional menghasilkan arus harmonisa cukup besar yang dapat menyebabkan arus sumber terdistorsi, sehingga menyebabkan gangguan yang dapat mengurangi kualitas daya tersebut.

Dalam skripsi ini akan dibahas metode analisa tentang penyearah 3-fasa dengan *line-commutated switches*. Sistem ini merupakan rangkaian penyearah yang bertujuan untuk menghasilkan *power faktor* yang tinggi dengan distorsi arus yang rendah dari rangkaian penyearah 3-fasa yang telah memenuhi standar IEC 6100-3-4. Komponen utama pada rangkaian ini pada dasarnya terdiri dari tiga buah jembatan penyearah, tiga buah *boost inductor*, tiga buah *switch* terkontrol dan dua buah kapasitor. Penyearah ini dikomutasikan pada frekuensi saluran yang rendah dengan *filter pasif LC* yang menghasilkan arus sumber dengan *THD* yang kecil dibawah 10% dan *power faktor* yang tinggi (mendekati satu). Tegangan output diusahakan konstan dengan mengubah *duty cycle* pada beban yang berbeda-beda.

Hasil dari penelitian ini didapat setelah melakukan pengujian dengan menggunakan *Software Matlab Simulink*, hasil perbandingan dari penyearah 3-fasa menggunakan *filter LC* dengan penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches*. Maka didapatkan hasil perbandingan nilai; tegangan output, *THDi*, *Power Faktor*, serta nilai efisiensi.

Kata kunci : *power faktor*, harmonisa, penyearah 3-fasa, *power quality*.

7. *My family* 'Bapak, Ibu, dan saudraku'.
8. Mas Andi '*my inspiration*'.
9. Seluruh keluarga besar, *koencoe-koencoe* (Elektro ST/S-1 2001) yang selalu memberikan semangat dan bantuannya.
10. Semua pihak yang telah membantu dalam penulisan dan penyusunan skripsi ini yang tidak dapat saya sebutkan satu persatu.

Penulis menyadari bahwa skripsi ini kemungkinan masih jauh dari sempurna, oleh karena itu diharapkan adanya saran dan kritik yang membangun demi kesempurnaan pada penulisan berikutnya.

Besar harapan semoga skripsi ini bisa bermanfaat bagi penyusun maupun pembaca pada umumnya. Sekian terima kasih.

Malang, September 2008

Penulis

DAFTAR ISI

	Halaman
ABSTRAK	i
KATA PENGANTAR	ii
DAFTAR ISI	iv
DAFTAR GAMBAR	vi
DAFTAR TABEL	ix
 BAB I PENDAHULUAN	
1.1. Latar Belakang	1
1.2. Perumusan Masalah	3
1.3. Tujuan	3
1.4. Batasan Masalah	3
1.5. Metodologi Penelitian	4
1.6. Sistematika Pembahasan	5
 BAB II PENYEARAH DIODA 3-PHASE	
2.1. Pengantar	7
2.2. Penyearah Jembatan 3-Phase Enam Pulsa	7
2.3. Konsep Daya Rectifier	11
2.3.1. Faktor Daya	12
2.3.2. Deret Fourier	15
2.4. Rectifier Sebagai Sumber Harmonisa	18
2.5. Metode Penanganan Harmonisa	19
2.5.1. Penyearah PWM	20
2.5.2. Transformator penggeser phase (Penyearah Poliphasa)	22
2.5.3. Zero Sequence Blocking & Passing Transformer 1	23
2.5.4. Filter Aktif	25
2.6. Standart Regulation	27
2.6.1. IEC 61000-3-2	29
2.6.2. IEC 61000-3-4	30
2.6.3. Tingkat rugi-rugi pada komponen semikonduktor	31

DAFTAR GAMBAR

	Halaman
Gambar 2.1. Rangkaian penyearah konvensional	8
Gambar 2.2. Bentuk gelombang tegangan dan arus dari <i>rectifier</i> 3-fasa ...	10
Gambar 2.3. Hubungan arus pada rangkaian AC.....	14
Gambar 2.4. Hubungan daya pada rangkaian AC.....	14
Gambar 2.5. Bentuk gelombang tegangan dan arus.....	17
Gambar 2.6. Bentuk gelombang tegangan dan arus Input	17
Gambar 2.7. Penyearah <i>PWM</i> dengan topologi <i>Boost</i>	20
Gambar 2.8. (a) Arus dan tegangan masukan penyearah.....	21
(b) Spektrum frekuensi arus masukan	22
Gambar 2.9. (a) Simulasi arus dan tegangan masukan	22
(b) Profil tegangan dan arus masukan	23
Gambar 2.10. Metoda zero-blocking dan zero-passing.....	23
Gambar 2.11. Model satu fasa zero-blocking dan zero-passing.....	24
Gambar 2.12. Transformator <i>Zero Passing</i> dg hub. Zigzag.....	24
Gambar 2.13. Hubungan Belitan.....	24
Gambar 2.14. Transformator <i>Zero-Blocking</i>	25
Gambar 2.15. Prinsip kerja <i>Kompensator Parallel</i>	26
Gambar 2.16. Bentuk gelombang <i>Filter Aktif</i>	26
Gambar 2.17. Topologi <i>Filter Aktif</i>	27
Gambar 2.18. Karakteristik <i>switching</i> saklar secara umum	34
Gambar 3.1. Rangkaian <i>rectifier</i> 3-fasa dengan <i>line-commutated swithes</i>	37
Gambar 3.2. Gelombang utama konverter	38
Gambar 3.3. Skema <i>gate</i> pada saklar	39
Gambar 3.4. Mode rangkaian saat $0 \leq \theta \leq 30$	40
Gambar 3.5. Mode rangkaian saat $30 \leq \theta \leq 60$	41
Gambar 3.6. Mode rangkaian saat $60 \leq \theta \leq 90$	41
Gambar 3.7. Mode rangkaian saat $90 \leq \theta \leq 120$	42
Gambar 3.8. Mode rangkaian saat $120 \leq \theta \leq 150$	43
Gambar 3.9. Mode rangkaian saat $150 \leq \theta \leq 180$	44

Gambar 3.10. M (ratio perbandingan tegangan) yang ternormalisasi.....	46
Gambar 3.11. P_{inN} (daya input) yang ternormalisasi.....	46
Gambar 3.12. Prinsip Kerja Saklar	51
Gambar 3.13. <i>Pulse Width Modulator (PWM)</i>	51
Gambar 3.14. Skema blok control.....	51
Gambar 3.15. Skema rangkaian pengontrol system.....	52
Gambar 3.16. Blok kontrol pada matlab 6.5	52
Gambar 3.17. (a) Blok <i>firing circuit</i> , (b) Blok <i>subsistem</i>	53
Gambar 3.18. (a) Blok <i>PWM</i> , (b) Blok <i>subsistem</i>	53
Gambar 3.19. <i>Kontrol feedback system Close loop</i>	54
Gambar 3.20. Respon sistem untuk menentukan parameter perancangan pengontrol metode <i>Zieger-Nichols</i>	57
Gambar 4.1. Rangkaian sederhana <i>Rectifier</i> 3-fasa dengan <i>Filter Pasif LC</i>	59
Gambar 4.2. Rangkaian <i>Rectifier</i> 3-fasa dengan filter pasif <i>LC</i> menggunakan <i>Software Matlab Simulink</i>	60
Gambar 4.3. Bentuk gelombang arus sumber	61
Gambar 4.4. Bentuk gelombang tegangan sumber	61
Gambar 4.5. Spektrum frekuensi arus sumber	62
Gambar 4.6. Tegangan Output (V_{out})	62
Gambar 4.7. Arus Output (I_{out}).....	63
Gambar 4.8. Grafik R vs $THDi$	64
Gambar 4.9. Grafik R vs Power Faktor.....	64
Gambar 4.10. Rangkaian sederhana penyearah 3-fasa menggunakan <i>Line-commutated Switches</i> sistem <i>open loop</i> (gate pada saklar S_a)... ..	67
Gambar 4.11. Rangkaian penyearah 3-fasa dengan menggunakan <i>Line- Commutated Switches System Open Loop (Simulink)</i>	68
Gambar 4.12. Bentuk gelombang tegangan output sistem <i>open loop</i>	69
Gambar 4.13. Bentuk gelombang arus output sistem <i>open loop</i>	69
Gambar 4.14. Bentuk pulsa dengan sistem <i>open loop</i>	70
Gambar 4.15. Bentuk gelombang arus sumber/ input.....	71
Gambar 4.16. Bentuk gelombang tegangan sumber/ input.....	71

Gambar 4.17. Bentuk dan spektrum harmonisa arus input dengan sistem <i>open loop</i>	71
Gambar 4.18. Grafik daya input terhadap THD arus input	73
Gambar 4.19. Grafik daya input terhadap <i>power faktor</i>	73
Gambar 4.20. Bentuk tegangan output sebelum dan sesudah terjadi perubahan beban.....	74
Gambar 4.21. Grafik lebar pulsa terhadap <i>THDi</i> (%)	75
Gambar 4.22. Grafik lebar pulsa terhadap <i>Power faktor</i>	75
Gambar 4.23. Grafik lebar pulsa terhadap tegangan output (rms).....	76
Gambar 4.24. Rangkaian sederhana penyearah 3-fasa Menggunakan <i>Line-commutated Switches</i> sistem <i>close-loop</i>	77
Gambar 4.25. Rangkaian penyearah 3-fasa dengan menggunakan <i>Line-Commutated Switches System Close Loop (Simulink)</i>	78
Gambar 4.26. Bentuk pulsa dengan sistem <i>close loop</i>	79
Gambar 4.27. Bentuk gelombang tegangan output sistem <i>close loop</i>	80
Gambar 4.28. Bentuk gelombang arus output sistem <i>close loop</i>	80
Gambar 4.29. Bentuk gelombang arus dan tegangan sumber	81
Gambar 4.30. Bentuk dan Spektrum harmonisa arus input dengan system <i>close loop</i>	81
Gambar 4.31. Grafik daya input terhadap <i>THD</i> arus input	82
Gambar 4.32. Grafik daya input terhadap <i>Power Faktor</i>	83
Gambar 4.33. Bentuk tegangan output sebelum dan sesudah terjadi perubahan beban.....	83
Gambar 4.34. Bentuk arus output sebelum dan sesudah terjadi perubahan beban.....	84
Gambar 4.35. Grafik nilai R terhadap <i>Vout</i> (volt)	85
Gambar 4.36. Grafik nilai R terhadap <i>THDi</i>	86
Gambar 4.37. Grafik nilai R terhadap <i>Power Faktor</i>	87
Gambar 4.38. Grafik nilai R terhadap Efisiensi	88

DAFTAR TABEL

	Halaman
Tabel 2.1. Tabel urutan harmonisa.....	28
Tabel 2.2. Standar IEC 61000-3-2.....	30
Tabel 2.3. Standar IEC 61000-3-4.....	30
Tabel 3.1. Tabel <i>tuning Ziegler-Nichols</i>	57
Tabel 4.1. Hasil simulasi <i>rectifier</i> konvensional dengan <i>filter pasif LC</i>	63
Tabel 4.2. Hasil simulasi <i>open loop</i>	72
Tabel 4.3. Hasil simulasi perubahan <i>duty cycle</i>	74
Tabel 4.4. Hasil simulasi sistem <i>close loop</i>	82
Tabel 4.5. Perbandingan <i>Voutput</i> penyearah 3-fasa konvensional menggunakan <i>filter LC</i> dengan penyearah 3-fasa menggunakan <i>line-commutated switches</i>	85
Tabel 4.6. Perbandingan <i>THD</i> arus penyearah 3-fasa konvensional menggunakan <i>filter LC</i> dengan penyearah 3-fasa menggunakan <i>line-commutated switches</i>	86
Tabel 4.7. Perbandingan <i>Power Faktor</i> penyearah 3-fasa konvensional menggunakan <i>Filter LC</i> dengan penyearah 3-fasa menggunakan <i>Line-Commutated Switches</i>	87
Tabel 4.8. Perbandingan Efisiensi penyearah 3-fasa konvensional menggunakan <i>filter LC</i> dengan penyearah 3-fasa menggunakan <i>line-commutated switches</i>	88

BAB I

PENDAHULUAN

1.1. LATAR BELAKANG

Rangkaian penyearah yang lebih dikenal dengan sebutan *rectifier* merupakan rangkaian yang mengkonversi tegangan *AC* menjadi *DC*. Dioda merupakan komponen utama pada penyearah, rangkaian penyearah pada saat ini hampir dipakai pada seluruh peralatan elektronik. Dengan menggunakan rangkaian penyearah dapat mengurangi biaya operasional dari pemakaian peralatan elektronik dan dapat dipakai secara kontinyu tanpa batas jika dibandingkan dengan baterai. Dalam aplikasi industri dimana tegangan *AC* 3-fasa lebih baik penggunaannya dibanding dengan penyearah satu fasa.

Pada umumnya arus sumber yang tidak sinusoidal adalah masalah utama yang ditimbulkan oleh penyearah jembatan diode 3-fasa. Hal ini menyebabkan *THD (Total Harmonic Distortion)* arus sumber menjadi tinggi dan power faktornya menjadi rendah. Dalam upaya untuk mengurangi pengaruh tersebut, berbagai macam standar dan rekomendasi telah diperkenalkan untuk membatasi harmonisa yang disebabkan beban-beban tertentu yang masuk dalam peralatan listrik. Saat ini laporan teknis (IEC 61000-3-4) diberikan dengan maksud untuk memperluas bidang aplikasi standard (IEC 61000-3-2) pada peralatan listrik dan elektronik dengan nilai arus input melebihi 16 Amper per fasa. Oleh karena itu kualitas daya listrik yang baik adalah menjadi suatu keharusan dalam suatu sistem tenaga listrik. Dalam beberapa dekade berbagai macam cara baru telah dilakukan

dalam meminimalisir harmonisa dari arus yang dihasilkan oleh penyearah dioda 3-fasa. Salah satu metode yang digunakan adalah menggunakan saklar *line-commutated* untuk diterapkan pada penyearah diode 3-fasa *uncontrolled*. Peralatan tersebut dihubungkan pada percabangan dioda dengan bagian sumber sebuah *rectifier* untuk mengontrol arus harmonisanya. Diharapkan dengan menggunakan peralatan ini maka *ripple* arus pada *diode-bridge rectifier* semakin kecil dan *power faktor* diharapkan bisa mendekati satu (uniti). Kelebihan dari penggunaan metode *line-commutated switches* yaitu biaya pembuatan yang murah karena bekerja dengan frekuensi *switching* rendah, efisiensi yang tinggi, dan rangkaian pengontrol yang sederhana.

Pada penyearah 3-fasa konvensional akan menghasilkan arus sumber yang terdistorsi sangat tinggi akibat dari pengaruh arus harmonisa yang cukup berarti sehingga terjadi penurunan dari kualitas daya itu sendiri, dengan menggunakan metode penyearah 3-fasa dengan *line-commutated switches* diharapkan bisa meminimalisir harmonisa yang ditimbulkan dari penyearah tersebut. Sistem ini merupakan rangkaian penyearah yang bertujuan untuk menghasilkan *power faktor* yang uniti dengan distorsi arus yang rendah. Komponen utama pada rangkaian ini pada dasarnya terdiri dari sebuah jembatan penyearah, *boost inductor*, 3 buah saklar terkontrol dan tiga buah kapasitor. Penyearah ini dikomutasikan dengan frekuensi saluran yang rendah dan *filter pasif L-C* yang diharapkan bisa menghasilkan arus sumber dengan *THD* yang kecil dibawah 10% dan *power faktor* yang uniti (mendekati satu). Tegangan output diusahakan konstan dengan mengubah lebar pulsa pada beban yang berbeda.

1.2. PERUMUSAN MASALAH

Berdasarkan latar belakang diatas maka timbul suatu pokok permasalahan yaitu bagaimana prosedur dari *design* dan parameter *filter pasif L-C* dengan pengontrolan saklar *line-commutated* agar arus sumber pada sisi input *AC* yang timbul pada penyearah 3-fasa dapat dihasilkan *THD* yang kecil dibawah 10% dan peningkatan power faktor yang *uniti* (mendekati satu) terpenuhi. Dari permasalahan diatas maka skripsi diberi judul :

**“ANALISIS PERBANDINGAN PENYEARAH 3-PHASE
MENGUNAKAN *FILTER PASIF L-C* dengan PENYEARAH 3-PHASE
MENGUNAKAN METODE *LINE-COMMUTATED SWITCHES*
MENGUNAKAN *SOFTWARE MATLAB SIMULINK*”**

1.3. TUJUAN

Tujuan dari pembahasan skripsi ini adalah membuat desain simulasi dengan menggunakan *software MATLAB SIMULINK* kemudian menganalisa dan membandingkan hasil dari penyearah 3-fasa menggunakan *filter pasif LC* dengan penyearah 3-fasa menggunakan metode *Line-Commutated Switches*.

1.4. BATASAN MASALAH

Agar permasalahan yang dibahas lebih terarah sesuai dengan tujuan, maka pembahasan skripsi ini dibatasi sebagai berikut :

1. Analisa dilakukan dengan menganggap pada sistem dan semua komponen yang digunakan dianggap bekerja ideal.

2. Analisa hanya berdasarkan pada parameter-parameter yang disesuaikan dengan simulasi, bukan didasarkan aplikasi secara langsung.
3. Simulasi pada rangkaian dikerjakan dengan menggunakan *MATLAB SIMULINK*.
4. analisa hanya dilakukan hanya untuk mengetahui nilai dari *PF* (*power faktor*) dan *THD* (*Total Harmonic Distortion*) yang diakibatkan penggunaan penyearah tersebut.
5. Dari tujuan yang akan dibahas hanya ditekankan pada analisa perbandingan penyearah 3-fasa dengan metode *line-commutated switches* dengan penyearah 3-fasa konvensional dengan *filter L-C*.

1.5. METODOLOGI PENELITIAN

Dalam penulisan skripsi ini digunakan metode sebagai berikut:

1. Studi literatur, pada tahap ini akan dipelajari secara rinci mengenai rangkaian penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches*.
2. Pengambilan data diambil dari parameter yang ada di *SIMULINK MATHLAB*.
3. Desain rangkaian dan simulasi, pada tahap ini akan dilakukan simulasi terhadap suatu system dari rangkaian dengan menggunakan *SIMULINK MATHLAB*.
4. Analisa data, pada tahap ini akan dilakukan analisa dari hasil simulasi pada perbandingan desain yang telah dibuat.

5. Kesimpulan, pada tahap ini dapat ditarik kesimpulan dari hasil analisa dan simulasi.

1.6. SISTEMATIKA PEMBAHASAN

Untuk memudahkan pembahasan, maka skripsi ini akan dibagi menjadi 5 (lima) bab dengan sistematika sebagai berikut :

Bab I : Pendahuluan

Bab ini meliputi latar belakang, perumusan masalah, sistematika pembahasan, tujuan, metodologi penelitian.

Bab II : Penyearah dioda 3 fasa.

Bab ini menjelaskan tentang topologi dari rangkaian rectifier, teori dasar harmonisa yang ditimbulkan oleh rectifier, dan cara penanggulangan harmonisa yang telah ada, serta standar tentang batasan harmonisa.

Bab III : Penyearah tiga fasa menggunakan *Line-Commutated Switches*.

Bab ini akan membahas tentang teori dan rumus-rumus dari rangkaian tersebut, dan prinsip operasi dengan menggunakan saklar *line-commutated*.

Bab IV : Hasil simulasi dan analisa data.

Bab ini akan membahas tentang performansi 2 jenis *converter* yaitu secara konvensional dengan filter pasif *L-C* dan dengan metode *line-commutated switches* dilihat dari *power factor* sisi input, *Total Harmonics Distortion (THD)* arus input berdasarkan hasil simulasi dan analisa.

Bab V : Penutup.

Bab ini berisi tentang kesimpulan dan saran dari hasil pembahasan yang telah diperoleh.

BAB II

PENYEARAH DIODA 3-PHASA

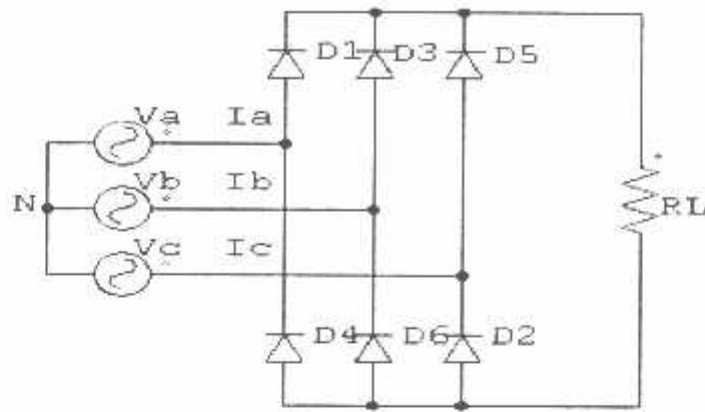
2.1. PENGANTAR

Rangkaian penyearah yang lebih dikenal dengan sebutan *rectifier* merupakan rangkaian yang mengkonversi tegangan *AC* menjadi *DC*. Dioda merupakan komponen utama pada penyearah, rangkaian penyearah pada saat ini hampir dipakai pada seluruh peralatan elektronik. Dengan pemakaian rangkaian penyearah dapat mengurangi biaya operasional dari pemakaian peralatan elektronik dan dapat dipakai secara kontinyu tanpa batas jika dibandingkan dengan baterai.

Dalam aplikasi industri dimana tegangan *AC* tiga fasa digunakan, adalah lebih baik untuk menggunakan penyearah tiga fasa dibanding dengan penyearah satu fasa. Oleh karena sebab faktor ripple rendah dimiliki pada gelombang dan penanganan kemampuan daya yang lebih tinggi. Bab 2 ini akan membahas seluk beluk three-phase rectifier dalam tugas akhir ini baik itu prinsip kerja, perumusan, metode perbaikan kualitas daya, dan analisisnya secara umum.

2.2. PENYEARAH JEMBATAN TIGA FASA ENAM PULSA¹

Rangkaian penyearah jembatan 3-fasa konvensional *uncontrolled* adalah salah satu konverter *AC* ke *DC* yang sistem kerjanya menggunakan enam dioda yang dikelompokkan dalam dua kelompok seperti pada gambar 2.1 berikut:



Gambar 2.1 Rangkaian penyearah konvensional

Untuk kelompok yang pertama anoda dari masing-masing komponen dihubungkan berturut-turut dengan salah satu fasa dari sumber, sedangkan katoda-katodanya dihubungkan ke beban. Untuk group yang kedua katoda masing-masing komponen dihubungkan ke salah satu kawat fasa dari sumber sedangkan anoda-anodanya dihubungkan menjadi satu dan selanjutnya dihubungkan dengan beban, seperti terlihat dalam Gambar 2.1.

Jembatan penyearah tiga fasa biasa digunakan pada aplikasi dengan menggunakan daya tinggi. Ini adalah penyearah gelombang penuh, yang dapat dioperasikan dengan atau tanpa trafo dan memberikan 6 (enam) pulsa *ripple* pada tegangan keluaran. Dioda-dioda diberi nomor berdasarkan urutan konduksi dan tiap sudut untuk tiap konduksinya adalah 120. Urutan konduksi untuk tiap diode adalah 56, 61, 12, 23, 34, dan 45. Pasangan diode yang dihubungkan di antara pasangan jalur sumber memiliki jumlah tegangan line ke line *instantaneous* tertinggi akan konduksi. Tegangan line ke line adalah $\sqrt{3}$ dikali tegangan fasa yang terhubung *wye*. Bentuk gelombang dan waktu konduksi diode ditunjukkan pada gambar 2.2.

Bentuk tegangan keluaran rata-rata ditentukan dari :

$$V_{dc} = \frac{2}{(2\pi/6)} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_m \cos \omega t . d(\omega t)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1,654 . V_m^2 \dots\dots\dots (2.1)$$

Dengan V_m adalah tegangan phasa puncak. Tegangan keluaran *rms* adalah:

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{(2\pi/6)} \int_0^{\pi/6} 3 V_m^2 . \cos^2 \omega t . d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4.\pi} \right]^{1/2} . V_m = 1,6554 V_m \dots\dots\dots (2.2)$$

Bila beban murni resistif, arus puncak yang melalui dioda adalah

$I_m = \sqrt{3} V_m/R$ dan nilai rms arus dioda adalah :

$$I_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 . \cos^2 \omega t . d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$I_r = I_m \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2}$$

$$= 0.55181 I_m \dots\dots\dots (2.3)$$

dan nilai *rms* arus sekunder trafo adalah :

$$I_{rms} = \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 . \cos^2 \omega t . d(\omega t) \right]^{1/2}$$

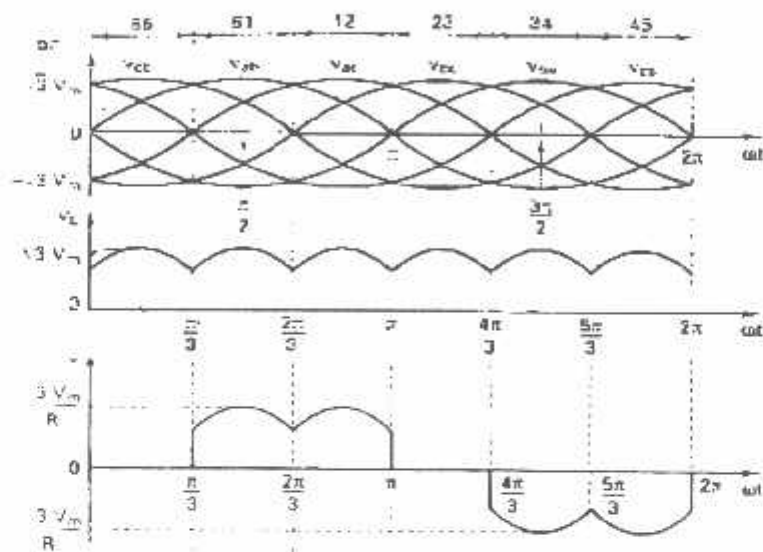
$$= I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2}$$

$$= 0.7804 . I_m \dots\dots\dots (2.4)$$

dengan I_m adalah arus puncak *line* sekunder

Urutan konduksi untuk masing – masing dioda terlihat dalam gambar, bahwa dalam setiap interval tertentu selalu ada dua dioda yang berkonduksi dalam waktu bersamaan.

Adapun bentuk gelombang yang terjadi untuk konverter jembatan 3-fasa 6 pulsa adalah sebagaimana gambar 2.2³ berikut :



Gambar 2.2 Bentuk gelombang tegangan dan arus dari *rectifier* tiga fasa

Dengan memasukkan arus DC sesaat I_{rms} , diperoleh persamaan arus fasa untuk penyearah enam pulsa dalam frekuensi *domain* sebagai berikut :

$$I_p = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{rms} (\cos\omega t - \frac{1}{5}\cos5\omega t - \frac{1}{7}\cos7\omega t -) (2.5)$$

Dari persamaan diatas dapat disimpulkan bahwa :

- a. Tidak ada harmonisa kelipatan tiga
- b. Harmonisa hanya terjadi pada orde $6k \pm 1$, dan k adalah bilangan integer
- c. Harmonisa orde $6k + 1$ adalah urutan positif
- d. Harmonisa orde $6k - 1$ adalah urutan negatif

e. Arus rms frekwensi fundamental adalah :

$$I_1 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right) I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \dots\dots\dots (2.6)$$

f. Arus rms untuk harmonisa ke - n adalah :

$$I_n = \frac{I_1}{n} \dots\dots\dots (2.7)$$

2.3. KONSEP DAYA RECTIFIER

Daya masuk pada rectifier 3-fasa diperoleh dengan rumus sebagai berikut:

$$\begin{aligned} P_{in}(t) &= V_a(t).I_a(t) + V_b(t).I_b(t) + V_c(t).I_c(t) \\ P_{in}(t) &= V_m.\sin(\omega t).I_m \sin(\omega t - \theta) + V_m.\sin(\omega t - 120 - \theta).I_m \sin(\omega t - 120) \\ &+ V_m.\sin(\omega t + 120).I_m \sin(\omega t + 120 - \theta) \dots\dots\dots (2.8) \end{aligned}$$

sehingga didapat :

$$P_{in}(t) = \frac{3}{2}.V_m . I_m . \cos \phi \dots\dots\dots (2.9)$$

Karena arus saluran masuk sefase dengan tegangan sumber, dan besarnya sama dengan k kali tegangan sumbernya, maka:

$$\cos \phi = 1 \text{ dan } I_m = k.V_m$$

sehingga:

$$P_{in} = \frac{3}{2}.k.V_m^2 \dots\dots\dots (2.10)$$

dimana P_{in} adalah daya masukan, V_m adalah tegangan maksimum (rms)

$$P_{out} = V_{DC}.I_L \dots\dots\dots (2.11)$$

$$\text{Karena, } I_L = \frac{V_{DC}}{RL} \dots\dots\dots (2.12)$$

Maka efisiensi dari rectifier 3 fasa dirumuskan sebagai berikut:

$$P_{in} = P_o / \eta \dots\dots\dots(2.13)$$

$$\text{atau } \eta = \frac{P_o}{P_{in}} \cdot 100\% \dots\dots\dots(2.14)$$

Pada kondisi tunak (steady state) daya masuk sama dengan daya beban.

2.3.1. Faktor Daya

Jika tegangan dan arus mengandung komponen harmonisa maka dapat diperhatikan bahwa :

$$V_{rms} = V_1 \sqrt{1 + (THD_v / 100)^2} \dots\dots\dots(2.15)$$

dan

$$I_{rms} = I_1 \sqrt{1 + (THD_i / 100)^2} \dots\dots\dots(2.16)$$

sehingga bila dicari faktor daya total adalah sebagai berikut :

$$pf_{tot} = \frac{P}{V_1 I_1 \sqrt{1 + (THD_v / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_i / 100)^2}} \dots\dots\dots(2.17)$$

Dalam banyak kasus, sangat kecil sekali bagian daya rata-rata dari P yang dikontribusi oleh harmonisa dan distorsi tegangan harmonisa total, hanya kurang dari 10%.

$$pf_{tot} = \frac{P_1}{V_1 I_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_i / 100)^2}} = \cos(\theta_1 - \delta_1) \cdot pf_{dis} \dots\dots\dots(2.18)$$

Dalam persamaan (2.18), $\cos(\theta_1 - \delta_1) \cdot pf_{dis}$, dikenal sebagai power faktor displacement, dan PF-dis/ adalah distorsi faktor daya. Karena power faktor displacement selalu tidak lebih besar dari 1, maka :

$$pf_{tot} \leq pf_{dis} \dots\dots\dots(2.19)$$

Sebagian peralatan memerlukan dua komponen arus. Kedua komponen arus tersebut adalah sebagai berikut :

- Arus yang menghasilkan daya kerja adalah arus yang dikonversikan oleh peralatan menjadi kerja, umumnya dalam bentuk panas, cahaya dan daya mekanik. Satuan daya kerja adalah watt
- Arus magnetisasi, juga disebut *wattless*, reaktif, adalah arus yang diperlukan untuk menghasilkan fluks untuk pengoperasian peralatan elektromagnetis. Tanpa arus magnetis, energi tidak mengalir melalui trafo atau menembus celah udara pada motor induksi, daya reaktif yang dihasilkan diukur dalam satuan Var.

Fasor diagram kedua komponen tersebut dapat dilihat pada gambar 2.3 dan gambar 2.4. Gambar ini memperlihatkan penjumlahan secara vektoris dari arus aktif dan arus reaktif yang menghasilkan arus total. Yang dapat dinyatakan dengan persamaan :

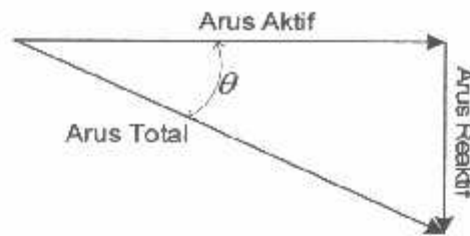
$$I_1 \text{ (arus total)} = \sqrt{(\text{arus .aktif})^2 + (\text{arus .reaktif})^2} \dots\dots\dots(2.20)$$

$$I_1 = \sqrt{(I.\cos \theta)^2 + (I.\sin \theta)^2} \dots\dots\dots(2.21)$$

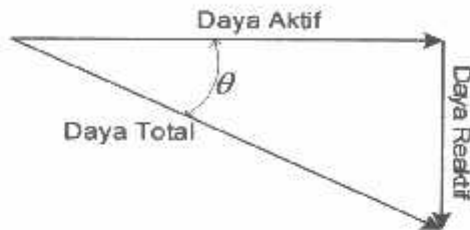
Pada suatu tegangan V, daya aktif, daya reaktif dan daya total adalah sebanding dengan arus dan dinyatakan sebagai berikut ;

$$\text{Daya Total (VA)} = \sqrt{(\text{daya _ aktif})^2 + (\text{daya _ reaktif})^2} \dots\dots\dots(2.22)$$

$$VI = \sqrt{(VI \cos \theta)^2 + (VI \sin \theta)^2} \dots\dots\dots(2.23)$$



Gambar 2.3. Hubungan Arus pada Rangkaian AC



Gambar 2.4. Hubungan Daya pada Rangkaian AC

Dalam perhitungan daya, faktor daya memegang peranan yang sangat penting. Faktor daya merupakan ukuran daya yang dikirim antara sumber dan beban. Faktor daya bervariasi antara 0 sampai dengan 1, tapi biasanya dinyatakan dalam persen.

Secara umum faktor daya dirumuskan sebagai berikut :

$$\text{Faktor Daya} = \frac{\text{Daya rata - rata}}{(\text{Tegangan rms})(\text{arus rms})} \dots\dots\dots(2.24)$$

atau bisa dirumuskan sebagaimana perumusan sebagai berikut :

Faktor daya (*pf*) = cos sudut antara daya aktif dan daya total

$$\text{Faktor daya} = (\text{daya aktif/ daya total}) = \text{KW/KVA} \dots\dots\dots(2.25)$$

Displacement Power Factor (DPF) didefinisikan sebagai:

$$\text{DPF} = \text{Cos } \phi \dots\dots\dots(2.26)$$

Untuk rangkaian linier dengan tegangan dan arus sinusoidal, DPF sama dengan PF. Selanjutnya faktor daya untuk gelombang arus yang mengalami distorsi (mengandung harmonisa) dapat dinyatakan sebagai :

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} .DPF \dots\dots\dots(2.27)$$

atau:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} .DPF \dots\dots\dots(2.28)$$

2.3.2. Deret Fourier

Setiap gelombang periodik, yaitu yang memiliki bentuk $f(t) = f(t + T)$ dapat dinyatakan oleh sebuah deret Fourier bila memenuhi persyaratan *Dirichlet* :

1. Bila gelombang diskontinu, hanya terdapat jumlah diskontinuitas yang terbatas dalam perioda T
2. Gelombang memiliki nilai rata-rata yang terbatas dalam perioda T
3. Gelombang memiliki jumlah maksimum dan minimum yang terbatas dalam perioda T

Bila syarat-syarat tersebut dipenuhi, deret Fourier dapat dinyatakan dalam bentuk:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \dots\dots\dots(2.29)$$

Secara umum, tegangan dan arus dapat dinyatakan dalam deret Fourier sebagai :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cos(h\omega_o + \phi_h) \dots\dots\dots(2.30)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} b_h \cos(h\omega_o + \theta_h) \dots\dots\dots(2.31)$$

dengan :

$$a_o = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \dots\dots\dots(2.32)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cosh \omega t dt \dots\dots\dots(2.33)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sinh \omega t dt \dots\dots\dots(2.34)$$

dimana h adalah orde harmonisa, yaitu bilangan 1,2,3...dst. Pada kasus di sistem tenaga listrik, umumnya orde yang dominan adalah orde ganjil saja (1,3,5, dst.). Orde h=1 menyatakan komponen dasar atau fundamental dari gelombang. Suku a_0 menyatakan komponen dc atau nilai rata-rata dari gelombang, yang mana umumnya komponen ini tidak muncul dalam jaringan sistem arus bolak-balik. Bila gelombang arus atau tegangan berbentuk sinusoidal sempurna, maka orde h=1 saja yang ada. Gelombang yang cacat (terdistorsi) memiliki koefisien-koefisien dengan indeks h. Amplituda harmonisa biasa dinyatakan sebagai :

$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} , h \geq 1 \dots\dots\dots(2.35)$$

Nilai-nilai c sebagai fungsi h seringkali digambarkan dalam suatu barchart dan dikenal dengan ‘spektrum frekuensi’ gelombang.

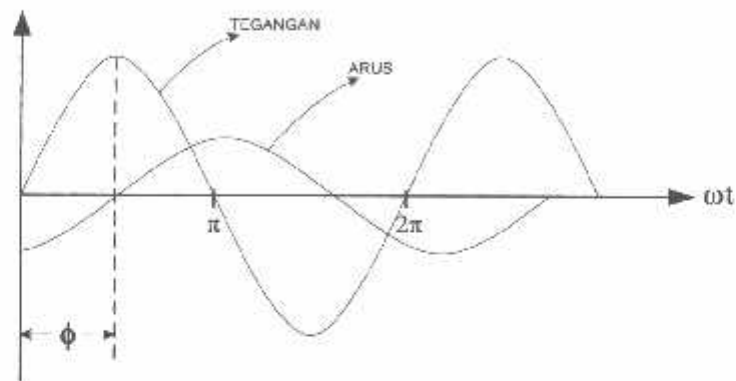
Tingkat kecacatan seringkali dinyatakan dengan *Total Harmonic Disotortion (THD)*, yang dinyatakan sebagai (pada contoh ini misalkan untuk arus):

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_1} \times 100 \dots\dots\dots(2.36)$$

Dengan I_{rms} dapat dinyatakan dengan identitas Parseval:

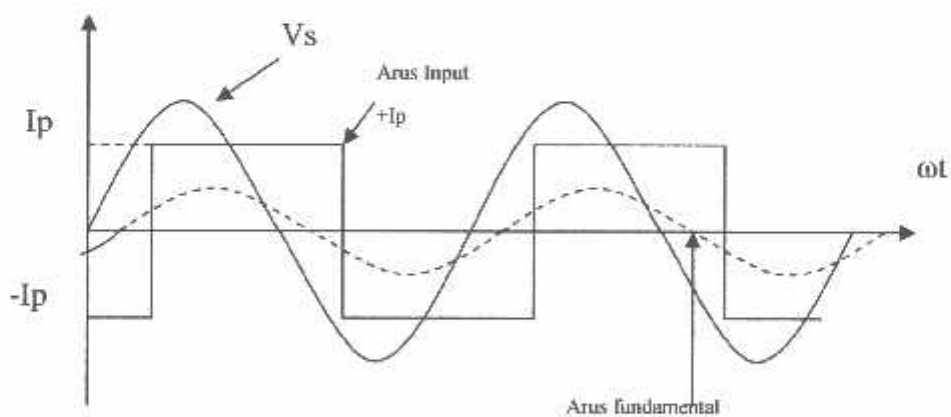
$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \dots\dots\dots(2.37)$$

Bila arus dan tegangan berbentuk sinusoidal, maka faktor daya (power factor) didefinisikan sebagai cosinus sudut yang dibentuk antara simpangan nol (*zero-crossing*) tegangan dan simpangan nol arus, dengan nol tegangan sebagai acuan. Ilustrasinya diperlihatkan pada gambar 2.4. ϕ



Gambar 2.5 Bentuk gelombang tegangan dan arus

Permasalahan muncul apabila salah satu atau kedua besaran tidak sinusoidal seperti pada gambar 2.6. Terlebih apabila besaran-besaran memiliki beberapa simpangan nol.



Gambar 2.6 Bentuk gelombang tegangan dan arus Input

Bila arus dan tegangan tidak sinusoidal, seperti pada gambar di atas, definisi tersebut tidak lagi dapat diterapkan.

2.4. RECTIFIER SEBAGAI SUMBER HARMONISA

Pada saat ini, penyearah adalah sumber utama harmonisa. Dari sisi pengendalian, secara garis besar ada tiga jenis penyearah:

1. Penyearah tak terkendali (dengan dioda)
2. Penyearah terkendali (dengan thyristor)
3. Penyearah *PWM* (dengan mosfet/IGBT)

Penyearah pertama dan kedua mengintrodusir harmonisa dalam jumlah besar, sedangkan penyearah ketiga tidak. Penyearah kedua, selain menghasilkan harmonisa, juga memiliki faktor daya yang sangat rendah. Penyearah pertama, khususnya dari jenis satu fasa adalah penyumbang harmonisa terbesar dari sektor perumahan dan perkantoran. Semua peralatan elektronik, yang meliputi televisi, sistem AV, *printer*, *scanner*, *UPS* dan *battery charger*, komputer, monitor, *oven microwave*, lampu *fluorescent* dengan ballast elektronik, dll menggunakan penyearah jenis ini pada seksi *front-end* -nya. Penyearah tak terkendali tiga fasa sangat banyak dijumpai dalam sektor industri. Penyearah ini sangat lazim dijumpai pada seksi *front-end* pengendali putaran motor-motor asinkron tiga fasa dalam semua sektor industri (tekstil, baja, kertas, karet, makanan, dll). Arus harmonisa dalam sistem daya harus dibatasi, sebab dapat menimbulkan hal-hal antara lain sebagai berikut:

- Menyebabkan interferensi dengan sistem telekomunikasi, seperti telepon, televisi, dan sistem *remote control*.
- Memperbesar daya yang hilang dalam kapasitor dan menimbulkan efek panas.

- Memperbesar rugi-rugi daya stator dan rotor, serta mengurangi torsi pada motor.
- Terhadap kapasitor bank menyebabkan kondisi resonansi dimana terdapat tingkat penyimpangan yang paling tinggi.
- Menyebabkan kesalahan pembacaan pada alat-alat ukur.

Kecenderungan penggunaan beban-beban elektronik dalam jumlah besar dalam selang waktu kira-kira dua puluh tahun terakhir pada saat ini telah menimbulkan masalah yang tidak terkirakan sebelumnya. Berbeda dengan beban-beban listrik yang menarik arus sinusoidal (sebentuk dengan tegangan yang menyuplainya), beban-beban elektronik menarik arus dengan bentuk nonsinusoidal, walaupun disuplai dari sumber tegangan sinusoidal. Beban yang memiliki sifat ini disebut sebagai beban nonlinier.

Arus yang tidak berbentuk sinusoidal tersebut dapat mengintroduksi komponen arus frekuensi tinggi yang terinjeksi ke jala-jala, yang dikenal dengan nama arus harmonisa (karena itu fenomena ini seringkali disebut dengan *polusi harmonisa*). Arus harmonisa ini ternyata menimbulkan sangat banyak implikasi negatif, baik bagi pelanggan maupun *power provider*. Kerugian akibat harmonisa mencakup aspek teknis, biaya dan keandalan.

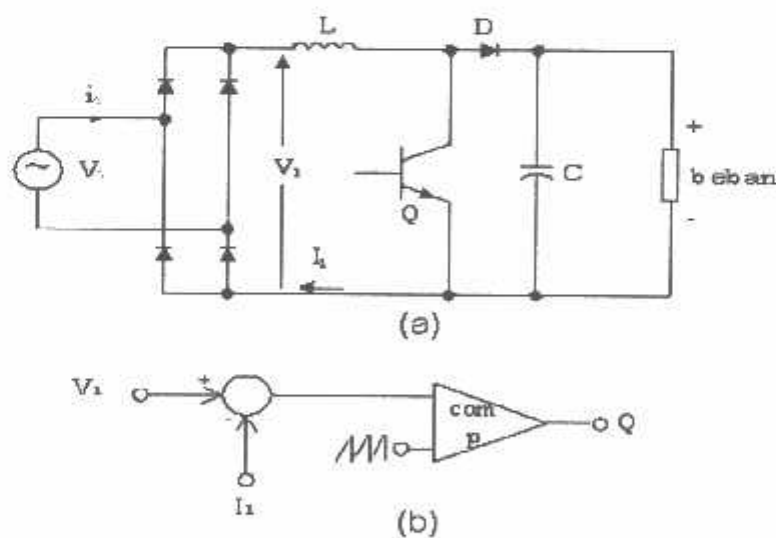
2.5. METODE PENANGANAN HARMONISA

Ada beberapa cara penanganan harmonisa, yang secara umum dapat dibagi dua yaitu pencegahan dan eliminasi harmonisa. Sistem yang tingkat harmonisanya telah diperbaiki, umumnya memiliki rugi-rugi yang lebih rendah, seperti pada tagihan kWh dan kVARh yang lebih rendah (tanpa mengurangi penggunaan

normalnya). Ada beberapa metoda penanganan arus harmonisa agar penyebaran dari arus harmonisa ke seluruh sistem jaringan dapat ditekan sekecil mungkin.

2.5.1. Penyearah PWM

Berbeda dengan penyearah konvensional yang menarik arus berupa pulsa-pulsa pendek dengan amplituda tinggi (penyearah dioda dengan kapasitor perata) ataupun berupa pulsa-pulsa gelombang persegi (penyearah thyristor atau dioda dengan perata arus atau beban induktif), penyearah dengan teknik modulasi lebar pulsa menarik arus dengan bentuk yang mendekati sinusoidal sempurna. Selain itu, arus yang ditarik juga sefasa dengan tegangan sumbernya. Dengan demikian penyearah dapat dimodelkan sebagai beban resistif, sehingga untuk apapun jenis bebannya, penyearah tidak membutuhkan kapasitor perbaikan faktor daya. Terdapat beberapa topologi dasar penyearah PWM, salah satunya adalah penyearah dengan topologi dasar *boost* (Kazerani et.al., 1991), yang diperlihatkan pada gambar 2.6

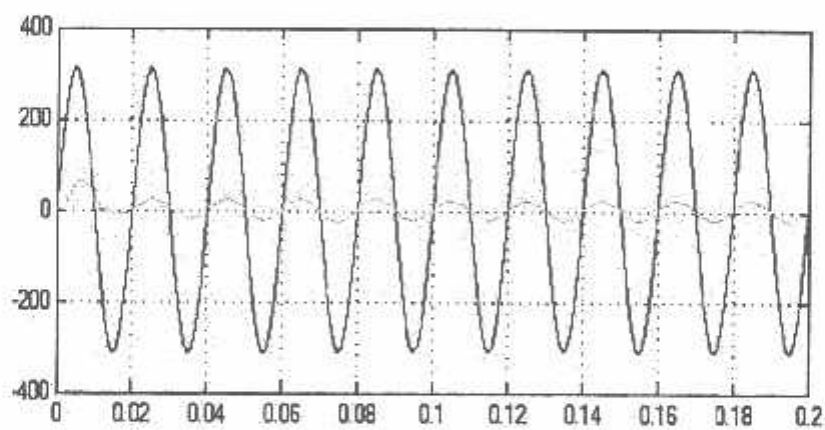


Gambar 2.7 Penyearah *PWM* dengan topologi *Boost*

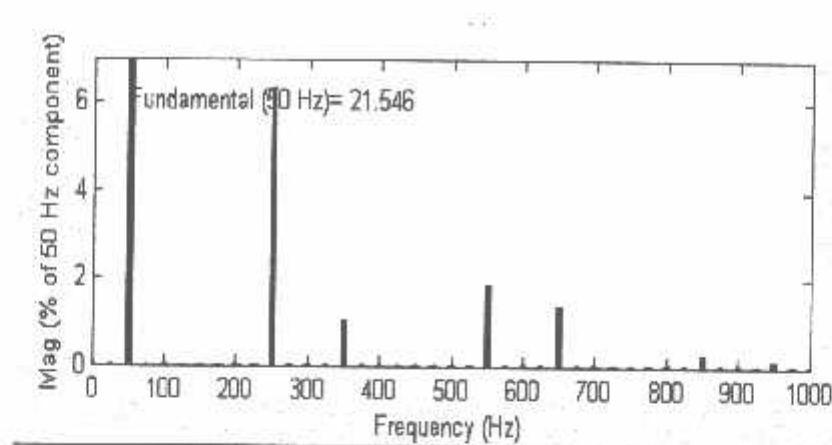
(a) Topologi rangkaian daya, (b) Topologi kotrol

Dalam rangkaian ini, arus sumber digunakan sebagai sinyal umpan balik, sementara tegangan berperan sebagai nilai referensi. Dengan cara seperti ini, maka bentuk arus sumber akan dipaksa sama dengan bentuk tegangan. Apabila bentuk tegangan masukan sinusoidal, maka bentuk arus juga akan sinusoidal. Akibat proses *switching* yang terjadi, arus akan memiliki komponen-komponen frekuensi tinggi di sekitar frekuensi *switching*nya. Komponen-komponen frekuensi tinggi ini dapat dengan mudah dihilangkan dengan filter frekuensi tinggi sederhana.

Pada Gambar 2.7.(a) dan 2.7.(b) diperlihatkan grafik simulasi arus dan tegangan masukan serta spektrum frekuensi arus masukan. Tampak bahwa arus telah sangat mendekati bentuk sinusoidal serta sefasa dengan tegangan.



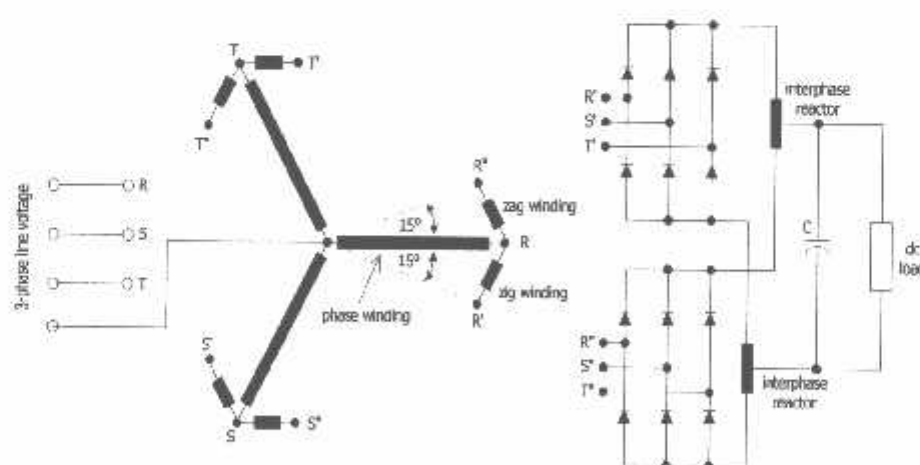
Gambar 2.8 (a) Arus dan tegangan masukan penyearah



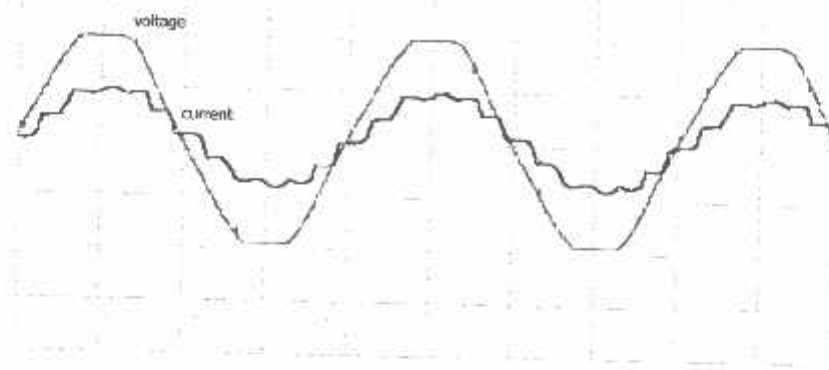
Gambar 2.8 (b) Spektrum frekuensi arus masukan

2.5.2. Transformator Penggeser Fasa (Penyearah Poliphasa)

Penggunaan transformator penggeser fasa pada aplikasi penyearah poliphasa merupakan salah satu cara yang ampuh dalam meminimisasi harmonisa yang dibangkitkan oleh penyearah tersebut. Metoda ini mengubah sistem tiga fasa menjadi sistem dengan fasa banyak; enam, sembilan atau duabelas fasa. Ada banyak konfigurasi penggeser fasa yang dapat digunakan. Secara umum semakin banyak fasa yang digunakan dalam penyearahan, semakin rendah kandungan harmonisa yang dibangkitkan.



(a) Contoh topologi transformator penggeser fasa dari sistem 3-fasa menjadi enam fasa diperlihatkan pada gambar diatas.



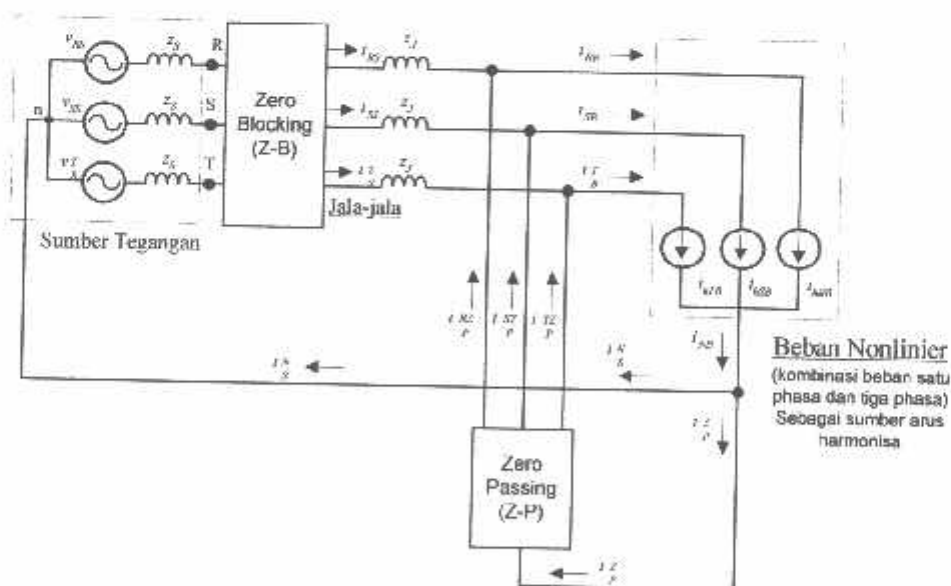
(b) Penyearah 12 pulsa dengan transformator penggeser fasa

Gambar. 2.9 (a) Simulasi arus dan tegangan masukan

(b) Profil tegangan dan arus masukan

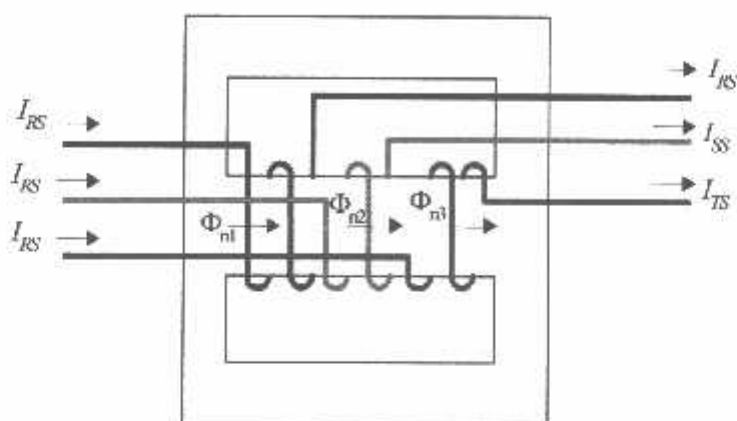
Pada gambar diatas diperlihatkan arus yang ditarik dari jala-jala sudah lebih mendekati bentuk sinusoidal, sehingga kandungan harmonisnya relatif rendah.

2.5.3. Zero-Sequence Blocking & Passing Transformer



Gambar 2.10 Metoda zero-blocking dan zero-passing

Metoda ini digunakan untuk mengurangi arus urutan nol yang mengalir pada penghantar netral. Pada gambar 2.9 – gambar 2.12 diperlihatkan metoda yang dimaksud. Ada berbagai teknik *zero-passing* dan *zero-blocking*, salah satunya sebagaimana diperlihatkan diatas.



Gambar 2.14 Transformator *Zero-Blocking*

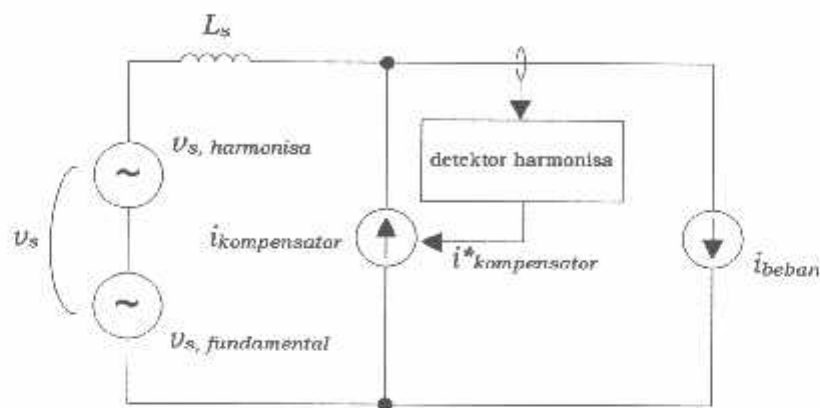
Pada prinsipnya, teknik *zero-sequence passing & blocking* adalah membuat perangkat bagi arus urutan nol. Tanpa mengurangi kinerja beban, arus netral dapat dikurangi sangat drastis, dari (57A) menjadi hanya sekitar (3A) saja.

2.5.4. Filter Aktif

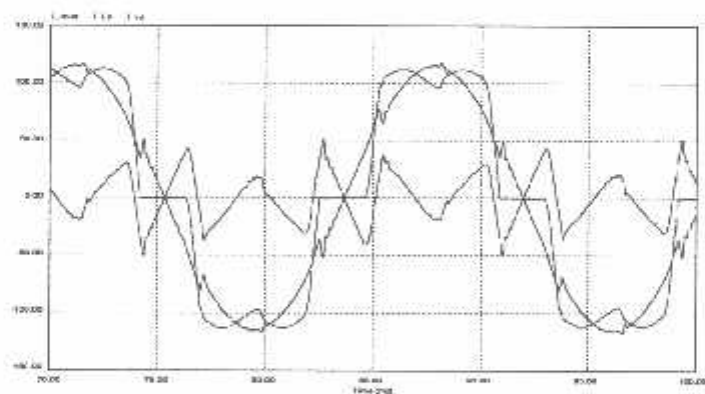
Metoda-metoda yang telah dibahas diatas kesemuanya merupakan upaya-upaya untuk mencegah timbulnya harmonisa yang berlebihan pada sistem tenaga elektrik. Ada kalanya harmonisa yang telah ada dalam sistem harus diminimisasi dengan tanpa memodifikasi elemen-elemen yang ada dalam sistem. Untuk itu pemecahan yang dapat diambil adalah dengan penambahan kompensator harmonisa yang umumnya berupa filter aktif dalam sistem.

Ada beberapa topologi kontrol dan daya untuk kompensator harmonisa. Kesemuanya menawarkan topologi dan pengendalian yang kompleks. Umumnya

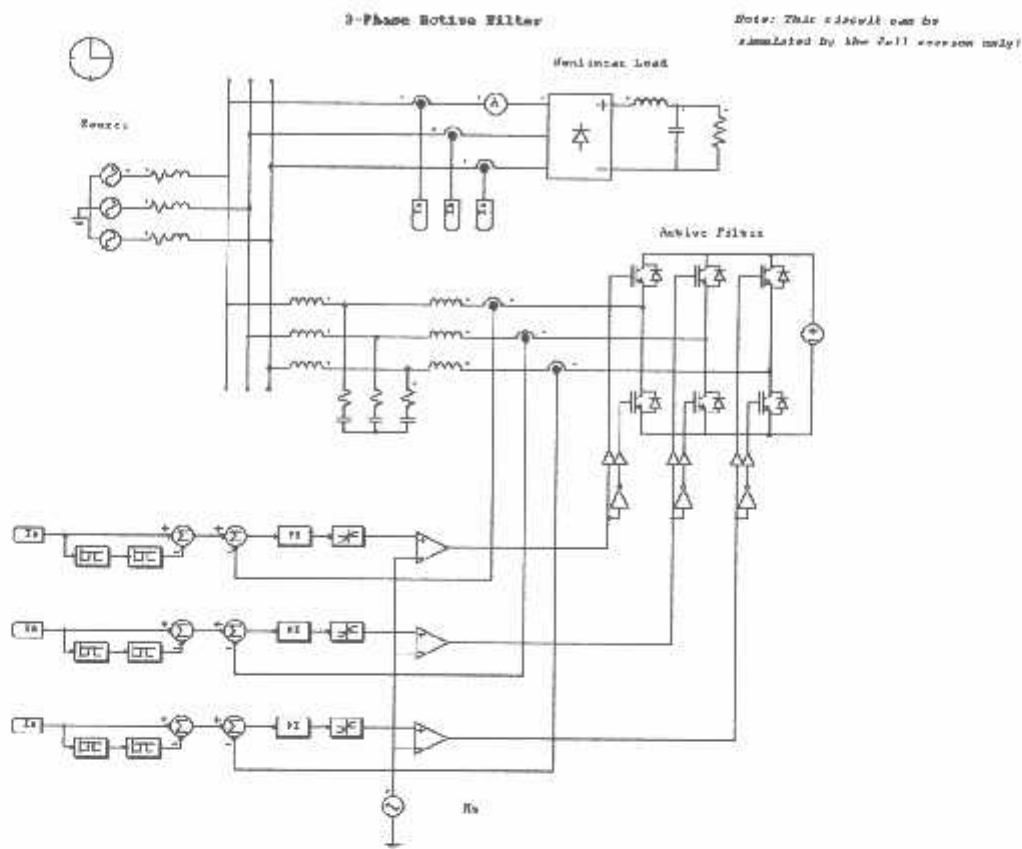
kompensator harmonisa bekerja secara paralel. Pada gambar 2.14 ditunjukkan prinsip kerja kompensator paralel. Pada gambar 2.15 diperlihatkan contoh suatu rangkaian *filter aktif* beserta bentuk gelombang arus yang dihasilkannya. Tampak bahwa arus yang ditarik dari jala-jala dapat dikembalikan menjadi bentuk sinusoidal dengan cara menginjeksikan arus kompensasi.



Gambar. 2.15 Prinsip kerja *Kompensator Parallel*



Gambar 2.16 Bentuk gelombang *Filter aktif*



Gambar 2.17 Topologi *Filter Aktif*

2.6. STANDART REGULATION

Kehadiran harmonisa telah melatar belakangi terbitnya beberapa standar atau regulasi. Standar-standar tersebut berfungsi untuk :

- membatasi cacat arus dan tegangan yang masih dapat ditolerir oleh sistem dan komponen-komponen sistem, khususnya kapasitor kompensasi daya reaktif, *power line carrier (PLC)* dan peralatan-peralatan yang bekerja berdasarkan bentuk gelombang.
- memenuhi persyaratan bentuk tegangan yang dibutuhkan oleh pemakai untuk keperluan-keperluan tertentu.

- memastikan bahwa sistem tenaga tidak mempengaruhi sistem lainnya, seperti misalnya jaringan telepon.

Urutan fasa harmonisa dalam sistem tiga fasa seimbang terlihat pada tabel dibawah berikut :

Tabel 2.1. Tabel urutan harmonisa

Orde harmonisa	Urutan fasa
1	+
2	-
3	0
4	+
5	-
6	0
-	-

Dengan mengamati tabel 2.2, kita mendapatkan urutan negatif dan urutan nol yang juga terdapat pada sistem, dan semua *triplens* seluruhnya merupakan urutan nol. Bentuk urutan sederhana diatas tidaklah diperuntukkan untuk sistem tidak seimbang, karena harmonisa tiap orde mengandung tiga urutan yang berbeda. Itu membutuhkan analisa yang lebih kompleks. Meskipun untuk sistem tak seimbang, daya nyata harus didefinisikan kembali dan konsensus belum tercapai.

Suatu standar harus menjamin bahwa semua konsumen mendapatkan energi elektrik dalam kualitas yang masih berada dalam batas-batas toleransi, yang dengan demikian konsekuensinya adalah standar juga harus menjamin bahwa tidak ada pelanggan yang menginjeksi harmonisa dalam jumlah yang melewati batas aman. Pembatasan level arus harmonisa absolut terhadap setiap

konsumen tampaknya adalah solusi yang adil bagi semua pihak, baik bagi pelanggan besar, kecil dan produsen energi.

Suatu standar dapat ditetapkan secara tidak permanen. Umumnya standar mengacu kepada pemahaman terhadap sistem yang sedang berlaku saat itu. Karena itu, dengan peningkatan pemahaman melalui peningkatan sistem instrumentasi dan analisis sistem, standar yang berlaku masih memungkinkan diubah.

Seperti halnya dalam penetapan standar kualitas untuk faktor daya, idealnya pemakai dan produsen peralatan yang memenuhi standar, dikenai insentif oleh pemerintah atau produsen energi. Dalam hal ini pemakai yang menginjeksi arus harmonisa di bawah standar yang ditetapkan, mendapatkan insentif. Permasalahan yang dihadapi di banyak negara adalah, dalam kebanyakan aplikasi, insentif yang diberikan belum cukup untuk mengkompensasi biaya peningkatan desain peralatan yang bebas harmonisa. Di Eropa, (*International Electrotechnical Committee*) yang berpusat di Paris juga mengeluarkan standar yang dikenal dengan IEC 555 yang kemudian diupdate sebagai IEC 61000-3-2. Selain itu, negara-negara maju lain seperti Australia, Selandia Baru, Swiss, Jerman, Prancis, Jepang, Malaysia dll telah menerapkan standar nasional masing-masing.

2.6.1. IEC 61000-3-2

IEC menetapkan standar langsung terhadap beban-beban yang terhubung ke sistem. Standar IEC 61000-3-2 ditunjukkan pada Tabel 2.3

Tabel 2.2 Standar IEC 61000-3-2

Orde harmonisa	Batas harmonisa relatif mA (rms/W)	Arus harmonisa maksimum yang diijinkan (A)
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13	0.296	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$3.85/n$	$2.25/n$

2.6.2. IEC 61000-3-4

Saat ini laporan teknis IEC 61000-3-4 diberikan dengan maksud untuk memperluas bidang aplikasi standar IEC 60100-3-2 pada peralatan listrik dan elektronik dengan nilai arus input melebihi 16 Amp per fasa. Berikut dijelaskan secara lengkap dalam tabel 2.4 berikut ini :

Tabel 2.3 Standar IEC 61000-3-4

Orde harmonisa	Arus harmonisa maksimum yang diijinkan (n/I) (%)
3	21,6
5	10,7
7	7,2
9	3,8
11	3,1
13	2
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	$\leq 0,6$
23	0,9
25	0,8
27	$\leq 0,6$
29	0,7
31	0,7
≥ 33	$\leq 0,6$
Genap	≤ 8 atau $\leq 0,6$

2.6.3. Tingkat rugi-rugi (*LOSSES*) pada komponen semikonduktor⁴

Beberapa tipe rangkaian semikonduktor yang meliputi *BJTs*, *MOSFETs*, *GTOs*, *DAN IGBTs* dapat dinyalakan atau dimatikan dengan sinyal kontrol dari pusat rangkaian pengontrol. Komponen di atas dapat difungsikan sebagai saklar yang dapat dikontrol hidup atau matinya. Saklar terkontrol yang ideal memiliki karakteristik :

1. Tahan terhadap tegangan *forward* dan *reverse* yang besar dengan besar arus yang mengalir adalah nol ketika keadaan "*off*".
2. Terhubung arus yang besar dengan tegangan jatuh adalah nol ketika keadaan "*on*".
3. *Switch* dari keadaan *on* ke keadaan *off* atau sebaliknya berlangsung serempak dan cepat ketika mendapat *trigger*.
4. Kebutuhan daya rendah dari sumber kontrol untuk mentrigger *switch*.

Dalam kenyataannya, tidak ada yang seideal seperti karakteristik di atas. Jika komponen *switch* mendissipasikan terlalu banyak daya, rangkaian akan mengalami kegagalan dan dalam prakteknya tidak hanya mengganggu kinerja dari rangkaian tetapi juga merusak komponen lain dalam sistem.

Untuk menanggulangi kehilangan daya pada rangkaian semikonduktor, *switch* yang terkontrol dihubungkan dengan rangkaian sederhana yang ditunjukkan pada gambar 2.21(a). Sumber arus *dc* rata-rata adalah arus yang mengalir ke penyimpanan energi induktif. Sebuah dioda dianggap ideal karena difokuskan untuk karakteristik dari *switch*, meskipun dalam kenyataannya arus *reverse-recovery* pada dioda dapat berpengaruh besar terhadap penekanan pada *switch*.

Ketika *switch* keadaan *on*, arus masuk I_o mengalir melalui *switch* dan dioda dalam keadaan *bias reverse*. Ketika *switch* dalam keadaan mati / *off*, I_o mengalir melalui dioda dan tegangan akan sama dengan tegangan input V_d yang melalui *switch*, dimana diasumsikan besar tegangan jatuh adalah nol yang melalui dioda ideal. Gambar 2.21(b) menunjukkan bentuk gelombang untuk arus yang melalui *switch* dan tegangan silang pada *switch* ketika dioperasikan pada perulangan atau frekuensi *switching* $f_s = 1/T_s$ dengan T_s adalah periode waktu *switching*. Bentuk gelombang *switching* ditunjukkan dengan mendekati secara linier pada bentuk gelombang yang sesungguhnya untuk menyederhanakannya.

Ketika *switch* telah mati untuk beberapa saat, ini dinyalakan dengan memberikan sinyal kontrol positif ke *switch*. Selama transisi nyala (*turn-on*) dari *switch*, arus akan tetap selama waktu *delay* $t_{d(on)}$ dan meningkat selama waktu *rise time* t_{ri} . Hanya setelah arus I_o mengalir melalui *switch* sehingga dioda menjadi *bias reverse* dan tegangan *switch* jatuh ke *on-state* V_{on} yang bernilai kecil dengan waktu tegangan jatuh t_{fv} . Bentuk gelombang pada gambar 2.21(b) menunjukkan bahwa nilai yang besar dari tegangan *switch* dan arus ditunjukkan secara simultan selama interval *turn-on* $t_{c(on)}$ dimana :

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \dots \dots \dots (2.35)$$

Energi yang didissipasikan ke dalam rangkaian selama periode hidup / *on* dapat diperkirakan dari gambar 2.21(b) sebagai :

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(on)} \dots \dots \dots (2.36)$$

dimana tidak ada energi dissipasi yang terjadi selama *turn-on delay* pada interval $t_{d(on)}$.

Energi dissipasi W_{on} pada *switch* selama interval *on-state* ini dapat dihitung sebagai :

$$W_{on} = V_{an} I_o t_{on} \dots\dots\dots (2.37)$$

dimana : $t_{on} \gg t_{c(on)}, t_{c(off)}$

Untuk memadamkan *switch*, sinyal kontrol negatif dihubungkan ke terminal *switch*. Selama periode transisi *turn-off* dari *switch*, besar tegangan tetap pada *delay* waktu $t_{d(off)}$ dan *rise time* t_{rv} . Ketika tegangan mencapai titik akhir nilainya V_d , dioda dapat menjadi *forward bias* dan mulai menyalurkan arus. Arus pada *switch* menjadi nol dengan waktu arus jatuh t_{fi} sebagai arus I_o yang digantikan dari *switch* ke dioda. Nilai tegangan dan arus *switch* yang besar terjadi secara langsung selama melewati interval $t_{c(off)}$ dimana :

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi} \dots\dots\dots (2.38)$$

Energi yang didissipasikan ke *switch* selama transisi *turn-off* dapat ditulis sebagai :

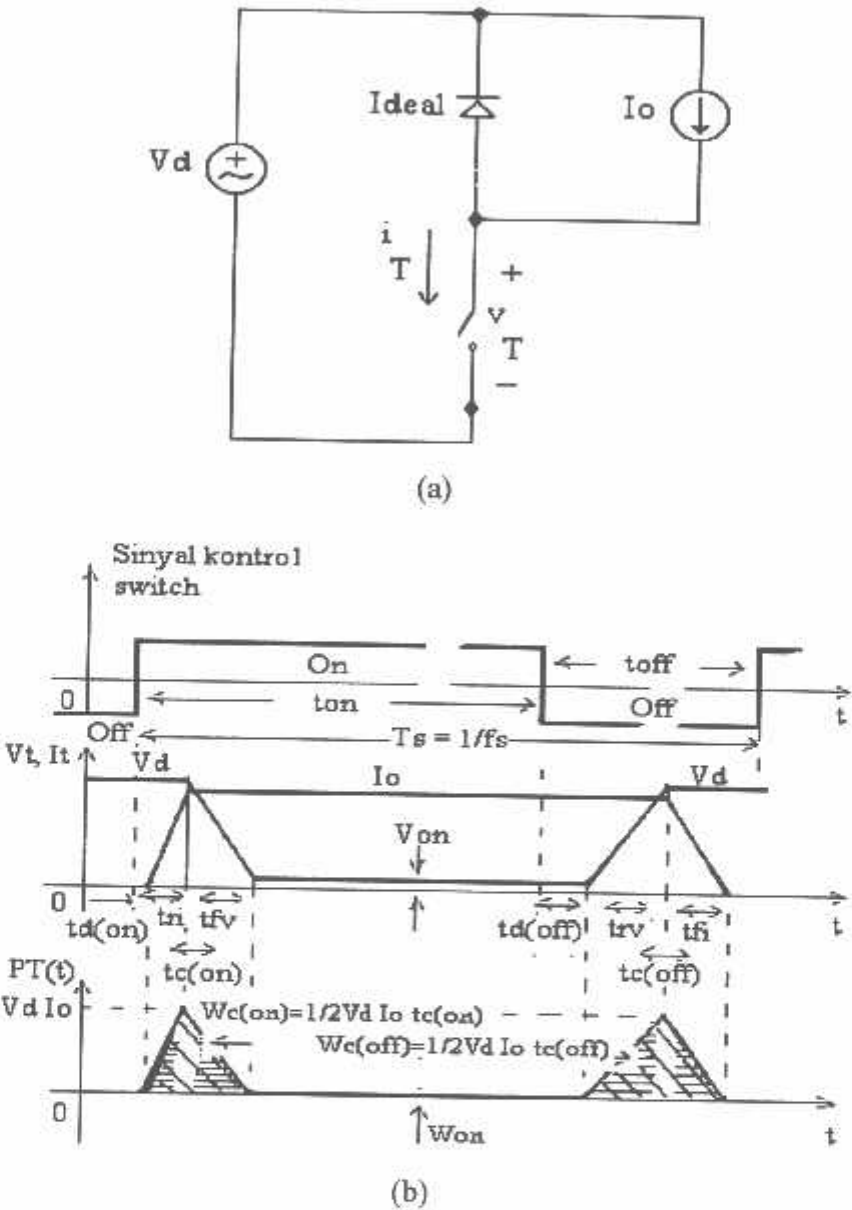
$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)} \dots\dots\dots (2.39)$$

dimana beberapa energi yang didissipasikan selama interval *turn-off delay* $t_{d(off)}$ adalah diabaikan sejak ini kecil dibandingkan dengan $W_{c(off)}$.

Daya dissipasi $P_T(t) = v_T i_T$ yang diplot pada gambar 2.21(c) menunjukkan daya dissipasi yang besar terjadi pada *switch* selama interval *turn-on* dan *turn-off*. Terdapat f_s transisi *turn-on* dan *turn-off* setiap detik. Daya rata-rata yang hilang

akibat *switching* P_s pada *switch* yang terjadi pada transisi ini dapat diperkirakan sebagaimana pada persamaan (2.36) dan (2.39) sebagai :

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_o f_s [t_{c(on)} + t_{c(off)}] \tag{2.40}$$



Gambar 2.18 Karakteristik *switching* saklar secara umum

- (a) Rangkaian *induktif switching*;
- (b) Gelombang *switch* dan rugi daya pada *switching*

Ini adalah hasil yang penting karena menunjukkan bahwa rugi daya *switching* pada *switch* semikonduktor berbanding lurus dengan frekuensi *switching* dan waktu *switching*. Oleh karena itu jika rangkaian dengan waktu *switching* yang pendek adalah mungkin, sangat mungkin ini dapat beroperasi pada *switching* frekuensi tinggi untuk mengurangi filter yang dibutuhkan dan pada saat yang bersamaan menjaga rugi-rugi daya akibat *switching* yang berlebihan.

Rugi daya pada *switch* yang lainnya adalah rata-rata dissipasi daya selama *on-state* P_{on} , yang besarnya diberikan oleh :

$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.41)$$

dimana ini menunjukkan bahwa tegangan pada saat *on-state* seharusnya sekecil mungkin.

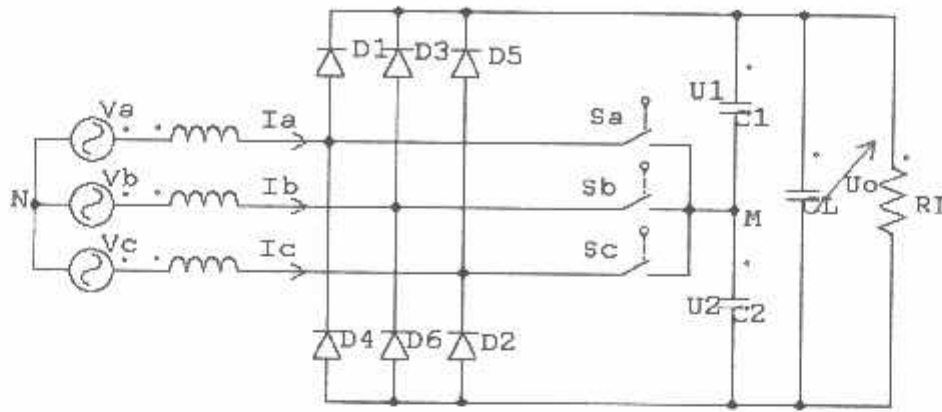
BAB III

PENYEARAH 3-PHASE DENGAN MENGGUNAKAN *LINE-COMMUTATED SWITCHES*

3.1. KONFIGURASI SISTEM

Sebuah *rectifier* 3-fasa dengan *line-commutated switches* pada dasarnya terdiri dari jembatan dioda tiga fasa dengan 3 buah saklar terkontrol, seperti yang diperlihatkan pada gambar 3.1. Selain itu gambar tersebut juga memperlihatkan penyearah itu yang men *supply* kapasitor C1 dan C2 serta CL , dimana tegangan DC pada kapasitor ini dipergunakan untuk aplikasi beban dengan daya yang tinggi. Terdapat 6 mode selama $\frac{1}{2}$ periode (periode positif) dalam operasi rangkaian ini tergantung pada penyalan tiga buah *switch* terkontrol.

Sebuah induktor yang diletakkan diantara sumber tegangan bolak-balik dengan jembatan *rectifier* bertujuan untuk memperkecil arus *ripple*. Tiga buah saklar dioperasikan dengan frekuensi rendah (*line-frequency commutated*) yang dihubungkan pada *supply* dioperasikan untuk mengurangi harmonisa arus sumber dan menghasilkan tingkat *power faktor* yang tinggi mendekati satu (*unity*) pada sisi input. Variabel yang dibutuhkan pada kontrol *line-frequency commutated switches* antara lain tegangan bolak-balik (V_{sumber}), tegangan output, tegangan referensi, dan tegangan *triangular (carrier)*.

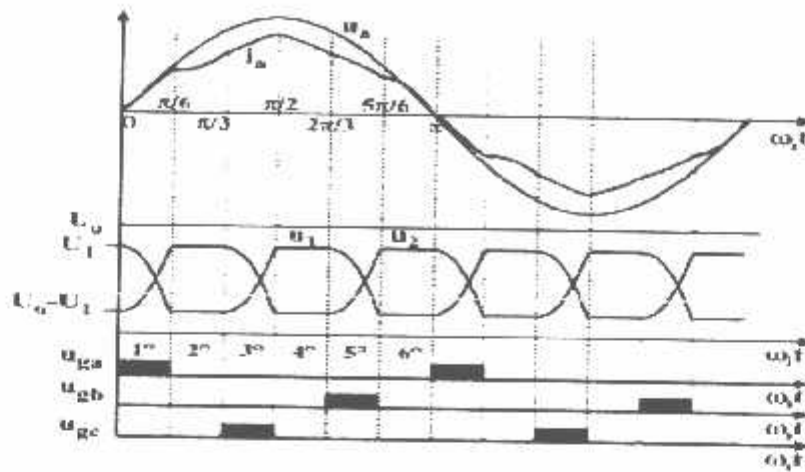


Gambar 3.1 Rangkaian *rectifier* 3-fasa dengan *line-commutated swithes*

3.2. PRINSIP OPERASI

Dalam skripsi ini akan dibahas penyearah dioda 3-fasa dengan suatu tambahan rangkaian sederhana dengan saklar yang dioperasikan sesuai dengan saluran *AC* yang padam pada frekuensi rendah sehingga akan dapat meningkatkan *power factor* dan *regulasi* tegangan output dari penyearah dengan *filter pasif L-C*.

Penyearah tiga fasa kualitas tinggi yang direncanakan ditunjukkan pada gambar 3.1. Sebagaimana yang dilihat, topologinya mirip dengan penyearah *vienna* (akan tetapi dalam kasus ini saklarnya dipadamkan pada frekuensi rendah), yang membiarkan resonansi antara induktor input dan kapasitor-kapasitor ini terjadi selama masing-masing interval waktu saklar menyala (*turn-on*). Resonansi ini, pada dasarnya meningkatkan gelombang arus input, dan memperkenalkan tingkat kebebasan yang baru dalam perencanaan *konverter*, bila dibandingkan dengan *topology* aslinya.



Gambar 3.2 Gelombang utama konverter

Gambar 3.2 menjelaskan urutan signal *gate*, bersama dengan tegangan fasa u_a , arus fasa i_a , tegangan output U_o dan tegangan kapasitor u_1 dan u_2 . Pada setengah periode saluran dibagi menjadi 6 interval dimana menunjukkan nilai sudut fasa saluran $\theta = \omega t$. Urutan topologinya, dimulai dari atas $\theta = 0$ sampai $\theta = \pi$.

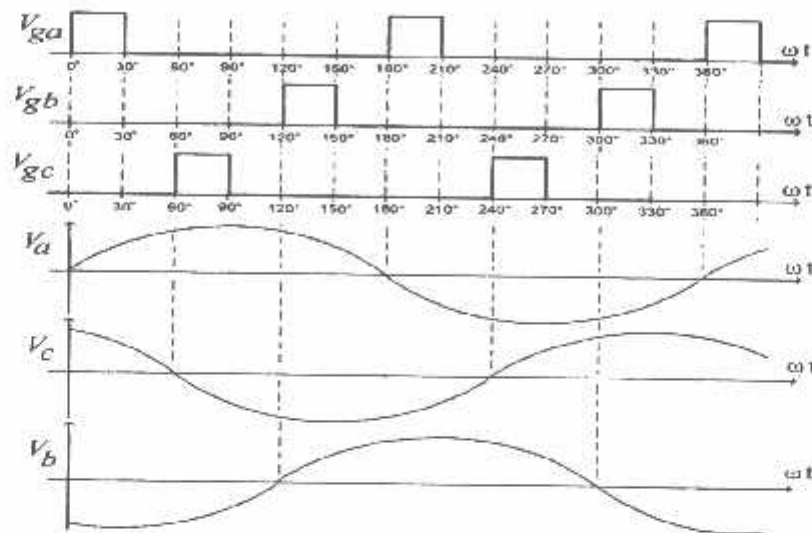
Saklarnya adalah *bidirectional* yang bisa dibuat dengan menggunakan masing-masing satu saklar dan sebuah penyearah jembatan dioda 1-fasa gelombang penuh sebagai implementasi rangkaian. Semua komponen ini dipadatkan pada frekuensi rendah, dimana bisa mengurangi efek EMI, dan menghemat biaya serta meningkatkan keandalan *konverter* (efisiensi yang tinggi).

3.2.1. Strategi Penyalaan Saklar

Strategi kontrol yang diambil dengan menunda pengaturan sinyal saklar melalui ke masing-masing tegangan fasa yang memotong nilai nol, sementara itu juga untuk menjaga waktu *turn-off* saklar secara tak langsung. Strategi ini dipilih agar bisa mempertahankan *displacement* antar tegangan fasa dan komponen arus

fundamental mendekati nol, Filter disini juga digunakan untuk menghindari gangguan pemadaman.

Skema pulsa yang direncanakan pada 3 buah saklar *line-commutated (bi-directional)* adalah sebagai berikut:



Gambar 3.3 Skema gate pada saklar

Gambar 3.3 menunjukkan skema pulsa pada saklar *bidirectional* pada konverter yang direncanakan. Masing-masing saklar dinyalakan selama interval yang telah ditentukan, pulsa / gate mulai bersamaan ketika tegangan fasa adalah nol, dengan lebar pulsa yang telah ditunjukkan. Pada pendekatan ini, lebar pulsa hanya bisa diatur maksimum pada $1/12$ dari periode tegangan atau sudut 30 derajat, untuk semua kondisi beban konverter termasuk pada beban nominal. Selanjutnya pendekatan yang menjadi topik utama dalam skripsi ini digunakan *open loop* yaitu dengan merubah *duty cycle* (lebar pulsa atau sudut fasa) secara manual sehingga tegangan DC konstan pada beban yang berbeda-beda, akhirnya disempurnakan oleh sistem *close loop* agar perubahan beban tidak mempengaruhi tegangan output (konstan) dengan penambahan *controller PI*. Melalui cara ini, *inductor* input dapat dipasang dengan material inti biasa menghasilkan *konverter*

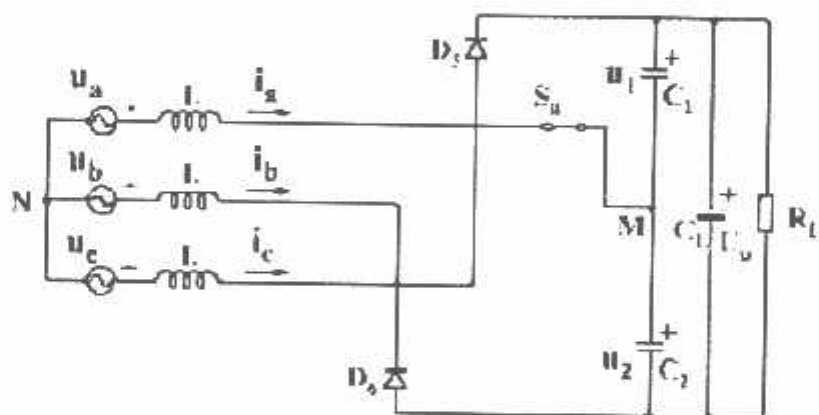
AC-DC dengan *power factor* yang tinggi, cocok untuk aplikasi dengan daya tinggi.

Tujuan utama dari pemasangan penyearah ini adalah untuk menjadikan sinusoida arus sumber agar sefasa dengan tegangan sumber serta dapat mengurangi *THD* arus sumbernya sampai dibawah 10% dan sesuai dengan standar IEC 61000-3-4.

3.2.2. Skema Mode pada System Penyalan Saklar

Mode pertama ($S_a = 1, S_b = 0, S_c = 0$) yang ditunjukkan pada gambar 3.4.

Perumusan dari mode ini adalah sebagai berikut :



Gambar 3.4 Mode rangkaian saat $0 \leq \theta \leq 30$

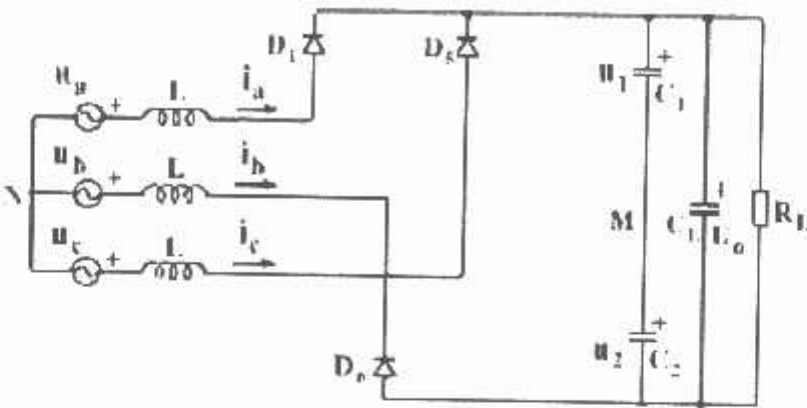
$$\checkmark \quad u_{2N}(\theta) = \frac{M(\alpha)}{2} + \frac{3}{2} \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} [\alpha \sin(\theta) - \sin(\alpha\theta) - K(\alpha) \cos(\alpha\theta)] \dots (3.1)$$

$$\checkmark \quad i_{uN}(\theta) = \frac{1}{\alpha^2 - 1} [\cos(\theta) - \cos(\alpha\theta) + K(\alpha\theta) \sin(\alpha\theta)] \dots (3.2)$$

$$\checkmark \quad I_{uN} = \frac{1}{\alpha^2 - 1} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} - \cos\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) + K(\alpha) \sin\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) \right] \dots (3.3)$$

Mode kedua ($S_a = 0, S_b = 0, S_c = 0$) ditunjukkan pada gambar 3.5.

Perumusan dari mode ini adalah sebagai berikut :



Gambar 3.5 Mode rangkaian saat $30 \leq \theta \leq 60$

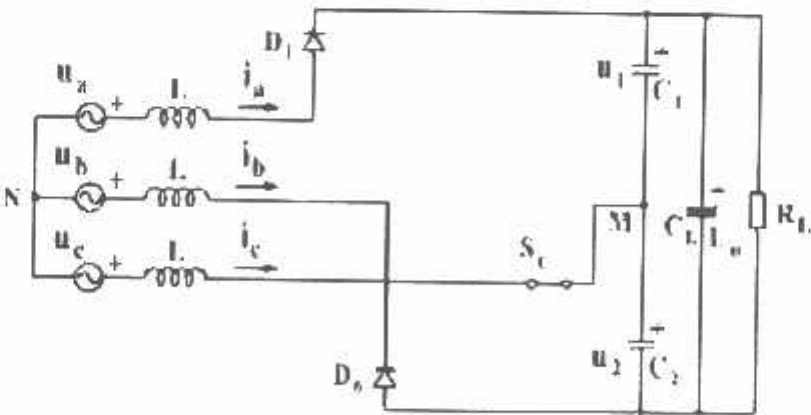
✓ $i_{aN}(\theta) = I_{a1N} + \frac{\sqrt{3}}{2} - \cos(\theta) - \frac{M(\alpha)}{3} \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots(3.4)$

✓ $u_{2N}(\theta) = U_{1N} \dots\dots\dots(3.5)$

✓ $I_{a2N} = I_{a1N} + \frac{\sqrt{3}-1}{2} - M(\alpha) \frac{\pi}{18} \dots\dots\dots(3.6)$

Mode ketiga ($S_a = 0, S_b = 0, S_c = 1$) ditunjukkan pada gambar 3.6.

Perumusan dari mode ini adalah sebagai berikut :



Gambar 3.6 Mode rangkaian saat $60 \leq \theta \leq 90$

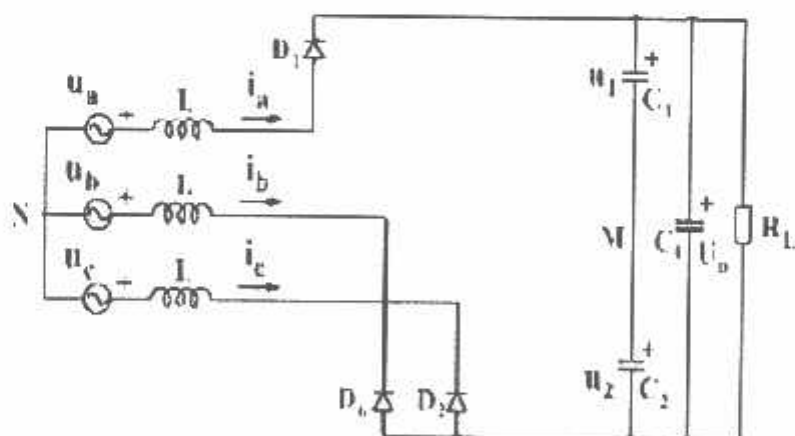
$$\checkmark \quad i_{a2N}(\theta) = I_{a2N} + \frac{\alpha^2}{2(\alpha^2 - 1)} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - \cos(\theta) - \frac{M(\alpha)}{2} \left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{1}{2(\alpha^2 - 1)} \left[\cos\left(\alpha\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right) - K(\alpha) \sin\left(\alpha\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right) \right] \dots\dots\dots(3.7)$$

$$\checkmark \quad u_{2N}(\theta) = \frac{M(\alpha)}{2} - \frac{3}{2} \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \left[\alpha \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right) - K(\alpha) \cos\left(\alpha\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right) \right] \dots\dots\dots(3.8)$$

$$\checkmark \quad I_{a3N} = I_{a3N} - M(\alpha) \frac{\pi}{3} - \frac{1}{2(\alpha^2 - 1)} \left[\cos\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) - K(\alpha) \sin\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) - \alpha^2 \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \dots\dots\dots(3.9)$$

Mode keempat ($S_a = 0, S_b = 0, S_c = 0$) ditunjukkan pada gambar 3.7.

Perumusan dari mode ini adalah sebagai berikut :



Gambar 3.7 Mode rangkaian saat $90 \leq \theta \leq 120$

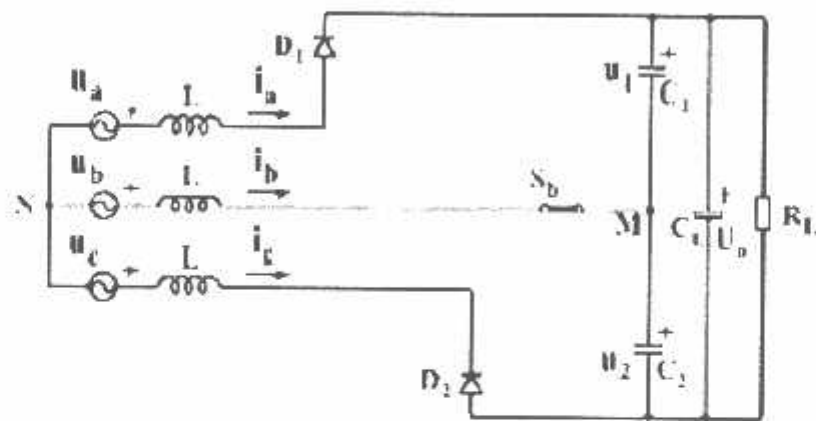
$$\checkmark \quad i_{aN}(\theta) = I_{a3N} - \cos(\theta) - \frac{2}{3}M(\alpha)\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \dots\dots\dots(3.10)$$

$$\checkmark \quad u_{2N}(\theta) = U_{oN} - U_{1N} \dots\dots\dots(3.11)$$

$$\checkmark \quad I_{a4N} = I_{a3N} + \frac{1}{2} - M(\alpha)\frac{\pi}{9} \dots\dots\dots(3.12)$$

Mode kelima ($S_a = 0$, $S_b = 1$, $S_c = 0$) ditunjukkan pada gambar 3.8.

Perumusan dari mode ini adalah sebagai berikut :



Gambar 3.8 Mode rangkaian saat $120 \leq \theta \leq 150$

$$\checkmark \quad i_{aN}(\theta) = I_{a4N} - \frac{\alpha}{2(\alpha^2 - 1)} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\theta) - \frac{M(\alpha)}{2}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

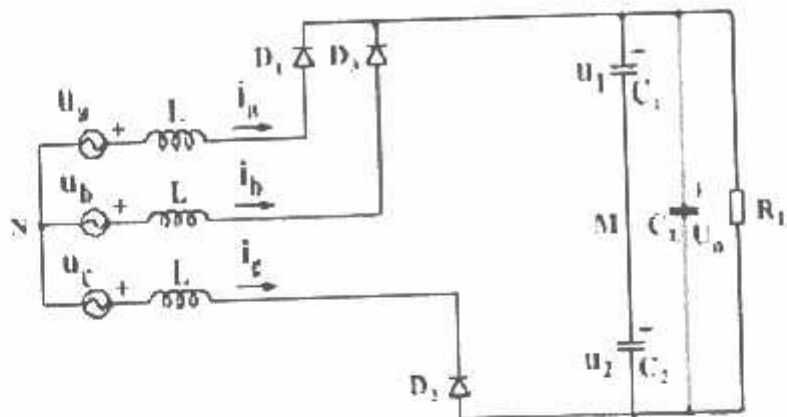
$$\checkmark \quad + \frac{1}{2}(\alpha^2 - 1) \left[\cos\left(\alpha\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - K(\alpha) \sin\left(\alpha\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \dots\dots\dots(3.13)$$

$$\checkmark \quad u_{2N}(\theta) = \frac{M(\alpha)}{2} + \frac{3}{2} \frac{\alpha^2}{(\alpha^2 - 1)} \left[\alpha \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right]$$

$$\checkmark \quad - K(\alpha) \cos\left(\alpha\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \dots\dots\dots(3.14)$$

Mode keenam ($S_a = 0, S_b = 0, S_c = 0$) ditunjukkan pada gambar 3.9.

Perumusan dari mode ini adalah sebagai berikut :



Gambar 3.9 Mode rangkaian saat $150 \leq \theta \leq 180$

$$\checkmark \quad i_{a2N}(\theta) = I_{a2N} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) - \frac{M(\alpha)}{3} \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right), \quad u_{2N}(\theta) = U_{1N}, \quad I_{a6N} = 0 \dots\dots\dots(3.15)$$

$$\checkmark \quad I_{a2N} = I_{a5} - M(\alpha) \frac{\pi}{12} + \frac{1}{2(\alpha^2 - i)} \left[\cos\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) - K(\alpha) \sin\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) + (\alpha^2 - 2) \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \dots\dots\dots(3.16)$$

3.2.3. Prosedur *Design Line-Commutated Rectifier*

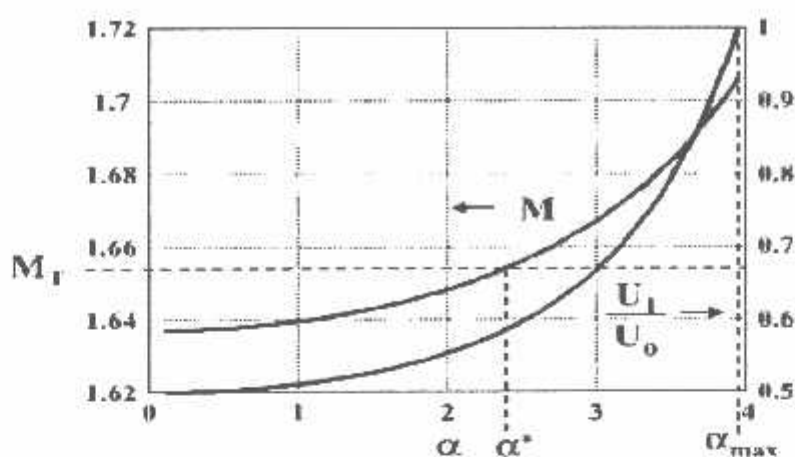
Adapun prosedur perencanaan dari penyearah 3-fasa dengan menggunakan *line-frequency commutated switches* ini diperlukan parameter-parameter dan rumus-rumus dasar sebagai berikut :

Tegangan dasar :

$$U_n = U_{pk} \dots\dots\dots(3.17)$$

Arus dasar :

$$I_n = \frac{U_{pk}}{\omega \cdot i \cdot L} \dots\dots\dots(3.18)$$



Gambar 3.10 M (ratio perbandingan tegangan) yang ternormalisasi

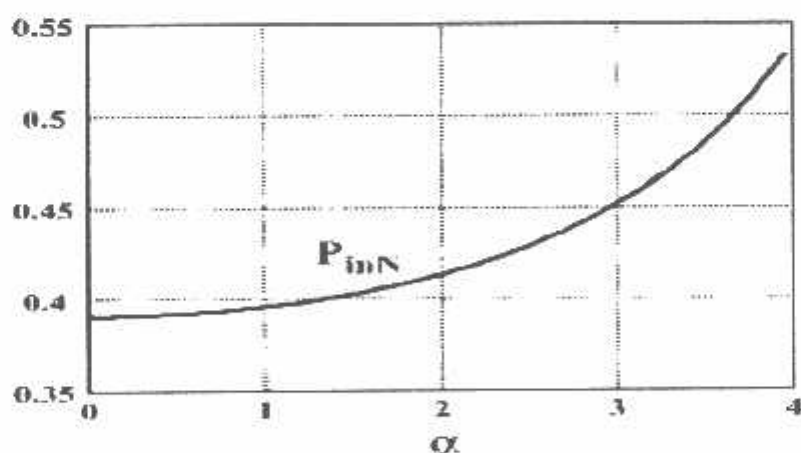
Daya input rata-rata 3 fasa adalah:

$$P_{in} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi} U_a(\theta) i_a(\theta) d\theta \dots\dots\dots(3.25)$$

$$= \frac{U^2_{pk}}{c.i.L} \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi} U_{aN}(\theta) i_{aN}(\theta) d\theta = \frac{U^2_{pk}}{\omega.i.L} P_{inN} \dots\dots\dots(3.26)$$

Dimana P_{inN} is daya input rata-rata, dimana ditunjukkan pada gambar 3.11

sebagai fungsi parameter α .



Gambar 3.11 P_{inN} (daya input) yang ternormalisasi

Prosedur perencanaannya adalah berikut ini:

- 1) Dengan melihat gambar 3.10 dengan memilih nilai yang sesuai α lebih besar dari $\alpha_{\min}$ (nilai α lebih besar dari $\alpha^* = 2.385$), ini sangat dibutuhkan untuk menjaga amplitudo arus harmonisa dibawah batas yang ditetapkan dalam laporan teknis IEC 61 000-3-4 juga pada nilai beban yang berkurang, dimana pengurangan waktu *on* dari saklar, penting untuk menjaga tegangan output konstan, menyebabkan suatu penambahan distorsi arus input.
- 2) Perhitungan nilai induktansi input yang dibutuhkan untuk daya input spesifik $P_{in} = \frac{P_o}{\eta}$ menggunakan persamaan (3.26) dan gambar 3.11
- 3) Perhitungan kapasitor output dari nilai parameter α dan L , menggunakan rumus α and ωo ;
- 4) Kemudian disimulasikan kandungan arus harmonisa pada beberapa tingkat daya output yang lebih rendah.

Langkah terakhir berasal dari kebutuhan untuk membuktikan pemenuhan batas yang ditetapkan pada laporan teknis IEC 61000-3-4 pada kondisi kasus yang terburuk bahwa tidak sesuai dengan daya output nominal pada masing-masing harmonisa. Pada pengurangan tingkat daya terjadi pengurangan waktu *on* saklar yang dibutuhkan untuk menjaga tegangan output konstan

Pernyataan perbandingan perubahan tegangan $M(\alpha)$ digunakan pada persamaan ini dihasilkan dengan menentukan nilai nol untuk arus pada akhir periode setengah gelombang (lihat I_{a6N} dalam mode terakhir). Hasil dari hubungan persamaan tersebut adalah berikut ini:

$$M(\alpha) = \frac{18}{7\pi} \left\{ 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} - \frac{1}{\alpha^2 - 1} x \left[\cos\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) - K(\alpha) \sin\left(\alpha \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\} \dots\dots\dots (3.27)$$

sementara persamaan nilai awal tegangan melalui C_1 , dengan memperhatikan nilai U_1 pada gambar 3.10, dihasilkan dengan menganggap $U_1\left(\frac{\pi}{6}\right) = U_o - U_1$ adalah diberikan oleh ;

$$U_{IN} = \frac{M(\alpha)}{2} + \frac{3}{2} \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} K(\alpha) \dots\dots\dots (3.28)$$

Seperti yang kita lihat, rasio perbandingan tegangan bersama dengan gelombang arus fasa, tergantung pada frekuensi resonan ternormalisasi. gambar 3.10, menunjukkan ratio perbandingan tegangan M dan tegangan initial kapasitor U_1 dinormalisasi dengan tegangan output U_o .

Sebagaimana fungsi persamaan parameter α (catatan bahwa $\frac{U_1}{U_o} = \frac{U_{IN}}{M}$).

gambar yang sama menunjukkan juga bahwa nilai teoritis rasio perbandingan tegangan dari standar penyearah jembatan dioda 3 fasa tanpa induktansi input diberikan sebagai berikut $MT = \frac{U_o T}{U_{gpk}} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} = 1.654$

Jadi konverter yang direncanakan memberikan aksi *boost* yang cukup sehingga mengurangi drop tegangan yang melewati induktor input. Hal ini berarti sangat mungkin untuk mempertahankan tegangan output konstan dari arus output nol sampai beban nominal sekaligus mengurangi waktu nyala saklar S_a, S_b, S_c dan menetapkan bahwa nilai α lebih besar dari $\alpha^* = 2,385$ yang dipilih (lihat gambar 3.10).

Hasil perbandingan konversi maksimum tegangan yang dihasilkan adalah $M_{max} = 1.706M$. Untuk nilai yang lebih tinggi dari parameter distorsi arus

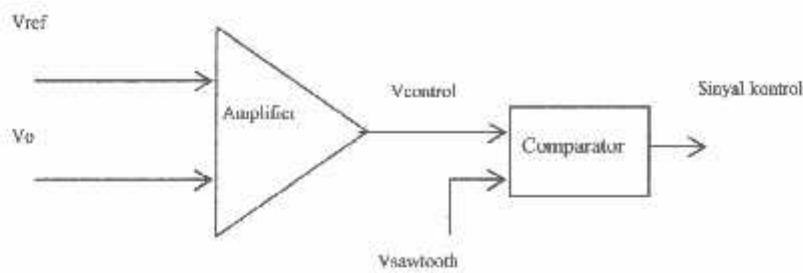
bertambah, jadi sebagaimana *design* yang baik seharusnya memilih $\alpha < \alpha_{max}$. Selama gelombang arus input pada beban nominal tergantung hanya pada parameter, kita dapat memilih nilai induktansi input berdasarkan hanya pada daya output yang diinginkan.

3.3. BLOK DIAGRAM KONVERTER

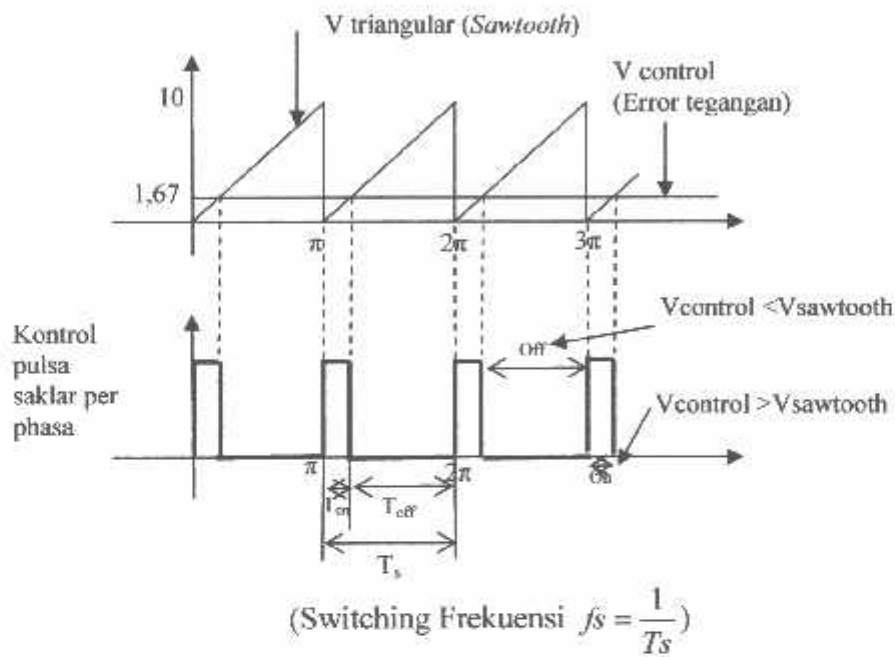
Semua blok diagram dibuat dengan menggunakan *software matlab 6.5 powersystem simulink blockset* dan secara umum dibagi menjadi dua, yaitu blok control *PWM* dan rangkaian *rectifier 3-phase line-commutated*.

3.3.1. Pembangkitan PWM

Pada konverter *ac/dc*, tegangan *output dc* rata-rata harus diatur pada nilai yang diinginkan, walaupun tegangan *input* dan *output* dapat berfluktuasi. Pada konverter ini, pengaturan tegangan output dilakukan dengan mengontrol durasi *on* dan *off* dari saklar S_a, S_b, S_c (t_{on} dan t_{off}). Untuk menggambarkan prinsip kerja dari *switch* dapat dilihat dari rangkaian dasar konverter seperti terlihat pada gambar 3.12. Tegangan rata-rata V_o dari tegangan *output* v_o pada gambar 3.13b. tergantung pada durasi t_{on} dan t_{off} . Salah satu metode yang digunakan untuk mengatur tegangan output yaitu melalui *switching* pada frekuensi konstan (periode *switching* $T_s = t_{on} + t_{off}$ juga konstan) dan mengatur durasi saat *switch on*. Metode ini disebut dengan *Pulse Width Modulation (PWM)*. Pada metode ini, *duty cycle* didefinisikan sebagai perbandingan antara durasi *on* dari *switch* dengan periode *switching* dibuat konstan, yaitu sebesar 16,67 % atau sebesar 30 derajat sudut fasa pada masing-masing saklar dalam satu fasanya.



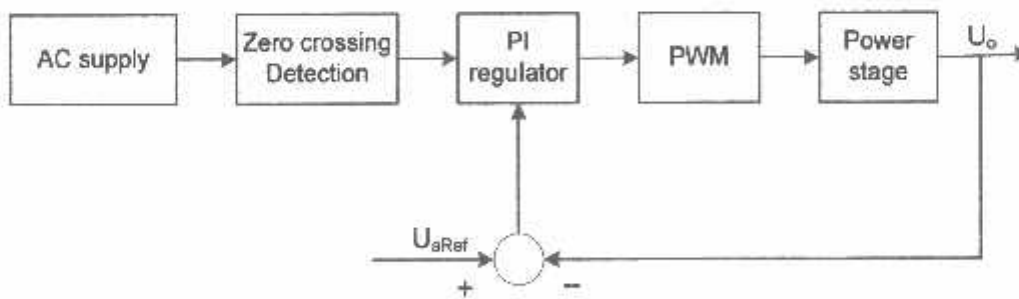
Gambar 3.12 Prinsip Kerja Saklar



Gambar 3.13 Pulse Width Modulator (PWM)

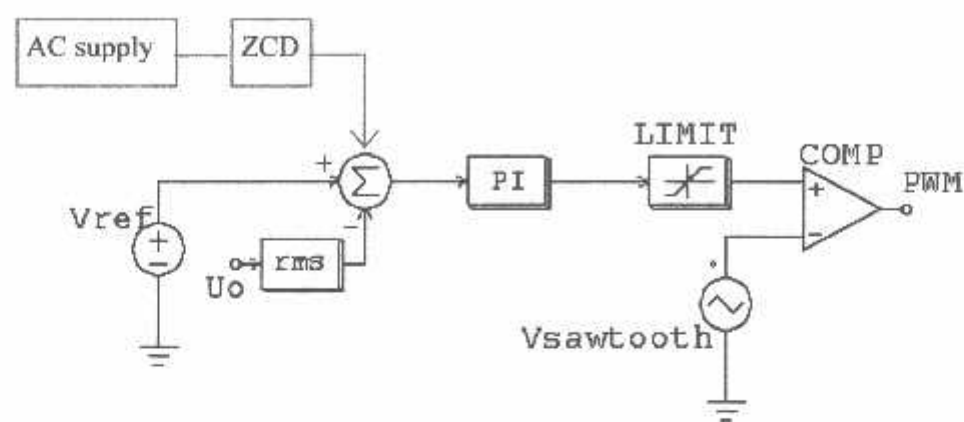
3.3.2. Blok Kontrol Sistem

Gambar 3.14 menunjukkan skema blok kontrol *close-loop* :



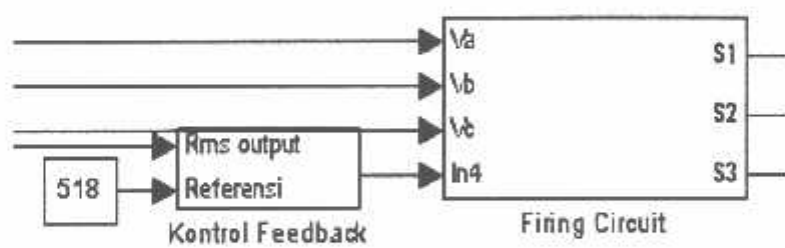
Gambar 3.14 Skema blok kontrol

Desain *control* dari rectifier tiga fasa *line-commutated* selanjutnya akan disimulaikan dengan perangkat lunak simulink blockset matlab 6.5.

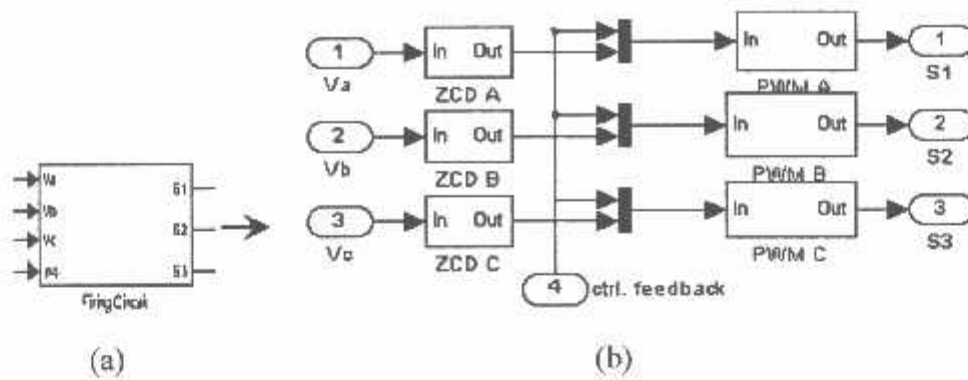


Gambar 3.15. Skema rangkaian pengontrol system

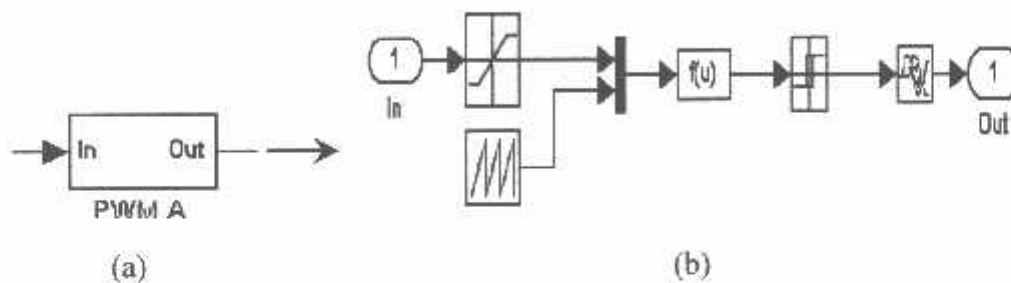
Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya bahwa tiap blok kontrol dibangun dengan menggunakan frekuensi *switching* yang konstan. Salah satu hal yang terpenting dalam kontrol ini adalah gelombang *PWM* yang menghasilkan *gate* dengan lebar pulsa sebesar 30 derajat elektris atau dengan *duty cycle* 16,67%. Berdasarkan gambar 3.14 dibangun blok diagram *PWM* sebagai berikut :



Gambar 3.16 Blok kontrol pada matlab 6.5



Gambar 3.17 (a) Blok *firing circuit*, (b) Blok *subsistem*



Gambar 3.18 (a) Blok *PWM*, (b) Blok *subsistem*

Untuk membentuk rangkaian *PWM* sesuai dengan yang diinginkan diperlukan 4 komponen utama dalam matlab 6.5 yaitu; *relay*, gelombang *triangular*, *limit saturation*, dan *transport delay*.

➤ *Relay*

Blok *relay* memungkinkan output mengalami switch diantara 2 harga yang ditentukan. Ketika relay *on*, dan akan tetap *on* sampai nilai input dibawah nilai titik *off*. Blok menerima satu input dan membangkitkan satu output.

➤ *Repeating sequence*

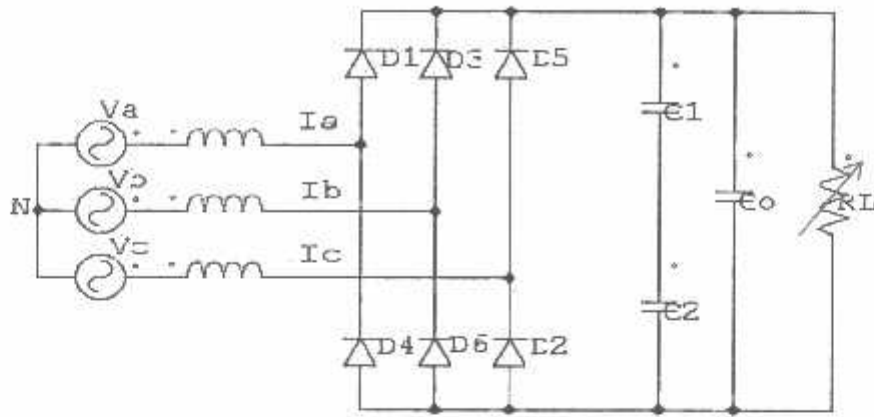
Berfungsi sebagai Pembangkit gelombang periodik gigi gergaji (*sawtooth*) dengan harga puncak yang konstan. Frekuensi dari gelombang *sawtooth* inilah yang menghasilkan frekuensi *switching*. Pada kontrol *PWM* ini, frekuensi dibuat

- Ketika *offset* tidak dapat ditoleransi, dapat digunakan pengontrol PI. Kebanyakan tipe pengontrol *feedback* adalah tipe PI.
- Ketika hal ini penting guna mengompensasi kelembaman (*sluggish*) alami dalam seluruh sistem, proses sinyal bebas gangguan secara relatif, kita gunakan pengontrol PID. Kontrol PID jarang digunakan karena sinyal mudah terkena gangguan, dan proses selalu tidak lembam.
- Pengontrol PD jarang digunakan; bagaimanapun, ketika digunakan, dimungkinkan untuk kontrol sistem dengan penguatan (*gain*) kontrol yang besar dan masih cukup stabil, sehingga *steady state offset* kecil oleh karenanya dicapai dengan pengontrol PD daripada secara normal yang mungkin dengan pengontrol P.

Guna memenuhi tanggapan sistem yang diinginkan maka ketiga parameter P, I dan D yaitu K_p , T_i , dan T_d harus ditetapkan secara optimal. Proses pengaturan parameter pengontrol ini disebut *tunning*. Pengaturan parameter pengontrol tergantung pada konfigurasi pengontrol, karakteristik diproses yang diatur, dan hasil yang diinginkan. Jika suatu pengontrol digunakan dalam dua proses yang berbeda, maka tiap kondisi tersebut memerlukan *tunning* yang berbeda pula.

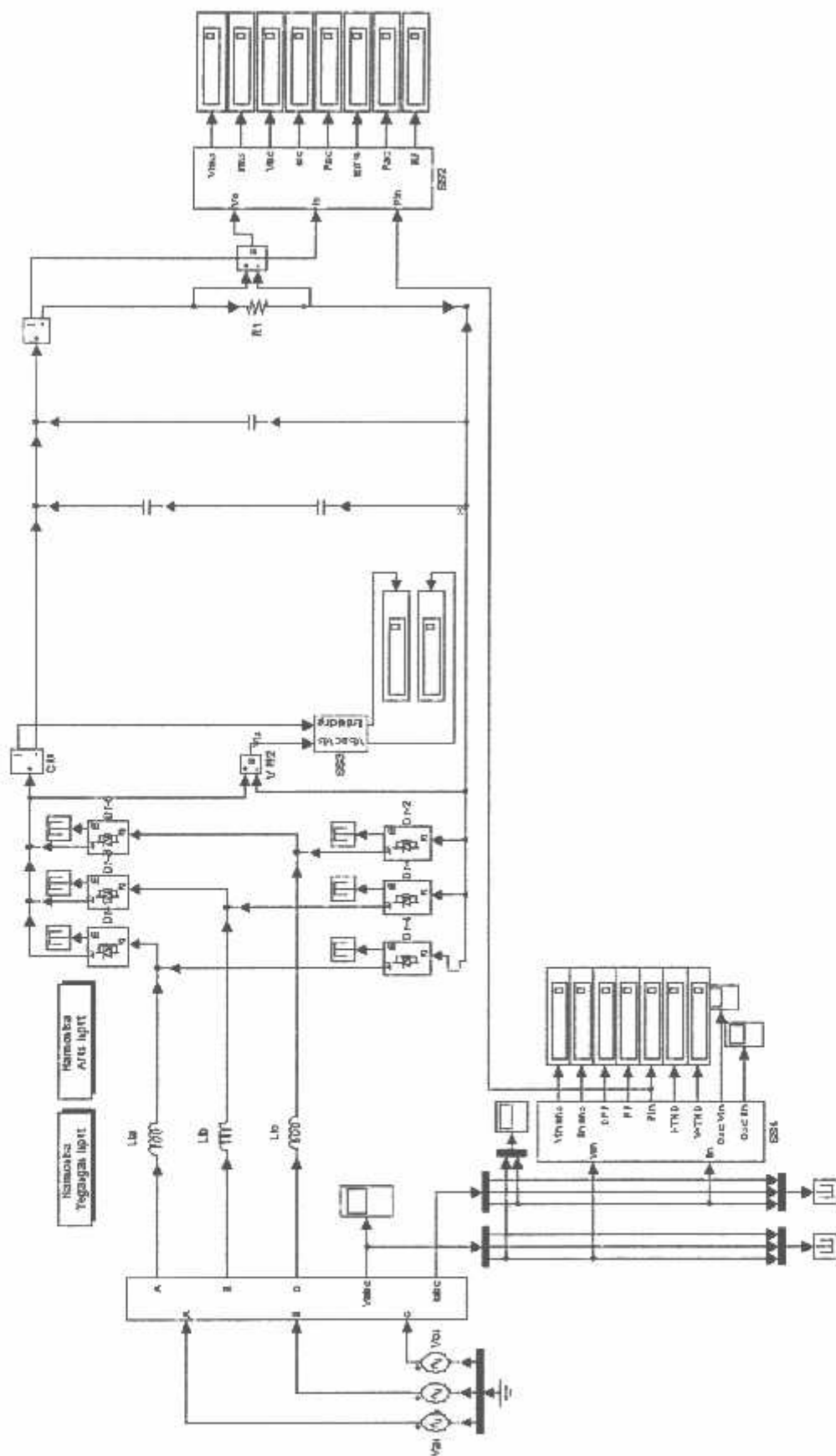
Ada beberapa metode untuk menentukan parameter tersebut diantaranya adalah metode coba-coba (*trial and error*), metode *Ziegler-Nichols* dan metode *step response*.

Metode *Ziegler-Nichols*, Metode ini digunakan untuk sistem kontinyu dan merupakan metode yang paling banyak digunakan karena sangat sederhana. Dari



Gambar 4.1 Rangkaian sederhana *Rectifier* dengan *Filter Pasif LC*

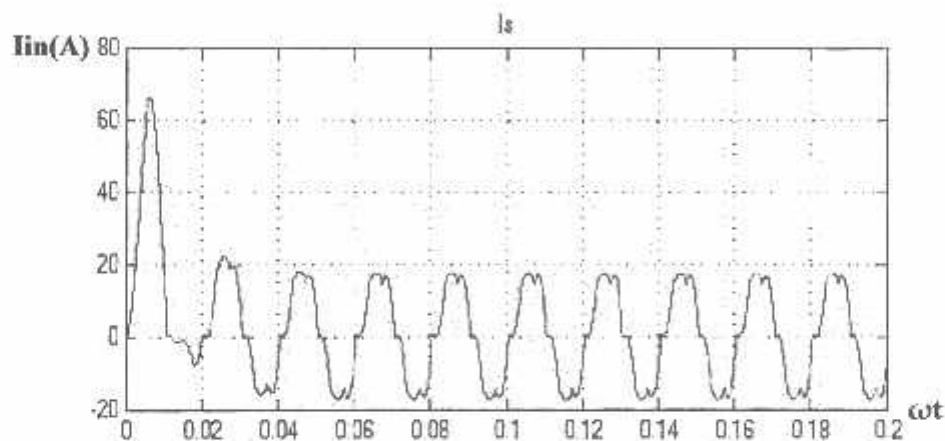
Pada gambar 4.1 diatas dipasang induktor pada sisi input dan tiga kapasitor yang bisa juga digantikan satu kapasitor ekivalen dengan ketiganya. Hal ini bertujuan untuk menyesuaikan dengan penyearah menggunakan *line-commutated switches* yang juga menggunakan *Filter Pasif LC* yang bertujuan untuk memperkecil arus *ripple*. Berikut adalah gambar simulasi rangkaian penyearah dengan *Filter Pasif LC*:



Gambar 4.2 Rangkaian Rectifier dengan filter pasif LC menggunakan Software Matlab Simulink

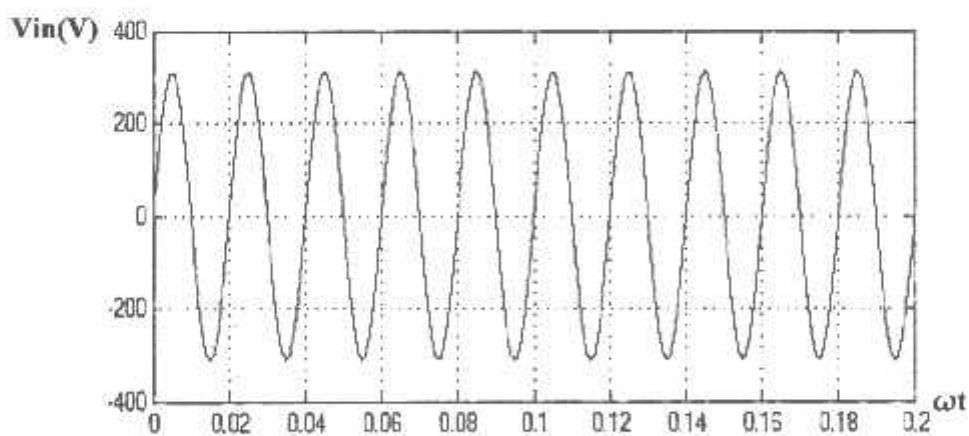
Dari simulasi diatas (gambar 4.2) dapat diketahui hasil simulasi dari *rectifier* konvensional dengan *filter pasif L-C*. Data tersebut diambil dengan menggunakan parameter-parameter yang telah disebutkan diatas, dengan menggunakan beban $R = 26.88 \, \Omega$ menghasilkan daya nominal.

Pada gambar 4.3 arus input/sumber tidak berbentuk sinusoidal. Arus ini banyak mengandung komponen harmonisa.



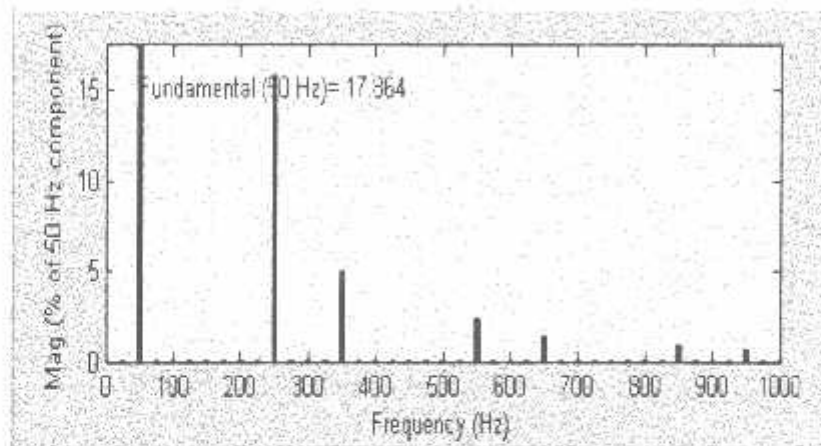
Gambar 4.3 Bentuk gelombang arus sumber

Tegangan sumber berbentuk sinusoidal. Karena pada dioda tidak terdapat penyalan ($\text{penyalan} = 0$) sehingga cacat pada gelombang tegangan sumber tidak akan muncul.



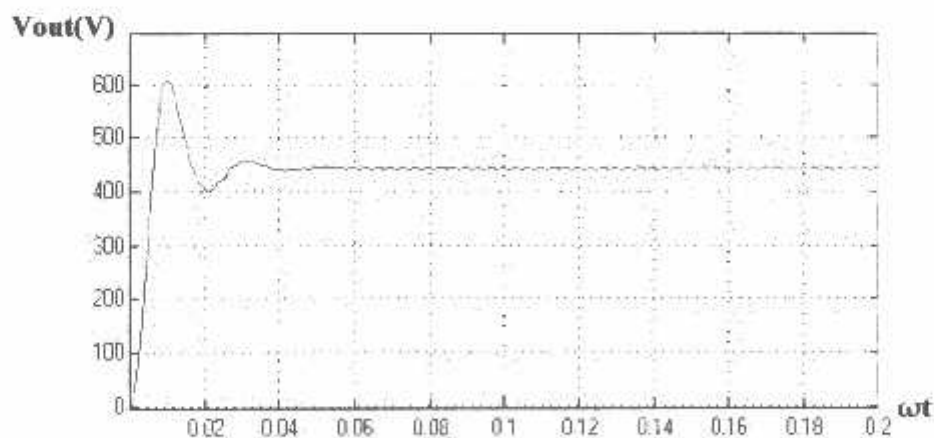
Gambar 4.4 Bentuk gelombang tegangan sumber

Gambar 4.5 menunjukkan spektrum harmonisa dari arus sumber, tampak bahwa sinyal arus yang tidak sinusoidal banyak mengandung komponen harmonisa. Arus harmonisa terbesar pada komponen ke 5, ke 7 berkisar 15% dan 5% dari arus fundamentalnya serta $THDi$ 16,99%. Hal ini memperkuat teori yang ada bahwa harmonisa terbesar dari penyearah 6 pulsa adalah $(6k \pm 1)$



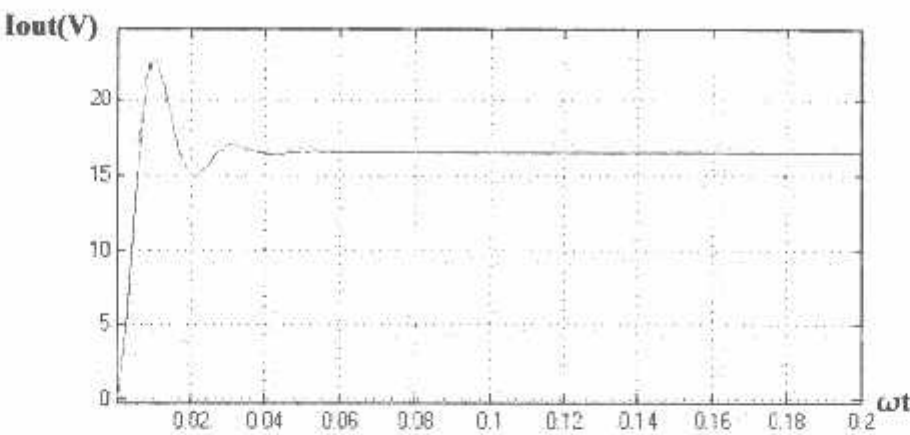
Gambar 4.5 Spektrum frekuensi arus sumber

Bentuk tegangan output yang dihasilkan dari rectifier adalah sebuah tegangan DC sebesar ± 441.9 V. Terjadi drop tegangan secara signifikan bila dibandingkan penyearah konvensional, dikarenakan ada pemasangan filter $L-C$ pada penyearah. Pengukuran dilakukan dengan menggunakan parameter $V_s = 220$ V dan $R = 26,88 \Omega$.



Gambar 4.6 Tegangan Output (Vout)

Arus *DC* yang dihasilkan dari output sebuah *rectifier*. Tampak bahwa tegangan dan arus output identik dikarenakan beban resistif.



Gambar 4.7 Arus Output (*I*_{out})

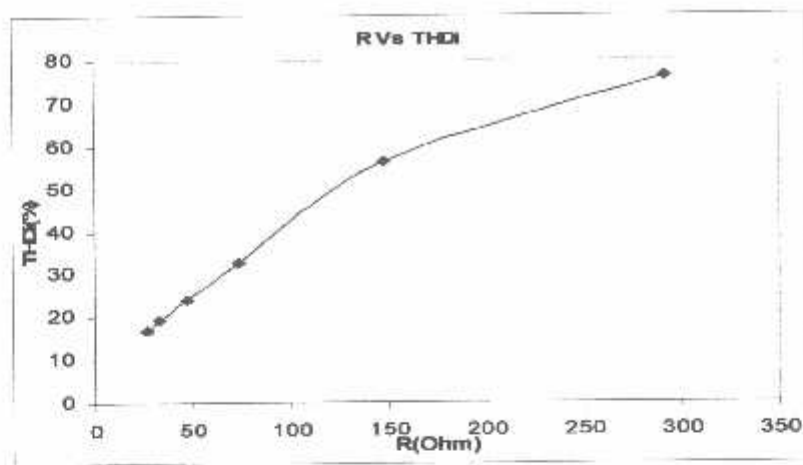
Pada Tabel 4.1 berikut ini ditunjukkan hasil perhitungan *THDi*, *Power factor* , *P*_{in}, *P*_{out} dan *V*_{dc} sebanding dengan penurunan besarnya resistor.

Tabel 4.1 Hasil simulasi *rectifier* konvensional dengan *filter pasif L-C*

<i>R</i> (Ω)	<i>P</i> _{in} (Watt)	<i>I</i> _{rms} (A)	<i>THDi</i> (%)	<i>PF</i>	<i>P</i> _{out} (Watt)	<i>V</i> _{dc} (V)	<i>Eff</i>	<i>DPF</i>
292	1158	1.78	76.14	0.784	918.2	517.8	79.3	0.9854
148.4	2003	3.102	56.47	0.8517	1738	507.8	86.8	0.9781
72.99	3431	5.48	32.67	0.9018	3250	487.1	94.7	0.9487
46.66	4858	8.017	24.19	0.8924	4704	468.5	96.8	0.9181
32.33	6448	10.97	19.26	0.8749	6306	451.5	97.8	0.891
26.88	7415	12.81	16.99	0.8644	7278	441.9	98.2	0.8768

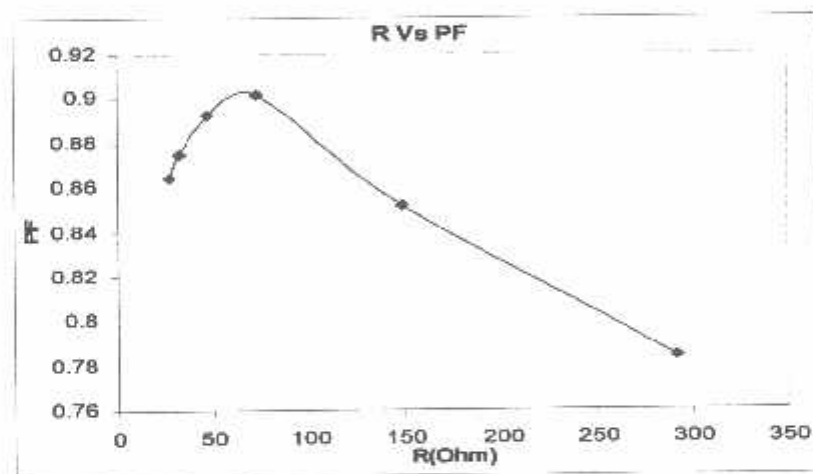
Semakin besar tahanan *resistansi* yang dipasang maka daya input dan output semakin kecil sehingga bila tidak dilakukan pengontrolan lebih lanjut pada rangkaian, maka akan berpengaruh pada performansi *converter* itu yaitu *THDi* yang semakin besar dan *power faktor* yang rendah.

Gambar 4.8 menunjukkan grafik *THD* yang sebanding dengan kenaikan besarnya nilai resistansi. Terlihat bahwa arus yang tidak sinusoidal memiliki *THD* yang sangat tinggi.



Gambar 4.8 Grafik R vs *THDi*

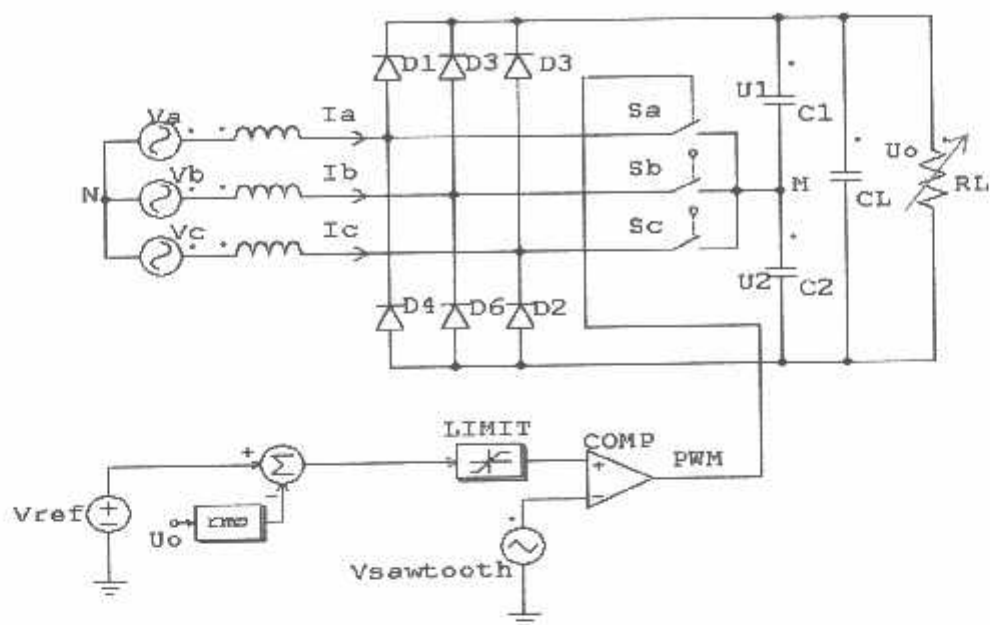
Pada gambar 4.9 berikut menunjukkan grafik *Power Faktor* (PF) yang berbanding terbalik dengan besarnya kenaikan nilai *resistansi*.



Gambar 4.9 Grafik R vs Power Faktor

4.3. PENYEARAH 3-PHASE MENGGUNAKAN METODE *LINE-COMMUTATED SWITCHES*

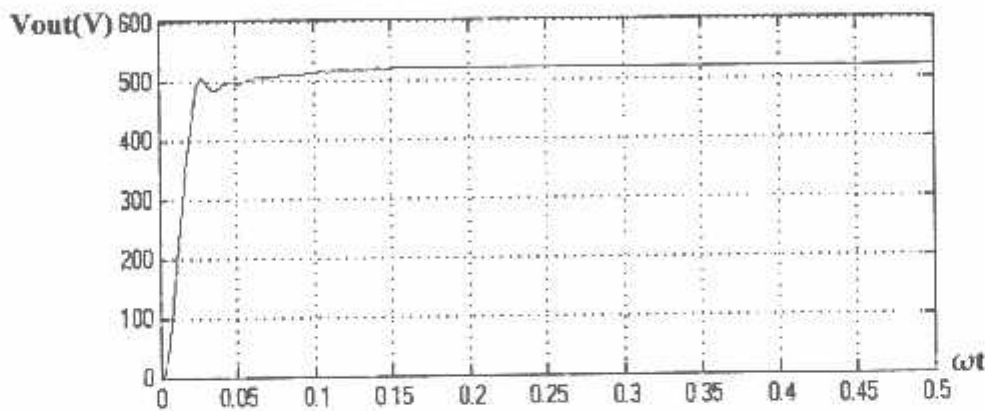
Pada penyearah 3-Phasa Dengan Metode *Line-Commutated Switches* ini akan digunakan dua sistem rangkaian simulasi, yaitu akan dijelaskan sebagai berikut:



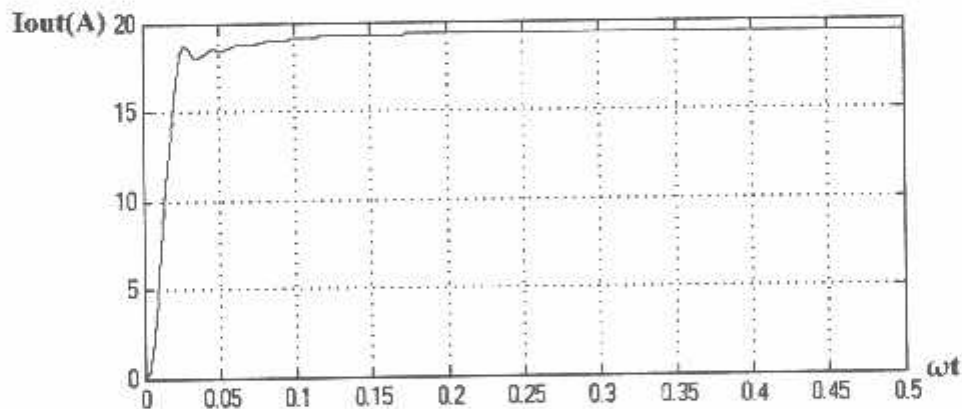
Gambar 4.10 Rangkaian sederhana penyearah 3-fasa menggunakan *Line-commutated Switches* dengan sistem *open loop* (gate pada saklar S_a).

Pada *switching* dihasilkan dari perbandingan antara tegangan referensi dan tegangan *triangular sawtooth (carrier)*. Dengan menggunakan $V_{ref} = 518 \text{ V}$ untuk kondisi awal simulasi dan tegangan *triangular* $V_{triangular} = 10 \text{ V}$ dengan frekuensi *switching* 100 Hz untuk menghasilkan nilai *duty cycle* $D = 16,67 \%$.

Dari simulasi yang dilakukan, diperoleh hasil tegangan output dan arus output pada daya nominal adalah sebagai berikut:

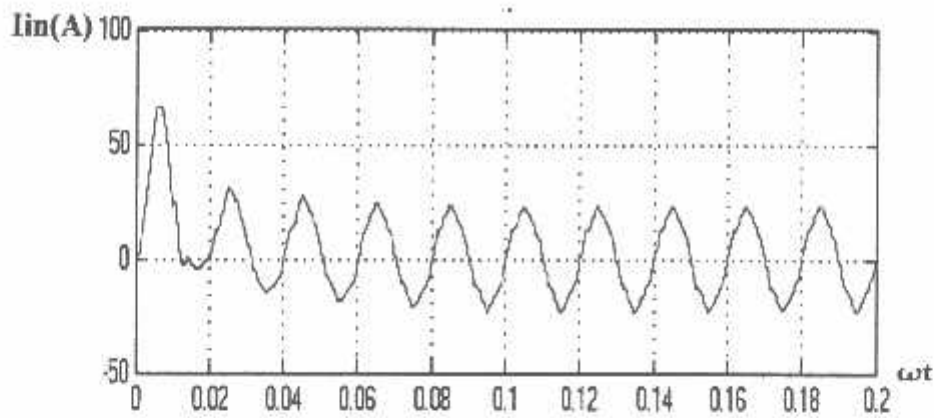


Gambar 4.12 Bentuk gelombang tegangan output sistem *open loop*

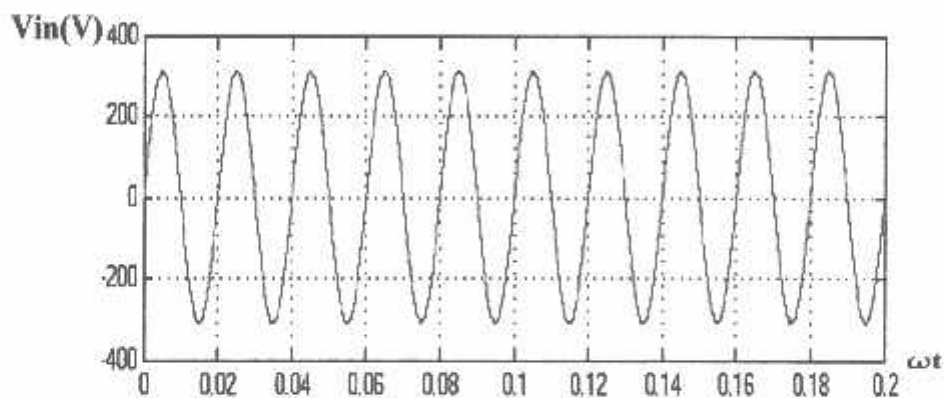


Gambar 4.13 Bentuk gelombang arus output sistem *open loop*.

Dapat dilihat bahwa tegangan dan arus output yang terjadi adalah berupa gelombang *dc* output dengan nilai tegangan output rata-rata $V_{DC} = 518,7 \text{ V}$ dan arus output rms-nya $I_{DC} = 19,36 \text{ A}$.

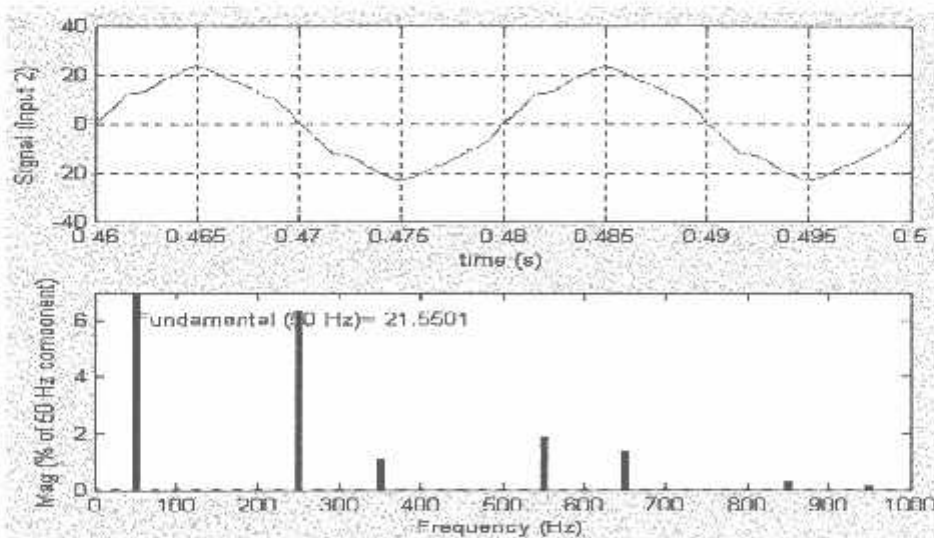


Gambar 4.15 Bentuk gelombang arus sumber/ input



Gambar 4.16 Bentuk gelombang tegangan sumber/ input

Bentuk arus input secara detail dan tingkatan harmonisa arus input yang terjadi dapat dilihat dalam gambar spektrum harmonisa berikut :



Gambar 4.17 Bentuk dan spektrum harmonisa arus input dengan sistem *open loop*.

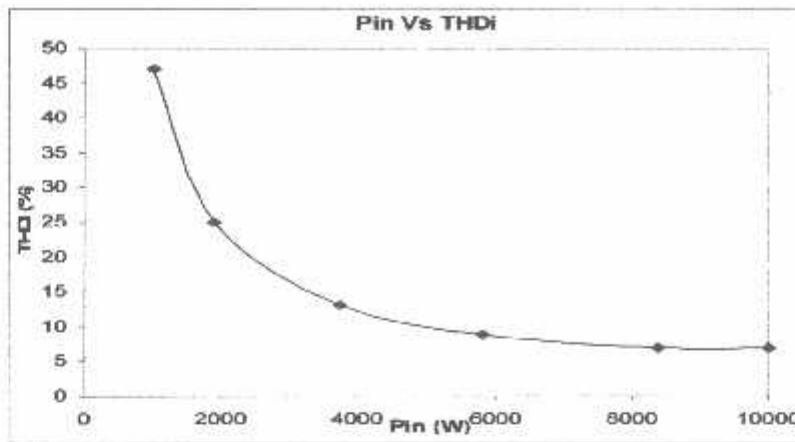
Terlihat pada gambar4.17 spektrum harmonisa arus input di atas bahwa harmonisa terendah khususnya harmonisa orde ke-5 dan ke-7 berada di bawah kisaran 6% dan 1% dari arus fundamentalnya dengan $THDi = 6,9 \%$.

Dilakukan juga simulasi pada rangkaian konverter yang direncanakan dengan menggunakan parameter yang sama dengan nilai daya input yang berbeda (ada perubahan R), akan dibandingkan hasil simulasi harmonisa arus dan *power factor* input seperti yang ditunjukkan dalam tabel berikut ini.

Tabel 4.2 Hasil simulasi *open loop*

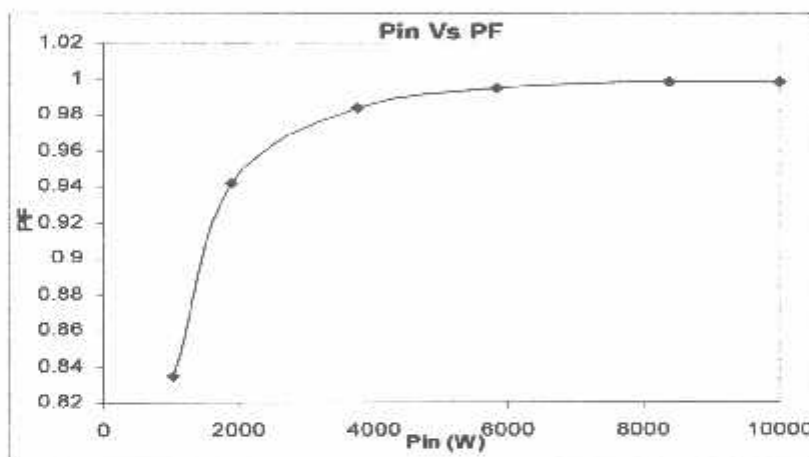
R(Ω)	Pin(Watt)	I _{lrms} (A)	THDi (%)	PF	Pout(Watt)	V _{o rms} (V)	Eff	D (%)	DPF
292	1028	1.689	47.08	0.83	926.6	520.1	90	18.5	0.92
148	1884	2.941	25.05	0.94	1820	519.7	97	20	0.97
73	3749	5.727	13.16	0.98	3702	519.7	99	22.4	0.99
46.7	5817	8.755	8.827	0.99	5771	518.9	99	25	1
32.3	8373	12.69	7.032	1	8317	518.5	99	28	1
26.9	10008	15.27	6.889	1	10001	518.7	99	30	1

Tabel 4.2 menjelaskan dengan semakin berkurangnya daya input, tegangan output dapat dipertahankan dengan merubah *duty cycle* masing-masing saklar walaupun secara manual. Berdasarkan hasil simulasi, gambar 4.18 menunjukkan nilai *THD* arus input berkurang seiring dengan bertambahnya nilai daya input. Hal ini menunjukkan rangkaian penyearah 3-fasa dengan kontrol *switching* dengan frekuensi rendah cocok pada beban dengan aplikasi daya tinggi (beban nominal) sesuai dengan standard IEC 61000-3-4.



Gambar 4.18 Grafik daya input terhadap THD arus input

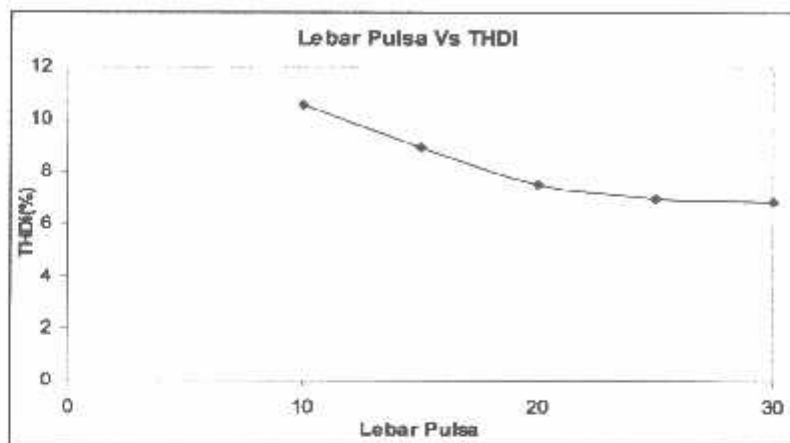
Didapatkan bahwa nilai *power faktor* terus naik mendekati satu seiring bertambahnya daya input sesuai dengan yang ditunjukkan gambar 4.19 berikut:



Gambar 4.19 Grafik daya input terhadap *power faktor*

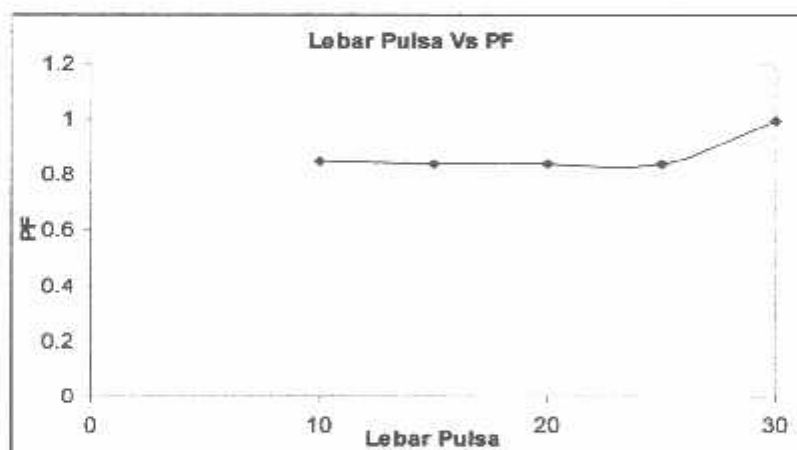
Pada perubahan beban sesaat dari beban penuh sampai ke tingkat 25% beban nominal terjadi kenaikan tegangan output tanpa mengubah *duty cycle*. Hasilnya adalah sebagai berikut:

Kedua hal tersebut diatas digambarkan dengan jelas pada gambar 4. 21. Tampak pengaruh perubahan nilai *duty cycle* terhadap besarnya *PF* dan *THDi*(%) pada sisi input yang menjadi standar ukuran kualitas sebuah penyearah (*rectifier*).



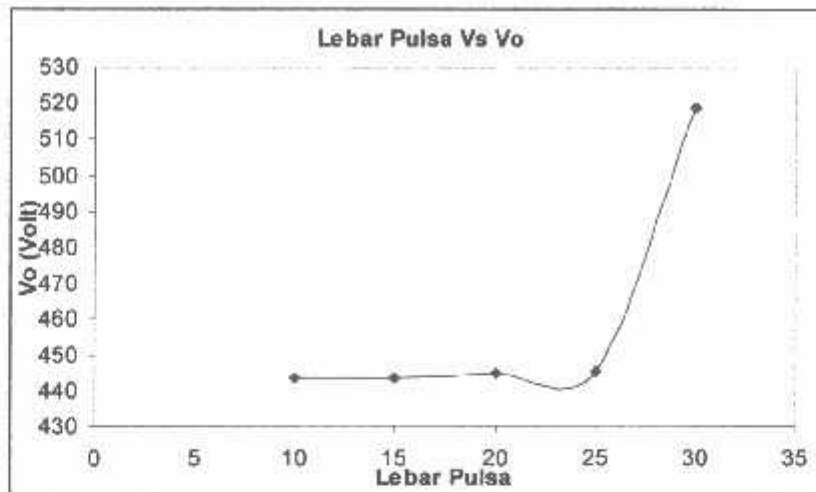
Gambar 4.21 Grafik lebar pulsa terhadap *THDi*(%)

Didapatkan bahwa nilai *power factor* tertinggi dan *THDi*(%) yang paling rendah bila menggunakan lebar pulsa sebesar 30°.



Gambar 4.22 Grafik lebar pulsa terhadap *Power faktor*

Nilai tegangan *output rms* bertambah seiring dengan bertambahnya nilai lebar pulsa. Terlihat pada gambar 4.11, penggunaan lebar pulsa sebesar 30° menghasilkan tegangan output 518Volt yang sudah sesuai dengan teori perencanaan design *rectifier* yang digunakan.



Gambar 4.23 Grafik lebar pulsa terhadap tegangan output (rms)

Secara keseluruhan dapat diketahui hubungan antara nilai daya input dengan tegangan dan arus input, *THD*, dan *PF* bahwa dengan semakin bertambahnya nilai daya input sampai daya nominalnya maka performansi pengontrol akan semakin baik. Dalam sistem *open loop*, untuk menjaga agar tegangan *DC* konstan seiring dengan bertambahnya beban, maka diatur besarnya *duty cycle* secara manual dari masing-masing skalar terkontrol dengan nilai *duty cycle* maksimal $\frac{1}{12}$ dari periode fundamental pada beban nominal.

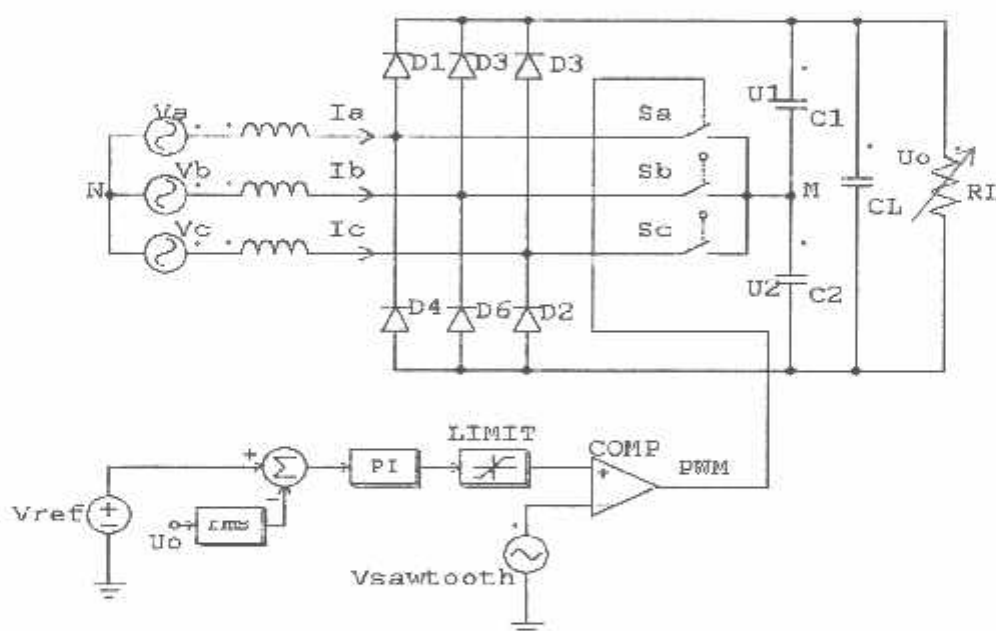
4.3.3. Sistem Close Loop

Dari sistem *open loop*, setiap saklar *Sa*, *Sb*, *Sc* diberikan sinyal penyalan dengan *duty cycle* maksimum yaitu $D = 16,67\%$ pada beban nominal, selanjutnya pada beban yang berkurang juga diatur pengurangan *duty cycle* secara manual sehingga tegangan *DC* relatif konstan. Apabila *duty cycle* dipertahankan pada beban yang berkurang tersebut dihasilkan tegangan output yang lebih tinggi dari tegangan yang diinginkan. Oleh karena itu digunakan sistem *close loop* untuk

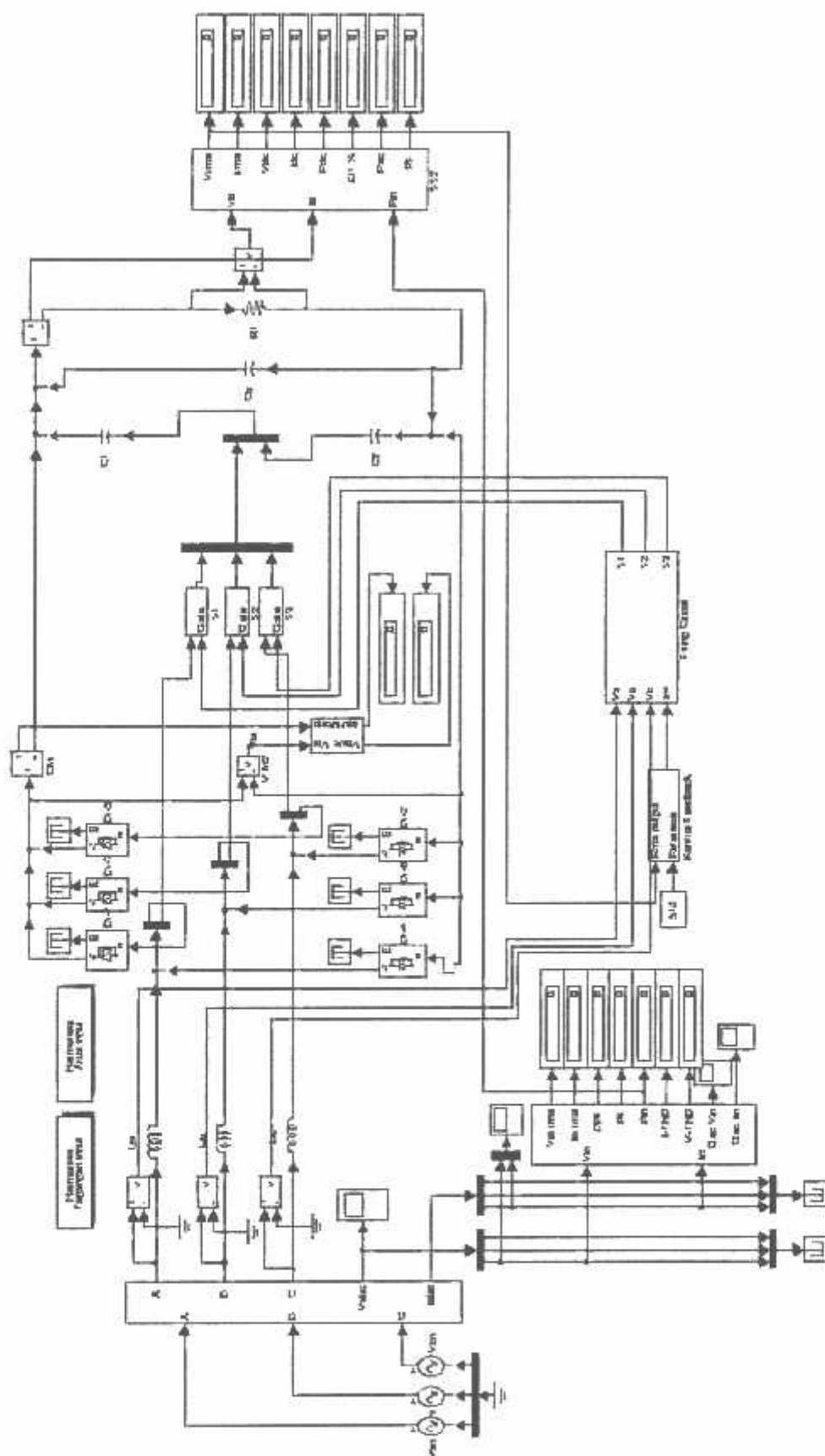
memperoleh tegangan *output (rms)* yang sesuai dengan harga yang ditentukan dalam perencanaan desain.

Dalam sistem *close loop* ini sinyal output diumpan balikkan ke sistem yaitu dengan membandingkan antara tegangan output dengan tegangan referensi, sehingga diperoleh nilai *error* (kesalahan). Dengan menggunakan kontroller PI, nilai *error* tersebut diperbaiki supaya diperoleh tegangan output yang sesuai dengan nilai yang telah ditentukan.

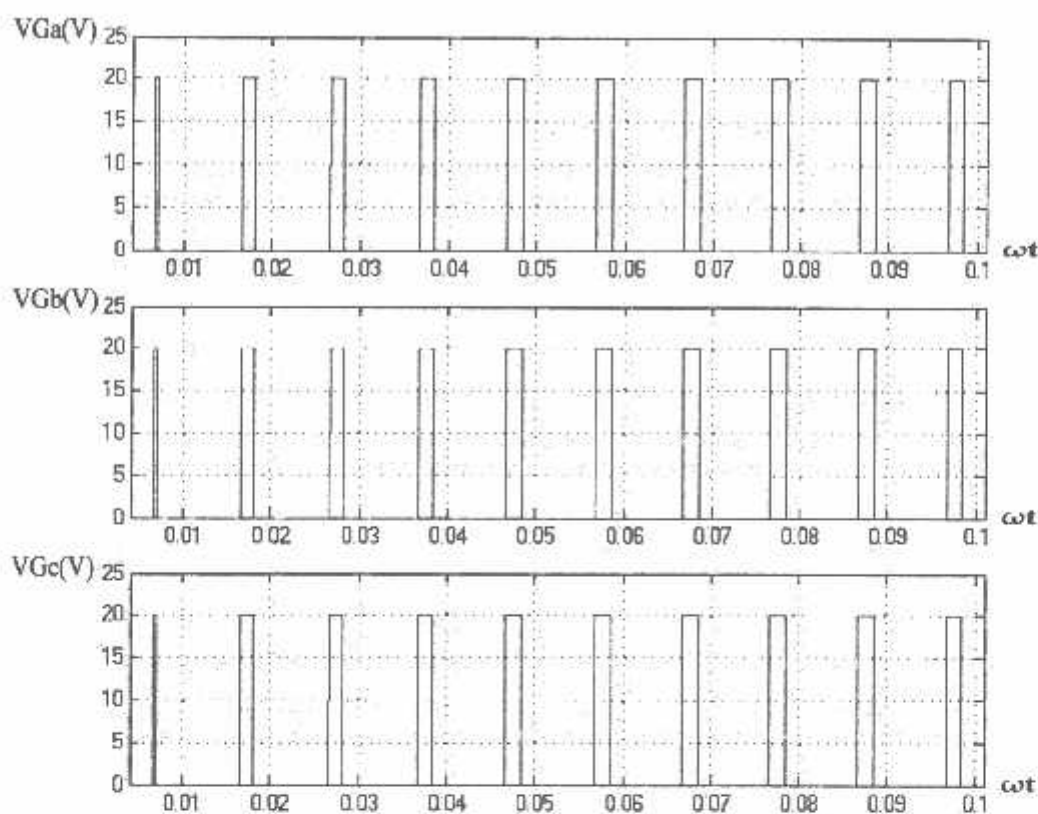
Penyusunan rangkaian penyearah tiga fasa menggunakan *line-commutated switches* dapat ditunjukkan dalam gambar 4.24.



Gambar 4.24 Rangkaian sederhana penyearah 3-fasa Menggunakan *Line-commutated Switches* sistem *close-loop*.



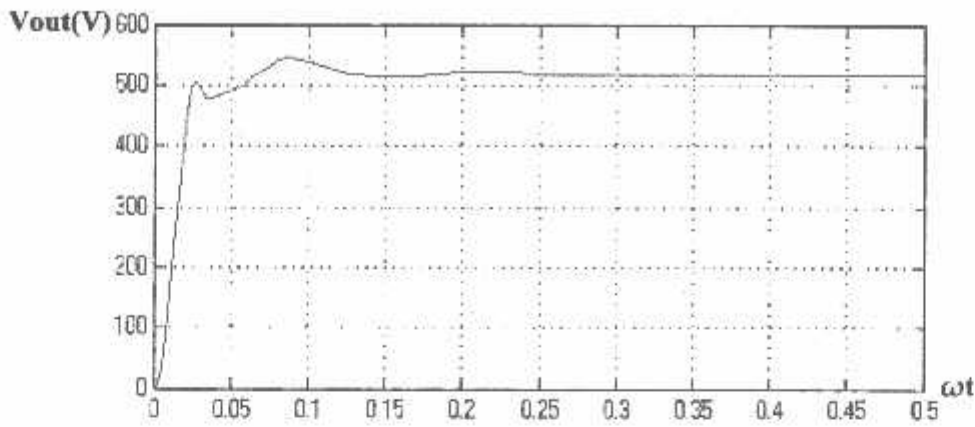
Gambar 4.25 Rangkaian penyearah 3-fasa dengan menggunakan *Line-Commutated Switches System Close Loop (Simulink Blockset Matlab 6.5)*



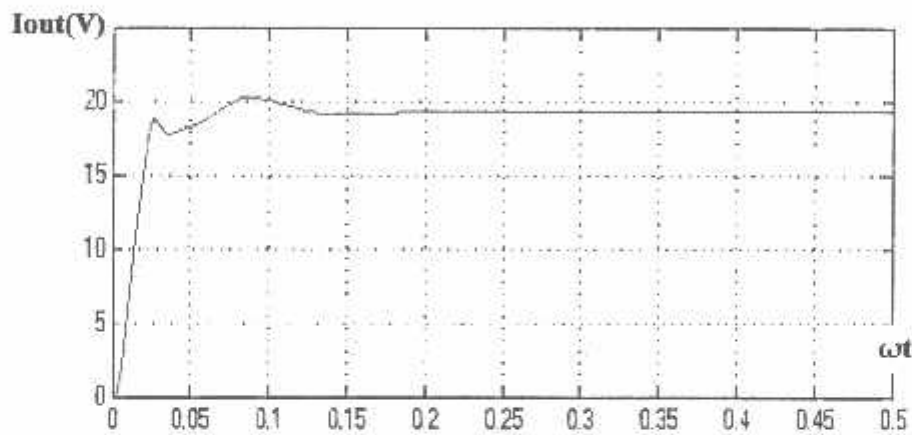
Gambar 4.26 Bentuk pulsa dengan sistem *close loop*

Gambar 4.26 menunjukkan skema pulsa yang diberikan ke masing saklar terkontrol. Tanpa bahwa bentuk pulsa menunjukkan pengaruh controller PI dalam menyesuaikan lebar pulsa sesuai dengan tegangan output yang diharapkan yaitu sebesar 518 V.

Dalam simulasi rangkaian penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches* dengan sistem *close loop* ini dapat dilihat bentuk gelombang tegangan dan arus *output* seperti yang ditunjukkan dalam gambar 4.27 dan gambar 4.28.



Gambar 4.27 Bentuk gelombang tegangan output sistem *close loop*



Gambar 4.28 Bentuk gelombang arus output sistem *close loop*

Dari hasil simulasi dihasilkan, bahwa tegangan output rms berubah-ubah dan menyesuaikan diri agar nilainya sama atau mendekati harga tegangan referensi sehingga diperoleh $V_{o\text{ rms}} = 518\text{ V}$. Demikian juga dengan arus rms yang menyesuaikan diri seiring dengan perubahan tegangan. Diperoleh nilai arus output rms, $I_{o\text{ rms}} = 19,35\text{ A}$.

Gambar 4.29 menunjukkan tegangan dan arus yang ditarik dari sumber dan keduanya sudah sefase.

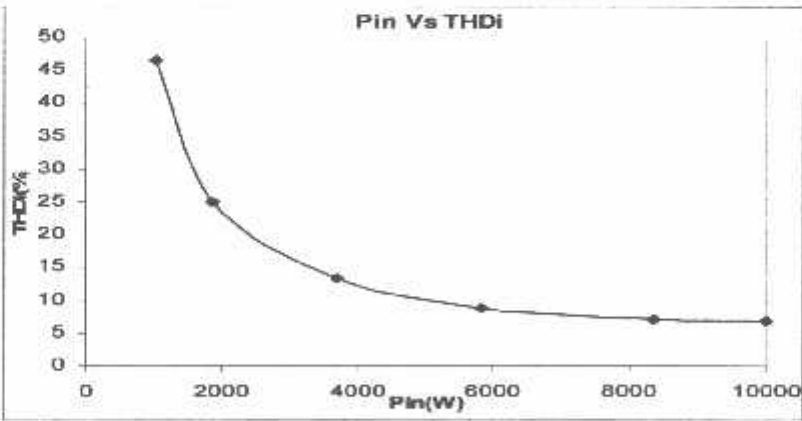
Dilakukan juga simulasi dengan menggunakan parameter yang sama dengan nilai daya input yang berbeda (ada perubahan R) pada rangkaian konverter ini, kemudian dibandingkan hasil simulasi harmonisa arus dan power factor inputt seperti yang ditunjukkan dalam tabel 4.3.

Tabel 4.4 Hasil simulasi sistem *close loop*

R(Ω)	Pin(Watt)	I _{in} rms(A)	THDi (%)	PF	Pout(Watt)	V _o rms (V)	Eff	DPF
292	1018	1.67	46.59	0.84	919	518	90.27	0.924
148	1870	2.914	24.99	0.94	1808	518	96.69	0.972
73	3700	5.63	13.4	0.98	3654	518	98.74	0.996
46.7	5822	8.835	8.903	0.99	5774	518	99.18	0.998
32.3	8356	12.66	7.082	1	8301	518	99.33	1
26.9	10005	15.23	6.939	1	9983	518	99.32	1

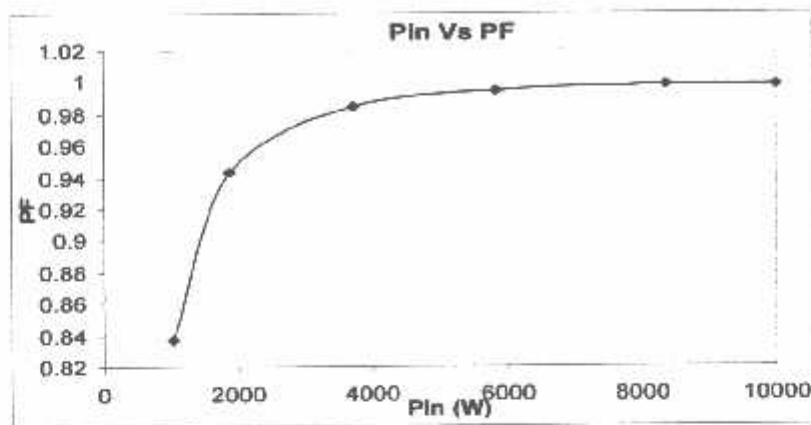
Tabel 4.4 menunjukkan tegangan *DC* output yang dihasilkan pada sistem *close loop* lebih presisi dibandingkan dengan pada sistem *open loop* atau penyearah 3-fasa konvensional.

Gambar 4.31 menunjukkan Nilai *THD* arus input berkurang seiring dengan bertambahnya nilai daya input. Hal ini menunjukkan rangkaian penyearah 3-fasa dengan kontrol *switching* frekuensi rendah cocok sesuai pada aplikasi daya tinggi (daya nominal).



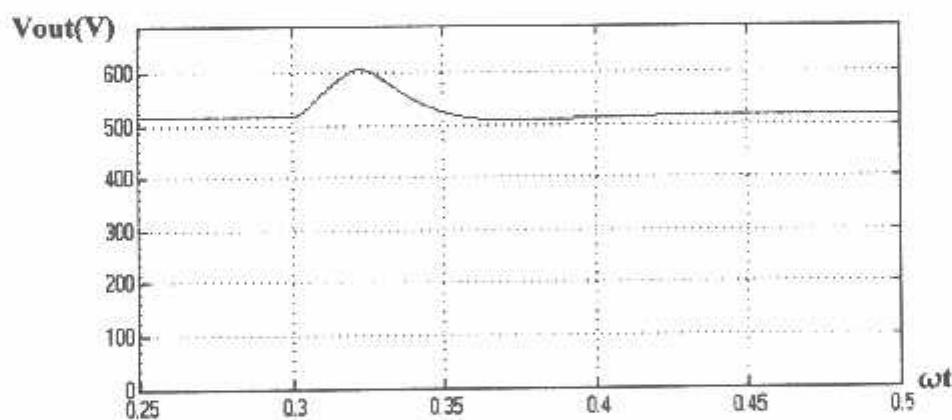
Gambar 4.31 Grafik daya input terhadap *THD* arus input

Nilai *power faktor* terus naik mendekati satu seiring bertambahnya daya input, sesuai dengan yang ditunjukkan gambar 4.32 berikut ini:



Gambar 4.32 Grafik daya input terhadap *power faktor*

Selanjutnya dilakukan simulasi perubahan beban sesaat yaitu dari *nominal load* menjadi 25% dari beban tersebut. Berikut hasilnya pada gambar 4.33 dalam sistem *close-loop*.

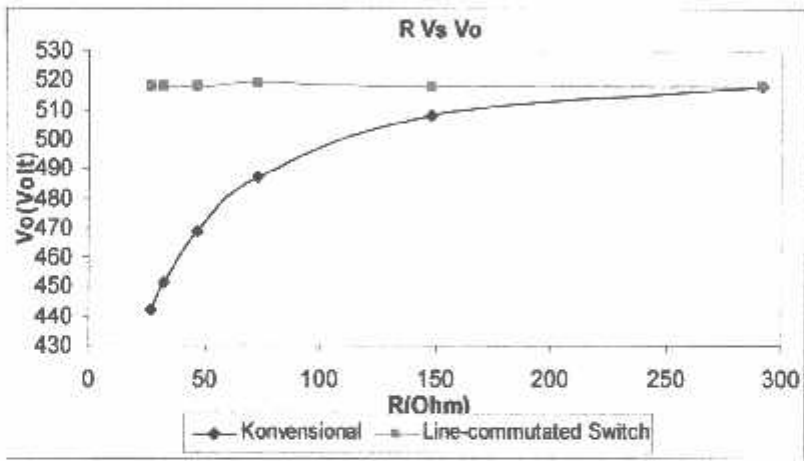


Gambar 4.33 Bentuk tegangan output sebelum dan sesudah terjadi perubahan beban.

Saat terjadi perubahan pada $t = 0,3$ s tampak bahwa tegangan output naik dari 518 V ke 600 V dan dikembalikan lagi ke kondisi semula dengan $V_{out} = 518V$ serta konstan mulai $t = 0,37$ s seiring dengan perubahan drastis dari beban. Selain itu arus output dan input berkurang secara signifikan seiring dengan

Tabel 4.5 Perbandingan Voutput penyearah 3-fasa konvensional menggunakan filter LC dengan penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches*

R(Ω)	Tegangan Output	
	Konvensional	Line-commutated
26.9	441.9	518
32.33	451.5	518
46.66	468.5	518
72.99	487.1	518
148.4	507.8	518
292	517.8	518



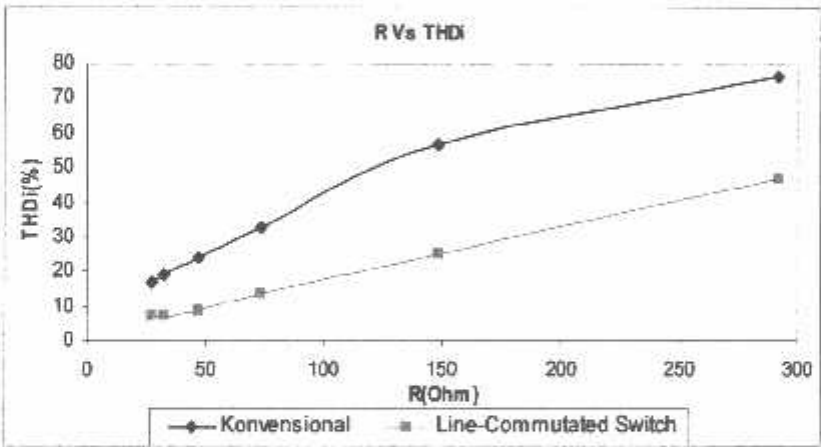
Gambar 4.35 Grafik nilai R terhadap Vout (volt)

Dari tabel 4.4 dan gambar 4.35 diatas terlihat bahwa tegangan output penyearah *line-commutated switch* tetap konstan seiring dengan perubahan beban (R) dibandingkan dengan *rectifier* yang sama tanpa saklar terkontrol.

Tabel 4.6 Perbandingan *THD* arus penyearah konvensional menggunakan *filter LC* dengan penyearah menggunakan *line-commutated switches*

R(Ω)	THDi(%)	
	Konvensional	Line-commutated
26.9	16.99	6.939
32.3	19.26	7.082
46.7	24.19	8.903
73	32.67	13.4
148	56.47	24.99
292	76.14	46.59

Arus sumber yang berbentuk sinus dari penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches* memiliki *distorsi* yang jauh lebih kecil dibandingkan dengan *rectifier* konvensional menggunakan *filter LC*. Seperti yang terlihat pada gambar 4.36.

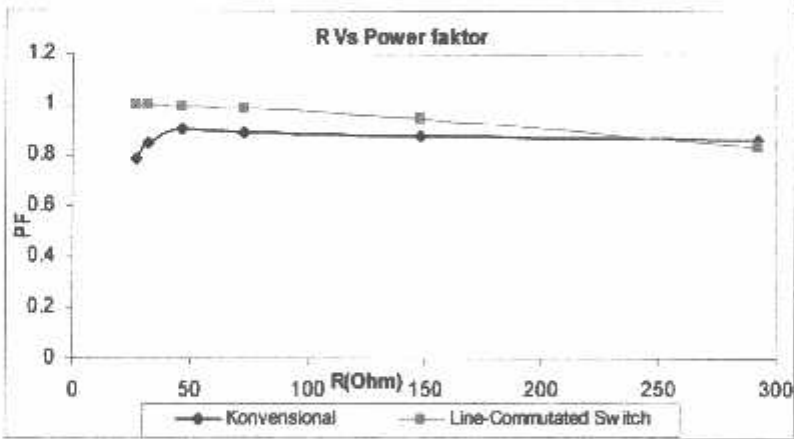


Gambar 4.36 Grafik nilai R terhadap *THDi*

Tabel 4.7 Perbandingan *Power faktor* penyearah 3-fasa konvensional menggunakan *filter LC* dengan penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches*

R(Ω)	Power Faktor	
	Konvensional	Line-commutated
26.9	0.784	0.9975
32.3	0.8517	0.9973
46.7	0.9018	0.9945
73	0.8924	0.9847
148	0.8749	0.9434
292	0.8644	0.8373

Dari Tabel 4.6 diatas maupun gambar 4.37 dapat disimpulkan bahwa arus yang berbentuk sinus dengan $\cos \phi$ yang kecil akan menghasilkan *power faktor* yang (uniti). Terlihat bahwa arus sumber pada dari penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches* memiliki *PF* mendekati nilai 1.

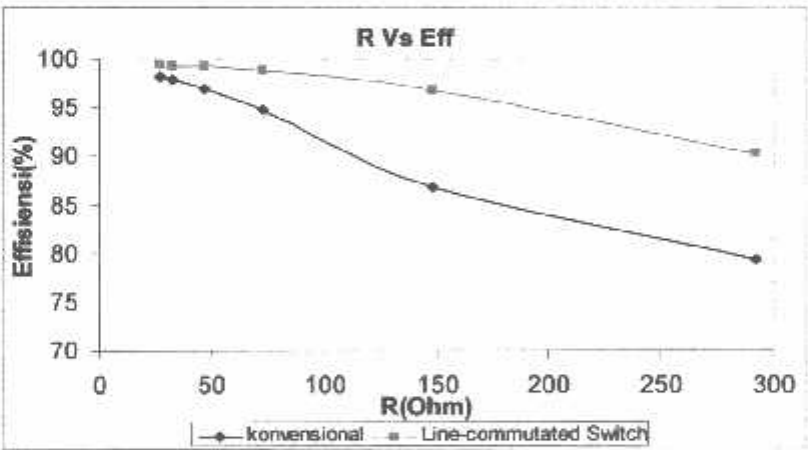


Gambar 4.37 Grafik nilai R terhadap Power Faktor

Tabel 4.8 Perbandingan Efisiensi penyearah 3-fasa konvensional menggunakan filter LC dengan penyearah 3-fasa menggunakan *line-commutated switches*

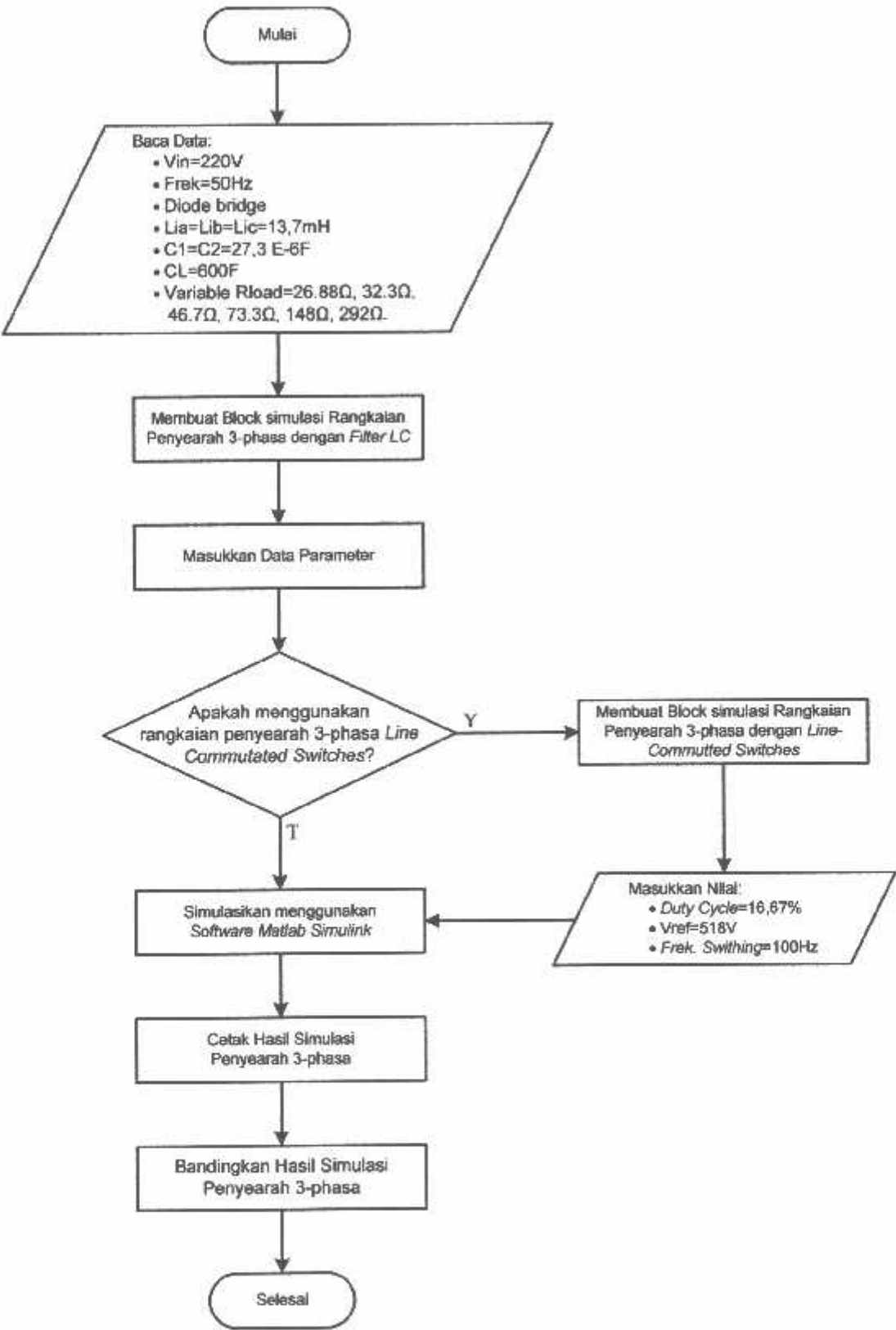
R(Ω)	Efisiensi(%)	
	Konvensional	Line-commutated
26.9	98.18	99.32
32.3	97.79	99.3
46.7	96.82	99.18
73	94.72	98.74
148	86.79	96.69
292	79.31	90.27

Dari tabel 4.7 maupun gambar 4.38 terlihat bahwa penyearah 3-fasa dengan menggunakan *line-commutated switches* memiliki efisiensi yang lebih baik bila dibandingkan penyearah konvensional menggunakan filter LC. Karena tegangan output yang dapat dikontrol pada *PWM rectifier* dan frekuensi *switching* yang rendah, sehingga drop daya pada sisi output dapat di minimalisasi sekecil mungkin.



Gambar 4.38 Grafik nilai R terhadap Efisiensi

4.5. FLOW CHART PEMECAHAN MASALAH SECARA UMUM



BAB V

PENUTUP

5.1. KESIMPULAN

Dari hasil pembahasan dan analisis perbandingan dari penyearah 3-fasa menggunakan filter pasif LC dengan penyearah 3-fasa menggunakan metode line-commutated switches dengan simulasi menggunakan software Matlab 6.5 Simulink, maka dapat ditarik kesimpulan sebagai berikut:

1. Pada rangkaian line-commutated switches yang bekerja pada frekuensi switching rendah akan menghasilkan arus sumber dengan THD yang kecil dibandingkan dengan penyearah 3-fasa menggunakan filter pasif LC yang mempunyai arus sumber dengan THD yang lebih tinggi. Dari hasil simulasi dengan beban nominal $R=26,88\Omega$ pada penyearah 3-fasa menggunakan filter pasif LC THD arus yang dihasilkan sebesar 16,99%. sedang pada penyearah 3-fasa menggunakan metode line-commutated switches THD arus yang dihasilkan sebesar 6,9% dan mempunyai power faktor yang unity jauh lebih baik dari penyearah 3-fasa menggunakan *filter pasif LC*.
2. Pada perbandingan nilai power faktor pada beban nominal $R=26,88\Omega$, pada penyearah 3-fasa menggunakan filter pasif LC mempunyai $PF=0,784$ sedang pada penyearah 3-fasa menggunakan metode line-commutated switches mempunyai $PF=0,9975$.

3. Pada perbandingan nilai V_{output} pada beban nominal $R=26,88\Omega$, pada penyearah 3-fasa menggunakan filter pasif LC mempunyai $V_{\text{output}}=441,9$ sedang pada penyearah 3-fasa menggunakan metode line-commutated switches mempunyai $V_{\text{output}}=518$.
4. Pada perbandingan efisiensi pada beban nominal $R=26,88\Omega$, pada penyearah 3-fasa menggunakan filter pasif LC mempunyai efisiensi sebesar 98,18% sedang pada penyearah 3-fasa menggunakan metode line-commutated switches mempunyai efisiensi sebesar 99,32%.

5.2. SARAN

Berdasarkan kesimpulan di atas, maka saran yang diajukan sebagai berikut:

Hasil simulasi dan analisa yang telah dibahas dalam skripsi ini memiliki suatu keterbatasan, yaitu beban yang digunakan dalam simulasi bersifat resistif, sehingga diharapkan ada penelitian yang menindak lanjuti dengan menggunakan beban yang bersifat induktif.

DAFTAR PUSTAKA

1. Giorgio Spiazzi, Joanna Aboin Gomes Marafao, Jose Antenor Pomilio, "*Improved Three-Phase High-Quality Rectifier With Line-Commutated Switches*", IEEE Transactions power electronics, vol. 19, no. 3, may 2004.
2. I. Barbi, E. L. M. Mehl, "*An improved high-power factor and low-cost three-phase rectifier*", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 33, pp.485–492, Mar./Apr. 1997.
3. Muhammad H. Rashid. "*Elektronika Daya*". Jilid 1. Alih Bahasa : Ir. Ary Prihatmanto MS. Jakarta. PT. Prenhallindo. 1999.
4. Mohan, Undeland, Robbins. "*Power electronics: Converters, Applications, and design*". New York. John Willey & Sons, Inc. 1989.





INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO S-1

BERITA ACARA UJIAN SKRIPSI

Nama : Rahmat Yusuf Febrianto
NIM : 01.12.034
Jurusan : Elektro/Teknik Energi Listrik S-1
Judul Skripsi : Analisis Perbandingan Penyearah 3-Phasa Menggunakan *Filter Pasif L-C* Dengan Penyearah 3-Phasa Menggunakan Metode *Line-Commutated Switches* Menggunakan *Software Matlab Simulink*.

Dipertahankan dihadapan Majelis Penguji Jenjang Strata Satu (S-1)

Hari : Selasa

Tanggal : 23 September 2008

Dengan Nilai : 77,55 (B+) *84*



Ir. Mochtar Asroni, MSME
NIP.Y.1018100036

Panitia Ujian Skripsi

Skretaris

[Signature]
Ir. F. Yudi Lampraptono, MT
NIP.Y.1039500274

Anggota Penguji

Penguji I

[Signature]
Ir. Teguh Herbasuki, MT
NIP.Y 1038900209

Penguji II

[Signature]
Ir. Eko Nurcahyo
NIP.1028700172



PERMOHONAN PERSETUJUAN SKRIPSI

Yang betanda tangan dibawah ini :

Nama : Rahman Yusuf F
NIM : 0112034
Semester :
Fakultas : Teknologi Industri
Jurusan : Teknik Elektro S-1
Konsentrasi : Teknik Elektronika / Teknik Energi Listrik
Alamat : Perum Griya Shanti A-232A

Dengan ini kami mengajukan permohonan untuk mendapatkan persetujuan untuk membuat **SKRIPSI Tingkat Sarjana**. Untuk melengkapi permohonan tersebut, bersama kami lampirkan persyaratan-persyaratan yang harus dipenuhi.

Adapun persyaratan-persyaratan pengambilan **SKRIPSI** adalah sebagai berikut :

1. Telah melaksanakan semua praktikum sesuai dengan konsentrasinya (.....)
2. Telah lulus dan menyerahkan Laporan Praktek Kerja (.....)
3. Telah lulus seluruh mata kuliah keahlian (MKB) sesuai konsentrasinya (.....)
4. Telah menempuh mata kuliah ≥ 134 sks dengan IPK ≥ 2 dan tidak ada nilai E (.....)
5. Telah mengikuti secara aktif kegiatan seminar skripsi yang diadakan Jurusan (.....)
6. Memenuhi persyaratan administrasi (.....)

Demikian permohonan ini untuk mendapatkan penyelesaian lebih lanjut dan atas perhatiannya kami ucapkan terima kasih

Telah diteliti kebenaran data tersebut diatas
Recording Teknik Elektro

(Handwritten signature)
.....
Handayani

Malang, 200.....

Pemohon

(Handwritten signature)
.....
(Rahman Yusuf F.....)



Disetujui
Jurusan Teknik Elektro

Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
NIP. P. 1039500274

Mengetahui
Dosen Wali

(Handwritten signature)
.....
(Ir. Made Wartonu, MT)

Catatan :

Bagi mahasiswa yang telah memenuhi persyaratan mengambil SKRIPSI agar membuat proposal dan mendapat persetujuan dari Ketua Jurusan/Sekretaris Jurusan T. Elektro S-1

1. $IPK = 339/137 = 2,75$
2.
3. - prakt. Rangkaian Logika & praktikum komputer

Form. S-1a



LEMBAR PENGAJUAN JUDUL SKRIPSI JURUSAN TEKNIK ELEKTRO S-1

Konsentrasi : Teknik Energi Listrik/Teknik Elektronika*)

1.	Nama Mahasiswa: <u>Rahmat Yusuf Febrianto.</u>	Nim: <u>01-12-039</u>
2.	Waktu Pengajuan	Tanggal: _____ Bulan: _____ Tahun: _____
3.	Spesifikasi Judul (berilah tanda silang)**)	
	a. Sistem Tenaga Elektrik b. Energi & Konversi Energi c. Tegangan Tinggi & Pengukuran d. Sistem Kendali Industri	e. Elektronika & Komponen f. Elektronika Digital & Komputer g. Elektronika Komunikasi h. lainnya
4.	Konsultasikan judul sesuai materi bidang ilmu kepada Dosen*) <u>Ir. M. Abd. Hamid, MT</u>	Ketua Jurusan <u>Ir. F. Yudi Limpraptono, MT</u> NIP. P. 1039500274
5.	Judul yang diajukan mahasiswa:	<u>Pemodelan pengarah 3-Phase dengan line-Commutated Switcher untuk meningkatkan kualitas daya menggunakan software Matlab Simulink</u>
6.	Perubahan judul yang disetujui Dosen sesuai materi bidang ilmu	<u>Pengarah 3-Phase dengan line-Commutated Switcher untuk meningkatkan kualitas daya menggunakan software matlab simulink</u>
Catatan:		
7.	Persetujuan Judul skripsi yang dikonsultasikan kepada Dosen materi bidang ilmu	Disetujui 18 - 2008 Dosen <u>[Signature]</u>

Perhatian:

1. Formulir pengajuan ini harap dikembalikan kepada jurusan paling lambat satu minggu setelah disetujui kelompok dosen keahlian dengan dilampirkan proposal skripsi beserta persyaratan skripsi sesuai form S-1
2. Keterangan: *) Coret yang tidak perlu
**) dilingkari a, b, c, atau g sesuai bidang keahlian



Lampiran : 1 (satu) berkas
Pembimbing Skripsi

Kepada : Yth. Bapak. Ir. M. Abdul Hamid, MT
Dosen Institut Teknologi Nasional
MALANG

Yang bertanda tangan di bawah ini :

Nama : Rahmat Yusuf Febrianto
Nim : 01.12.034
Jurusan : Teknik Elektro S-1
Konsentrasi : Teknik Energi Listrik

Dengan ini mengajukan permohonan, kiranya Bapak bersedia menjadi Dosen Pembimbing Utama / ~~Pembimbing~~ *), untuk penyusunan Skripsi dengan judul (proposal terlampir) :

"PENYEARAH 3-PHASE DENGAN LINE-COMMUTATED SWITCHES UNTUK MENINGKATKAN KUALITAS DAYA LISTRIK MENGGUNAKAN SOFTWARE MATLAB SIMULINK DI PT. COATS REJO INDONESIA PASURUAN "

Adapun tugas tersebut sebagai salah satu syarat untuk menempuh Ujian Akhir Sarjana Teknik.

Demikian permohonan kami dan atas kesediaan Bapak kami ucapkan terima kasih.

Malang, Februari 2008

Ketua
Jurusan Teknik Elektro S-1

Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
NIP: 1039500274

Hormat kami,

Rahmat Yusuf Febrianto
Nim: 01.12.034

*) coret yang tidak perlu



Lampiran : 1 (satu) berkas
Pembimbing Skripsi

Kepada : Yth. Bapak. **Ir. Widodo Pudji Mulyanto, MT**
Dosen Institut Teknologi Nasional
MALANG

Yang bertanda tangan di bawah ini :

Nama : Rahmat Yusuf Febrianto
Nim : 01.12.034
Jurusan : Teknik Elektro S-1
Konsentrasi : Teknik Energi Listrik

Dengan ini mengajukan permohonan, kiranya Bapak bersedia menjadi Dosen Pembimbing ~~Skripsi~~ / Pendamping *), untuk penyusunan Skripsi dengan judul (proposals terlampir) :

“PENYEFAH 3-PHASE DENGAN LINE-COMMUTATED SWITCHES UNTUK MENINGKATKAN KUALITAS DAYA LISTRIK MENGGUNAKAN SOFTWARE MATLAB SIMULINK DI PT. COATS REJO INDONESIA PASURUAN ”

Adapun tugas tersebut sebagai salah satu syarat untuk menempuh Ujian Akhir Sarjana Teknik.

Demikian permohonan kami dan atas kesediaan Bapak kami ucapkan terima kasih.

Malang, Februari 2008

Hormat kami,

Rahmat Yusuf Febrianto
Nim: 01.12.034

Ketua
Jurusan Teknik Elektro S-1

Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
NIP: 1039500274

*) coret yang tidak perlu

PERNYATAAN KESEDIAAN SEBAGAI DOSEN PEMBIMBING SKRIPSI

Sesuai dengan Permohonan Mahasiswa :

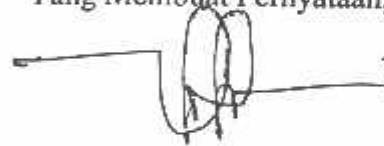
Nama	:	Rahmat Yusuf Febrianto
Nim	:	01.12.034
Semester	:	XIV
Jurusan	:	Teknik Elektro S-1
Konsentras:	:	Teknik Energi Listrik

Dengan ini menyatakan bersedia / tidak bersedia *) menjadi Dosen Pembimbing Utama, untuk penyusunan Skripsi Mahasiswa tersebut dengan judul :

PENYEARAH 3 - PHASE DENGAN LINE - COMMUTATED SWITCHES UNTUK MENINGKATKAN KUALITAS DAYA LISTRIK MENGGUNAKAN SOFTWARE MATLAB SIMULINK DI PT.COATS REJO INDONESIA

Demikian pernyataan ini kami buat untuk dapat dipergunakan sebagaimana mestinya.

Malang, 17 Februari 2008
Yang Membuat Pernyataan,



Ir. Ir. Abdul Hamid, MT
NIP. 1018800188

Catatan :

1. Setelah disetujui agar formulir ini diserahkan mahasiswa/I yang bersangkutan kepada jurusan untuk diproses lebih lanjut.
2. *) Coret yang tidak perlu

Form. S - 3b

PERNYATAAN KESEDIAAN SEBAGAI DOSEN PEMBIMBING SKRIPSI

Sesuai dengan Permohonan Mahasiswa :

Nama	:	Rahmat Yusuf Febrianto
Nim	:	01.12.034
Semester	:	XIV
Jurusan	:	Teknik Elektro S-1
Konsentrasi	:	Teknik Energi Listrik

Dengan ini menyatakan bersedia / tidak bersedia *) menjadi Dosen Pembimbing Pendamping, untuk penyusunan Skripsi Mahasiswa tersebut dengan judul :

PENYEARAH 3 - PHASE DENGAN LINE - COMMUTATED SWITCHES UNTUK MENINGKATKAN KUALITAS DAYA LISTRIK MENGGUNAKAN SOFTWARE MATLAB SIMULINK DI PT.COATS REJO INDONESIA

Demikian pernyataan ini kami buat untuk dapat dipergunakan sebagaimana mestinya.

Malang, 17 Februari 2008
Yang Membuat Pernyataan,



Ir. Widodo, Pudji Mulyanto, MT.
NIP.Y.1028700171

Catatan :

1. Setelah disetujui agar formulir ini diserahkan mahasiswa/I yang bersangkutan kepada jurusan untuk diproses lebih lanjut.
2. *) Coret yang tidak perlu

Form. S - 3b



INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO

Formulir Perbaikan Ujian Skripsi

Dalam pelaksanaan Ujian Skripsi Janjang Strata 1 Jurusan Teknik Elektro Konsentrasi T. Energi Listrik / T. Elektronika / T. Infokom, maka perlu adanya perbaikan skripsi untuk mahasiswa :

NAMA : RAHMAD YUSUF
NIM : 0112034
Perbaikan meliputi :

Kesimpulan syoq yang disesuaikan
dg tujuan.

Malang,

200

()