

**ANALISIS PERBANDINGAN FAKTOR DAYA MASUKAN
PENYEARAH SATU FASA DENGAN PENGENDALIAN
MODULASI LEBAR PULSA DAN SUDUT PENYALAAAN**

SKRIPSI

KONSENTRASI TEKNIK ENERGI ELEKTRIK

Diajukan Untuk Memenuhi Persyaratan
Memperoleh Gelar Sarjana Teknik



Disusun Oleh :

SYAIFUR RIDZAL

NIM. 115060309111002 - 63

**KEMENTERIAN PENDIDIKAN DAN KEBUDAYAAN
UNIVERSITAS BRAWIJAYA
FAKULTAS TEKNIK
MALANG
2014**

LEMBAR PERSETUJUAN

**ANALISIS PERBANDINGAN FAKTOR DAYA MASUKAN PENYEARAH
SATU FASA DENGAN PENGENDALIAN MODULASI LEBAR PULSA
DAN SUDUT PENYALAAAN**

SKRIPSI

KONSENTRASI TEKNIK ENERGI ELEKTRIK

Diajukan Untuk Memenuhi Persyaratan
Memperoleh Gelar Sarjana Teknik



Disusun oleh :

SYAIFUR RIDZAL
NIM. 115060309111002 - 63

Telah diperiksa dan disetujui oleh :

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II

Ir. Soeprapto, M.T
NIP. 19561020 198903 1 001

Ir. Soemarwanto, M.T
NIP. 19500715 198003 1 002

LEMBAR PENGESAHAN

**ANALISIS PERBANDINGAN FAKTOR DAYA MASUKAN PENYEARAH SATU
FASA DENGAN PENGENDALIAN MODULASI LEBAR PULSA DAN SUDUT
PENYALAHAN**

SKRIPSI

KONSENTRASI TEKNIK ENERGI ELEKTRIK

Diajukan Untuk Memenuhi Persyaratan
Memperoleh Gelar Sarjana Teknik

Disusun oleh :

SYAIFUR RIDZAL
NIM. 115060309111002 - 63

Skripsi ini telah diuji dan dinyatakan lulus pada
tanggal 17 Maret 2014

DOSEN PENGUJI:

Ir. Hari Santoso, M.S
NIP. 19531205 198503 1 001

Ir. Mahfudz Shidiq, M.T
NIP. 19580609 198703 1 003

Ir. Unggul Wibawa, M.Sc
NIP. 19630106 198802 1 001

Mengetahui:
Ketua Jurusan Teknik Elektro

M. Aziz Muslim, S.T, M.T, Ph.D
NIP. 19741203 200012 1 001

PENGANTAR

Assalamualaikum wr. wb.

Puji dan syukur penulis panjatkan ke hadirat Allah SWT yang telah memberikan rahmat dan berkat-nya, sehingga penulis dapat menyelesaikan skripsi dengan baik yang berjudul "ANALISIS PERBANDINGAN FAKTOR DAYA MASUKAN PENYEARAH SATU FASA DENGAN PENGENDALIAN MODULASI LEBAR PULSA DAN SUDUT PENYALAAAN".

Skripsi ini disusun sebagai salah satu syarat untuk mencapai gelar sarjana teknik dari Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya.

Penulis menyadari bahwa tanpa bantuan, bimbingan serta dorongan dari berbagai pihak, penyelesaian skripsi ini tidak mungkin bisa terwujud. Pada kesempatan ini penulis menyampaikan rasa terima kasih yang tulus kepada:

1. Buya dan Umi, orang tua penulis yang telah memberikan doa, memberikan dukungan berupa materi dan dukungan non-materi kepada penulis. Skripsi ini seutuhnya dipersembahkan untuk kedua orang tua penulis.
2. Bapak M. Azis Muslim, ST., MT., Ph.D selaku Ketua Jurusan Teknik Elektro Universitas Brawijaya. Beliau juga telah memberikan bantuan dan dukungan dalam pengerjaan skripsi ini.
3. Bapak Hadi Suyono, S.T., M.T., Ph.D selaku Sekretaris Jurusan Teknik Elektro Universitas Brawijaya dan selaku dosen pembimbing skripsi yang telah banyak memberikan pengarahan dan bimbingan dalam penyelesaian skripsi ini serta atas segala bentuk bantuan dan saran yang membangun.
4. Bapak Mochammad Rif'an S.T., M.T. selaku Ketua Program Studi Teknik Elektro.
5. Ibu Dr. Rini Nur Hasanah, S.T., M.Sc. selaku KKDK Konsentrasi Teknik Energi Elektrik yang telah memberikan motivasi.
6. Bapak Ir. Soeprpto, M.T. selaku dosen pembimbing skripsi yang telah banyak memberikan pengarahan dan bimbingan dalam penyelesaian skripsi ini serta atas segala bentuk bantuan dan saran yang membangun.

7. Bapak Ir. Soemarwanto, M.T. selaku dosen pembimbing skripsi yang telah banyak memberikan pengarahan dan bimbingan dalam penyelesaian skripsi ini serta atas segala bentuk bantuan dan saran yang membangun.
8. Dosen dan karyawan Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya
9. Keluarga Besar Mahasiswa Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya terima kasih atas dukungannya.
10. Rekan-rekan Laboratorium Elektronika daya yang telah mensupport penulisan skripsi ini.

Penulis menyadari bahwa skripsi ini belumlah sempurna, karena keterbatasan ilmu dan kendala-kendala lain yang terjadi selama pengerjaan skripsi ini. Oleh karena itu saran dan kritik yang membangun mengenai penelitian ini diharapkan oleh penulis. Semoga tulisan ini dapat bermanfaat dan dapat digunakan untuk pengembangan lebih lanjut.

Wassalamualaikum wr. wb.

Malang, April 2014

Syaifur Ridzal



DAFTAR ISI

	halaman
PENGANTAR	i
DAFTAR ISI	iii
DAFTAR TABEL	vi
DAFTAR GAMBAR	viii
DAFTAR LAMPIRAN	xi
RINGKASAN	xii
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Masalah	2
1.3 Batasan Masalah	2
1.4 Tujuan	2
1.5 Sistematika Pembahasan	2
BAB II TINJAUAN PUSTAKA	4
2.1 Komponen Semikonduktor Daya.....	4
2.1.1 Dioda	4
2.1.2 Thyristor	5
2.1.3 IGBT (<i>The insulated gate bipolar transistor</i>)	7
2.2 Harmonisa pada Penyearah	8
2.2.1 Deret Fourier	8
2.2.2 Arus Masukan Bentuk Fourier	8
2.3 Semikonverter Satu Fasa Dengan Metode Kendali Sudut Penyalan	10
2.4 Semikonverter Satu Fasa dengan Metode Kendali Modulasi Lebar Pulsa	15
2.5 Faktor Daya	18
BAB III METODE PENELITIAN	20
3.1 Umum.....	20
3.2 Jenis dan Cara Pengambilan Data	20
3.3 Variabel dan Cara Analisis Data	20

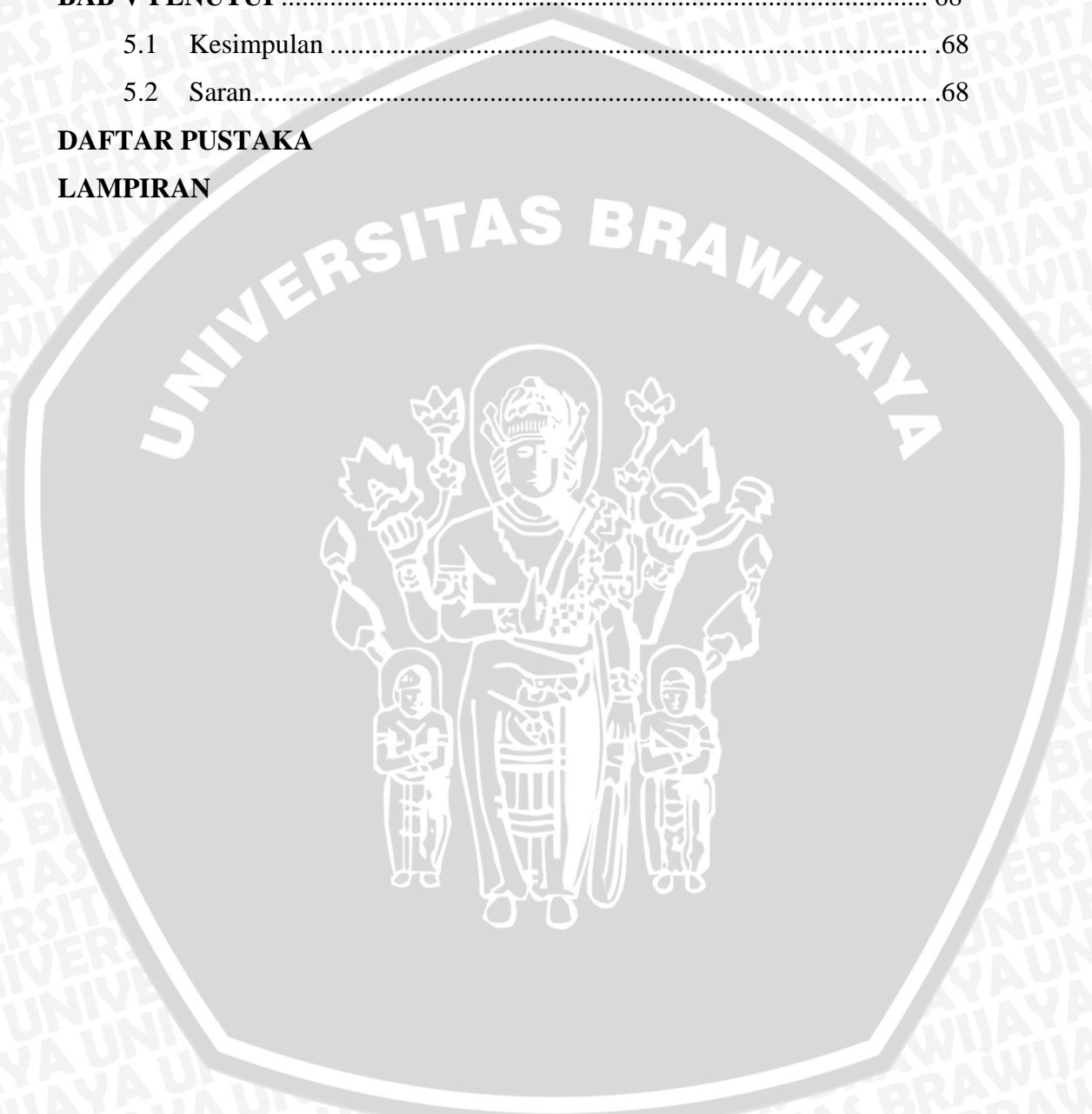


3.3.1	Penentuan Variabel-Variabel Penyearah	22
3.3.2	Analisis Menggunakan Deret Fourier	22
3.3.3	Simulasi Rangkaian Penyearah Menggunakan PSpice	22
3.4	Penarikan Kesimpulan	23
BAB IV ANALISIS		24
4.1	Analisis Faktor Daya	24
4.1.1	Penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan.....	24
4.1.1.1	Menentukan Tegangan V_{dc} maksimum	24
4.1.1.2	Penentuan variabel – variabel tegangan beban.....	25
4.1.1.3	Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat resistif	26
4.1.1.4	Analisis faktor daya pada beban bersifat resistif	30
4.1.1.5	Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat induktif	31
4.1.1.6	Analisis faktor daya pada beban bersifat induktif	37
4.1.2	Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa.....	39
4.1.2.1	Penentuan variabel – variabel tegangan beban	39
4.1.2.2	Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat resistif	40
4.1.2.3	Analisis faktor daya pada beban bersifat resistif	44
4.1.2.4	Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat induktif.....	45
4.1.2.5	Analisis faktor daya pada beban bersifat induktif	50
4.2	Simulasi Menggunakan <i>Software</i> PSpice.....	52
4.2.1	Penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan.....	52
4.2.1.1	Beban Bersifat resistif.....	52
4.2.1.2	Beban Bersifat induktif	54
4.2.2	Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa....	56
4.2.2.1	Beban Bersifat resistif.....	56
4.2.2.2	Beban Bersifat induktif	59

4.3	Perbandingan Faktor Daya masukan Penyearah dengan Metode Kendali Sudut Penyalaan dan Kendali Modulasi Lebar Pulsa.62
4.3.1	Beban Bersifat resistif.....	62
4.3.2	Beban Bersifat induktif ..	65
BAB V PENUTUP		68
5.1	Kesimpulan68
5.2	Saran.....	.68

DAFTAR PUSTAKA

LAMPIRAN



DAFTAR TABEL

No	Judul	Halaman
Tabel 4.1	Nilai sudut penyalaan pada tiap level tegangan	26
Tabel 4.2	Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan pada beban bersifat resistif	27
Tabel 4.3	Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat resistif pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan.....	31
Tabel 4.4	Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan kendali sudut penyalaan pada beban bersifat induktif	33
Tabel 4.5	Data perhitungan tegangan keluaran dengan fungsi α	36
Tabel 4.6	Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat induktif pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan.....	38
Tabel 4.7	Data lama satu pulsa menyala (δ_m) pada setiap pulsa pada tiap level tegangan.....	40
Tabel 4.8	Data sudut awal satu pulsa menyala (θ_m) pada setiap pulsa pada tiap level tegangan.....	40
Tabel 4.9	Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat resistif.....	41
Tabel 4.10	Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat resistif pada penyearah dengan kendali modulasi lebar pulsa.....	45
Tabel 4.11	Tabel nilai arus sisa pada induktor pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa.....	46
Tabel 4.12	Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa beban bersifat induktif	47
Tabel 4.13	Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat induktif pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa.....	51

Tabel 4.14 Tabel Faktor daya pada beban bersifat resistif dan faktor kesalahan hasil perbandingan antara simulasi dan perhitungan 61



DAFTAR GAMBAR

No	Judul	Halaman
Gambar 2.1	Simbol dan Karakteristik Dioda.....	5
Gambar 2.2	Simbol <i>Thyristor</i>	5
Gambar 2.3	Tiga <i>pn-junction</i>	6
Gambar 2.4	Karakteristik arus-tegangan <i>Thyristor</i>	7
Gambar 2.5	<i>The insulated gate bipolar transistor (IGBT)</i>	7
Gambar 2.6	Bentuk Gelombang Tegangan dan Masukan.....	9
Gambar 2.7	Rangkaian Semikonverter atau Penyearah Setengah Terkendali dan Daerah Operasi Konverter	11
Gambar 2.8	Bentuk Gelombang Penyearah Setengah Terkendali dengan metode Kendali Sudut Penyalan	14
Gambar 2.9	Rangkaian Semikonverter atau Penyearah Setengah Terkendali dengan Metode Kendali Modulasi Lebar Pulsa	15
Gambar 2.10	Pengendalian Modulasi Lebar Pulsa	16
Gambar 3.1	Diagram Alir Metodologi.....	21
Gambar 4.1	Grafik arus harmonisa penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat resistif: (a)20% V_{dcmax} (b)40% V_{dcmax} (c)60% V_{dcmax}	28
Gambar 4.2	Grafik arus harmonisa penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat resistif:(a)80% V_{dcmax} (b)100% V_{dcmax}	29
Gambar 4.3	Grafik harmonisa arus masukan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat induktif 20% V_{dcmax}	33
Gambar 4.4	Grafik harmonisa arus masukan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat induktif :(a)20% V_{dcmax} (b)40% V_{dcmax} (c)60% V_{dcmax}	34
Gambar 4.5	Grafik harmonisa arus masukan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat induktif 100% V_{dcmax}	

..... 35

..... 35

Gambar 4.6 Karakteristik pengaturan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan..... 37

Gambar 4.7 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif (a) 20% V_{dcmax} (b)40% V_{dcmax} (c)60% V_{dcmax} 42

Gambar 4.8 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif (a)80% V_{dcmax} (b) 100% V_{dcmax}43

Gambar 4.9 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif (a)20% V_{dcmax} (b)40% V_{dcmax} (c)60% V_{dcmax} 48

Gambar 4.10 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif : (a)80% V_{dcmax} (b)100% V_{dcmax} 49

Gambar 4.11 Rangkaian Penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dengan beban bersifat resistif..... 53

Gambar 4.12 Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dengan beban bersifat resistif (60% V_{dcmax})..... 54

Gambar 4.13 Rangkaian Penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dengan beban bersifat induktif 55

Gambar 4.14 Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dengan beban bersifat resistif induktif (60% V_{dcmax}) 56

Gambar 4.15 Rangkaian Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat resistif..... 57

Gambar 4.16 Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat resistif..... 58

Gambar 4.17 Arus masukan penyearah dengan frekuensi pensaklaran 20 KHz pada beban bersifat resistif..... 59



Gambar 4.18	Rangkaian Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat induktif	59
Gambar 4.19	Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat induktif	60
Gambar 4.20	Arus masukan penyearah dengan frekuensi pensaklaran 20 KHz pada beban bersifat induktif :a) 60% V_{dcmax} b)100% V_{dcmax}	61
Gambar 4.21	Perbandingan DPF antara metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif	62
Gambar 4.22	Perbandingan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ antara metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif	63
Gambar 4.23	Perbandingan faktor daya antara metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif	64
Gambar 4.24	Perbandingan DPF antara metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif	65
Gambar 4.25	Perbandingan nilai $\frac{I_{s1}}{I_s}$ antara metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif	66
Gambar 4.26	Perbandingan faktor daya antara metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif	67

DAFTAR LAMPIRAN

No	Judul	Halaman
Lampiran 1	Program matlab untuk mencari koefisien deret fourier dan faktor daya metode kendali sudut penyalan beban bersifat resistif.	70
Lampiran 2	Program matlab untuk mencari koefisien deret fourier dan faktor daya metode kendali sudut penyalan beban bersifat induktif ..	71
Lampiran 3	Program matlab untuk mencari koefisien deret fourier dan faktor daya metode kendali modulasi lebar pulsa beban bersifat resistif	72
Lampiran 4	Program matlab untuk mencari koefisien deret fourier dan faktor daya metode kendali modulasi lebar pulsa beban bersifat induktif	73



RINGKASAN

Syaifur Ridzal, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Brawijaya, Januari 2014, *Analisis Perbandingan Faktor Daya Masukan Penyearah Satu Fasa Dengan Pengendalian Modulasi Lebar Pulsa Dan Sudut Penyalaan*, Dosen Pembimbing: Soeprpto, Ir., M.T. dan Soemarwanto, Ir., M.T.

Pada saat sekarang ini peralatan elektronika daya sering digunakan dalam aplikasi di industri. Seperti konverter sebagai peralatan konversi daya listrik, yang biasanya digunakan sebagai *power supply*. Penggunaan penyearah terkendali memiliki kekurangan karena dapat menimbulkan harmonisa pada sistem tenaga listrik dan juga memiliki faktor daya yang rendah. Seperti halnya faktor daya pada penyearah satu fasa terkendali dengan pengendalian sudut penyalaan yang cenderung rendah.

Teknik pengendalian dapat meningkatkan faktor daya masukan. Salah satu dari teknik pengendalian adalah pengendalian modulasi lebar pulsa. Oleh karena itu akan dibandingkan dua macam pengendalian, yaitu pengendalian sudut penyalaan dan pengendalian modulasi lebar pulsa. Penelitian dilakukan pada 2 jenis penyearah dengan pengendalian yang berbeda. Untuk penyearah dengan kedua metode diatas dimulai dari menentukan tegangan maksimum penyearah yaitu V_{dcmax} , menentukan variabel untuk sudut penyalaan dan δ_m untuk modulasi lebar pulsa, menentukan nilai arus sisa di induktor dengan analisis perhitungan untuk metode kendali sudut penyalaan. Arus sisa di induktor pada metode kendali modulasi lebar pulsa diketahui dengan cara melakukan simulasi. Langkah-langkah untuk melakukan simulasi adalah dengan cara menentukan nilai impedansi beban (resistif dan resistif induktif), melakukan pemilihan komponen dengan karakteristik komponen V_{RRM} , V_{DRM} , t_{rr} , yang sesuai dengan kriteria yang telah ditentukan, memasukkan persamaan pengendalian tegangan masukan kemudian melakukan pengambilan data simulasi. Setelah variabel yang berhubungan dengan penyearah didapatkan maka perlu untuk membentuk arus masukan dalam bentuk fourier yang bertujuan untuk mencari koefisien fourier yaitu a_n dan b_n . Kemudian analisis terakhir yang perlu dilakukan adalah analisis faktor daya. Langkah pertama adalah mencari nilai arus ke n sampai pada n ke sepuluh. Nilai dari arus masukan yang nantinya digunakan untuk mencari faktor distorsi. Langkah kedua untuk menganalisis faktor daya adalah menghitung nilai ϕ_1 yang nantinya digunakan untuk mencari *Displacement Power Factor* (DPF). Pengambilan kesimpulan ditentukan berdasar parameter faktor daya yaitu DPF dan faktor distorsi.

Faktor daya pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat resistif maupun beban bersifat induktif mempunyai nilai yang lebih baik pada semua *level* tegangan beban dibandingkan dengan metode kendali sudut penyalaan. Penelitian dilakukan lebih lanjut untuk mengetahui nilai faktor daya bisa dilakukan dengan menggunakan metode kontrol sudut yang lain atau dengan daerah operasi penyearah yang berbeda.

Kata Kunci: Penyearah setengah terkendali, Faktor daya, Harmonisa.

BAB I PENDAHULUAN

Latar Belakang

Faktor daya merupakan topik yang sering diperbincangkan dalam sistem tenaga listrik. Faktor daya terdiri dari faktor pergeseran atau $\cos \phi$ yang dipengaruhi oleh harmonisa (Mohan,1995:43).

Pada saat sekarang ini peralatan elektronika daya sering digunakan dalam aplikasi di industri. Seperti konverter sebagai peralatan konversi daya listrik, yang biasanya digunakan sebagai *power supply*. Penggunaan penyearah pada konverter memiliki kekurangan karena dapat menimbulkan harmonisa pada sistem tenaga listrik. Dengan peningkatan penggunaan peralatan penyearah ini, arus harmonisa akan menjadi sebuah permasalahan. Selain itu beberapa standar harmonisa arus telah dibuat oleh organisasi energi elektrik internasional, sehingga merupakan suatu kebutuhan untuk mengurangi harmonisa atau meningkatkan faktor daya.

Untuk menyelesaikan permasalahan turunnya faktor daya, baik yang diakibatkan oleh harmonisa atau $\cos \phi$ seperti yang diutarakan di atas, dapat dilakukan dengan berbagai cara, bisa menggunakan peralatan tambahan seperti filter harmonisa atau kapasitor bank. Cara lain yang dapat dilakukan tanpa pembelian atau perubahan alat baru dapat dilakukan melalui perbaikan kualitas penyearah melalui perubahan teknik pengendalian pada penyearah.

Faktor daya pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan biasanya cenderung rendah (Rashid, 1993:129). Teknik pengendalian dapat meningkatkan faktor daya masukan. Teknik komutasi merupakan teknik pengendalian pada sistem penyearah. Salah satu dari teknik pengendalian adalah pengendalian modulasi lebar pulsa.

Dalam skripsi ini akan diteliti perbandingan perbaikan faktor daya masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dan dengan metode kendali sudut penyalan.

Rumusan Masalah

Mengacu pada permasalahan yang telah diuraikan dalam latar belakang, maka rumusan masalah pada skripsi ini ditekankan pada :

1. Bagaimana pengaruh metode kendali modulasi lebar pulsa dan metode kendali sudut penyalaan terhadap faktor daya masukan untuk beban bersifat resistif.
2. Bagaimana pengaruh metode kendali modulasi lebar pulsa dan metode kendali sudut penyalaan terhadap faktor daya masukan untuk beban bersifat induktif.
3. Bagaimana perbandingan faktor daya masukan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dan dengan metode kendali modulasi lebar pulsa untuk beban bersifat resistif dan beban bersifat induktif.

Batasan Masalah

Berdasarkan rumusan masalah di atas maka pembahasan dibatasi pada :

1. Penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa adalah penyearah setengah terkontrol.
2. Simulasi menggunakan *software* pspice.
3. Tidak membahas proses penyalaan dan pemadaman konverter
4. Bahasan hanya mencakup nilai magnitude arus harmonisa
5. Sumber dalam kondisi sinusoida murni dan pengaruh *Total Harmonic Distortion* (THD) dari luar diabaikan.
6. Pengaruh induktansi sumber diabaikan
7. Tidak dibahas rangkaian snubber (rangkaian proteksi) dan filter harmonisa

Tujuan

Pembahasan dalam skripsi ini bertujuan untuk membandingkan dan menganalisis pengaruh metode kendali modulasi lebar pulsa dan metode kendali sudut penyalaan terhadap faktor daya masukan konverter.

Sistematika Pembahasan

Sistematika pembahasan dari skripsi ini disusun sebagai berikut:

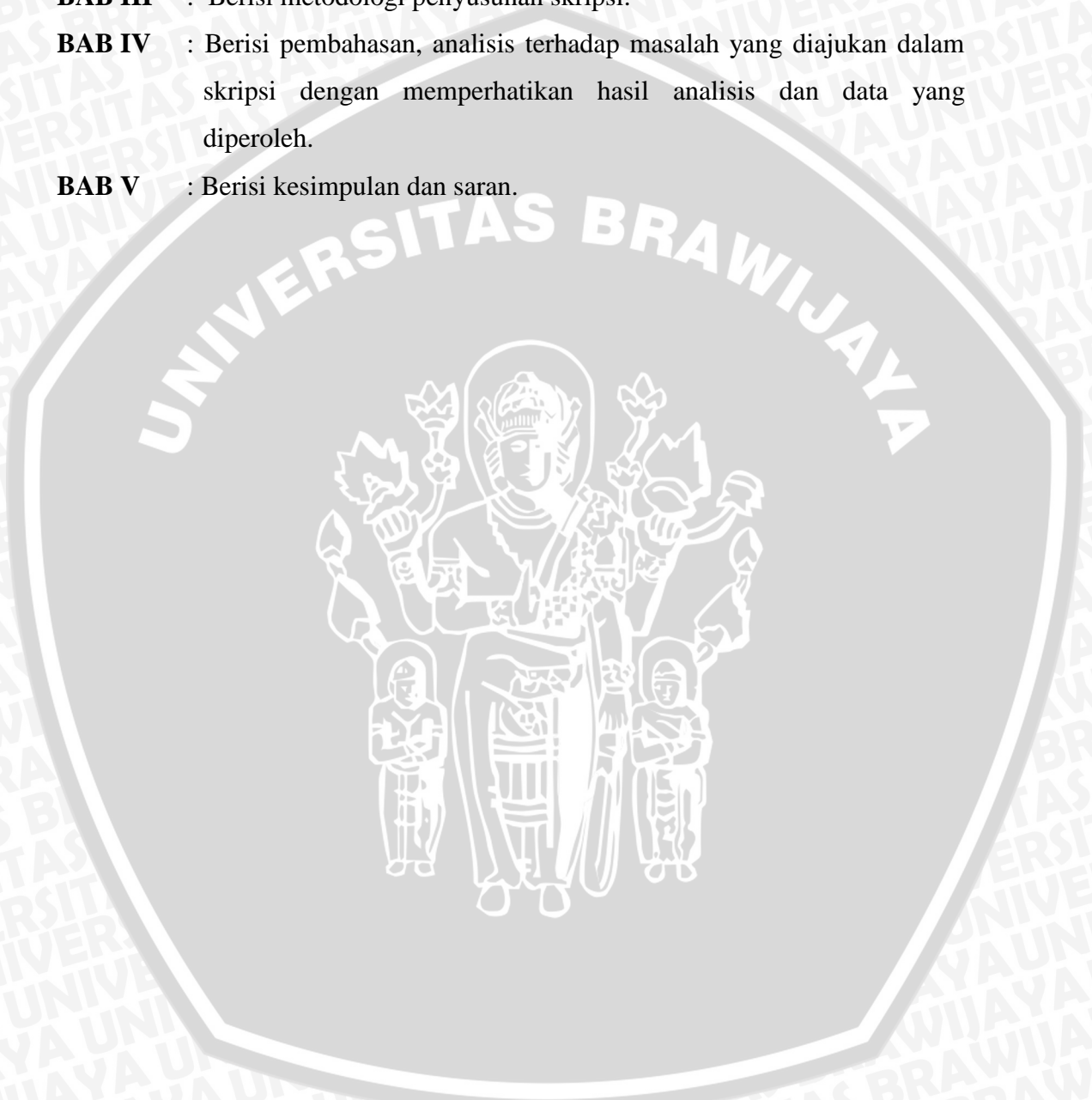
BAB I : Berisi pendahuluan yang meliputi latar belakang, rumusan masalah, batasan masalah, tujuan dan sistematika pembahasan.

BAB II : Berisi dasar teori tentang komponen semikonduktor daya, deret fourier, penyearah dengan metode kendali sudut penyalan, penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa, parameter-parameter faktor daya,

BAB III : Berisi metodologi penyusunan skripsi.

BAB IV : Berisi pembahasan, analisis terhadap masalah yang diajukan dalam skripsi dengan memperhatikan hasil analisis dan data yang diperoleh.

BAB V : Berisi kesimpulan dan saran.



BAB II

TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Komponen Semikonduktor Daya

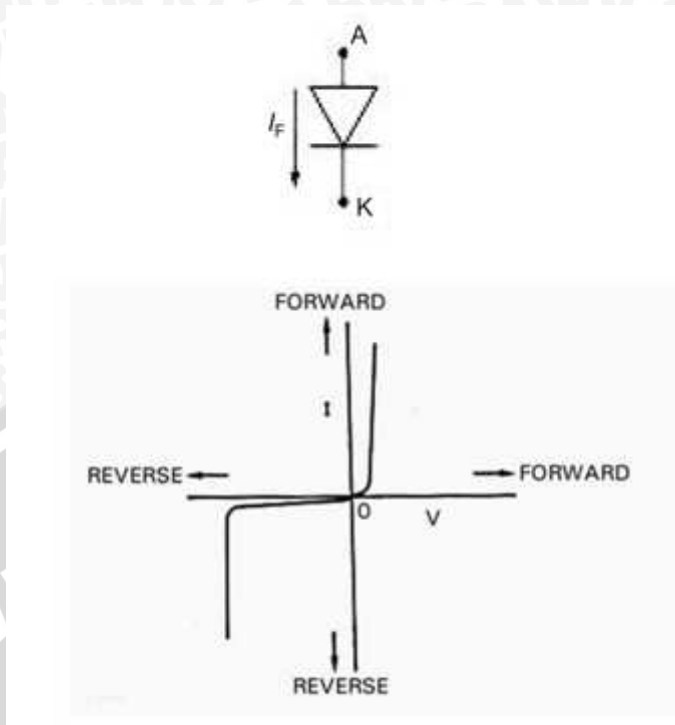
Sejak *thyristor* pertama dikembangkan yaitu *silicon controlled rectifier* (SCR), telah berkembang cepat banyak devais semikonduktor daya yang lebih canggih. Hingga tahun 1970, *thyristor* konvensional telah digunakan secara eksklusif pada kendali daya pada aplikasi industri. Sejak tahun tersebut banyak tipe devais semikonduktor daya telah dikembangkan dan disediakan secara komersial. Berikut akan dijelaskan secara detail tentang diode, *thyristor* dan *The insulated gate bipolar transistor* (IGBT).

2.1.1 Dioda

Dioda semikonduktor daya memainkan peran penting dalam rangkaian elektronika daya. Sebuah diode berperan sebagai saklar untuk menjalankan bermacam-macam fungsi, seperti sebagai saklar dalam penyearah dan balikan energi dari beban ke sumber daya. Gambar 2.1 memperlihatkan simbol dan karakteristik dari dioda.

Diode daya dapat diasumsikan sebagai saklar ideal untuk kebanyakan aplikasi tetapi diode dalam prakteknya berbeda dengan karakteristik ideal dan memiliki batasan yang cukup berarti. Diode daya mirip dengan diode sinyal *pn-junction*. Diode daya memiliki daya yang besar, kemampuan menangani tegangan dan arus yang lebih besar dibanding diode sinyal. Respons frekuensi (kecepatan pensaklaran) lebih rendah dibanding diode sinyal.

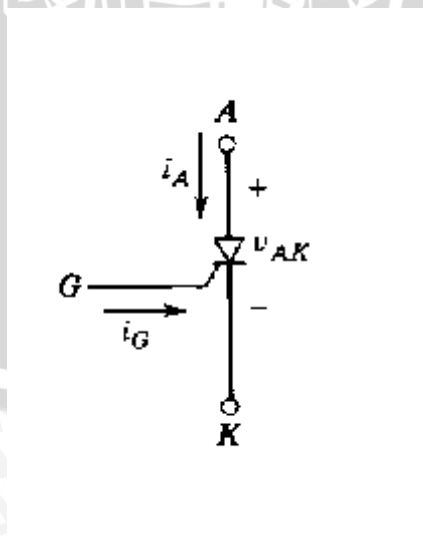
Ketika potensial anode positif terhadap katode, diode bertindak bias maju dan diode terkonduksi. Sebuah diode terkonduksi memiliki drop tegangan maju yang relatif kecil dan besarnya tergantung pada proses manufakturnya dan temperatur sambungan. Ketika potensial katode positif terhadap anode, diode dikatakan sebagai bias mundur.



Gambar 2.1. Simbol dan Karakteristik Dioda
 Sumber: Rashid, 2001:16

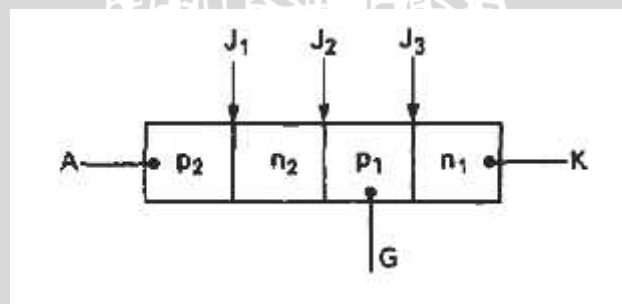
2.1.2 Thyristor

Thyristor merupakan devais semikonduktor 4 lapisan berstruktur pnpn dengan *pn-junction*. Devais ini memiliki tiga terminal: anode (A), katode (K) dan gerbang (G). V_{AK} adalah tegangan pada dioda dengan kutub anoda dan katoda yang ditunjukkan dengan simbol seperti terlihat pada Gambar 2.2.

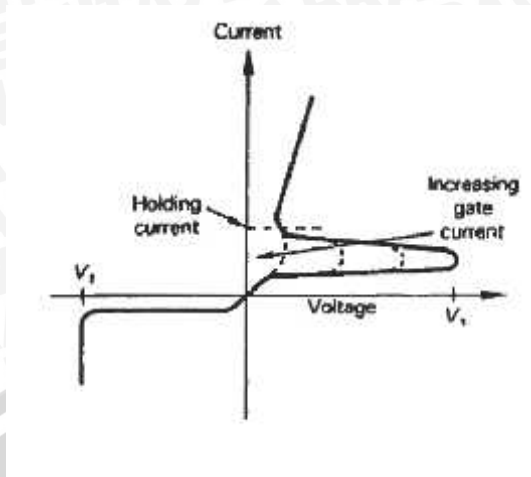


Gambar 2.2 Simbol *Thyristor*
 Sumber: Mohan, 1995:19

Thyristor terdiri dari 3 sambungan yaitu Sambungan *Thyristor* (J_1 , J_2 dan J_3) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.3. Ketika tegangan anode dibuat lebih positif dibandingkan dengan tegangan katode, sambungan J_1 dan J_3 berada pada kondisi *forward* bias. Sambungan J_2 berada pada kondisi *reverse* bias dan akan mengalir arus bocor yang kecil antara anode ke katode. Pada kondisi ini *thyristor* dikatakan pada kondisi *forward blocking* atau kondisi *off-state* dan arus bocor dikenal sebagai arus *off-state* I_D . Jika tegangan anode ke katode V_{AK} ditingkatkan hingga suatu tegangan tertentu, sambungan J_2 akan bocor. Hal ini dikenal dengan *avalanche breakdown* dan tegangan V_{AK} tersebut dikenal sebagai *forward breakdown voltage*, V_{BO} dan karena J_1 dan J_3 sudah berada pada kondisi *forward* bias, maka akan terdapat lintasan pembawa muatan bebas melewati ketiga sambungan, yang akan menghasilkan arus anode yang besar. *Thyristor* pada kondisi ini disebut berada pada keadaan konduksi atau keadaan hidup. Tegangan jatuh yang terjadi dikarenakan oleh tegangan *ohmic* antara empat layer dan biasanya cukup kecil sekitar 1 V. Arus anode harus lebih besar dari suatu nilai yang disebut *latching current* I_L . *Latching Current* I_L adalah arus anode minimum yang diperlukan agar dapat membuat *thyristor* tetap pada kondisi hidup begitu suatu *thyristor* telah dihidupkan dan sinyal gerbang dihilangkan. Karakteristik *v-i* umum dari sebuah thyristor diberikan pada Gambar 2.4.



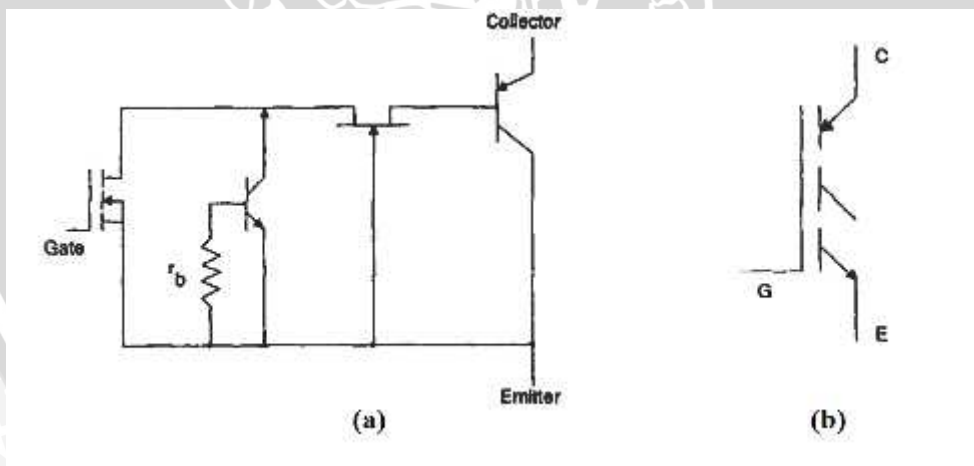
Gambar 2.3 Tiga *pn-junction*
Sumber: Mazda, 1997:42



Gambar 2.4 Karakteristik arus-tegangan *Thyristor*
 Sumber: Mazda, 1997:44

2.1.3 IGBT

The insulated gate bipolar transistor (IGBT) adalah piranti semikonduktor yang merupakan gabungan dua keuntungan dari *Metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET)* yaitu arus *gate* yang rendah dan *Bipolar Junction Transistor (BJT)* yaitu tegangan saturasi yang rendah. Pada Gambar 2.5 dapat dilihat rangkaian ekuivalen dan simbol dari IGBT.



Gambar 2.5 *The insulated gate bipolar transistor (IGBT)*: (a)Rangkaian ekuivalen
 (b)simbol

Sumber: Mazda, 1997:40

2.2 Harmonisa pada Penyearah

Pada komponen elektronika daya, arus masukan yang dihasilkan merupakan arus bolak-balik yang bentuknya non-sinusoida murni. Pada komponen frekuensi fundamental mengandung komponen frekuensi yang tidak diinginkan yaitu komponen harmonisa. Komponen ini bisa dianalisis dengan analisis fourier (Mohan, 1995:38).

2.2.1 Deret Fourier

Penguraian suatu sinyal periodik menjadi suatu spektrum sinyal tidak lain adalah pernyataan fungsi periodik kedalam deret Fourier yang kita pelajari dalam matematika. Jika $f(t)$ adalah fungsi periodik, maka $f(t)$ dapat dinyatakan sebagai deret Fourier (Sudirham, 2012: 44).

Perhitungan koefisien Fourier ini dapat dilakukan jika sinyal periodik memiliki persamaan yang diketahui dan mudah di-integrasi. Jika sinyal tersebut sulit dicari persamaannya, misalnya sinyal diketahui dalam bentuk kurva (grafik), maka perhitungan dapat dilakukan dengan pendekatan numerik.

2.2.2 Arus Masukan Bentuk Fourier

Arus dan tegangan sebagai suatu gelombang periodik, tersusun dari penjumlahan komponen dc, komponen fundamental, serta komponen sinusoida lain dengan frekuensi kelipatan dari frekuensi fundamentalnya. Komponen gelombang dengan frekuensi yang merupakan kelipatan frekuensi fundamental tersebut disebut komponen harmonisa.

Arus masukan sesaat dapat dinyatakan dalam bentuk deret Fourier sebagai berikut (Rashid, 1993: 108):

$$i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2-1)$$

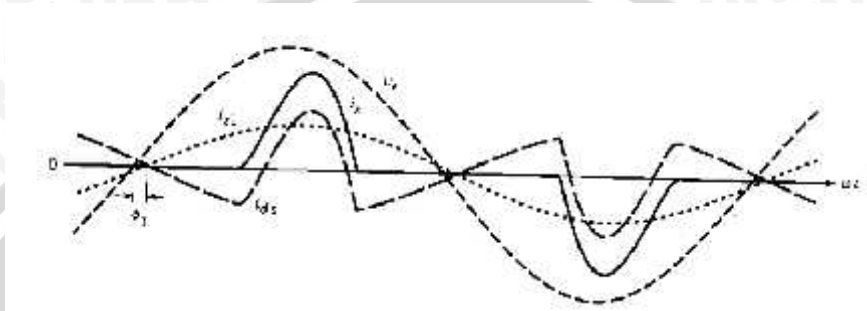
dengan,

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) \quad (2-2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_s(t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad (2-3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_s(t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad (2-4)$$

Pada persamaan diatas, n adalah orde harmonisa, yaitu bilangan 1, 2, 3...dst. Pada sistem tenaga listrik, orde yang dominan adalah orde ganjil saja (1, 3, 5...dst) orde $n = 1$ 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.



Gambar 2.6 Bentuk Gelombang Tegangan dan Masukan
 Sumber: Ned Mohan, 1995: 41

Bentuk gelombang yang diperlihatkan pada Gambar 2.6 Menyatakan fungsi ganjil, karena simetri berkenaan dengan titik asalnya, jika bentuk gelombang adalah ganjil, deret tersebut hanya mengandung suku-suku minus, maka (Rashid, 1993:108).

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{sn} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (2-5)$$

Dengan Nilai rms dari komponen harmonisa arus masukan ke- n adalah sebagai berikut:

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} \quad (2-6)$$

Untuk menghitung sudut pergeseran bisa menggunakan persamaan berikut (Sudirham, 2012: 45).

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (2-7)$$

Nilai rms dari arus masukan dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut:

$$I_s = \left[\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} I_{sn}^2 \right]^{1/2} \quad (2-8)$$

Nilai rms komponen distorsi dapat dinyatakan sebagai berikut (Mohan, 1995: 42):

$$I_{dist} = \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} I_{sn}^2} \quad (2-9)$$

Dalam pengujian efek harmonisa khususnya pada sistem tenaga, dipakai istilah THD, yang didefinisikan sebagai prosentase tingkat distorsi gelombang arus masukan.

Distorsi harmonisa total dari arus masukan merupakan akar kuadrat perbandingan antara distorsi arus masukan dengan komponen fundamental arus masukan tersebut. Untuk menghitung THD diperoleh dari persamaan (Mohan, 1995: 42):

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2-10)$$

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2-11)$$

Sehingga dari THD dapat diperoleh perbandingan arus fundamental dengan arus total sebagai berikut (Erickson, 2000: 596):

$$\frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (2-12)$$

dengan,

I_{s1} = Nilai arus fundamental

I_s = Nilai total arus

I_{sn} = Nilai arus dengan frekuensi kelipatan n

φ_n = sudut fasa pada frekuensi kelipatan n

$I_{s,dist}$ = Nilai rms komponen distorsi

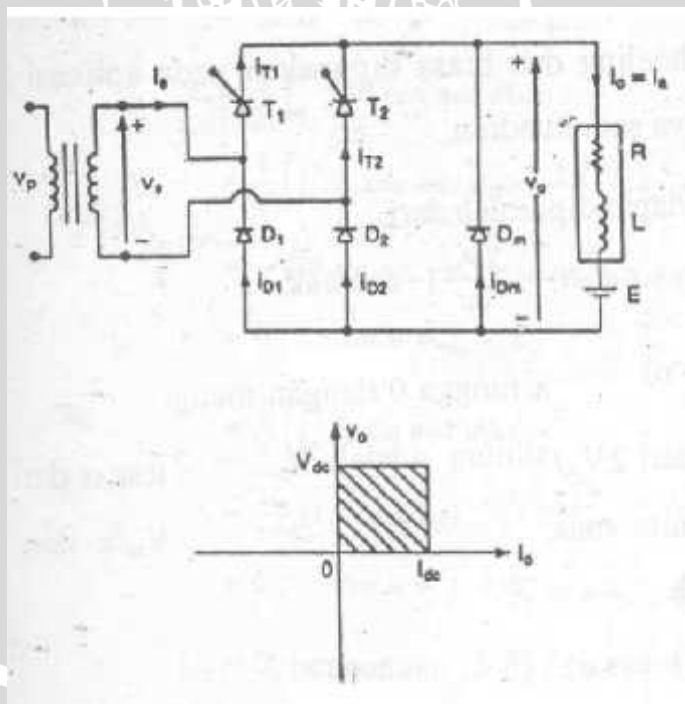
$\%THD_i$ = Total harmonic distortion arus masukan

2.3 Semikonverter Satu Fasa dengan Metode Kendali Sudut Penyalaan

Rangkaian penyearah setengah terkendali dengan metode kendali sudut penyalaan menggunakan 2 buah SCR dan 2 buah dioda sebagaimana pada

Gambar 2.7. Rangkaian penyearah setengah terkendali mempunyai wilayah operasi pada kuadran 1 saja. Sehingga arus beban selalu bernilai positif.

Bentuk gelombang pengendalian rangkaian semikonverter satu fasa diperlihatkan pada Gambar 2.8 dengan beban induktif tinggi. Arus beban diasumsikan kontinyu tanpa *ripple*. Selama setengah siklus positif, *thyristor* T_1 terbias maju. Ketika *thyristor* T_1 dinyalakan pada $\omega t = \alpha$, beban terhubung dengan suplai masukan melalui T_1 dan D_2 selama periode $\alpha < \omega t < \pi$. Selama periode $\omega t > \pi$ ($\pi < \omega t < \pi + \alpha$), tegangan masukan negatif dan diode freewheeling D_m terbias maju. D_m akan konduksi sehingga memberikan arus yang kontinyu pada beban induktif. Arus beban akan ditransfer dari T_1 dan D_2 ke D_m , dan *thyristor* T_1 dan diode D_2 padam. Selama setengah siklus tegangan masukan negatif, *thyristor* T_2 terbias maju, dan penyalan *thyristor* T_2 pada $\omega t = \pi + \alpha$ akan mengakibatkan D_m terbias balik. Diode D_m padam dan beban terhubung dengan suplai melalui T_2 dan D_1 .



Gambar 2.7 Rangkaian Semikonverter atau Penyearah Setengah Terkendali dan Daerah Operasi Konverter
Sumber: Rashid, 2001: 171

Gambar 2.7 memperlihatkan daerah operasi konverter, dimana tegangan dan arus keduanya memiliki polaritas positif. Gambar 2.8 memperlihatkan bentuk

gelombang tegangan masukan, tegangan keluaran, arus masukan dan arus yang melalui T_1 , T_2 , serta D_1 dan D_2 . Konverter ini akan memiliki faktor daya yang lebih baik karena adanya diode *freewheeling*.

Tegangan keluaran rata-rata dapat diperoleh dari (Rashid, 1993: 102):

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad (2-13)$$

$$= \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2-14)$$

dan V_{dc} dapat divariasikan dengan mengubah α dari 0 sampai π .

Dengan bentuk tegangan keluaran seperti diatas dapat diambil arus masukan untuk bersifat resistif. Sehingga dapat diturunkan persamaan koefisien fourier untuk beban bersifat resistif berikut ini

$$a_n = \frac{v_m}{z} \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi}^{2\pi} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \quad (2-15)$$

$$b_n = \frac{v_m}{z} \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi}^{2\pi} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) \quad (2-16)$$

Secara praktis, suatu beban memiliki induktansi yang berhingga. Arus beban bergantung pada nilai resistansi beban R , induktansi beban L .

Untuk persamaan arus masukan pada $0 \leq \omega t \leq \alpha$ adalah (Rashid, 1993: 77):

$$I_s(\omega t) = \frac{V_m}{z} \left[\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}} \right] \cos n\omega t \quad (2-17)$$

dengan,

A = nilai arus awal pada induktor

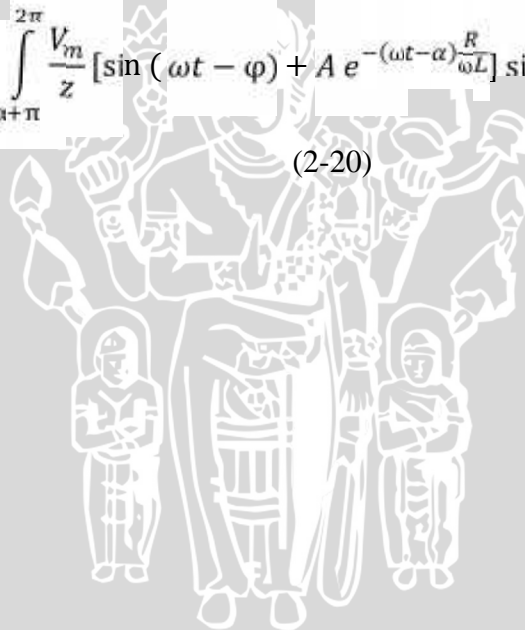
Operasi konverter dapat dibagi menjadi dua kondisi, yaitu pada saat $0 \leq \omega t \leq \alpha$ dan pada saat $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Dari kedua kondisi di atas dapat diketahui nilai arus awal induktor (A). Persamaan A seperti di bawah ini.

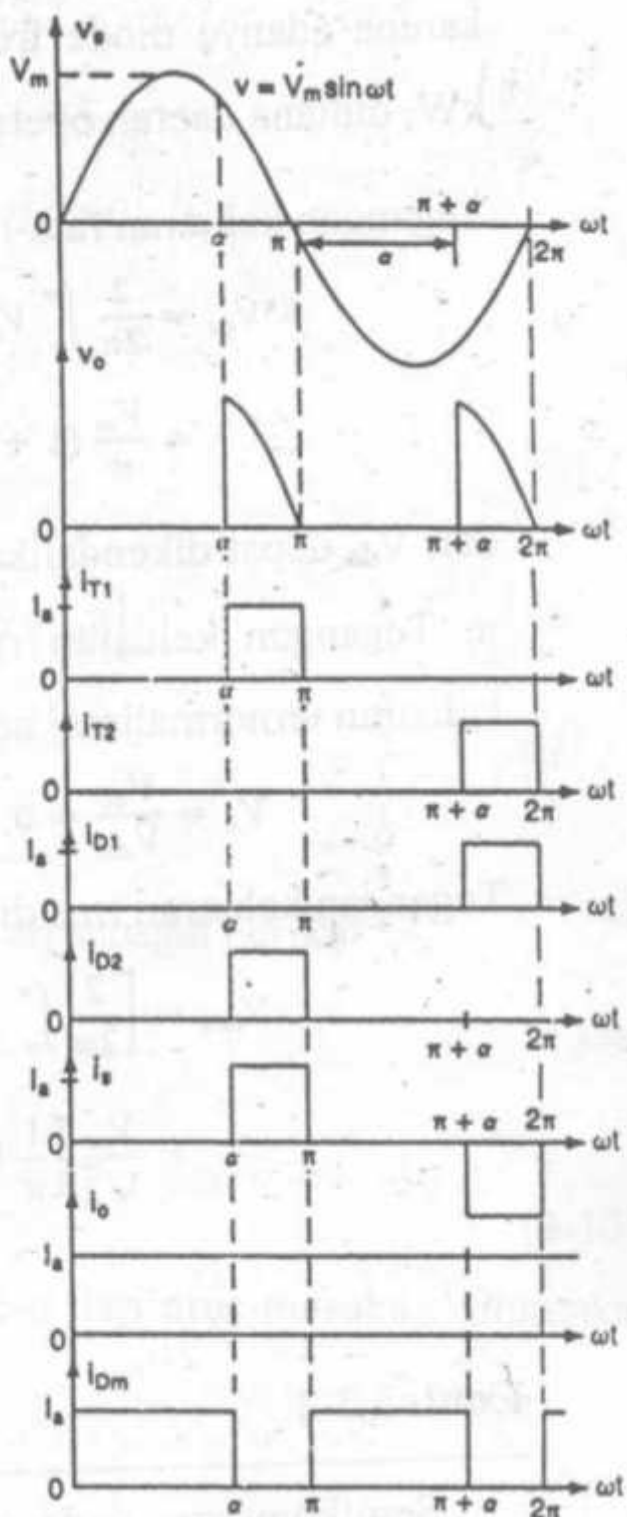
$$A = \frac{V_m}{z} \frac{\left[\sin(\pi - \varphi) e^{-(\alpha - \varphi) \frac{R}{\omega L}} - \sin(\alpha - \varphi) \right]}{1 - e^{-(\pi - \alpha) \frac{R}{\omega L}}} \quad (2-18)$$

Dengan memasukkan persamaan (2-17) ke dalam persamaan (2-3) dan (2-4) maka akan didapatkan nilai koefisien fourier a_n dan b_n .

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\infty}^{\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) + \int_{+\pi}^{2\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-19)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\infty}^{\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha + \pi}^{2\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-20)$$

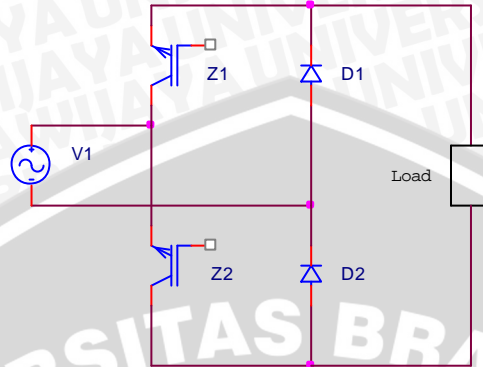




Gambar 2.8 Bentuk Gelombang Penyearah Setengah Terkendali dengan metode Kendali Sudut Penyalan
 Sumber: Rashid, 1993:103

2.4 Semikonverter Satu Fasa dengan Metode Kendali Modulasi Lebar Pulsa

Rangkaian penyearah setengah terkendali dengan metode kendali modulasi lebar pulsa menggunakan 2 buah IGBT dan 2 buah dioda sebagaimana pada Gambar 2.9



Gambar 2.9 Rangkaian Semikonverter atau Penyearah Setengah Terkendali dengan Metode Kendali Modulasi Lebar Pulsa

Sumber: Perencanaan

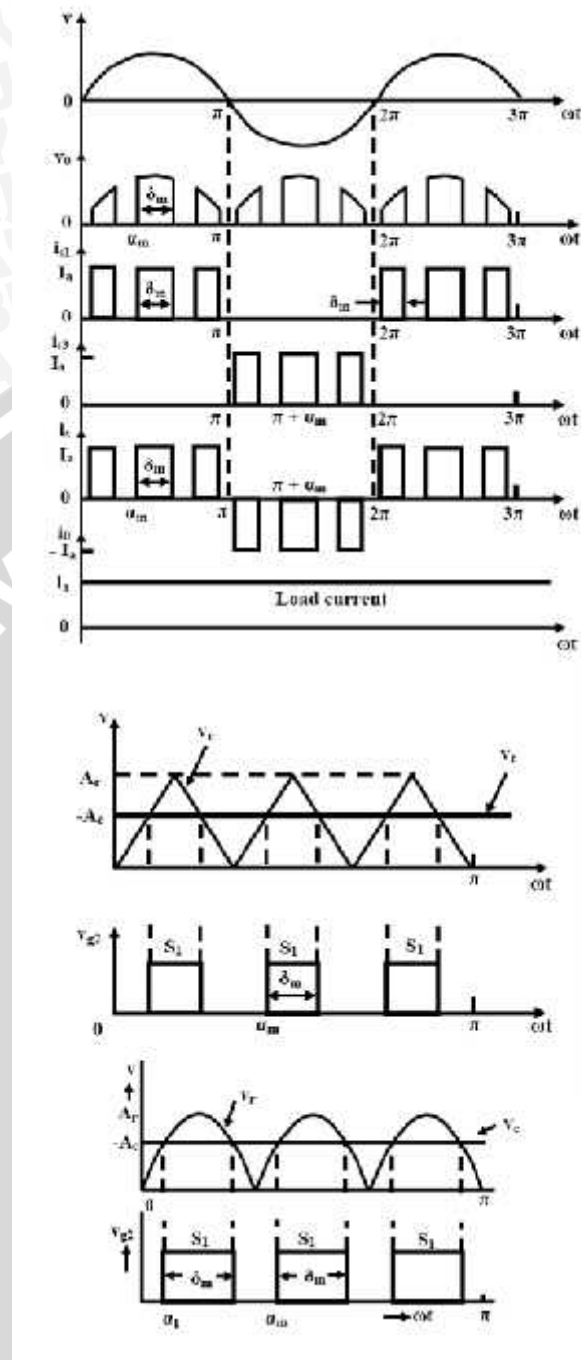
Pada kendali modulasi lebar pulsa, saklar konverter dinyalakan dan dimatikan beberapa kali setiap setengah siklus dan tegangan keluaran dikendalikan dengan mengubah-ubah lebar pulsanya. Sinyal *gate* dibangkitkan dengan membandingkan gelombang segitiga dengan sinyal dc seperti pada Gambar 2.10.

Tegangan keluaran dan parameter kinerja dari konverter dapat ditentukan dengan dua langkah:(1) membangkitkan sepasang pulsa sehingga satu pulsa dimulai pada $\omega t = \alpha_1$ dan diakhiri pada $\omega t = \alpha_1 + \delta_1$, dan pulsa yang lain dimulai pada $\omega t = \pi + \alpha_1$ dan diakhiri pada $\omega t = (\pi + \alpha_1 + \delta_1)$ dan (2) mengkombinasikan efek-efek dari seluruh pasangan. Jika pulsa ke *m* dimulai pada $\omega t = \alpha_m$ dengan lebar δ_m , tegangan keluaran rata-rata diperoleh dari: (Rashid, 1993: 134)

$$V_{dc} = \sum_{m=1}^p \left[\frac{2}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} \sqrt{2}V \sin \omega t d(\omega t) \right] \quad (2-21)$$

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} \sum_{n=1}^p [\cos \alpha_n - \cos (\alpha_n + \delta_n)] \quad (2-22)$$

Berdasarkan Gambar 2.10 diketahui bahwa penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa adalah pengembangan dari metode kendali sudut simetri (Rashid, 1993: 135).



Gambar 2.10 Pengendalian Modulasi Lebar Pulsa
 Sumber: Rashid, 1993:135

Pada penyearah sudut simetri diketahui bahwa bentuk keluaran adalah simetri. Untuk membuat nilai fundamental sefasa, maka berdasarkan gambar diatas dapat diturunkan persamaan seperti dibawah ini.

$$\delta_m = \frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{\text{persen}V_{dc}}{100} \cdot 2\pi f \quad (2-23)$$

$$\alpha_m = \left[\left(\frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \right) - \left\{ \left(\frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{\text{persen}V_{dc}}{100} \right) \cdot 0.5 \right\} \right] 2\pi f \quad (2-24)$$

dengan:

V_{dc} = Tegangan rata – rata keluaran penyearah

δ_m = Lama waktu 1 pulsa menyala

α_m = waktu awal pulsa menyala

p = jumlah pulsa persetengah siklus

Untuk mendapatkan persamaan arus masukan dapat diturunkan dari persamaan tegangan keluaran beban. Sehingga bentuk persamaan untuk deret fourier untuk beban bersifat resistif pada arus masukan menjadi

$$a_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta_m} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_m+\pi}^{\alpha_m+\delta_m+\pi} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-25)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta_m} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_m+\pi}^{\alpha_m+\delta_m+\pi} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-26)$$

Sedangkan untuk beban bersifat induktif maka persamaan menjadi:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta_m} \frac{V_m}{Z} [\sin (\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_m+\pi}^{\alpha_m+\delta_m+\pi} \frac{V_m}{Z} [\sin (\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-27)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta_m} \frac{V_m}{Z} [\sin (\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_m+\pi}^{\alpha_m+\delta_m+\pi} \frac{V_m}{Z} [\sin (\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

(2-28)

dengan,

δ_m = Lama pulsa menyala

α_m = sudut awal pulsa menyala

A = nilai arus awal pada induktordari hasil simulasi

2.5 Faktor Daya

Faktor daya merupakan perbandingan antara daya nyata (P) yang mengalir ke beban dengan daya semu (S) yang mengalir pada jaringan (Rashid, 1993:14).

dengan

$$P = V_s I_{s1} \cos \varphi_1 \quad (2-29)$$

Daya semu adalah perkalian antara tegangan dan arus masukan yaitu:

$$S = V_s \cdot I_s \quad (2-30)$$

komponen arus pada komponen harmonisa tidak mengkontribusi dari daya nyata dari sumber tegangan V_s . Daya semu adalah hasil dari Tegangan rms sumber dan arus I_s rms (Mohan, 1995:42).

Dengan demikian berdasarkan uraian diatas dapat disimpulkan bahwa Faktor Daya adalah:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_s I_{s1} \cos \varphi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_1 \quad (2-31)$$

dengan,

I_{s1} : arus fundamental masukan

I_s : arus total masukan

V_s : tegangan masukan

$\cos \varphi_1$: *displacement power factor*

PF : faktor daya

Displacemet angle, yang dilambangkan dengan φ_1 adalah sudut yang dibentuk antara komponen fundamental arus masukan dengan tegangan masukan.

Sedangkan DPF adalah nilai kosinus dari φ_1 , didefinisikan sebagai:

$$DPF = \cos \varphi_1 \quad (2-32)$$

Maka:

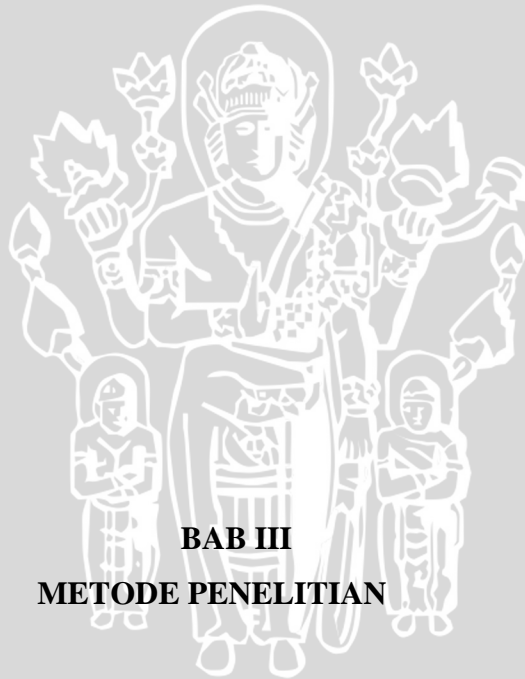
$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2-33)$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} DPF \quad (2-34)$$

dengan,

DPF: faktor pergeseran

UNIVERSITAS BRAWIJAYA



BAB III METODE PENELITIAN

3.1 Umum

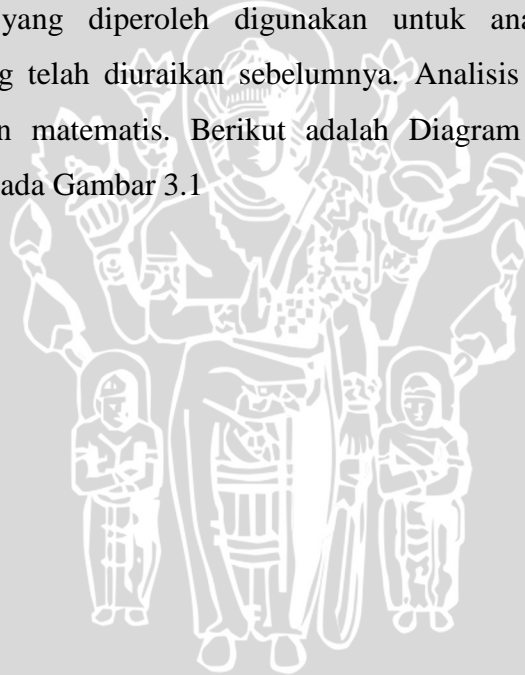
Kajian yang digunakan dalam skripsi ini adalah kajian mengenai analisis perbandingan faktor daya penyearah pengendalian sudut penyalaan dan penyearah pengendalian modulasi lebar pulsa, yang mengacu pada studi literatur. Tujuan yang ingin dicapai dalam penulisan skripsi ini, yaitu membandingkan penerapan metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada penyearah setengah terkendali. Parameter performansi yang dikaji meliputi $\frac{I_{s1}}{I_s}$ dan DPF. Tahapan kajian yang disajikan dalam skripsi ini meliputi :

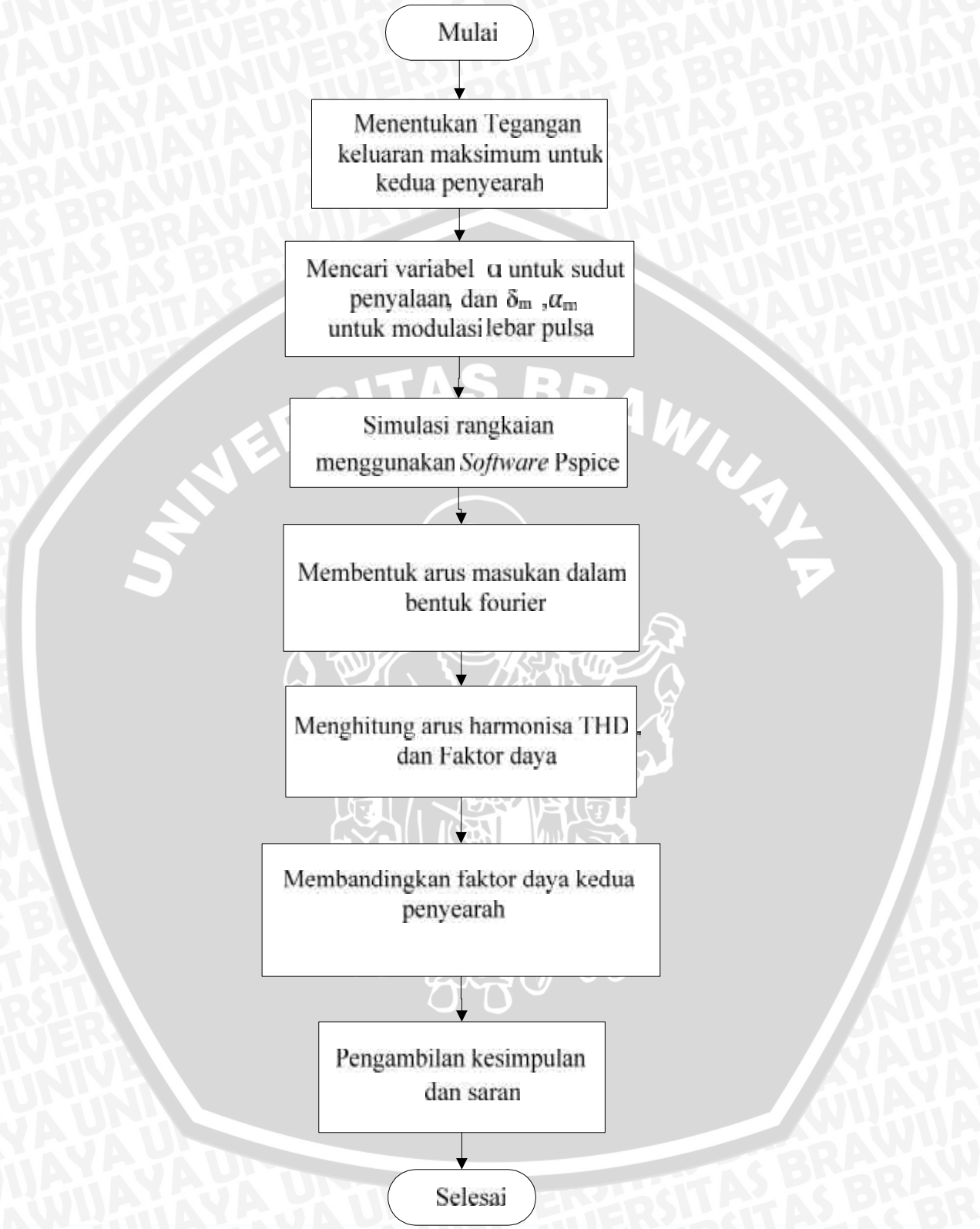
3.2 Jenis dan Cara Pengambilan Data

Kajian yang dilakukan adalah untuk mempelajari dan memahami konsep yang terkait dengan faktor daya. Data-data yang diperlukan dalam menyelesaikan skripsi ini adalah data sekunder yang bersumber dari *datasheet*, yang digunakan untuk mengetahui karakteristik komponen seperti V_{RRM} , V_{DRM} , t_{tr} dan data untuk mengetahui nilai arus sisa di induktor pada kendali modulasi lebar pulsa yang diambil dari simulasi dengan beban R dan L yang bernilai 100 dan 50 mH. Simulasi dilakukan dengan mempertimbangkan karakteristik komponen.

3.3 Variabel dan Cara Analisis Data

Metode perhitungan dan analisis data yang digunakan dalam pembahasan skripsi ini adalah mengumpulkan data sekunder dari *datasheet* dan simulasi. Parameter-parameter yang diperoleh digunakan untuk analisis berdasarkan rumusan masalah yang telah diuraikan sebelumnya. Analisis dilakukan dengan Pendekatan persamaan matematis. Berikut adalah Diagram alir dari metode analisis yang tampak pada Gambar 3.1





Gambar 3.1 Diagram Alir Metodologi

Sumber: Perencanaan

3.3.1 Penentuan variabel - variabel penyearah

Variabel variabel penyearah perlu diketahui agar bisa membentuk sinyal tegangan pada kawasan waktu menjadi bentuk fourier. Adapun langkah-langkah untuk mencari variabel-variabel pada penyearah baik penyearah dengan kendali sudut penyalaan ataupun kendali modulasi lebar pulsa adalah sebagai berikut:

1. Menghitung tegangan keluaran V_{dcmax} untuk metode kendali modulasi lebar pulsa dan metode kendali sudut penyalaan dengan nilai $\alpha = 0$.
2. Mencari parameter δ_m dan α_m pada metode kendali modulasi lebar pulsa, dengan V_{dc} yang telah ditentukan.
3. Mencari parameter α pada metode kendali sudut penyalaan, dengan V_{dc} yang telah ditentukan.

3.3.2 Analisis menggunakan deret fourier

Analisis menggunakan persamaan fourier berfungsi untuk mencari variabel yang nantinya digunakan untuk mencari DPF dan THD. Berikut adalah langkah-langkah untuk melakukan analisis dengan menggunakan deret fourier:

1. Mencari koefisien fourier a_n dan b_n .
2. Mencari arus harmonisa (I_s) tiap frekuensi impedansi beban bersifat resistif dan bersifat induktif pada kawasan fasor.
4. Menghitung nilai arus distorsi ($I_{s,dist}$)
5. Menghitung THD
6. Menghitung sudut pergeseran arus fundamental
7. Menghitung faktor daya arus masukan
8. Membandingkan faktor daya pada metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada tiap level tegangan keluaran.

3.3.3 Simulasi rangkaian penyearah

Simulasi menggunakan komponen yang ada pada *library* Pspice. Akan diambil bentuk gelombang dari arus masukan. Data faktor daya dari simulasi akan dibandingkan dengan hasil faktor daya pada analisis untuk mengetahui berapa besar faktor kesalahannya. Adapun data yang akan diambil dari Pspice adalah :

1. Bentuk arus masukan
2. Nilai Faktor daya.

3. Nilai arus sisa di induktor pada penyearah terkendali modulasi lebar pulsa

3.4 Penarikan Kesimpulan

Dari hasil analisis perhitungan dan simulasi yang dilakukan akan didapatkan kesimpulan parameter-parameter yang paling mempengaruhi faktor daya pada penyearah setengah terkendali dengan dua macam pengendalian diatas.

BAB III

METODE PENELITIAN

3.1 Umum

Kajian yang digunakan dalam skripsi ini adalah kajian mengenai analisis perbandingan faktor daya penyearah pengendalian sudut penyalaan dan penyearah pengendalian modulasi lebar pulsa, yang mengacu pada studi literatur. Tujuan yang ingin dicapai dalam penulisan skripsi ini, yaitu membandingkan penerapan metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada penyearah setengah terkendali. Parameter performansi yang dikaji meliputi $\frac{I_{s1}}{I_s}$ dan DPF. Tahapan kajian yang disajikan dalam skripsi ini meliputi :

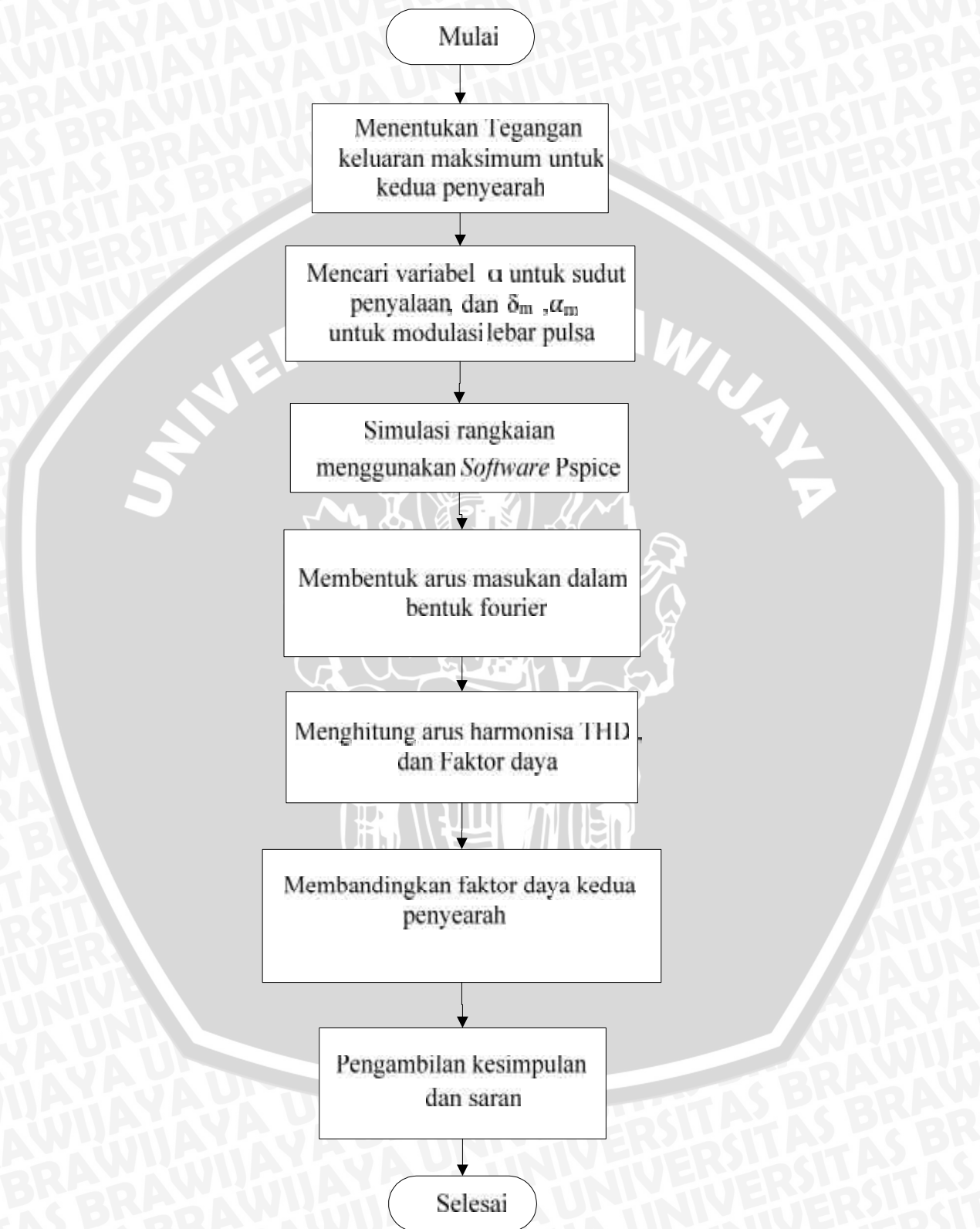
3.4 Jenis dan Cara Pengambilan Data

Kajian yang dilakukan adalah untuk mempelajari dan memahami konsep yang terkait dengan faktor daya. Data-data yang diperlukan dalam menyelesaikan skripsi ini adalah data sekunder yang bersumber dari *datasheet*, yang digunakan untuk mengetahui karakteristik komponen seperti V_{RRM} , V_{DRM} , t_{rr} dan data untuk mengetahui nilai arus sisa di induktor pada kendali modulasi lebar pulsa yang diambil dari simulasi dengan beban R dan L yang bernilai 100 dan 50 mH. Simulasi dilakukan dengan mempertimbangkan karakteristik komponen.

3.5 Variabel dan Cara Analisis Data

Metode perhitungan dan analisis data yang digunakan dalam pembahasan skripsi ini adalah mengumpulkan data sekunder dari *datasheet* dan simulasi. Parameter-parameter yang diperoleh digunakan untuk analisis berdasarkan rumusan masalah yang telah diuraikan sebelumnya. Analisis dilakukan dengan

Pendekatan persamaan matematis. Berikut adalah Diagram alir dari metode analisis yang tampak pada Gambar 3.1



Gambar 3.1 Diagram Alir Metodologi

Sumber: Perencanaan

3.3.1 Penentuan variabel - variabel penyearah

Variabel variabel penyearah perlu diketahui agar bisa membentuk sinyal tegangan pada kawasan waktu menjadi bentuk fourier. Adapun langkah-langkah untuk mencari variabel-variabel pada penyearah baik penyearah dengan kendali sudut penyalan ataupun kendali modulasi lebar pulsa adalah sebagai berikut:

1. Menghitung tegangan keluaran V_{dcmax} untuk metode kendali modulasi lebar pulsa dan metode kendali sudut penyalan dengan nilai $\alpha = 0$.
2. Mencari parameter δ_m dan α_m pada metode kendali modulasi lebar pulsa, dengan V_{dc} yang telah ditentukan.
4. Mencari parameter α pada metode kendali sudut penyalan, dengan V_{dc} yang telah ditentukan.

3.3.2 Analisis menggunakan deret fourier

Analisis menggunakan persamaan fourier berfungsi untuk mencari variabel yang nantinya digunakan untuk mencari DPF dan THD. Berikut adalah langkah-langkah untuk melakukan analisis dengan menggunakan deret fourier:

1. Mencari koefisien fourier a_n dan b_n .
2. Mencari arus harmonisa (I_s) tiap frekuensi impedansi beban bersifat resistif dan bersifat induktif pada kawasan fasor.
4. Menghitung nilai arus distorsi ($I_{s,dist}$)
5. Menghitung THD
6. Menghitung sudut pergeseran arus fundamental
7. Menghitung faktor daya arus masukan
8. Membandingkan faktor daya pada metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada tiap level tegangan keluaran.

3.3.3 Simulasi rangkaian penyearah

Simulasi menggunakan komponen yang ada pada *library* Pspice. Akan diambil bentuk gelombang dari arus masukan. Data faktor daya dari simulasi akan dibandingkan dengan hasil faktor daya pada analisis untuk mengetahui berapa besar faktor kesalahannya. Adapun data yang akan diambil dari Pspice adalah :

4. Bentuk arus masukan
5. Nilai Faktor daya.
6. Nilai arus sisa di induktor pada penyearah terkendali modulasi lebar pulsa

3.4 Penarikan Kesimpulan

Dari hasil analisis perhitungan dan simulasi yang dilakukan akan didapatkan kesimpulan parameter-parameter yang paling mempengaruhi faktor daya pada penyearah setengah terkendali dengan dua macam pengendalian diatas.



BAB IV ANALISIS

4.1 Analisis Faktor daya

Analisis yang dilakukan dalam skripsi ini pada dasarnya bertujuan untuk mengetahui berapa besar faktor daya pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa jika dibandingkan dengan penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan. Oleh karena itu perlu untuk diketahui berapa besar parameter-parameter yang mempengaruhi faktor daya (THD dan $\cos \varphi$).

Dengan menentukan tegangan keluaran pada beban dengan besaran yang sama, faktor daya pada masing-masing metode pengendalian dibandingkan. Sehingga langkah paling awal adalah menentukan V_{dc} maksimum atau Tegangan keluaran beban maksimum yang nantinya akan berfungsi untuk pembanding pada tiap *level* tegangan.

Pada analisis perhitungan akan dilakukan menggunakan deret fourier. Dengan membentuk arus masukan ke dalam persamaan fourier maka akan bisa diketahui berapa THD dan $\cos \varphi$ pada tiap metode pengendalian sehingga bisa diketahui nilai faktor daya. THD berfungsi untuk mencari $\frac{I_{s1}}{I_s}$ yang merupakan salah satu faktor yang menyebabkan faktor daya menurun.

Pada bagian simulasi, akan dilakukan empat simulasi, akan dilakukan simulasi pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa yang masing-masing menggunakan beban bersifat resistif dan beban bersifat induktif. Data-data yang diambil pada simulasi adalah nilai faktor daya, nilai awal induktor pada metode kendali sudut penyalaan beban bersifat induktif dan bentuk arus masukan keluaran.

4.1.1 Penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan

4.1.1.1 Menentukan tegangan V_{dc} maksimum

Tegangan dc atau V_{dc} adalah tegangan rata-rata keluaran penyearah. V_{dc} maksimum nantinya berfungsi sebagai pembanding antara tiap tegangan keluaran yang akan digunakan. Tegangan keluaran rata-rata dicari dengan menggunakan

persamaan 2.13. Untuk mencari nilai maksimum maka nilai α adalah 0 (nol). Dari sumber tegangan 220 volt rms maka didapatkan tegangan puncak V_m sebesar

$$V_m = 220 \cdot \sqrt{2} = 311.127 \text{ V}$$

Maka akan didapatkan.

$$V_{dcmax} = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin \omega t d(\omega t) = 198.1700 \text{ volt}$$

Setelah V_{dc} maksimum diketahui maka akan ditentukan tegangan rata-rata output pada beban. Tegangan output beban akan diawali dari 20% dari tegangan beban maksimum (V_{dcmax}) sampai 100% dari V_{dcmax} , tegangan akan ditingkatkan dengan *interval* 20%.

4.1.1.2 Penentuan variabel – variabel tegangan beban

Variabel pada penyearah yang akan dicari untuk menentukan nilai tegangan beban adalah besar nilai sudut penyalan atau α . Nilai α akan dicari pada tiap *level* tegangan beban yang telah ditentukan diatas. Dengan nilai α maka akan bisa digunakan untuk mengubah arus dari kawasan waktu menjadi bentuk fourier yang nantinya digunakan untuk analisis pada langkah selanjutnya.

Untuk mencari nilai α bisa menggunakan persamaan 2.14

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{V_{dc} \cdot \pi}{V_m} - 1 \right)$$

Dengan $V_{dc} = 20\% V_{dcmax}$ maka

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{0.2 \cdot V_{dcmax} \cdot \pi}{V_m} - 1 \right)$$

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{0.2 \cdot 198,17 \cdot \pi}{311,127} - 1 \right)$$

$$\alpha = 2.2142^\circ$$

Dari perhitungan menggunakan persamaan diatas didapatkan hasil pada Tabel 4.1:

Tabel 4.1 Nilai sudut penyalan pada tiap level tegangan

Nilai V_{dc} (% V_{dcmax})	Nilai alpha (Derajat radian)
20	2.2143
40	1.7722
60	1.3694
80	0.9273
100	0

Sumber: Hasil perhitungan

4.1.1.3 Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat resistif

Untuk mengetahui berapa berapa nilai dari parameter-parameter faktor daya maka arus masukan fundamental dan harmonisa arus masukan harus diketahui. Untuk mencari arus fundamental dan harmonisa maka bisa dilakukan dengan analisis menggunakan deret fourier. Dari deret fourier ini nantinya arus masukan akan diuraikan dari sinyal fundamental yaitu I_{s1} sampai arus harmonisa ke 10 atau I_{s10} .

Dalam deret fourier nantinya akan dicari beberapa koefisien fourier yaitu a_0 , a_n dan b_n . Untuk mencari koefisien a_n digunakan persamaan 2.15 dengan memasukkan nilai sudut penyalan $=2.2143^\circ$ (20% V_{dcmax}) dan persamaan untuk mencari koefisien fourier untuk beban bersifat resistif menjadi.

$$a_1 = \frac{311.127}{100} \cdot \frac{1}{\pi} \left[\int_{2.2143}^{\pi} \sin \omega t \cos 1\omega t d(\omega t) + \int_{2.2143+\pi}^{2\pi} \sin \omega t \cos 1\omega t d(\omega t) \right]$$

$$a_1 = -0.6325$$

Untuk menghitung b_n digunakan persamaan 2.16 sehingga persamaan menjadi

$$b_1 = \frac{311.127}{100} \cdot \frac{1}{\pi} \left[\int_{2.2143}^{\pi} \sin \omega t \sin 1\omega t d(\omega t) + \int_{2.2143+\pi}^{2\pi} \sin \omega t \sin 1\omega t d(\omega t) \right]$$

$$b_1 = 0.44138$$

Setelah koefisien fourier diketahui maka perlu dicari berapa nilai dari arus rms ke n sama dengan 1 atau I_{s1} dengan menggunakan persamaan 2.6.

$$I_{s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(-0.6325^2 + 0.44138^2)}$$

$$I_{s1} = 0.54537 \text{ ampere}$$

Hasil perhitungan I_{sn} dengan nilai n selanjutnya dapat dilihat pada Tabel 4.2:

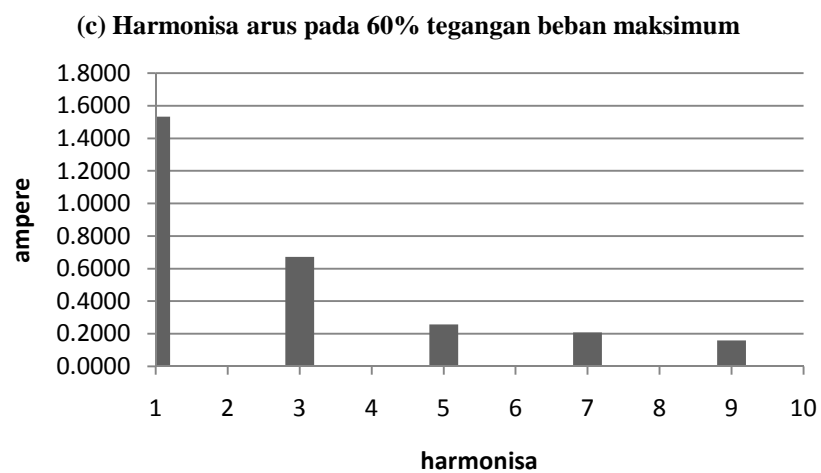
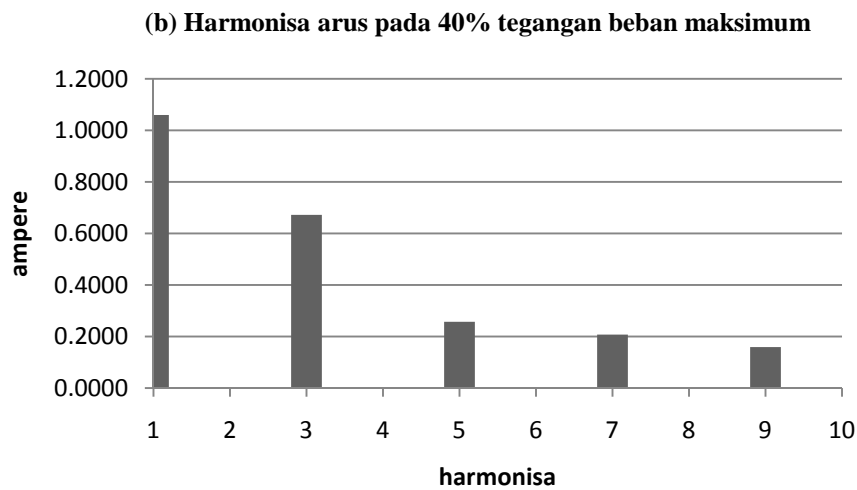
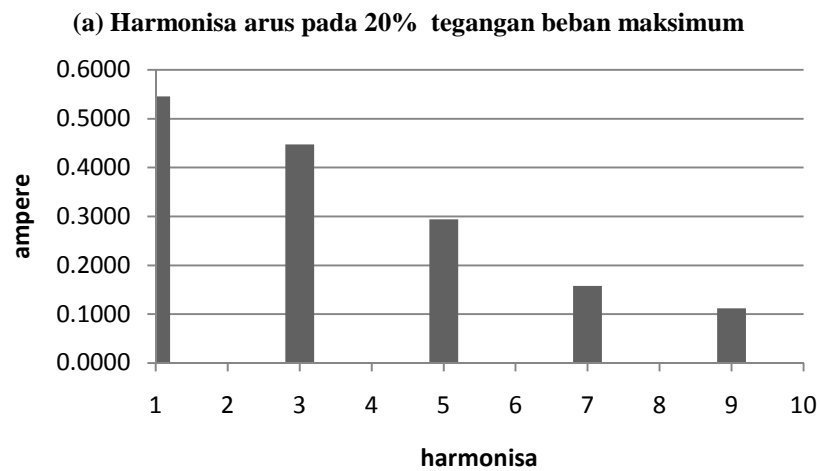
Tabel 4.2. Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat resistif.

Harmonisa ke	I_{sn} pada masing-masing level tegangan beban (ampere)				
	20% V_{dcmax}	40% V_{dcmax}	60% V_{dcmax}	80% V_{dcmax}	100% V_{dcmax}
1	0.5454	1.0602	1.5321	1.9381	2.1991
2	0	0	0	0	0
3	0.4472	0.6718	0.6722	0.4483	0
4	0	0	0	0	0
5	0.2940	0.2575	0.2572	0.2942	0
6	0	0	0	0	0
7	0.1578	0.2074	0.2078	0.1577	0
8	0	0	0	0	0
9	0.1119	0.1592	0.1590	0.1122	0
10	0	0	0	0	0

Sumber: Hasil perhitungan

Representasi dari Tabel 4.2 dapat dilihat di Gambar 4.1 sampai 4.2.

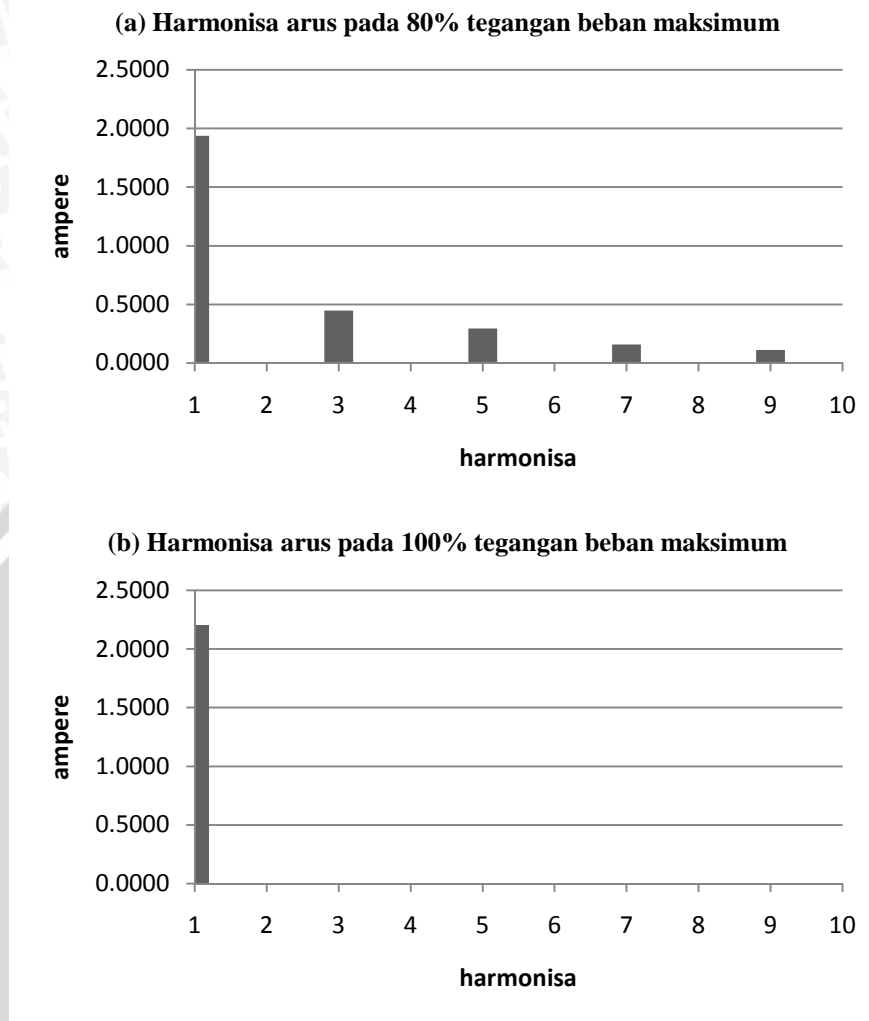
Harmonisa yang keluar pada arus masukan adalah harmonisa ganjil



Gambar 4.1 Grafik arus harmonisa penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat resistif: (a)20% V_{dcmax}

(b)40% V_{dcmax} (c)60% V_{dcmax}

Sumber: Hasil perhitungan



Gambar 4.2 Grafik arus harmonisa penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat resistif:

(a) 80% V_{dmax} (b) 100% V_{dmax}

Sumber: Hasil perhitungan

Pada tegangan beban maksimum, hanya nilai arus fundamentalnya saja yang keluar, ini disebabkan karena pada kondisi ini konverter konduksi secara alamiah pada sudut $\alpha = 0$ dan terkomutasi secara alamiah pada $\omega t = 3.14$, hal ini sama dengan membuat sumber menghantarkan semua tegangan sumber ke beban, sebagaimana sumber tegangan yang langsung dihubungkan dengan beban. sehingga sebagaimana beban bersifat resistif yang dialiri tegangan sinus maka arus akan berbentuk sama dengan sumber. Dengan arus yang berbentuk sinusoidal murni maka hanya nilai komponen sinus pada frekuensi 50 Hz saja yang keluar yaitu b_{n1} saja yang keluar sedangkan nilai komponen cosinus pada frekuensi 50Hz yaitu a_{n1} bernilai nol.

Pada sudut penyalan beban pada V_{dcmax} 80%, V_{dcmax} 60%, V_{dcmax} 40%, V_{dcmax} 20%, nilai harmonisa secara urut semakin besar. Hal ini disebabkan karena terjadi konduksi paksa pada rangkaian, sehingga akan memicu arus harmonisa. Pada tegangan rata-rata yang bernilai kecil misal pada V_{dcmax} 20% yang mempunyai nilai paling besar, tegangan terkonduksi secara paksa pada sudut 2.2143, dan terkomutasi secara alamiah pada sudut 3.14°.

4.1.1.4 Analisis faktor daya pada beban bersifat resistif

Nilai rms arus distorsi masukan didapat dari persamaan 2.9 sebagai berikut:

$$I_{dist} = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} I_{sn}^2}$$

Untuk level tegangan beban sebesar 20% V_{dcmax} dengan I_{s1} dari Tabel 4.2, maka nilai distorsi arus masukan sebesar:

$$I_{dist} = \sqrt{0.4472^2 + 0.2940^2 + 0.1578^2 + 0.1119^2} = 0.5691 \text{ ampere}$$

Sehingga bisa didapatkan nilai THD menggunakan persamaan 2.10, maka didapatkan :

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{I_{dist}}{I_{s1}}$$

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{0.5691}{0.5454} = 104.3512\%$$

Untuk menghitung faktor daya, maka perlu dihitung berapa nilai dari DPF yang bisa dihitung dengan menggunakan persamaan 2.32, sebelum menghitung DPF perlu diketahui berapa nilai dari sudut pergeserannya menggunakan persamaan 2.7 :

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1}$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{-63.25}{44.138} = -0.9615$$

Sehingga nilai DPF:

$$DPF = \cos \varphi_1$$

$$DPF = \cos -0.9615 = 0.5723$$

Setelah DPF diketahui maka faktor daya bisa diketahui dengan persamaan 2.34:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_1$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} DPF$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{104.3512}{100}\right]^2}} 0.5723$$

$$PF = 0.6919 \cdot 0.5723 = 0.3959$$

Untuk faktor daya dan parameter pembentuknya pada *level* tegangan beban selanjutnya bisa dilihat pada Tabel 4.3:

Tabel 4.3 Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat resistif pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan.

Level tegangan beban (V _{dmax})	THD(%)	sudut pergeseran (radian)	metode $\frac{I_{s1}}{I_s}$	DPF	faktor daya
20%	104.3512	-0.9615	0.6919	0.5723	0.3959
40%	72.2003	-0.6862	0.8108	0.7737	0.6272
60%	49.9846	-0.4542	0.8945	0.8986	0.8038
80%	29.4145	-0.2334	0.9594	0.9729	0.9333
100%	0	0	1	1	1

Sumber: Hasil perhitungan

4.1.1.5 Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat induktif

Beban yang digunakan pada skripsi ini adalah beban bersifat resistif dan bersifat induktif. Nilai induktor yang digunakan adalah L=50 mH dan nilai resistansi yang digunakan adalah R=100 Ω. Untuk nilai impedansi bisa dihitung dengan persamaan berikut:

$$Z = 100 + j 2\pi f \times 50 \times 0.05 \Omega$$

$$Z = 100 + j 15.7 \Omega$$

Maka nilai sudut dari impedansi:

$$\varphi = 0.1556^\circ$$

dan nilai magnitudo Z sama dengan

$$|Z|=101.2249 \text{ ohm}$$

Dalam deret fourier nantinya akan dicari beberapa koefisien fourier yaitu a_0 , a_n dan b_n . Untuk mencari koefisien a_n digunakan persamaan 2.19 dengan memasukkan nilai sudut pernyalaan $\alpha=2.2143^\circ$ (20% V_{dmax}) dan Dengan nilai A pada persamaan 2.18 diatas sebesar:

$$A = \frac{V_m}{z} \left[\frac{\sin(\pi - \varphi) e^{-(\alpha \frac{R}{\omega L})} - \sin(\alpha - \varphi)}{1 - e^{-(\pi \frac{R}{\omega L})}} \right]$$

$$A = \frac{311.127}{101.2249} \left[\frac{\sin(\pi - 0.1556) e^{-(2.2143 \frac{100}{\omega 0.05})} - \sin(2.2143 - 0.1556)}{1 - e^{-(2.2143 \frac{100}{\omega 0.05})}} \right]$$

$$A = -2.7125 \text{ ampere}$$

Sehingga persamaan untuk mencari koefisien fourier untuk beban bersifat induktif menjadi.

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_{2.2143}^{\pi} \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 2.2143) \frac{100}{\omega 0.05}}] \cos 1\omega t d(\omega t) + \int_{2.2143+\pi}^{2\pi} \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 126.9342) \frac{100}{\omega 0.05}}] \cos 1\omega t d(\omega t) \right]$$

$$a_1 = -0.6386$$

Untuk menghitung b_n digunakan persamaan 2.20 sehingga persamaan menjadi

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_{2.2143}^{\pi} \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 2.2143) \frac{100}{\omega 0.05}}] \sin 1\omega t d(\omega t) + \int_{2.2143+\pi}^{2\pi} \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 2.2143) \frac{100}{\omega 0.05}}] \sin 1\omega t d(\omega t) \right]$$

$$b_1 = 0.3410$$

Setelah dicari koefisien fourier dari persamaan arus maka dapat dicari berapa nilai rms dari tiap harmonisa ke n dengan menggunakan persamaan 2.6.

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(-0.6386^2 + 0.3410^2)}$$

$$I_{sn} = 0.51192 \text{ ampere}$$

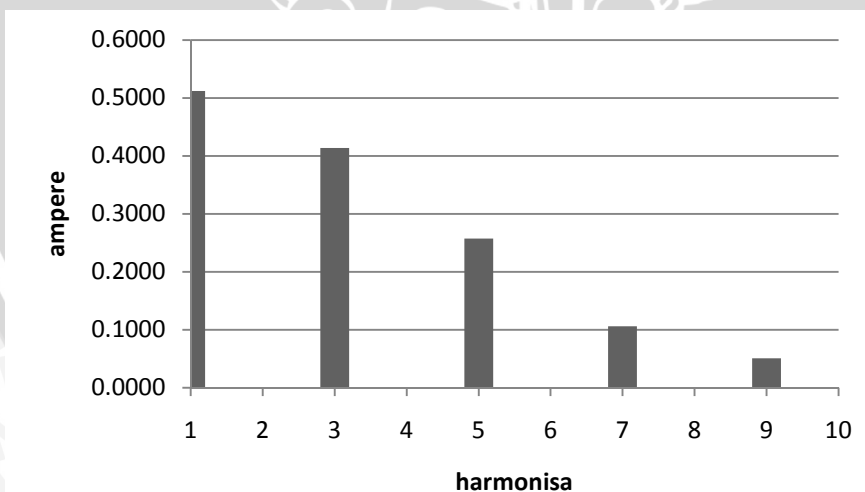
Dengan melanjutkan perhitungan pada nilai n selanjutnya maka didapatkan I_{sn} seperti pada Tabel 4.4:

Tabel 4.4. Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan kendali sudut penyalan pada beban bersifat induktif

Harmonisa ke	I_{sn} pada masing-masing level tegangan beban (ampere)				
	20% V_{dcmax}	40% V_{dcmax}	60% V_{dcmax}	80% V_{dcmax}	100% V_{dcmax}
1	0.5119	1.0263	1.4990	1.9072	2.1734
2	0	0	0	0	0
3	0.4139	0.6360	0.6366	0.4153	0.0615
4	0	0	0	0	0
5	0.2575	0.1936	0.1927	0.2581	0.0534
6	0	0	0	0	0
7	0.1059	0.1482	0.1491	0.1051	0.0457
8	0	0	0	0	0
9	0.0504	0.1004	0.0995	0.0510	0.0392
10	0	0	0	0	0

Sumber: Hasil perhitungan

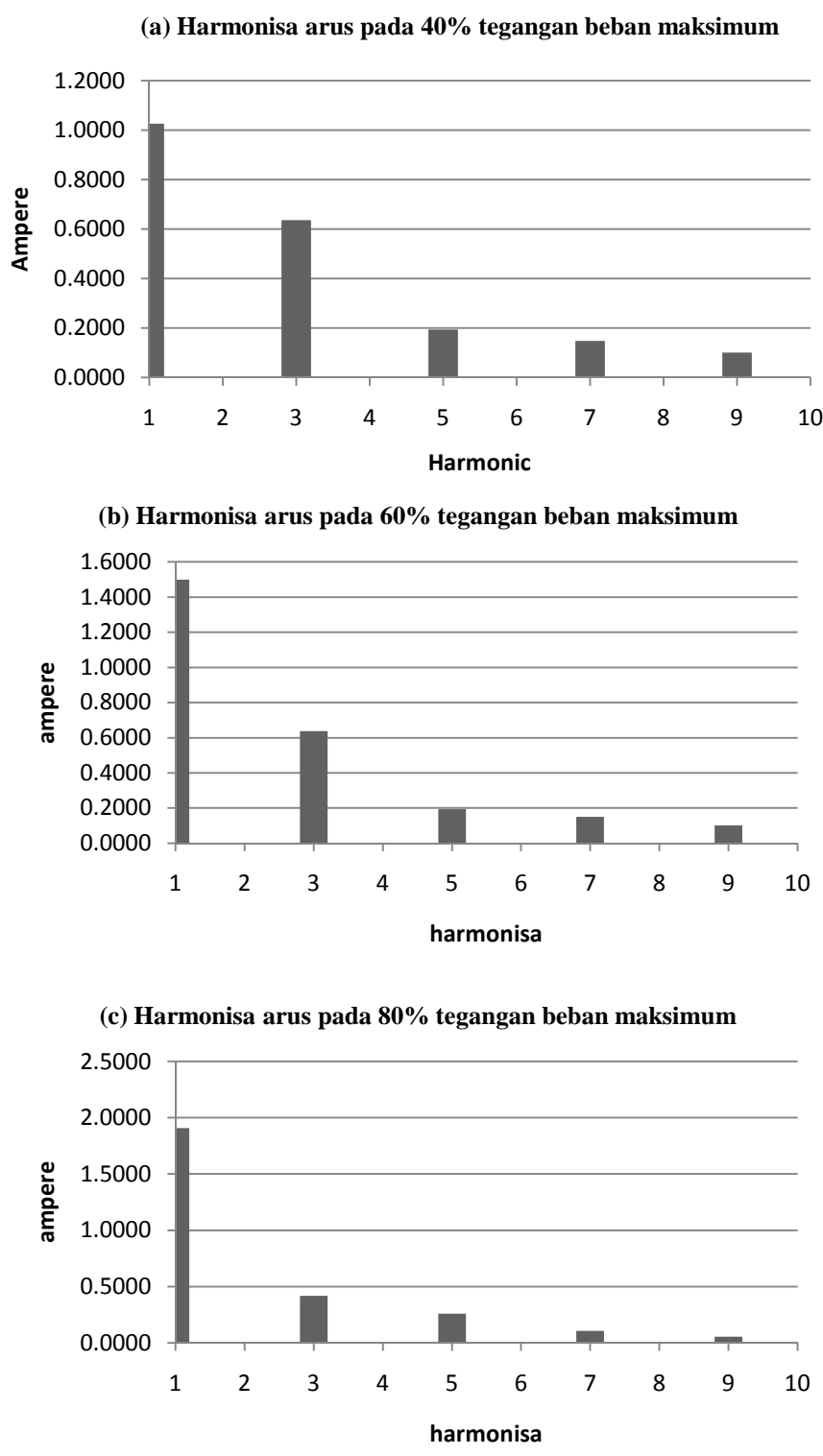
Harmonisa arus masukan pada sudut penyalan pada n yang semakin tinggi bernilai semakin lama semakin kecil. Representasi dari Tabel 4.4 dapat dilihat di Gambar 4.3 sampai dengan Gambar 4.5.



Gambar 4.3 Grafik harmonisa arus masukan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat Induktif

20% V_{dcmax}

Sumber: Hasil perhitungan

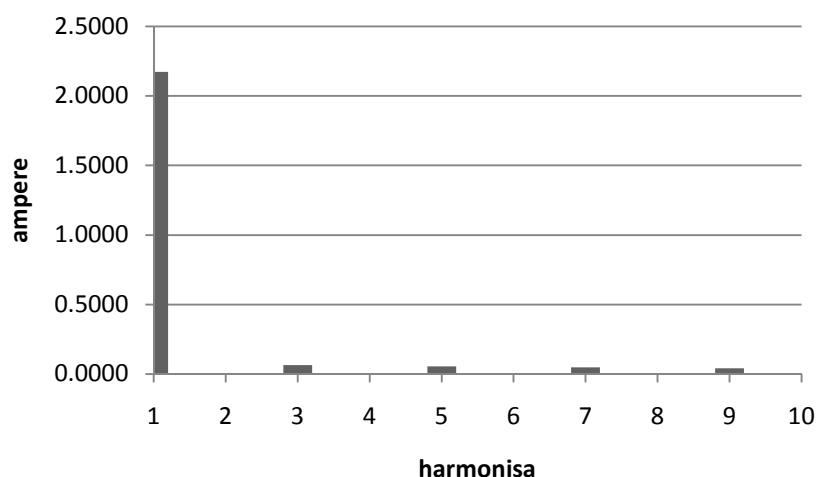


Gambar 4.4 Grafik harmonisa arus masukan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat Induktif :

(a)20% V_{dcmax} (b)40% V_{dcmax} (c)60% V_{dcmax}

Sumber: Hasil perhitungan





Gambar 4.5 Grafik harmonisa arus masukan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan pada beban bersifat Induktif 100% V_{dcmax}
 Sumber: Hasil perhitungan

Pada tegangan beban maksimum (100% V_{dcmax}), munculnya arus harmonisa pada frekuensi kelipatan fundamental yang lain ini disebabkan karena pada kondisi ini konverter menghantarkan semua tegangan sumber ke beban, sehingga sebagaimana beban bersifat Induktif yang dialiri tegangan sinus maka respon arus akan tertinggal dengan tegangan. Arus yang tertinggal pada penyearah setengah terkendali akan diteruskan oleh dioda *freewheel* untuk menyuplai beban bersifat resistif. Karena dioda *freewheel* ini maka arus masukan menjadi terkomutasi dengan arus yang curam oleh diode *freewheel* ini pada sudut 3.14° . Nilai arus fundamental pada beban bersifat induktif lebih kecil dari beban bersifat resistif karena beban induktor adalah komponen yang nilai resistansinya dipengaruhi oleh nilai frekuensi. Sedangkan untuk harmonisa, hanya nilai komponen sinus pada frekuensi 50 Hz saja yang keluar yaitu b_{n1} sedangkan nilai komponen cosinus pada frekuensi 50Hz yaitu a_1 bernilai relatif kecil.

Pada sudut penyalan beban pada V_{dcmax} 80%, V_{dcmax} 60%, V_{dcmax} 40%, V_{dcmax} 20%, nilai harmonisa secara urut semakin besar. Hal ini disebabkan karena pada tegangan rata-rata yang bernilai kecil misal pada V_{dcmax} 20% yang mempunyai nilai paling besar, tegangan terkonduksi pada sudut 2.2143° , dan terkomutasi secara alamiah pada sudut 3.14° , dengan konduksi tegangan yang singkat dapat memicu arus harmonisa meningkat.

Sebagai tambahan untuk penyearah dengan metode kendali sudut penyalaaan, untuk melihat hubungan sudut penyalaaan (α) terhadap perbandingan tegangan keluaran $\frac{V_{dc\alpha}}{V_{dc0}}$, maka perlu diketahui nilai tegangan keluaran rata-rata tiap α . Dengan menggunakan persamaan 2.14 maka didapatkan.

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$V_{dc} = \frac{311.127}{\pi} (1 + \cos 10) = 196.6663 \text{ volt}$$

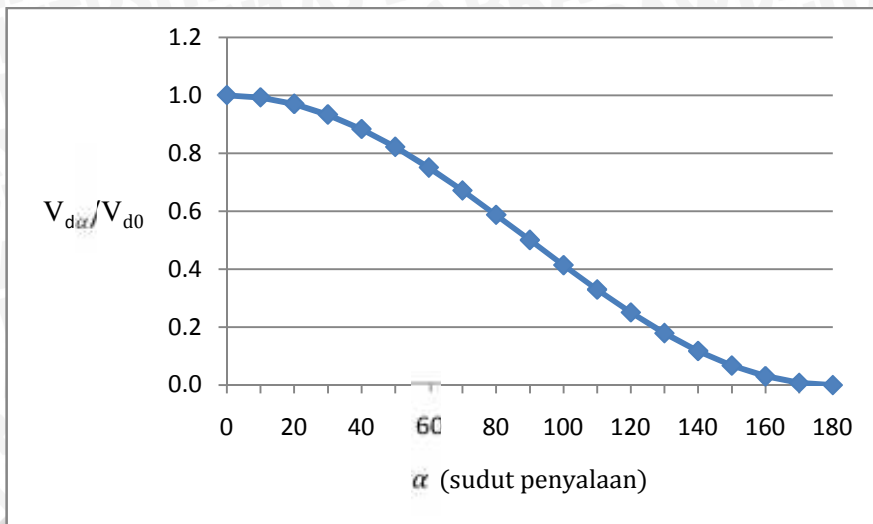
Untuk perhitungan selanjutnya bisa dilihat pada Tabel 4.5.

Tabel 4.5. Data perhitungan tegangan keluaran dengan fungsi α

(derajat)	$V_{dc\alpha}$	V_{dc0}	$\frac{V_{dc\alpha}}{V_{dc0}}$
0	198.1701	198.17	1.00
10	196.6663	198.17	0.99
20	192.2005	198.17	0.97
30	184.9083	198.17	0.93
40	175.0111	198.17	0.88
50	162.8092	198.17	0.82
60	148.6731	198.17	0.75
70	133.0318	198.17	0.67
80	116.3600	198.17	0.59
90	99.1639	198.17	0.50
100	81.9654	198.17	0.41
110	65.2866	198.17	0.33
120	49.6337	198.17	0.25
130	35.4817	198.17	0.18
140	23.2604	198.17	0.12
150	13.3407	198.17	0.07
160	6.0236	198.17	0.03
170	1.5313	198.17	0.01
180	0	198.17	0.00

Sumber: Hasil perhitungan

Representasi dari Tabel 4.5 tampak pada Gambar 4.6 sebagai berikut.



Gambar 4.6 Karakteristik pengaturan pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan.
Sumber: Hasil perhitungan

Gambar diatas menunjukkan bahwa penyearah bekerja pada kuadran 1, hal ini bisa diketahui karena dari nilai $\alpha=0$ sampai $\alpha=180^\circ$ nilai tegangan keluaran penyearah selalu bernilai 1.

4.1.1.6 Analisis faktor daya pada beban bersifat induktif

Nilai rms arus distorsi masukan didapat dari persamaan 2.9 sebagai berikut:

$$I_{dist} = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} I_{sn}^2}$$

Untuk level tegangan beban sebesar 20% V_{dmax} dengan I_{s1} dari Tabel 4.4, maka nilai distorsi arus masukan sebesar:

$$I_{dist} = \sqrt{0.4139^2 + 0.2575^2 + 0.1059^2 + 0.0504^2} = 0.5014 \text{ ampere}$$

Sehingga bisa didapatkan nilai THD menggunakan persamaan 2.10, maka didapatkan :

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{I_{dist}}{I_{s1}}$$

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{0.5014}{0.5119} = 97.94 \%$$

Untuk menghitung faktor daya, maka perlu dihitung berapa nilai dari DPF yang bisa dihitung dengan menggunakan persamaan 2.32, sebelum menghitung DPF perlu diketahui berapa nilai dari sudut pergeserannya menggunakan persamaan 2.7 :

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1}$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{-0.6386}{0.3410} = -1.0804^\circ$$

Sehingga nilai DPF:

$$DPF = \cos \varphi_1$$

$$DPF = \cos -1.0804 = 0.4710$$

Setelah DPF diketahui maka faktor daya bisa diketahui dengan persamaan 2.34:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_1$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} DPF$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+\left|\frac{97.94}{100}\right|^2}} 0.4710$$

$$PF = 0.7144 \cdot 0.4710 = 0.3365$$

Untuk faktor daya dan parameter pembentuknya pada *level* tegangan beban selanjutnya bisa dilihat pada Tabel 4.6:

Tabel 4.6 Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat induktif pada penyearah dengan metode kendali sudut penyalan.

Level tegangan beban (V_{dcmax})	THD(%)	sudut pergeseran (radian)	metode $\frac{I_{s1}}{I_s}$	DPF	faktor daya
20%	97.9400	-1.0804	0.7144	0.4710	0.3365
40%	67.0818	-0.8167	0.8305	0.6846	0.5685
60%	45.9535	-0.5899	0.9087	0.8310	0.7551
80%	26.3619	-0.3720	0.9670	0.9316	0.9008
100%	4.6606	-0.1249	0.9989	0.9922	0.9911

Sumber: Hasil perhitungan

4.1.2 Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa

Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa mempunyai karakteristik nilai tegangan yang tidak kontinu pada setengah perioda. Berikut akan dilakukan analisis penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa.

4.1.2.1 Penentuan variabel – variabel tegangan beban

Untuk mengetahui variabel tegangan perlu diketahui berapa tegangan beban maksimum atau V_{dc} maksimum. Untuk mengetahui berapa nilai tegangan V_{dc} maksimum yang digunakan bisa dilihat pada sub-bab 4.1.1.1. nilai p yang digunakan pada penelitian ini adalah nilai p sama dengan 4.

Metode kendali modulasi lebar pulsa mempunyai tegangan keluaran yang simetri. Variabel-variabel pada pengendali modulasi lebar pulsa adalah m dan δ_m . Untuk mencari nilai m harus dicari terlebih dahulu nilai δ_m pada keadaan tegangan beban 20% dari tegangan beban maksimum yaitu menggunakan persamaan 2.23.

$$\delta_m = \frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{\text{persen}V_{dc}}{100} \cdot 2\pi f$$
$$\delta_m = \frac{0.5}{50} \cdot \frac{0.2}{4} \cdot 314 = 0.157^\circ$$

Setelah nilai δ_m diketahui, maka bisa dicari nilai m . m dapat dicari dengan menggunakan persamaan 2.24

$$\alpha_m = \left[\left(\frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \right) - \left\{ \left(\frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{\text{persen}V_{dc}}{100} \right) \right\} \right] 0.5 \cdot 2\pi f$$
$$\alpha_m = \left[\left(\frac{0.5}{50} \cdot \frac{1}{4} \right) - \left\{ \left(\frac{0.5}{50} \cdot \frac{0.2}{4} \right) \right\} \right] 0.5 \cdot 314 = 0.314^\circ$$

Nilai δ_m dan m ditunjukkan pada Tabel 4.7. dan Tabel 4.8

Tabel 4.7. Data lama satu pulsa menyala (δ_m) pada setiap pulsa pada tiap *level* tegangan.

% V_{dc} max	δ_m (radian)
20%	0.157
40%	0.314
60%	0.471
80%	0.628
100%	0.785

Sumber: Hasil perhitungan

Tabel 4.8. Data sudut awal satu pulsa menyala (α_m) pada setiap pulsa pada tiap *level* tegangan.

% V_{dc} max	α_m (radian)
20%	0.314
40%	0.2355
60%	0.157
80%	0.0785
100%	0

Sumber: Hasil perhitungan

4.1.2.2 Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat resistif

Dalam deret fourier nantinya akan dicari beberapa koefisien fourier yaitu a_0 , a_n dan b_n . Untuk mencari koefisien a_n digunakan persamaan 2.25 dengan memasukkan nilai variabel-variabel m dan δ_m , dengan nilai $\delta_m = 0.157$ dan $m = 0.314$ sehingga nilai a_n untuk *level* tegangan sebesar 20% V_{dcmax} menjadi:

$$a_n = \frac{311.127}{100} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^4 \left[\int_{0.314}^{0.314+0.157} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) + \int_{0.314+\pi}^{0.314+0.157+\pi} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$a_n = 0$$

Untuk menghitung b_n digunakan persamaan 2.26 sehingga persamaan menjadi

$$b_n = \frac{311.127}{100} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^4 \left[\int_{0.314}^{0.314+0.157} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{0.314+\pi}^{0.314+0.157+\pi} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$b_n = 0.622$$

Setelah koefisien fourier diketahui maka perlu dicari berapa nilai dari arus rms ke 1 dengan menggunakan persamaan 2.6.

$$I_{s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(0^2 + 0.622^2)} = 0.43982 \text{ ampere}$$

Hasil perhitungan I_{sn} dengan nilai n selanjutnya dapat dilihat pada Tabel 4.9.

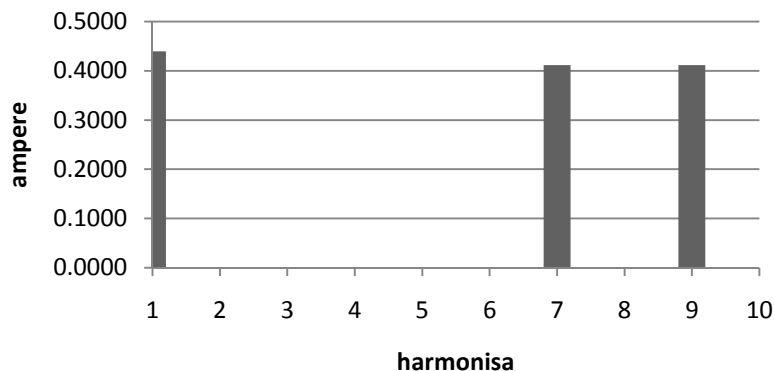
Tabel 4.9. Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat resistif.

Harmonisa ke	I_{sn} pada masing-masing level tegangan beban (ampere)				
	20% V_{dcmax}	40% V_{dcmax}	60% V_{dcmax}	80% V_{dcmax}	100% V_{dcmax}
1	0.4398	0.8796	1.3195	1.7593	2.1991
2	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0
7	0.4115	0.6657	0.6657	0.4115	0
8	0	0	0	0	0
9	0.4115	0.6657	0.6657	0.4115	0
10	0	0	0	0	0

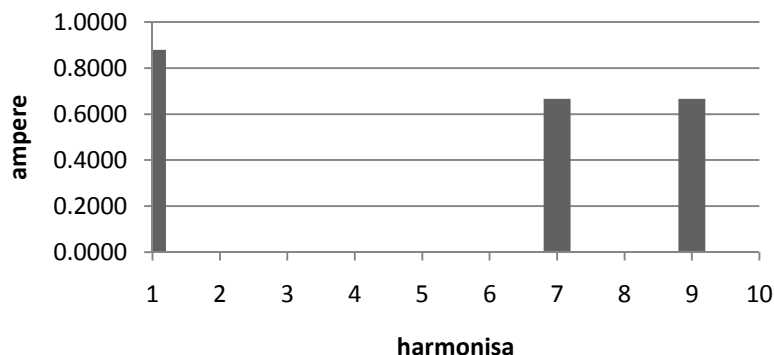
Sumber: Hasil perhitungan

Pada metode kendali modulasi lebar pulsa harmonisa arus masukan pada jumlah pulsa persetengah siklus yang semakin tinggi maka nilai harmonisa akan muncul pada nilai n yang tinggi. Representasi dari Tabel 4.9 dapat dilihat di Gambar 4.7 sampai Gambar 4.8.

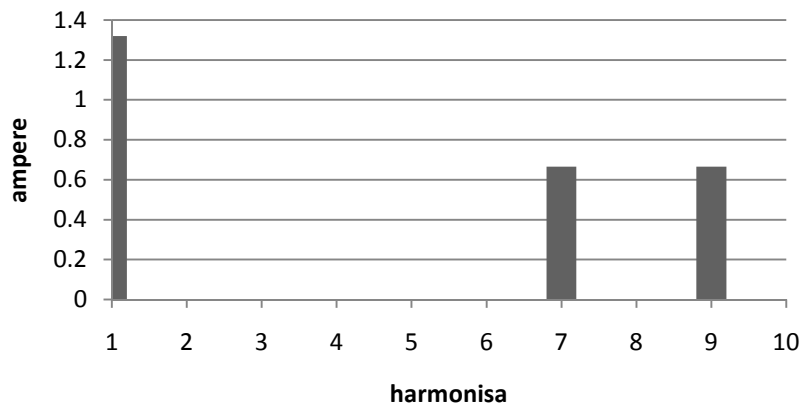
(a) Harmonic arus pada 20% tegangan beban maksimum



(b) Harmonic arus pada 40% tegangan beban maksimum



(c) Harmonic arus pada 60% tegangan beban maksimum

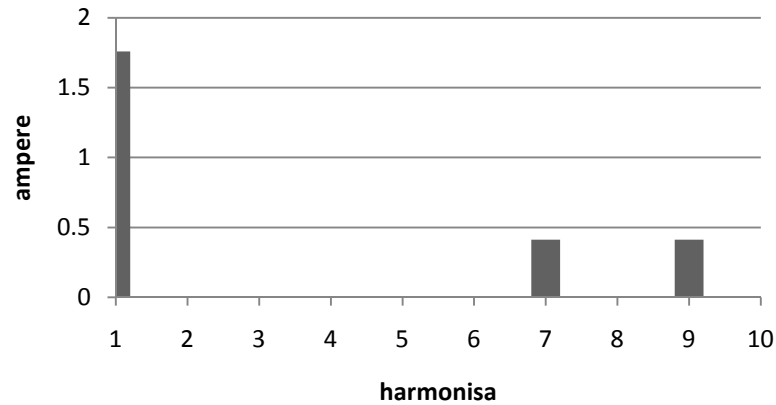


Gambar 4.7 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif

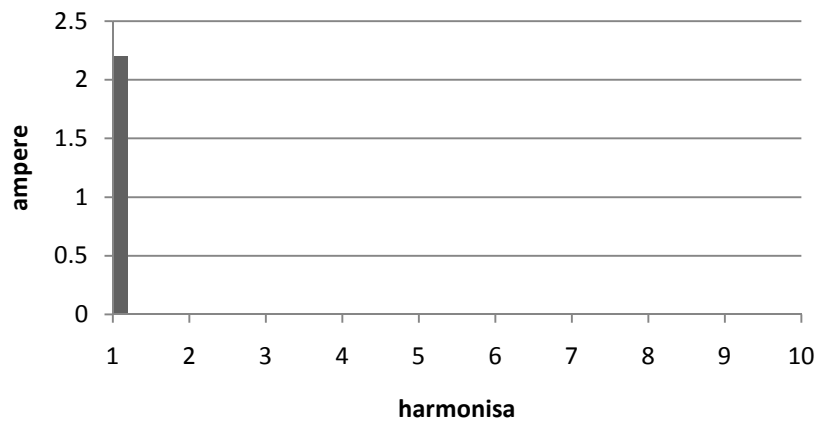
(a) 20% V_{dcmax} (b) 40% V_{dcmax} (c) 60% V_{dcmax}

Sumber: Hasil perhitungan

(a) Harmonisa pada 80% tegangan beban maksimum



(b) Harmonisa pada 100% tegangan beban maksimum



Gambar 4.8 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif

(a) $80\% V_{dcmax}$ (b) $100\% V_{dcmax}$

Sumber: Hasil perhitungan

Pada tegangan beban maksimum, hanya nilai fundamentalnya saja yang keluar, disebabkan pada kondisi ini konverter konduksi secara alamiah pada sudut $\alpha = 0$ dan terkomutasi secara alamiah pada $\beta = 3.14$, hal ini setara dengan membuat sumber menghantarkan semua tegangan sumber ke beban, sebagaimana sumber tegangan yang langsung dihubungkan dengan beban bersifat resistif yang dialiri tegangan sinus maka arus akan berbentuk sama dengan sumber. Dengan arus yang berbentuk sinusoida murni maka hanya nilai koefisien fourier sinus pada frekuensi 50 Hz saja yang keluar yaitu b_{n1} saja yang keluar sedangkan nilai koefisien fourier cosinus pada frekuensi 50Hz a_1 bernilai nol.

Pada 20% sampai 80% tegangan beban maksimum nilai harmonisa yang keluar hanya pada 2 frekuensi kelipatan fundamental dan dengan nilai magnitude arus yang sama dikarenakan hanya nilai komponen sinus pada frekuensi 350 Hz dan 450 Hz saja yang keluar yaitu b_{n7} dan b_{n9} sedangkan nilai komponen cosinus a_{n7} dan a_{n9} bernilai nol. Harmonisa terjadi karena arus terkonduksi dan terkomutasi secara paksa, sehingga menaikkan arus harmonisa. Arus terkonduksi dan terkomutasi beberapa kali sehingga menghasilkan 8 jalur konduksi pada 1 periode, sehingga arus harmonisa yang keluar adalah harmonisa 7 dan 9.

4.1.2.3 Analisis faktor daya pada beban bersifat resistif

Nilai rms arus distorsi masukan didapat dari persamaan 2.9 sebagai berikut:

$$I_{dist} = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} I_{sn}^2}$$

Untuk *level* tegangan beban sebesar 20% V_{dcmax} dengan I_{s1} dari Tabel 4.9, maka nilai distorsi arus masukan sebesar:

$$I_{dist} = \sqrt{0.4115^2 + 0.4115^2} = 0.5289 \text{ ampere}$$

Sehingga bisa didapatkan nilai THD menggunakan persamaan 2.10, maka didapatkan :

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{I_{dist}}{I_{s1}}$$

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{0.5289}{0.4398} = 132.2982\%$$

Untuk menghitung faktor daya, maka perlu dihitung berapa nilai dari DPF yang bisa dihitung dengan menggunakan persamaan 2.32, sebelum menghitung DPF perlu diketahui berapa nilai dari sudut pergeserannya menggunakan persamaan 2.7 :

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1}$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{0}{62.2} = 0^\circ$$

Sehingga nilai DPF:

$$DPF = \cos \varphi_1$$

$$DPF = \cos 0 = 1$$

Setelah DPF diketahui maka faktor daya bisa diketahui dengan persamaan 2.34:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_1$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cdot DPF$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{132.2982}{100}\right]^2}} \cdot 1$$

$$PF = 0,6030 \cdot 1 = 0,6030$$

Untuk faktor daya dan parameter pembentuknya pada level tegangan beban selanjutnya bisa dilihat pada Tabel 4.10:

Tabel 4.10 Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat resistif pada penyearah dengan kendali modulasi lebar pulsa.

Level tegangan beban (V_{dcmax})	THD(%)	sudut pergeseran (radian)	$\frac{I_{s1}}{I_s}$	DPF	faktor daya
20%	132.2982	0	0.6030	1	0.6030
40%	107.0315	0	0.6827	1	0.6827
60%	71.3543	0	0.8140	1	0.8140
80%	33.0745	0	0.9494	1	0.9494
100%	0	0	1	1	1

Sumber: Hasil perhitungan

4.1.2.4 Analisis menggunakan deret fourier pada beban bersifat induktif

Beban yang digunakan pada skripsi ini adalah beban bersifat resistif dan bersifat induktif. Nilai induktor yang digunakan adalah $L=50$ mH dan nilai resistansi yang digunakan adalah $R=100$. Untuk nilai impedansi bisa dihitung dengan persamaan berikut:

$$z = 100 + j 2\pi \times 50 \times 0.05 \Omega$$

$$z = 100 + j 15.7 \Omega$$

sehingga Nilai magnitude Z sama dengan

$$|Z|=101.2249 \text{ ohm}$$

Maka nilai sudut dari impedansi:

$$\varphi = 0.1556^\circ$$

Dalam deret fourier nantinya akan dicari beberapa koefisien fourier yaitu a_0 , a_n dan b_n . Untuk mencari koefisien a_n digunakan persamaan 2.18 dengan memasukkan nilai sudut $\delta_m = 0.157$ dan $m = 0.314$ ($20\% V_{dcmax}$) dan Dengan nilai A pada persamaan diatas diambil dari simulasi. A adalah nilai awal induktor. Adapun nilai arus awal induktor yang diambil dari simulasi tampak pada Tabel 4.11.

Tabel 4.11 Tabel nilai arus sisa pada induktor pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa.

Level Tegangan Beban (V_{dcmax})	Arus sisa pada induktor (mA)			
20%	0	0	100	250
40%	0	25	150	570
60%	0	100	350	1100
80%	0	50	300	900

Sumber: simulasi

Sehingga persamaan untuk mencari koefisien fourier untuk beban bersifat induktif menjadi:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^4 \left[\int_{0.314}^{0.314+0.157} \left\{ \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 0.314) \frac{100}{\omega 0.05}}] \cos 1\omega t d(\omega t) \right\} + \int_{0.314+\pi}^{0.314+0.157+\pi} \left\{ \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 0.314 + \pi) \frac{100}{\omega 0.05}}] \cos 1\omega t d(\omega t) \right\} \right]$$

$$a_1 = -0.01007$$

Untuk menghitung b_n digunakan persamaan 2.28 sehingga persamaan menjadi

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^4 \left[\int_{0.314}^{0.314+0.157} \left\{ \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 0.314) \frac{100}{\omega 0.05}}] \sin 1\omega t d(\omega t) \right\} + \int_{0.314+\pi}^{0.314+0.157+\pi} \left\{ \frac{311.127}{101.2249} [\sin(\omega t - 0.1556) + A e^{-(\omega t - 0.314 + \pi) \frac{100}{\omega 0.05}}] \sin 1\omega t d(\omega t) \right\} \right]$$

$$b_1 = 0.22828$$

Setelah dicari koefisien fourier dari persamaan arus maka dapat dicari berapa nilai rms dari tiap harmonisa ke n sama dengan 1 dengan menggunakan persamaan 2.6.



$$I_{s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(-0.01007^2 + 0.22828^2)}$$

$$I_{s1} \approx 0.16157 \text{ ampere}$$

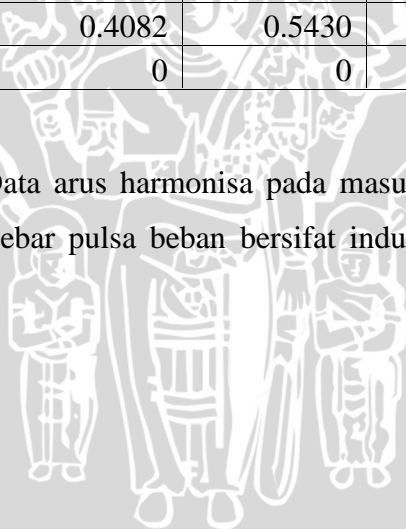
Dengan melanjutkan perhitungan pada nilai n selanjutnya maka didapatkan I_{sn} seperti pada Tabel 4.12:

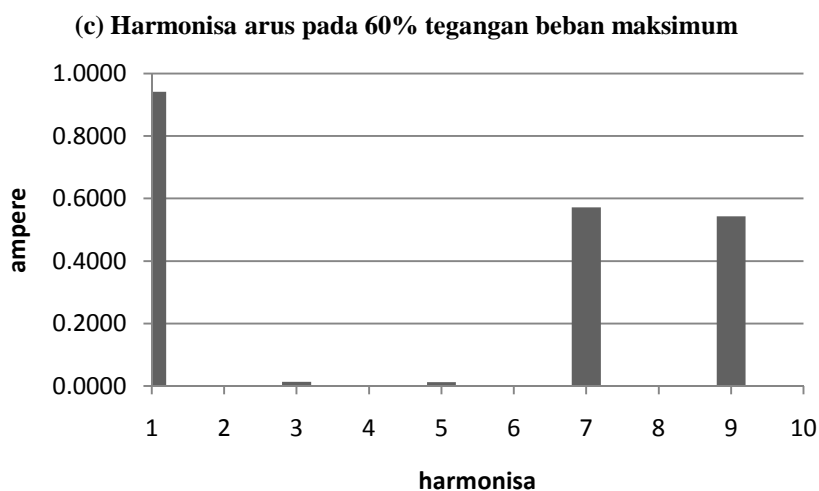
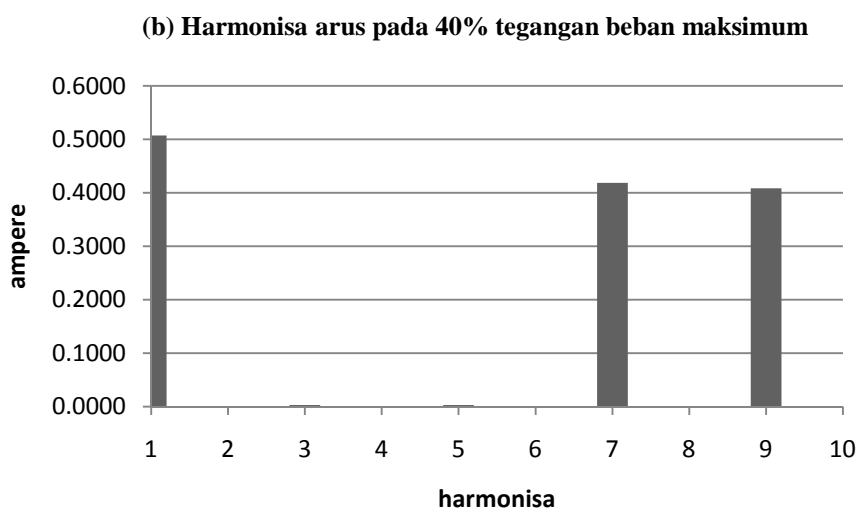
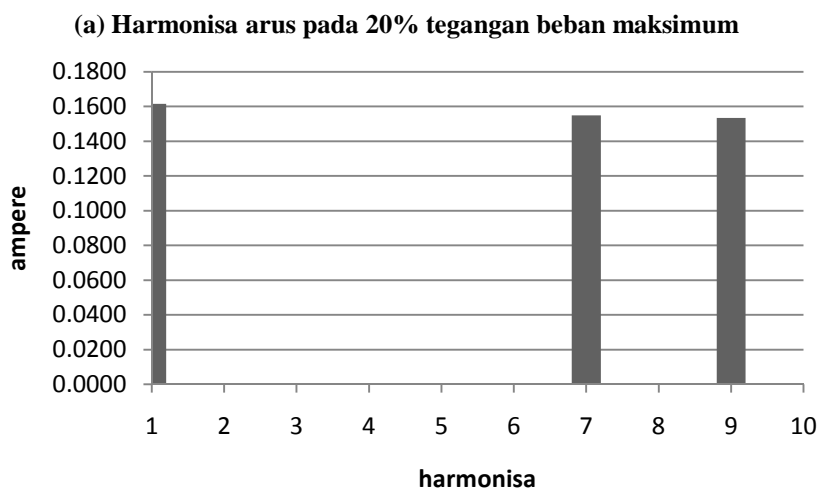
Tabel 4.12. Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa beban bersifat induktif

Harmonisa ke	I_{sn} pada masing-masing <i>level</i> tegangan beban (ampere)				
	20% V_{dcmax}	40% V_{dcmax}	60% V_{dcmax}	80% V_{dcmax}	100% V_{dcmax}
1	0.1616	0.5072	0.9421	1.4676	2.1725
2	0	0	0	0	0
3	0.00002	0.0030	0.0132	0.0314	0.0615
4	0	0	0	0	0
5	0.00002	0.0028	0.0120	0.0276	0.0534
6	0	0	0	0	0
7	0.1549	0.4185	0.5713	0.4728	0.0457
8	0	0	0	0	0
9	0.1535	0.4082	0.5430	0.4269	0.0392
10	0	0	0	0	0

Sumber: Hasil perhitungan

Representasi dari Data arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa beban bersifat induktif dapat dilihat pada Gambar 4.9 sampai 4.10

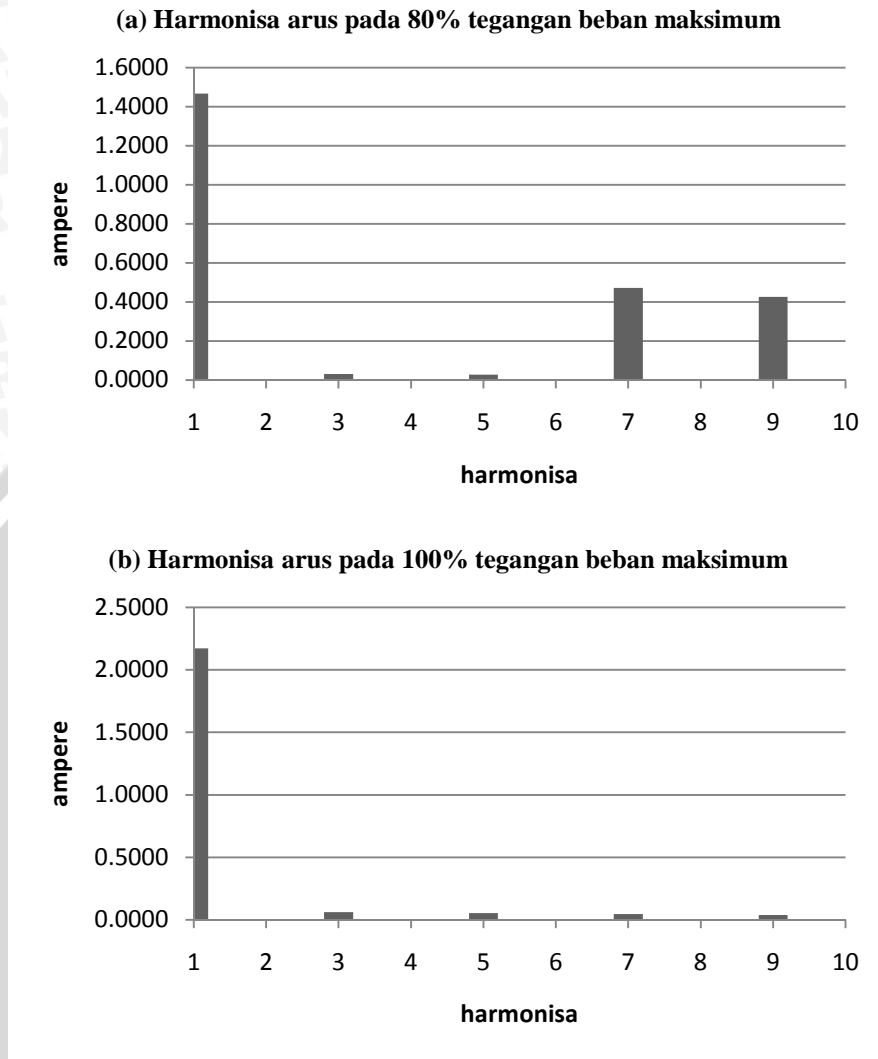




Gambar 4.9 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif

(a) 20% V_{dcmax} (b) 40% V_{dcmax} (c) 60% V_{dcmax}

Sumber: Hasil perhitungan



Gambar 4.10 Grafik arus harmonisa pada masukan penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif:

(a) $80\% V_{dcmax}$ (b) $100\% V_{dcmax}$

Sumber: Hasil perhitungan

Pada tegangan beban maksimum ($100\% V_{dcmax}$), munculnya arus harmonisa pada frekuensi kelipatan fundamental yang lain ini disebabkan karena pada kondisi ini konverter menghantarkan semua tegangan sumber ke beban, sehingga sebagaimana beban bersifat induktif yang dialiri tegangan sinus maka respon arus akan tertinggal dengan tegangan. Arus yang tertinggal pada penyearah setengah terkendali akan diteruskan oleh dioda *freewheel* untuk menyuplai beban bersifat resistif. Karena dioda *freewheel* ini maka arus masukan menjadi terkomutasi dengan arus yang curam oleh diode *freewheel* ini pada sudut 3.14. Nilai arus fundamental pada beban bersifat induktif lebih kecil dari beban bersifat

resistif karena beban induktor adalah komponen yang nilai resistansinya dipengaruhi oleh nilai frekuensi. Sedangkan untuk harmonisa, hanya nilai komponen sinus pada frekuensi 50 Hz saja yang keluar yaitu b_{n1} sedangkan nilai komponen cosinus pada frekuensi 50Hz yaitu a_1 bernilai kecil.

Pada 20% sampai 80% tegangan beban maksimum nilai harmonisa yang keluar hanya pada 2 frekuensi kelipatan fundamental dan dengan nilai magnitude arus yang berbeda hal ini berarti koefisien fourier yang keluar adalah komponen sinus pada frekuensi 350 Hz dan 450 Hz saja yaitu b_{n7} dan b_{n9} sedangkan nilai komponen cosinus a_{n7} dan a_{n9} bernilai nol. Keluarnya harmonisa disebabkan arus terkonduksi dan terkomutasi secara paksa, sehingga menaikkan arus harmonisa. Arus terkonduksi dan terkomutasi beberapa kali sehingga menghasilkan 8 jalur konduksi pada 1 periode, sehingga arus harmonisa yang keluar adalah harmonisa 7 dan 9. Ini merupakan keadaan beban non linier karena terdapat komponen switching yang menyebabkan arus tidak terkonduksi secara penuh.

Analisis selanjutnya adalah analisis untuk menghitung nilai faktor daya pada beban bersifat induktif. Akan dihitung nilai arus distorsi masukan, nilai THD, nilai sudut pergeseran, kemudian akan dihitung nilai dari faktor daya.

4.1.2.5 Analisis faktor daya pada beban bersifat induktif

Nilai rms arus distorsi masukan didapat dari persamaan 2.9 sebagai berikut:

$$I_{dist} = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} I_{sn}^2}$$

Untuk level tegangan beban sebesar 20% V_{dcmax} dengan I_{s1} dari Tabel 4.12, maka nilai distorsi arus masukan sebesar:

$$I_{dist} = \sqrt{0.1549^2 + 0.1535^2} = 0.2180 \text{ ampere}$$

Sehingga bisa didapatkan nilai THD menggunakan persamaan 2.10, maka didapatkan :

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{I_{dist}}{I_{s1}}$$

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{0.2180}{0.1616} = 134.97\%$$

Untuk menghitung faktor daya, maka perlu dihitung berapa nilai dari DPF yang bisa dihitung dengan menggunakan persamaan 2.32, sebelum menghitung DPF perlu diketahui berapa nilai dari sudut pergeserannya menggunakan persamaan 2.7 :

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1}$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{-0.01007}{0.22828} = -0.04408^\circ$$

Sehingga nilai DPF:

$$DPF = \cos \varphi_1$$

$$DPF = \cos -0.04408 = 0.9990$$

Setelah DPF diketahui maka faktor daya bisa diketahui dengan persamaan 2.34:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_1$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cdot DPF$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{134.97}{100}\right]^2}} \cdot 0.9990$$

$$PF = 0,5953 \cdot 0,9990 = 0.5947$$

Untuk faktor daya dan parameter pembentuknya pada *level* tegangan beban selanjutnya bisa dilihat pada Tabel 4.13:

Tabel 4.13 Tabel nilai THD, sudut pergeseran, DPF dan faktor daya pada beban bersifat induktif pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa.

Level tegangan beban (V_{dmax})	THD(%)	sudut pergeseran (radian)	$\frac{I_{s1}}{I_s}$	DPF	faktor daya
20%	134.9700	-0.0441	0.5953	0.9990	0.5947
40%	115.2600	-0.0818	0.6553	0.9967	0.6531
60%	83.6860	-0.1051	0.7669	0.9945	0.7627
80%	43.4950	-0.1202	0.9170	0.9928	0.9104
100%	0.0001	-0.1558	1.0000	0.9912	0.9912

Sumber: Hasil perhitungan

4.2 Simulasi Menggunakan Software Pspice

Simulasi bertujuan untuk mengetahui bentuk arus masukan. Simulasi ini menggunakan software Pspice dengan komponen-komponen yang telah ada pada library Pspice. Pada akhir simulasi akan dibandingkan hasil faktor daya dari hasil simulasi dengan analisis perhitungan.

4.2.1 Penyearah dengan metode kendali sudut penyalan

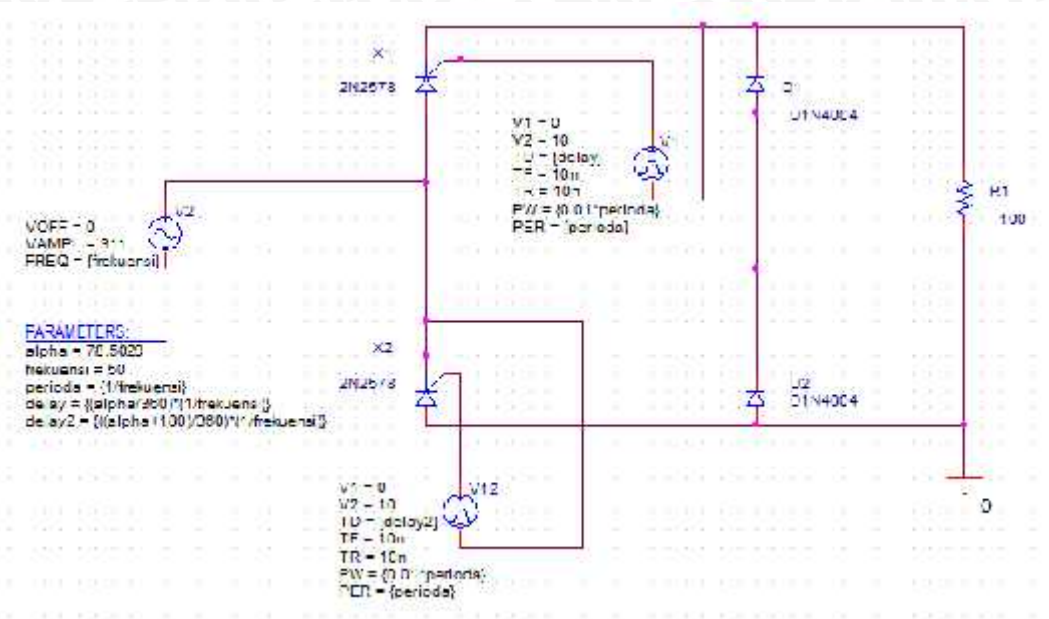
Rangkaian penyearah yang digunakan dalam simulasi ini adalah penyearah setengah terkendali. Salah satu karakteristik dari penyearah setengah terkendali adalah wilayah operasi pada rangkaian ini bekerja pada kuadran satu, artinya keluaran pada rangkaian ini selalu bernilai positif. Penyearah dengan pengendalian sudut penyalan dalam simulasi ini menggunakan komponen SCR dan dioda.

Komponen dioda yang dipilih adalah tipe 1N4004. Dioda ini dipilih karena tegangan puncak yang akan ditahan adalah kurang dari 400 volt. Karakteristik ini dalam datasheet disebut sebagai *Maximum repetitive peak reverse voltage* (V_{RRM}). Tipe dioda 1N4004 adalah tipe general purpose diode. Tipe ini digunakan karena pada penyearah pengendalian sudut penyalan tidak dibutuhkan switching dengan frekuensi tinggi.

Untuk komponen SCR yang dipilih adalah seri 2N2578. Thyristor ini dipilih karena komponen ini memiliki V_{DRM} (*Maximum repetitive peak off-stage voltage*) bernilai 400, hal ini berarti tegangan pada kondisi forward yang diterapkan tidak boleh lebih dari 400 volt, sehingga komponen ini sesuai untuk digunakan pada simulasi ini karena tegangan puncak bernilai 311 volt. Tegangan gate yang dibolehkan pada rangkaian ini adalah 10 volt.

4.2.1.1 Beban bersifat resistif

Penyearah setengah terkendali pada simulasi ini terdiri dari dua dioda dan dua thyristor. Susunannya sebagaimana penyearah jembatan. Rangkaian simulasi pspice penyearah setengah terkendali ditunjukkan pada Gambar 4.11

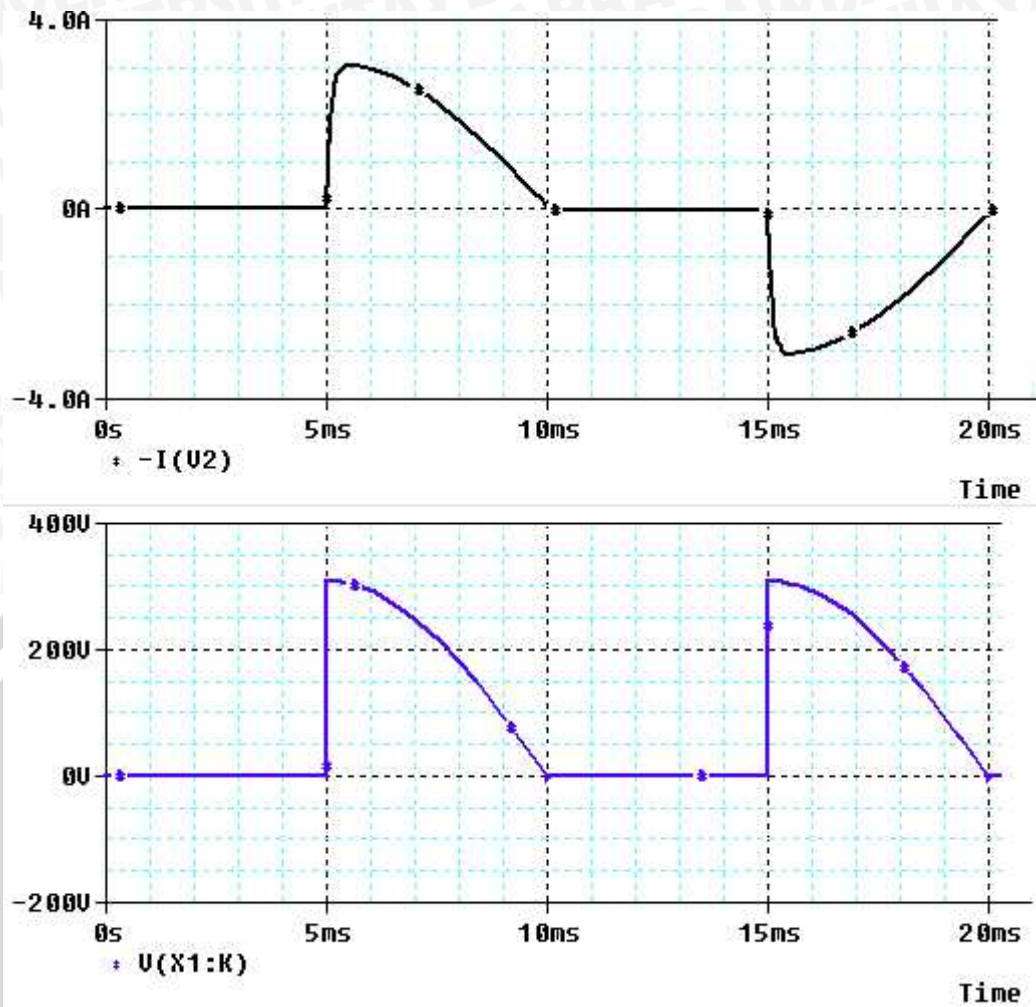


Gambar 4.11 Rangkaian Penyearah dengan metode kendali sudut penyalan dengan beban bersifat resistif
 Sumber: Perancangan

Pada Gambar perancangan diatas pengukuran dilakukan pada arus antara X1 dan V2 dengan V12 dan V1 sebagai sumber tegangan untuk memicu thyristor agar menyala pada sudut tertentu. Untuk hasil simulasi berupa arus masukan ditampilkan pada Gambar 4.12 Arus masukan pada rangkaian diatas adalah pada keadaan 60% dari V_{dmax} ,ekuivalen dengan sudut penyalan dengan nilai $=78.5029^\circ$ atau $=1.3694^\circ$ radian.

Pada beban bersifat resistif meskipun pada dasarnya beban tidak menyebabkan arus tertinggal akan tetapi *delay* tegangan yang dilakukan oleh thyristor menyebabkan bentuk arus menjadi terpotong sesuai dengan nilai sudut penyalan. Hal ini menyebabkan nilai arus fundamental arus masukan menjadi tertinggal.



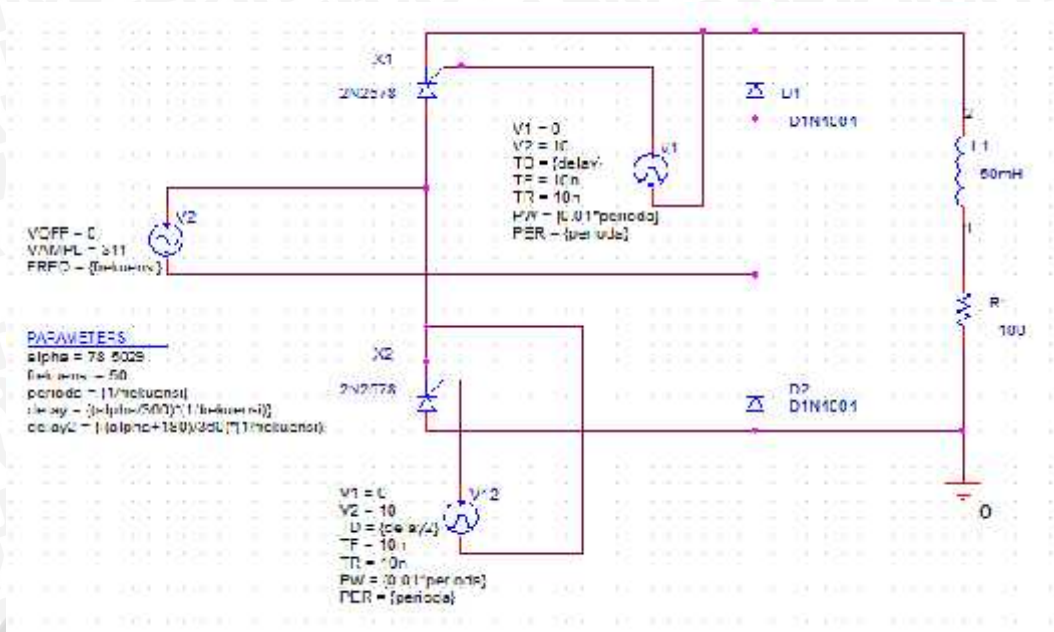


Gambar 4.12 Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali sudut penyalaan dengan beban bersifat resistif ($60\% V_{dcmax}$)

Sumber: Hasil simulasi

4.2.1.2 Beban bersifat resistif – induktif

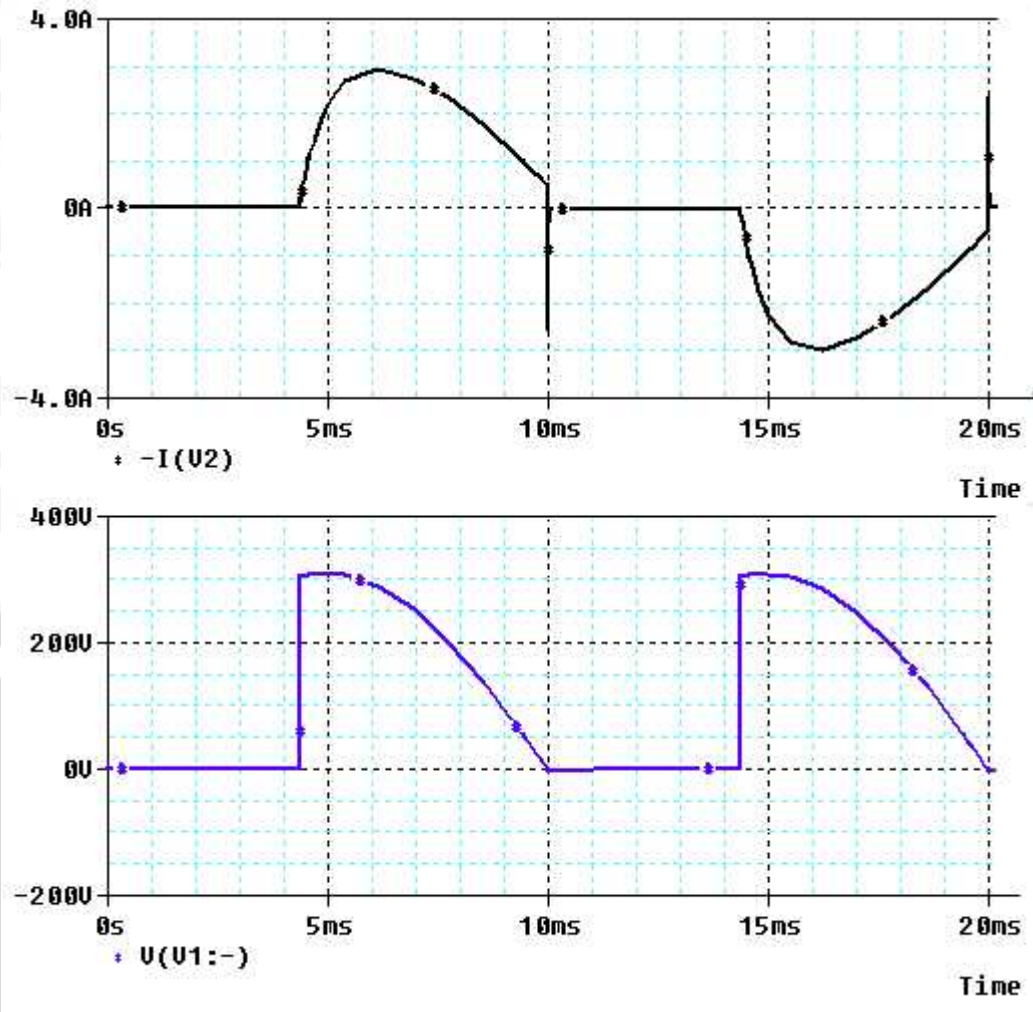
Penyearah setengah terkendali pada simulasi ini terdiri dari dua dioda dan dua thyristor. Susunannya sebagaimana penyearah jembatan. Rangkaian simulasi pspice penyearah setengah terkendali ditunjukkan pada Gambar 4.13



Gambar 4.13 Rangkaian Penyearah dengan metode kendali sudut penyalan dengan beban bersifat induktif
 Sumber: Perancangan

Gambar diatas adalah salah satu dari beberapa tipe topologi penyearah setengah terkendali atau penyearah yang kuadran kerjanya ada pada kuadran 1. Arus balik dari beban yang diakibatkan adanya energi yang tersimpan dari komponen induktif diteruskan oleh diode D1 atau diode D2 yang keduanya sekaligus berfungsi sebagai diode *freewheel* yang memotong tegangan balik sehingga tidak menyebabkan tegangan negatif pada beban.

Pada Gambar 4.14 terlihat bahwa arus tidak serupa dengan beban bersifat resistif, dikarenakan ada komponen induktif yang menyebabkan arus masukan yang menjadi landai. Untuk tiap setengah periode seperti terlihat pada sumbu waktu 10 ms terlihat hasil pemotongan arus oleh diode D1 dan D2.



Gambar 4.14 Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali sudut penyalan dengan beban bersifat resistif induktif ($60\% V_{dcmax}$)
 Sumber: Hasil simulasi

4.2.2 Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa

Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dalam simulasi ini menggunakan komponen elektronika daya yaitu IGBT dan dioda. Dalam sub-bab selanjutnya akan ditunjukkan hasil simulasi yang telah dilakukan.

4.2.2.1 Beban Bersifat resistif

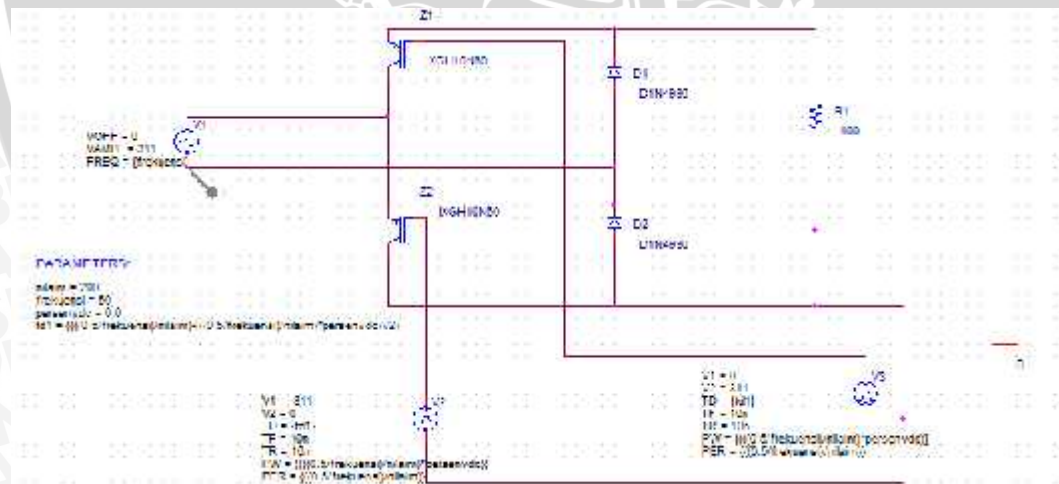
Penyearah setengah terkendali pada simulasi ini terdiri dari dua IGBT dan dua diode. Susunannya sebagaimana penyearah jembatan. Rangkaian simulasi pspice penyearah setengah terkendali ditunjukkan pada Gambar 4.15

Komponen yang digunakan adalah IGBT IXGH10N60. Pemilihan komponen ini digunakan karena komponen ini bisa menahan tegangan maksimum sebesar 600 volt atau *Collector-Emitter Blocking Voltage* bernilai 600 volt ,

sehingga bisa digunakan pada tegangan dibawahnya yaitu 311 volt. Komponen ini mempunyai frekuensi kerja sampai 30 KHz. Hal ini berarti bisa dilakukan penerapan pada penyearah dengan frekuensi kerja 20 KHz yang nantinya akan disimulasikan.

Untuk frekuensi pensaklaran kurang dari 20 KHz, Sama seperti pada penyearah dengan sudut penyalan, diode yang digunakan adalah seri 1N4004. 1N4004 memiliki *Maximum repetitive peak reverse voltage* (V_{RRM}) atau nilai tegangan puncak yang dapat ditahan adalah kurang dari 400 volt. Tipe dioda 1N4004 adalah tipe *general purpose diode*. Tipe ini digunakan karena pada setengah siklus hanya terdiri dari 4 pulsa sehingga tidak dibutuhkan switching dengan frekuensi tinggi.

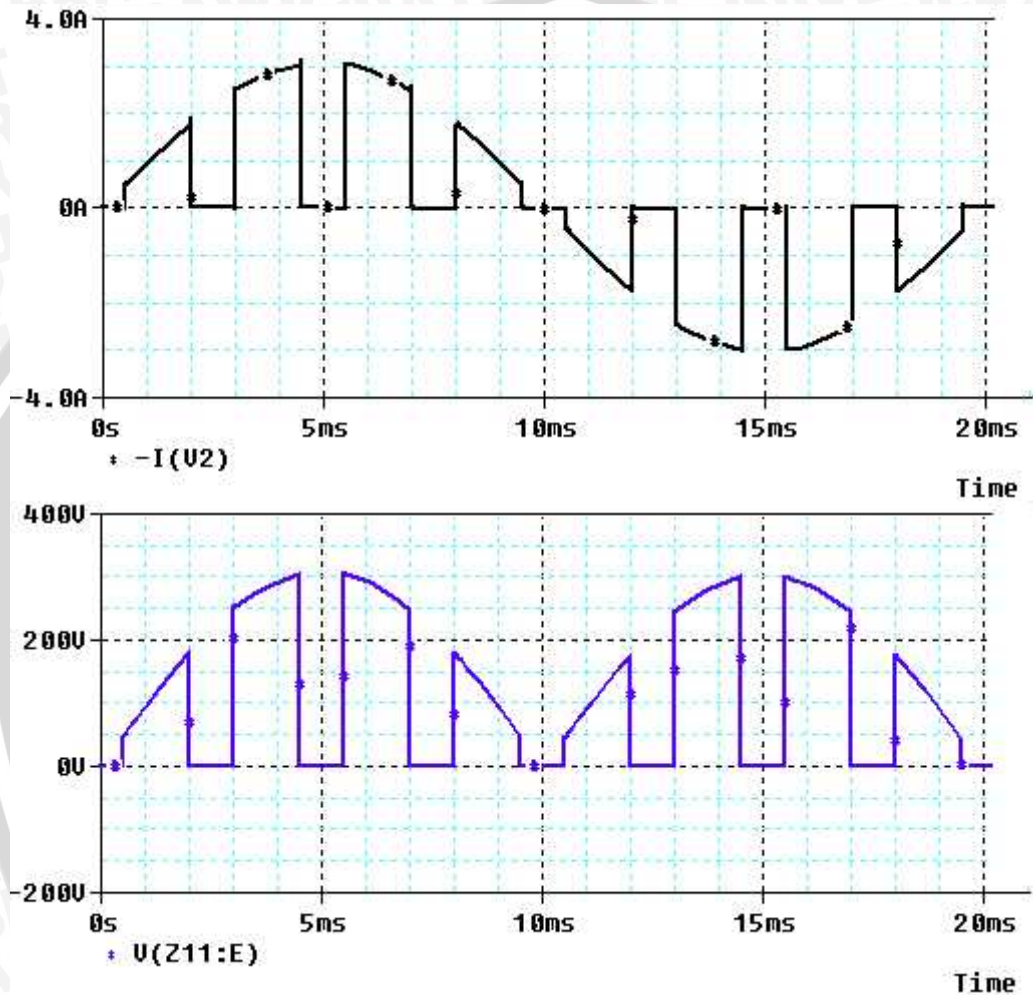
Pada penerapan frekuensi pensaklaran 20 KHz, diode 1N4004 yang merupakan tipe *general purpose diode* harus diganti dengan tipe *Fast Recovery Rectifier*. Oleh karena itu diode 1N4004 akan diganti dengan 1N4933. Dioda ini adalah diode *Fast Recovery*, mempunyai *Reverse Recovery Time* (t_{rr}) sebesar 200 nS. Hal ini berarti komponen ini bisa digunakan untuk aplikasi dengan pensaklaran tinggi. Dioda 1N4933 mempunyai tegangan block maksimum sebesar 400 volt.



Gambar 4.15 Rangkaian Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat resistif
Sumber: Perancangan

Topologi yang digunakan pada perancangan diatas adalah sama dengan topologi pada metode kendali sudut penyalan. Tegangan positif mengalir dari

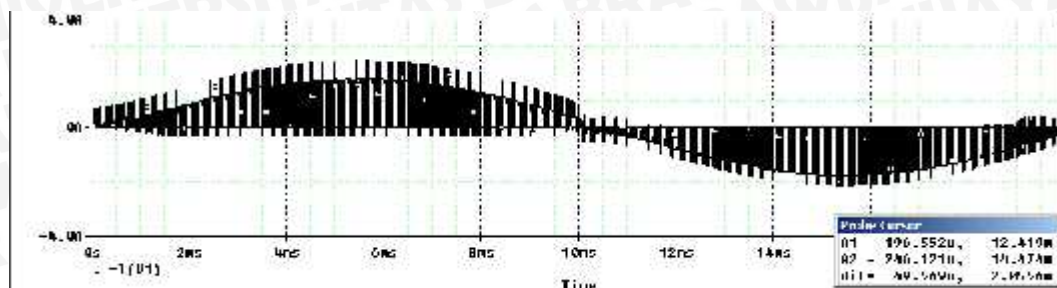
IGBT Z1 dan dicuplik oleh IGBT Z1 dan mengalir ke beban setelah itu tegangan mengalir ke diode D2 sampai akhirnya kembali ke sumber. Untuk tegangan negatif dialirkan dari IGBT Z2 dan dicuplik oleh IGBT Z2 kemudian dialirkan ke beban kemudian ke dioda D1 dan kembali ke sumber.



Gambar 4.16 Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat resistif
Sumber: Hasil simulasi

Keluaran pada rangkaian diatas pada V_{dc} rata-rata 60% ekuivalen dengan nilai $\delta_m = 0.471$ dan $m = 0.157$ seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.16. Pada hasil simulasi terlihat bentuk arus yang simetri.

Penyearah dengan pengendalian modulasi lebar pulsa dioperasikan secara konvensional pada frekuensi pensaklaran diatas 20 KHz. Seperti tampak pada Gambar 4.17.

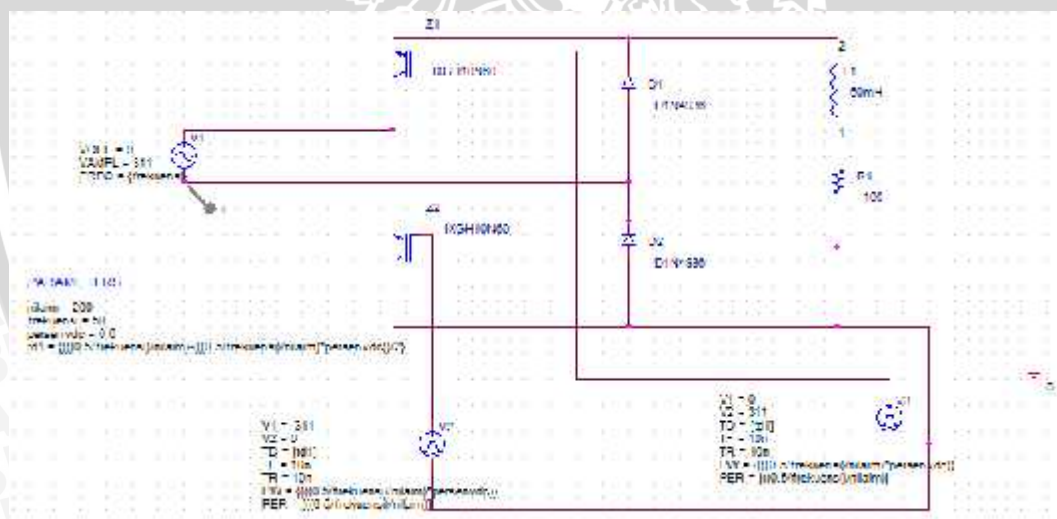


Gambar 4.17 Arus masukan penyearah dengan frekuensi pensaklaran 20 KHz pada beban bersifat resistif
Sumber: Hasil simulasi

Pada tampilan gambar 4.17 diatas nilai periode tiap sinyal adalah 49.569 μ s, hal ini menunjukkan bahwa frekuensi pensaklaran adalah bernilai sekitar 20 KHz.

4.2.2.2 Beban Bersifat resistif – Induktif

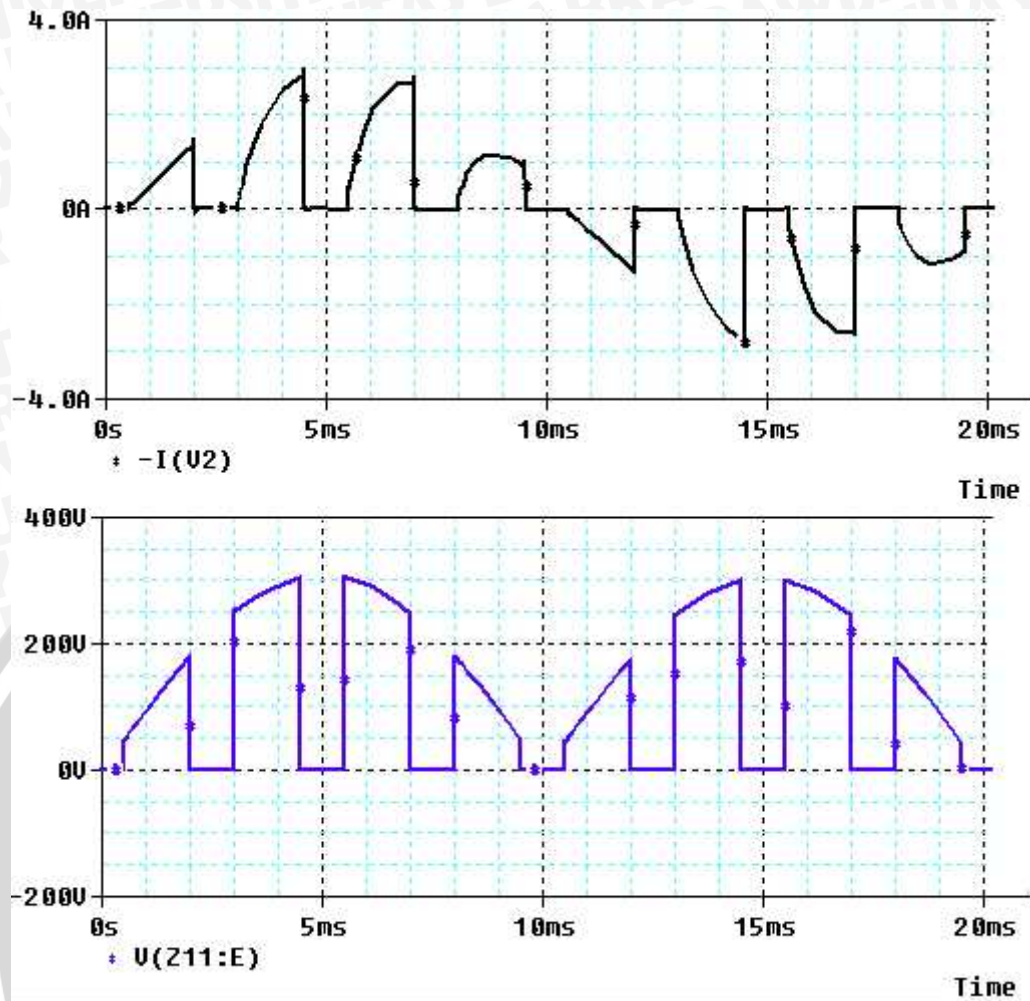
. Susunan pada rangkaian penyearah sebagaimana penyearah jembatan, hanya saja komponen yang digunakan adalah diode dan IGBT. Rangkaian simulasi pspice penyearah setengah terkendali ditunjukkan pada Gambar 4.18



Gambar 4.18 Rangkaian Penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat induktif
Sumber: Perancangan

Rangkaian simulasi diatas pada bagian “parameter” terdapat variabel “nilaim” yang berfungsi untuk mengatur frekuensi pensaklaran dari komponen pensaklaran. Untuk mengatur pensaklaran pada 4 pulsa persetengah siklus maka variabel “nilaim” diganti dengan nilai 4.

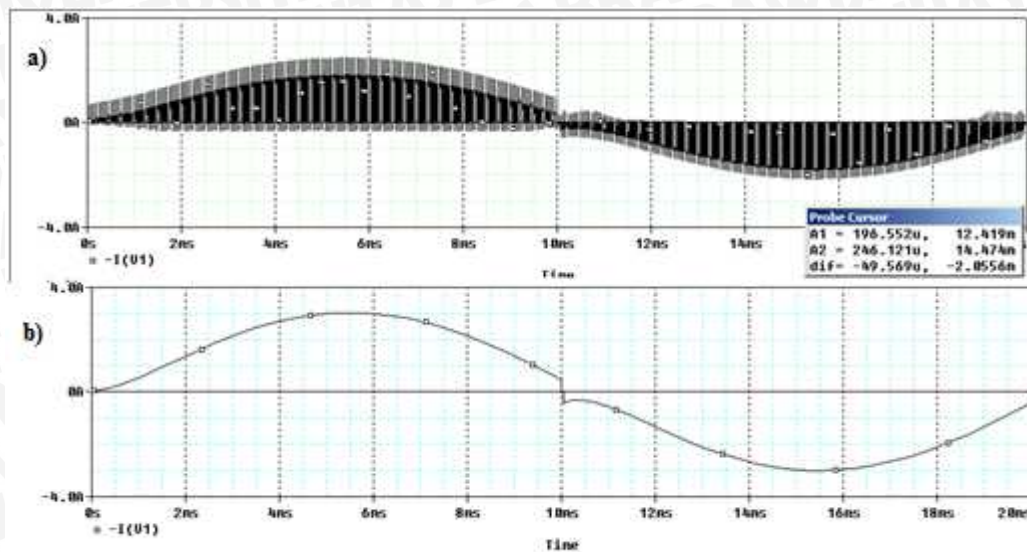




Gambar 4.19 Arus masukan dan tegangan keluaran penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa dengan beban bersifat induktif

Sumber: Hasil simulasi

Bentuk arus masukan pada beban bersifat induktif berbeda pada beban bersifat resistif. Hal ini dikarenakan adanya tanggapan alamiah dan paksa yang disebabkan oleh adanya komponen induktif. Simulasi selanjutnya adalah pada frekuensi kerja 20KHz, yang hasil simulasi keluaran ditunjukkan pada Gambar 4.20.



Gambar 4.20 Arus masukan penyearah dengan frekuensi pensaklaran 20 KHz pada beban bersifat induktif: a) 60% V_{dcmax} b) 100% V_{dcmax}
 Sumber: Hasil simulasi

Agar DPF pada arus masukan terlihat pada tampilan simulasi, maka bisa dilakukan dengan mensimulasikan V_{output} sama dengan 100% V_{dcmax} . Seperti yang terlihat pada Gambar 4.20(b). Terlihat bentuk arus yang landai pada awalnya dan terpotong oleh dioda pada perioda setengah siklus (10 ms). Hal ini menunjukkan bahwa arus tertinggal oleh tegangan.

Untuk mengetahui berapa faktor kesalahan dari faktor daya dari hasil analisis perhitungan dengan hasil simulasi maka perlu untuk dibandingkan kedua nilainya, sebagaimana tampak pada Tabel 4.14. Nilai perbedaan faktor daya untuk faktor kesalahan yang ditampilkan adalah nilai faktor daya pada beban bersifat resistif saja.

Tabel 4.14. Tabel Faktor daya pada beban bersifat resistif dan faktor kesalahan hasil perbandingan antara simulasi dan perhitungan.

Level Tegangan beban	perhitungan		simulasi		faktor kesalahan(%)	
	penyalan	Modulasi lebar pulsa	penyalan	Modulasi lebar pulsa	penyalan	Modulasi lebar pulsa
20%	0.3959	0.6030	0.3911	0.5941	1.2160	1.4672
40%	0.6272	0.6827	0.6197	0.6753	1.2108	1.0795
60%	0.8038	0.8140	0.7986	0.8127	0.6409	0.1576
80%	0.9333	0.9494	0.9323	0.9390	0.2077	1.0936
100%	1.0000	1.0000	1	1	0.0004	0.0023

Sumber: Analisis

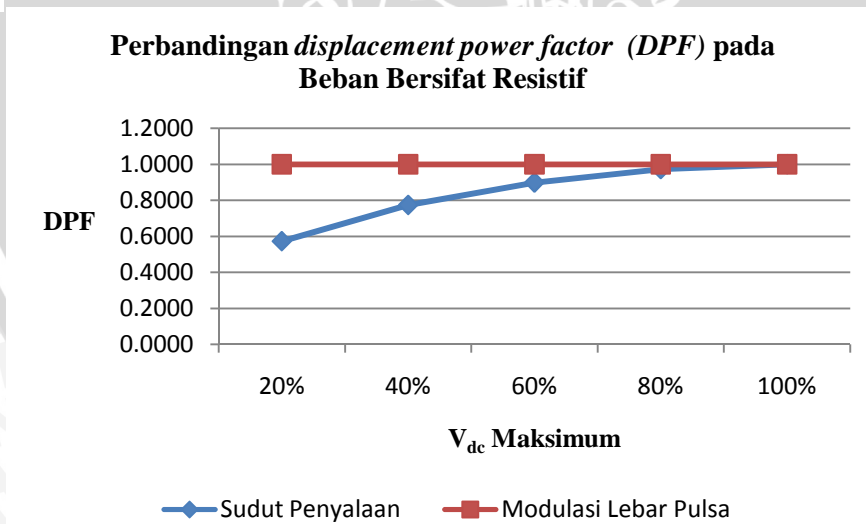
Nilai faktor daya dari hasil simulasi memiliki nilai yang lebih kecil, hal ini dikarenakan bentuk dari gelombang arus masukan pada Pspice memiliki cacat yang lebih besar meskipun pada simulasi digunakan *library* komponen elektronik yang ideal.

4.3 Perbandingan Faktor Daya masukan Penyearah dengan Metode Kendali Sudut Penyalan dan Kendali Modulasi Lebar Pulsa

Hasil akhir dari penelitian ini adalah perbandingan faktor daya antara dua metode pengendalian yang akan dijelaskan pada sub-bab ini. Perbandingan yang akan dibahas dibandingkan berdasarkan jenis beban, yaitu beban bersifat resistif dan bersifat induktif. Sehingga akan ada 2 perbandingan.

4.3.1 Beban bersifat resistif

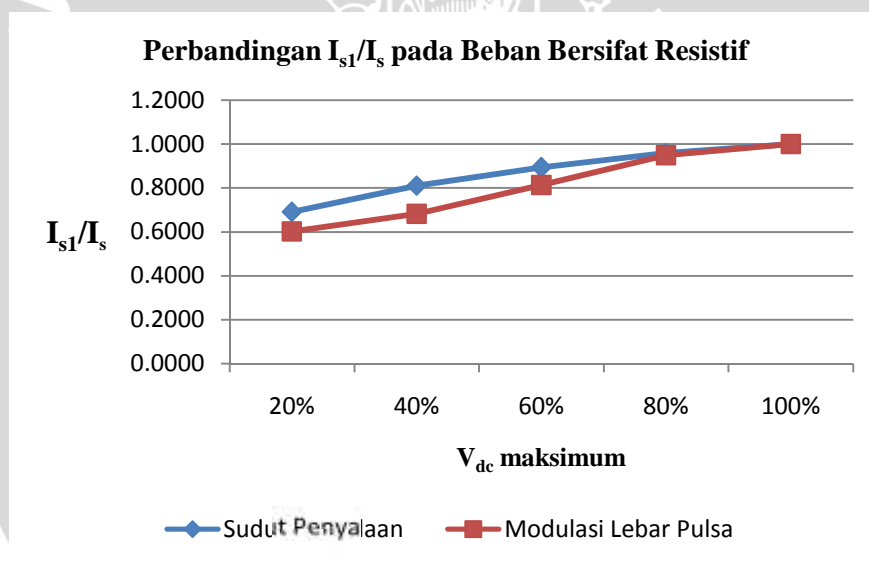
Dari dua macam pengendalian pada penyearah yaitu metode kendali sudut penyalan dan modulasi lebar pulsa terdapat karakteristik faktor daya yang berbeda. Berikut ini adalah parameter-parameter yang diperoleh dari hasil analisis penyearah dengan metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa masing-masing adalah DPF dan $\frac{I_{s1}}{I_s}$. Beban yang digunakan dalam sub-bab ini adalah beban bersifat resistif.



Gambar 4.21 Perbandingan DPF antara metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif
 Sumber: Hasil analisis

DPF pada *level* tegangan beban 100% V_{dcmax} pada penyearah semikonverter dengan metode kendali modulasi lebar pulsa maupun sudut penyalan mempunyai nilai yang sama yaitu satu, karena pada kedua penyearah terkonduksi dan terkomutasi secara alamiah, sehingga bentuk arus mempunyai waktu konduksi yang sama.

Untuk 80% V_{dcmax} ,..., 20% V_{dcmax} DPF pada metode kendali modulasi lebar pulsa selalu bernilai satu, hal ini disebabkan arus masukan mempunyai periode konduksi yang sefasa dengan tegangan masukan, sedangkan pada metode kendali sudut penyalan mempunyai DPF yang lebih rendah dikarenakan pada sudut penyalan arus masukan fundamental mempunyai perbedaan sudut fasa dari tegangan sumber, disebabkan adanya sudut penyalan yang menyebabkan arus fundamental masukan tertinggal oleh tegangan masukan. Untuk parameter $\frac{I_{s1}}{I_s}$ bisa dilihat pada Gambar 4.22.



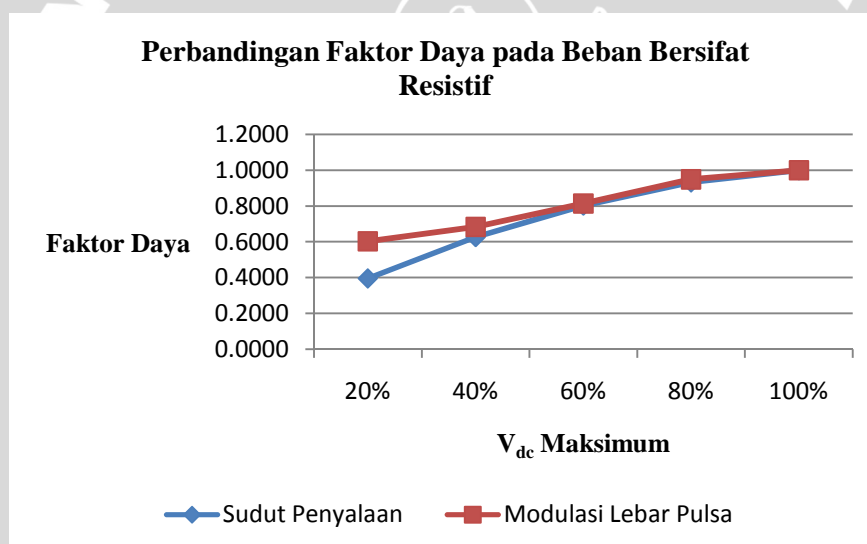
Gambar 4.22 Perbandingan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ antara metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif
 Sumber: Hasil analisis

Perbandingan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ pada *level* tegangan sebesar 100% tegangan beban maksimum mempunyai nilai sama, hal ini dikarenakan pada *level* tegangan ini baik penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa maupun penyearah dengan metode kendali sudut penyalan keduanya akan terkonduksi maupun

terkomutasi secara alamiah sehingga menghasilkan bentuk arus masukan yang sama.

Pada *level* tegangan 80% V_{dcmax} sampai *level* tegangan 20% V_{dcmax} nilai dari $\frac{I_{s1}}{I_s}$ pada metode kendali modulasi lebar pulsa mempunyai nilai yang lebih kecil, hal ini dikarenakan pada metode kendali modulasi lebar pulsa mempunyai nilai harmonisa yang lebih besar. Harmonisa yang besar pada metode kendali modulasi lebar pulsa disebabkan arus terkonduksi dan terkomutasi secara paksa beberapa kali dalam satu periode, sehingga menaikkan arus harmonisa. Sedangkan pada kendali sudut penyalan yang hanya terjadi kondisi peralihan paksa hanya pada waktu penyalan saja.

Dari kedua parameter yang saling mempengaruhi diatas dapat diketahui faktor dayanya. Untuk tampilan grafik faktor daya bisa dilihat pada Gambar 4.23.



Gambar 4.23 Perbandingan faktor daya antara metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat resistif
Sumber: Hasil Analisis

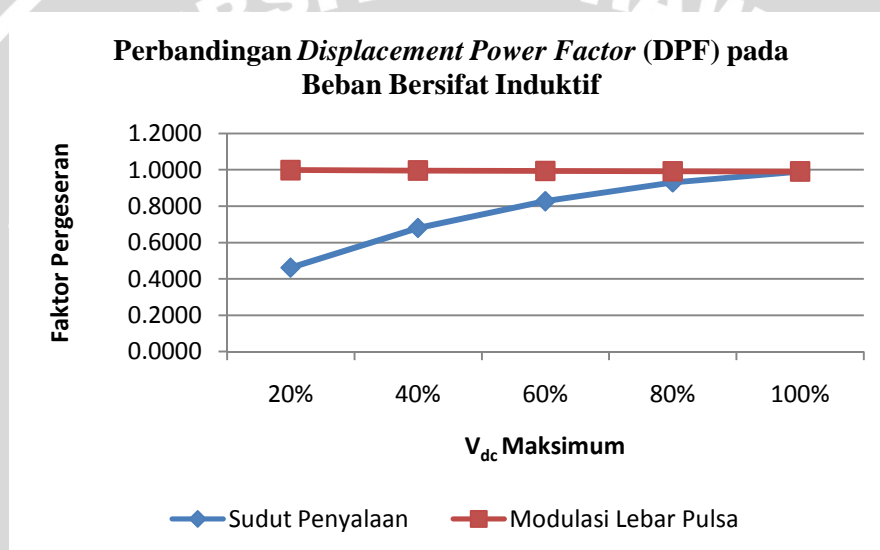
Faktor daya pada *level* tegangan beban 100% V_{dcmax} mempunyai nilai yang hampir sama untuk kedua penyearah yaitu satu, dikarenakan perkalian parameter-parameter yang mempengaruhi nilai faktor daya yaitu DPF dan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ menghasilkan nilai hampir sama.

Untuk faktor daya pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa pada 80% V_{dcmax} 60% V_{dcmax} , 40% V_{dcmax} , 20% V_{dcmax} bernilai lebih besar,

dikarenakan perkalian parameter-parameter pada *level* tegangan ini yaitu DPF dan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ menghasilkan nilai yang lebih besar.

4.3.2 Beban bersifat induktif

Pada sub-bab ini parameter-parameter yang mempengaruhi faktor daya dan perlu dibandingkan adalah DPF dan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ pada penyearah setengah terkendali dengan metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa. Beban yang digunakan dalam sub-bab ini adalah beban bersifat induktif. Untuk parameter yang pertama adalah DPF yang hasilnya tampak pada Gambar 4.24.

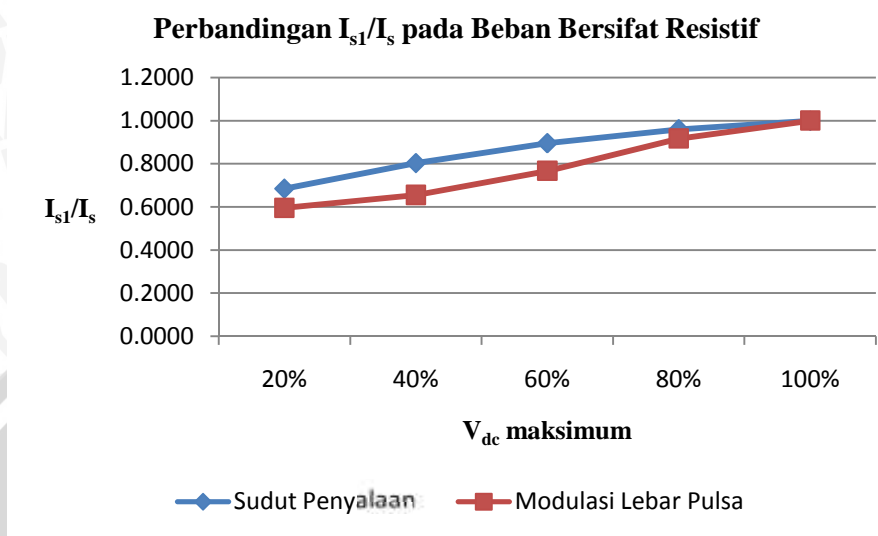


Gambar 4.24 Perbandingan DPF antara metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif
Sumber: Hasil Analisis

DPF pada *level* tegangan beban 100% V_{dcmax} pada penyearah semikonverter dengan metode kendali modulasi lebar pulsa maupun kendali sudut penyalan mempunyai nilai yang sama, karena pada kedua penyearah terkonduksi dan terkomutasi secara alamiah, sehingga bentuk arus mempunyai waktu konduksi yang sama.

Untuk 20% V_{dcmax} , ..., 80% V_{dcmax} DPF pada metode kendali modulasi lebar pulsa keadaanya akan menurun, hal ini disebabkan karena semakin lama arus masukan terkonduksi dengan beban induktif, sedangkan pada metode kendali sudut penyalan mempunyai DPF yang lebih rendah dikarenakan pada sudut

penyalan arus masukan fundamental mempunyai perbedaan sudut fasa dari tegangan sumber. Untuk parameter $\frac{I_{s1}}{I_s}$ bisa dilihat pada Gambar 4.25.

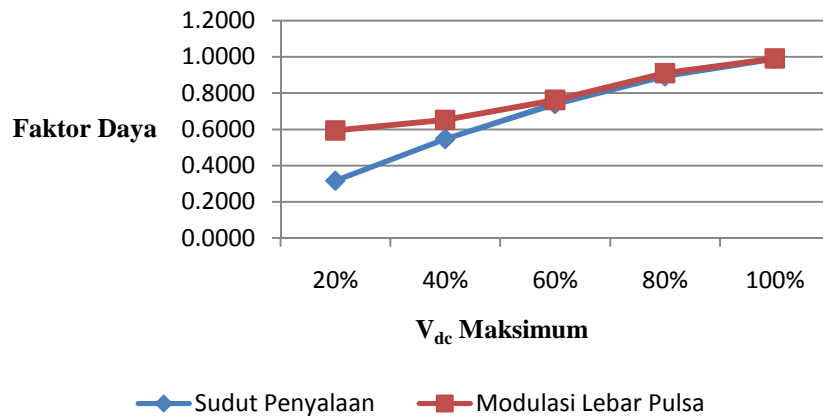


Gambar 4.25 Perbandingan nilai $\frac{I_{s1}}{I_s}$ antara metode kendali sudut penyalan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif
 Sumber: Hasil Analisis

Nilai $\frac{I_{s1}}{I_s}$ pada *level* tegangan sebesar 100% tegangan beban maksimum mempunyai nilai sama, hal ini dikarenakan pada *level* tegangan ini baik penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa maupun penyearah dengan metode kendali sudut penyalan keduanya akan terkonduksi maupun terkomutasi secara alamiah sehingga menghasilkan bentuk arus masukan yang sama

Pada *level* tegangan 80% V_{dmax} sampai *level* tegangan 20% V_{dmax} $\frac{I_{s1}}{I_s}$ pada kendali modulasi lebar pulsa mempunyai nilai yang lebih kecil, hal ini dikarenakan pada metode kendali modulasi lebar pulsa mempunyai nilai harmonisa yang lebih besar. Harmonisa yang besar pada metode kendali modulasi lebar pulsa disebabkan arus terkonduksi dan terkomutasi secara paksa beberapa kali dalam satu perioda, sehingga menaikkan arus harmonisa. Sedangkan pada metode kendali sudut penyalan yang hanya terjadi kondisi peralihan paksa hanya pada waktu penyalan saja.

Perbandingan Faktor daya pada Beban bersifat Induktif



Gambar 4.26 Perbandingan faktor daya antara metode kendali sudut penyalaaan dan metode kendali modulasi lebar pulsa pada beban bersifat induktif
Sumber: Hasil Analisis

Faktor daya pada *level* tegangan beban dan 100% V_{dcmax} mempunyai nilai yang hampir sama untuk kedua penyearah yaitu satu, dikarenakan perkalian parameter-parameter yang mempengaruhi nilai faktor daya yaitu DPF dan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ menghasilkan nilai yang hampir sama.

Untuk faktor daya pada metode kendali modulasi lebar pulsa pada 80% V_{dcmax}, 60% V_{dcmax}, 40% V_{dcmax} dan 20% V_{dcmax} bernilai lebih besar, dikarenakan perkalian parameter-parameter pada *level* tegangan ini yaitu DPF dan $\frac{I_{s1}}{I_s}$ menghasilkan nilai yang lebih besar.

BAB V PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan analisis yang telah dilakukan maka dapat diperoleh kesimpulan sebagai berikut:

1. Pada beban bersifat resistif, penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa memberikan nilai DPF ($\cos \varphi_1$) yang selalu bernilai 1, sedangkan pada metode kendali sudut penyalaaan nilai DPF masih rendah.
2. Pada beban bersifat induktif, penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa menghasilkan peningkatan nilai γ_1 pada level tegangan 20% V_{dcmax} , sedangkan pada metode kendali sudut penyaalaan tidak menghasilkan perbaikan γ_1 sama sekali.
3. Pada beban bersifat resistif dan beban bersifat induktif, faktor daya pada penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa mempunyai nilai yang lebih baik pada semua level tegangan jika dibandingkan dengan metode kendali sudut penyalaaan.

5.2 Saran

Saran yang dapat diberikan dari penelitian ini adalah:

1. Penelitian dilakukan lebih lanjut untuk mengetahui nilai faktor daya bisa dilakukan dengan menggunakan metode kendali sudut yang lain atau dengan daerah operasi penyearah yang berbeda.
2. Dalam pengoperasian modulasi lebar pulsa pada frekuensi tinggi sangat perlu untuk memperhatikan performa komponen elektronika daya seperti t_{rr} yang akan mempengaruhi keluaran.

DAFTAR PUSTAKA

Erickson, Robert W. 2000. *Fundamentals of Power Electronic (Secon edition)* .
USA: Kluwer Academic Publisher.

Mazda, Fraidoon. 1997. *Power Electronic Handbook (Third edition)*. London:
Newnes press

Mohan, Ned. 1995. *Power electronics: converters, applications, and design*. New
York: John Willey & son, Inc.

Rashid, H. Muhammad. 1993. *Elektronika Daya: Rangkaian, Devais dan
Aplikasinya, edisi kedua (Edisi Bahasa indonesia)*. Jakarta: PT. Prenhallindo

Rashid, H. Muhammad. 2001. *Power Electronic Handbook*. California :
Academic Press.

Sudirham, Sudaryatno. 2012. *Analisis Rangkaian Listrik Jilid-1*. Bandung: Institut
Teknologi Bandung.



LAMPIRAN

Lampiran 1. Program Matlab untuk Mencari Koefisien Deret Fourier dan Faktor Daya Metode kendali Sudut Penyalaan Beban Bersifat Resistif.

```

L=0;
R=100;
f=50;
w=2*pi*f;
t=w*L;
vm=311;
nilaialpha=0/180*pi

syms x ;
p=10
for n=1:p;

    T=2*pi;
    alpa=nilaialpha;
    alpa2=pi+nilaialpha
    sudut1=pi;
    sudut2=2*pi;
    an0=int(sin(x)*(cos(n*x)),alpa,sudut1)+int(sin(x)*(cos(n*x)),alpa2,sudut2);
    an=2*(vm*an0)/T;
    anmatrik(n)=an

    T=2*pi;
    alpa=nilaialpha;
    alpa2=pi+nilaialpha
    sudut1=pi;
    sudut2=2*pi;
    bn0=int(sin(x)*(sin(n*x)),alpa,sudut1)+int(sin(x)*(sin(n*x)),alpa2,sudut2);
    bn=(vm*bn0)*2/T;
    bnmatrik(n)=bn

    beban(n)=R+i*n;
    vn(n)=(1/(2^0.5))*((anmatrik(n)^2+bnmatrik(n)^2)^0.5);
    Inkompleks(n)=vn(n)/beban(n)
    In(n)=abs(Inkompleks(n))
    teta(n)=atan(anmatrik(n)/bnmatrik(n))
    Inkuadrat(n)=In(n)^2

end
faktorgeser=cos(teta(1))
teta1derajat=(teta(1)/3.14)*180
Idistorsi=(sum(Inkuadrat(2:p)))^0.5
istotal=(sum(Inkuadrat(1:p)))^0.5
THD=100*(Idistorsi/In(1))
faktordistorsi=(In(1)/istotal)
faktordaya=faktordistorsi*faktorgeser

```

Lampiran 2. Program Matlab untuk Mencari Koefisien Deret Fourier dan Faktor Daya Metode kendali Sudut Penyalaan Beban Bersifat Induktif.

```

L=0.1;R=100;f=50;
w=2*pi*f;

```



```
t=w*L;
nilaialpha=90/180*pi
tauInv=R/(w*L)
peakV=311
X=w*L;
if (X<0.001) X=0.001; end;
Z=sqrt(R*R+X*X);
tauInv=R/(w*L)
loadAng=atan(X/R)
vm=(peakV/Z);
A=(peakV/Z)*(((sin(pi-loadAng))*exp(-(nilaialpha*tauInv)))-sin(nilaialpha-
loadAng))/(1.0-exp(-pi*tauInv)))
```

syms x

```
p=10
for n=1:p;
```

```
T=2*pi;
alpha=nilaialpha;
sudut1=pi;
an0=int(vm*sin(x-loadAng)*(cos(n*x)),alpha,sudut1)+int((A*exp(-(x-
nilaialpha)*tauInv))*cos(n*x),alpha,sudut1)+int(vm*sin(x-
loadAng)*cos(n*x),alpha+3.14,6.28)+int((-A*exp(-(x-nilaialpha-
pi)*tauInv))*cos(n*x),alpha+3.14,6.28)
an=2*(an0)/T;
anmatrik(n)=an
```

```
T=2*pi;
alpha2=nilaialpha;
sudut2=pi;
bn0=int(vm*sin(x-loadAng)*(sin(n*x)),alpha2,sudut2)+int((A*exp(-(x-
nilaialpha)*tauInv))*sin(n*x),alpha2,sudut2)+int(vm*sin(x-
loadAng)*sin(n*x),alpha+3.14,6.28)+int((-A*exp(-(x-nilaialpha-
pi)*tauInv))*sin(n*x),alpha+3.14,6.28)
bn=2*(bn0)/T;
bnmatrik(n)=bn
```

```
In(n)=(1/(2^0.5))*((anmatrik(n)^2+bnmatrik(n)^2)^0.5);
Inkuadrat(n)=In(n)^2
teta(n)=atan(anmatrik(n)/bnmatrik(n))
```

```
end
faktorgeser=cos(teta(1))
teta1derajat=(teta(1)/3.14)*180
Idistorsi=(sum(Inkuadrat(2:p)))^0.5
istotal=(sum(Inkuadrat(1:p)))^0.5
THD=100*(Idistorsi/In(1))
faktordistorsi=(In(1)/istotal)
faktordaya=faktordistorsi*faktorgeser
```

Lampiran 3. Program Matlab untuk Mencari Koefisien Deret Fourier dan Faktor Daya Metode Kendali Modulasi Lebar Pulsa Beban Bersifat Resistif.

```
persenvdc=0.2
R=100;frekuensi=50;w=2*pi*frekuensi;t=w*L;vm=311;nilaim=4;
deltam=(((0.5/frekuensi)/nilaim)*persenvdc))*2*pi*frekuensi
alpha=(((0.5/frekuensi)/nilaim)-(((0.5/frekuensi)/nilaim)*persenvdc)/2))*2*pi*frekuensi
```

```
syms x ;
p=10
```

```

for h=1:nilaim;
    sudut2(h)=h*alpa+h*deltam+(h-1)*alpa
    sudut1(h)=sudut2(h)-(h-(h-1))*deltam
    sudut4(h)=(pi)+h*alpa+h*deltam+(h-1)*alpa
    sudut3(h)=sudut4(h)-(h-(h-1))*deltam
end

for n=1:p;
    an01=0
    bn01=0
    an02=0
    bn02=0
    for h=1:nilaim;

        an0=int(sin(x)*(cos(n*x)),sudut1(h),sudut2(h))
        an01=an01+an0
        %% an1=int(sin(x)*(cos(n*x)),sudut3(h),sudut4(h))
        % an02=an02+an1
        ann=an01+an02
        bn0=int(sin(x)*(sin(n*x)),sudut1(h),sudut2(h))
        bn01=bn01+bn0
        % bn1=int(sin(x)*(sin(n*x)),sudut3(h),sudut4(h))
        % bn02=bn02+bn1
        bnn=bn01+bn02
    end
    T=2*pi;
    an=2*(vm*ann)/T;
    anmatrik(n)=an
    bn=2*(vm*bnn)/T;
    bnmatrik(n)=bn

    beban(n)=R+t*i*n;
    vn(n)=((anmatrik(n)^2+bnmatrik(n)^2)^0.5)/(2^0.5);
    Inkompleks(n)=vn(n)/beban(n)
    In(n)=abs(Inkompleks(n))
    teta(n)=atan(anmatrik(n)/bnmatrik(n))
    Inkuadrat(n)=In(n)^2

end

faktorgeser=cos(teta(1))
teta1derajat=(teta(1)/3.14)*180
Idistorsi=(sum(Inkuadrat(2:p)))^0.5
istotal=(sum(Inkuadrat(1:p)))^0.5
THD=100*(Idistorsi/In(1))
faktordistorsi=(In(1)/istotal)
faktordaya=faktordistorsi*faktorgeser

```

Lampiran 4. Program Matlab untuk Mencari Koefisien Deret Fourier dan Faktor Daya Metode Kendali Modulasi Lebar Pulsa Beban Bersifat Induktif.

```

persenvdc=1
frekuensi=50;
w=2*pi*frekuensi;
vm=311;
nilaim=4;
deltam=(((0.5/frekuensi)/nilaim)*persenvdc))*2*pi*frekuensi
alpa=(((0.5/frekuensi)/nilaim)-(((0.5/frekuensi)/nilaim)*persenvdc))/2))*2*pi*frekuensi

```

```

syms x ;
p=10
for h=1:nilaim;
    sudut2(h)=h*alpa+h*deltam+(h-1)*alpa
    sudut1(h)=sudut2(h)-(h-(h-1))*deltam
    sudut4(h)=(pi)+h*alpa+h*deltam+(h-1)*alpa
    sudut3(h)=sudut4(h)-(h-(h-1))*deltam
end

L=0.05;
R=100;
f=50;
w=2*pi*f;
t=w*L;
tauInv=R/(w*L)
peakV=311
X=w*L;
if (X<0.001) X=0.001; end;
Z=sqrt(R*R+X*X);
tauInv=R/(w*L)
loadAng=atan(X/R)
vm=(peakV/Z);

nilaim=4

sudut1=[0      0.7854  1.5708  2.3562]
sudut2=[0.7854  1.5708  2.3562  3.1416]
sudutm=[0      0.7854  1.5708  2.3562]

sudut3=sudut1+pi
sudut4=sudut2+pi
sudutm2=sudutm+pi
syms x ;
p=10
for n=1:p;
    an01=0
    bn01=0
    an02=0
    bn02=0
    for h=1:nilaim
        h
        % IF(h)=vm*(sin(sudutm(h)-loadAng))
        % arussisa=[IF(1) IF(2) IF(3) IF(4)]
        % In(h)=arussisa(h)-IF(h)

        % arussisa2=-arussisa
        % IF2(h)=vm*(sin(sudutm2(h)-loadAng))
        % In2(h)=arussisa2(h)-IF2(h)

        an0=int((vm*(sin(x-
loadAng)))*(cos(n*x)),sudut1(h),sudut2(h))%+int(((In(h))*exp(-(x-
(sudutm(h)))*(tauInv))))*(cos(n*x)),sudut1(h),sudut2(h))
        an01=an01+an0
        an1=int((vm*(sin(x-
loadAng)))*(cos(n*x)),sudut3(h),sudut4(h))%+int(((In2(h))*exp(-(x-
(sudutm2(h)))*(tauInv))))*(cos(n*x)),sudut3(h),sudut4(h))
        an02=an02+an1
    end
end

```



```

ann=an01+an02

bn0=int((vm*(sin(x-
loadAng)))*(sin(n*x)),sudut1(h),sudut2(h))%+int(((ln(h)*exp(-(x-
(sudutm(h)))*(tauInv))))*(sin(n*x)),sudut1(h),sudut2(h))
bn01=bn01+bn0
bn1=int((vm*(sin(x-
loadAng)))*(sin(n*x)),sudut3(h),sudut4(h))%+int(((ln2(h)*exp(-(x-
(sudutm2(h)))*(tauInv))))*(sin(n*x)),sudut3(h),sudut4(h))
bn02=bn02+bn1
bnn=bn01+bn02

end
T=2*pi;
an=2*(ann)/T;
anmatrik(n)=an
bn=2*(bnn)/T;
bnmatrik(n)=bn

end

p=10
for n=1:p

a=anmat(n)^2
b=bnmat(n)^2
c=(a+b)
d=(c^0.5)
e=(1/(2^0.5))*d
ln(n)=e

Inkuadrat(n)=ln(n)^2
teta(n)=atan(anmatrik(n)/bnmatrik(n))

end
faktorgeser=cos(teta(1))
teta1derajat=(teta(1)/3.14)*180
Idistorsi=(sum(Inkuadrat(2:p)))^0.5
istotal=(sum(Inkuadrat(1:p)))^0.5
THD=100*(Idistorsi/ln(1))
faktordistorsi=(ln(1)/istotal)
faktordaya=faktordistorsi*faktorgeser

```

