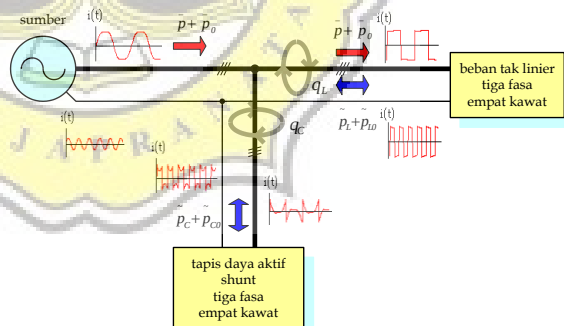


TAPIS DAYA AKTIF SHUNT

Suatu Alternatif Reduksi Harmonisa

Slamet Riyadi





TAPIS DAYA AKTIF SHUNT

Suatu Alternatif Reduksi Harmonisa

ISBN : 978 979 1268 882



UNIVERSITAS KATOLIK SOEGIJAPRANATA
SEMARANG

© Universitas Katolik Soegijapranata 2011

Penerbit :

Universitas Katolik Soegijapranata

**Jl. Pawiyatan Luhur IV/1 Bendan Duwur,
Semarang 50234**

Telp. (024)8316142, 8441555

Fax. (024)8415429, 8442265

e-mail : penerbitan@unika.ac.id



ISBN : 978 979 1268 882



*Didedikasikan kepada mereka
yang sangat berperan
dan berarti dalam hidupku*



PRAKATA

Puji syukur kami ucapkan kepada Tuhan Yang Maha Esa karena Buku dengan judul **Tapis Daya Aktif Shunt : Suatu Alternatif Reduksi Harmonisa** telah dapat diselesaikan. Buku ini disusun berdasarkan pemikiran Penulis yang telah lama dikaji dan diteliti. Tujuan dipublikasikan buku ini agar masyarakat khususnya para mahasiswa dan peneliti lokal dapat mengenal teknologi ini.

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

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

Hormat kami,

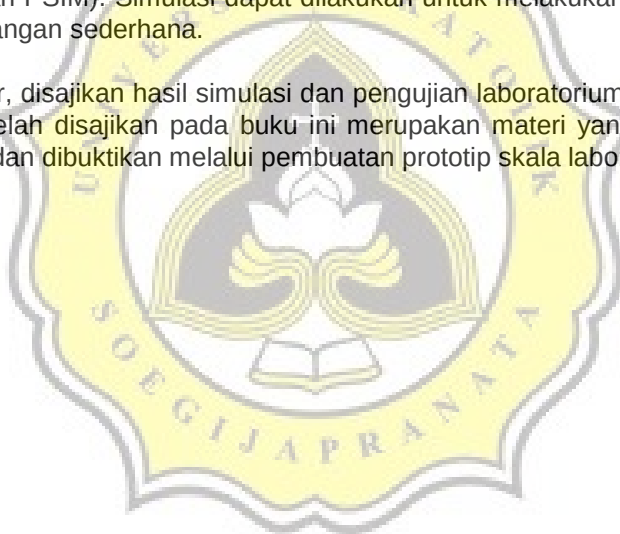
Penulis

PETUNJUK PENGGUNAAN BUKU

Buku ini dapat digunakan oleh mahasiswa yang ingin mendalami tentang konsep penapisan aktif secara paralel, selain itu juga dapat digunakan sebagai pendukung penelitian bagi para peneliti dengan topik terkait. Pustaka yang dirujuk dalam penyusunan buku ini didominasi oleh jurnal-jurnal ilmiah dikarenakan penelitian-penelitian yang telah dilakukan Penulis merupakan topik yang sedang dibutuhkan dan banyak dikembangkan Peneliti luar.

Dalam menggunakan buku ini maka disarankan untuk memahami dasar-dasar teori terlebih dahulu baik dari buku referensi maupun jurnal ilmiah. Untuk memudahkan pemahaman maka isi pada buku ini disusun secara sistematis. Untuk pemahaman lebih lanjut maka Pembaca dapat menggunakan perangkat lunak sebagai dasar simulasi (disarankan PSIM). Simulasi dapat dilakukan untuk melakukan verifikasi dan melakukan perancangan sederhana.

Pada bab-bab akhir, disajikan hasil simulasi dan pengujian laboratorium sebagai bukti bahwa apa yang telah disajikan pada buku ini merupakan materi yang sudah dikaji secara mendalam dan dibuktikan melalui pembuatan prototip skala laboratorium.



DAFTAR ISI

PRAKATA	vii
PETUNJUK PENGGUNAAN BUKU	viii
DAFTAR ISI	ix
DAFTAR GAMBAR	xiii
DAFTAR TABEL	xxv

BAB 1 PENDAHULUAN

1.1 ELEKTRONIKA DAYA	1
1.1.1 Konverter	2
1.1.2 Implementasi Konverter	6
1.2 KUALITAS DAYA	12
1.2.1 Voltage Sags (Dips)	12
1.2.2 Voltage Swells	13
1.2.3 Tegangan Lebih Peralihan	14
1.2.4 Harmonisa	14
1.2.5 Regulasi Tegangan	15
1.2.6 Flicker (Voltage Fluctuations)	16
1.2.7 Gangguan Lain	17
1.3 KESIMPULAN	17
1.4 DAFTAR PUSTAKA	17

BAB 2 BEBAN TAK LINIER

2.1 KETIDAKLINIERAN ANTARA TEGANGAN DAN ARUS	19
2.2 JENIS BEBAN TAK LINIER	21
2.3 HARMONISA	25
2.4 KESIMPULAN	29
2.5 DAFTAR PUSTAKA	29

BAB 3 DEKOMPOSISI ARUS

3.1 TEORI DAYA KONVENSIONAL	31
3.2 TEORI DAYA SESAAT	34
3.3 KAJIAN KASUISTIK	35
3.3.1 Sistem Tiga Fasa dengan Beban Linier (beban resistif)	36

3.3.2	Sistem Tiga Fasa dengan Beban Linier (beban induktif)	38
3.3.3	Sistem Tiga Fasa dengan Beban Tak Linier tanpa Daya Reaktif	41
3.3.4	Sistem Tiga Fasa dengan Beban Tak Linier yang Mengandung Daya Reaktif	45
3.4	PROSES DEKOMPOSISI	50
3.4.1	Dekomposisi pada Sistem Tiga Fasa Tiga Kawat	50
3.4.2	Dekomposisi pada Sistem Tiga Fasa Empat Kawat	57
3.5	KESIMPULAN	63
3.6	DAFTAR PUSTAKA	63
BAB 4	KONVERTER TIGA FASA	
4.1	KONVERTER MLP TIGA FASA TIGA LENGAN	65
4.2	KONVERTER MLP TIGA FASA DENGAN TITIK TENGAH KAPASITOR	69
4.3	KONVERTER MLP TIGA FASA EMPAT LENGAN	72
4.4	KONVERTER MLP SEBAGAI SUMBER ARUS TERKENDALI	76
4.5	SIMULASI	78
4.6	PERANCANGAN PROTOTIP DAN PENGUJIAN LABORATORIUM	85
4.7	KESIMPULAN	92
4.8	DAFTAR PUSTAKA	92
BAB 5	TAPIS DAYA AKTIF SHUNT	
5.1	KOMPENSASI BEBAN TAK LINIER PADA SISTEM TIGA FASA TIGA KAWAT	95
5.1.1	Kompensasi Daya Reaktif Fundamental	97
5.1.2	Kompensasi Daya Reaktif	100
5.1.3	Kompensasi Daya Harmonisa	102
5.1.4	Kompensasi Daya Reaktif dan Harmonisa	104
5.2	KOMPENSASI BEBAN TAK LINIER PADA SISTEM TIGA FASA EMPAT KAWAT	106
5.2.1	Kompensasi Daya Reaktif Fundamental	112
5.2.2	Kompensasi Daya Reaktif	114
5.2.3	Kompensasi Daya Harmonisa	116
5.2.4	Kompensasi Daya Reaktif dan Harmonisa	119
5.2.5	Kompensasi Arus Urutan Nol	122
5.2.6	Kompensasi Daya Reaktif, Harmonisa dan Arus Urutan Nol	124
5.3	KESIMPULAN	127
5.4	DAFTAR PUSTAKA	127

BAB 6	DESAIN DAN PENGUJIAN	
6.1	KOMPENSASI DAYA URUTAN NOL DAN RUGI-RUGI DAYA	130
6.2	PENGARUH KONDISI TEGANGAN SUMBER	133
6.3	HASIL SIMULASI	138
6.3.1	Simulasi dengan Menggunakan Deteksi Fasa Sumber pada Tegangan Sumber Ideal	140
6.3.2	Simulasi dengan Menggunakan Deteksi Fasa Sumber pada Tegangan Sumber Tak Ideal	142
6.3.3	Simulasi dengan Menggunakan Deteksi Fasa Sumber pada Nilai Tegangan <i>dc-link</i> Berbeda	144
6.4	HASIL PERCOBAAN	145
6.4.1	Pengujian pada Kondisi Tegangan Sumber Mendekati Ideal	146
6.4.2	Pengujian pada Kondisi Tegangan Sumber Tak Ideal	150
6.4.3	Pengujian dengan Tegangan <i>dc-link</i> berbeda	154
6.5	PEMBAHASAN	155
6.6	KESIMPULAN	163
6.7	DAFTAR PUSTAKA	163





DAFTAR GAMBAR

Gambar-1.1.	Prinsip dan fokus elektronika daya	2
Gambar-1.2	Konverter dasar dalam disiplin elektronika daya	3
Gambar-1.3.	Penyearah dioda (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan (c) tegangan keluaran	3
Gambar-1.4.	Penyearah terkendali sudut fasa (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan (c) tegangan keluaran	3
Gambar-1.5.	<i>Chopper jenis step-down</i> (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan dan tegangan keluaran (c) kendali untuk saklar	4
Gambar-1.6.	<i>Chopper jenis step-up</i> (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan dan tegangan keluaran (c) kendali untuk saklar	4
Gambar-1.7.	<i>Chopper jenis step-up/down</i> (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan dan tegangan keluaran saat menurunkan tegangan (c) tegangan masukan dan tegangan keluaran saat menaikkan tegangan	4
Gambar-1.8.	Inverter (a) topologi standar (b) topologi <i>multilevel</i>	5
Gambar-1.9.	Tegangan keluaran inverter gelombang persegi	5
Gambar-1.10.	Tegangan keluaran inverter sinusoidal (a) setelah ditapis (b) sebelum ditapis	5
Gambar-1.11.	Tegangan keluaran inverter jenis <i>multilevel</i>	5
Gambar-1.12.	Skema <i>linear DC power supply</i>	6
Gambar-1.13.	Skema <i>switch-mode DC power supply</i>	7
Gambar-1.14.	Skema <i>AC controller</i>	7
Gambar-1.15.	Diagram blok <i>Uninterruptible Power Supply</i> tipe OFF-LINE	8
Gambar-1.16.	Diagram blok <i>Uninterruptible Power Supply</i> tipe OFF-LINE <i>INTERACTIVE</i>	8
Gambar-1.17.	Diagram blok <i>Uninterruptible Power Supply</i> tipe ON-LINE	9
Gambar-1.18.	Sistem penggerak untuk motor listrik	9
Gambar-1.19.	Tapis daya aktif jenis shunt	10
Gambar-1.20.	Tapis daya aktif jenis seri	10
Gambar-1.21.	<i>Dynamic Voltage Restorer</i> (DVR)	11
Gambar-1.22.	<i>Dynamic Voltage Restorer</i> (DVR) dengan energi DC- <i>Link</i> dari sisi sumber	11
Gambar-1.23.	<i>Dynamic Voltage Restorer</i> (DVR) dengan energi DC- <i>Link</i> dari sisi beban	11
Gambar-1.24.	<i>Dynamic Voltage Restorer</i> (DVR) dengan energi DC- <i>Link</i> dari penyimpanan energi	11
Gambar-1.25.	Gangguan tegangan berupa <i>voltage sags</i>	12
Gambar-1.26.	Kurva CBEMA (<i>Computer and Business Equipment Manufactures Association</i>)	13
Gambar-1.27.	Kurva ITIC (<i>Information Technology Industry Council</i>)	13

Gambar-1.28.	Gangguan tegangan berupa <i>voltage swell</i>	14
Gambar-1.29.	Gangguan tegangan berupa osilasi akibat koneksi <i>capacitor bank</i>	14
Gambar-1.30.	Beban penyearah dioda (a) rangkaian (b) gelombang tegangan dan arus	15
Gambar-1.31.	Regulasi Tegangan yang disyaratkan oleh ANSI C84.1	15
Gambar-1.32.	Fluktuasi tegangan yang menyebabkan terjadinya <i>flicker</i>	16
Gambar-1.33.	Klasifikasi variasi tegangan	16
Gambar-2.1	Pemasangan beban linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal	20
Gambar-2.2.	Gelombang tegangan dan arus dengan pembebanan linier (a) tegangan sumber (b) arus resistif (c) arus resistif-induktif (d) arus resistif-kapasitif	20
Gambar-2.3.	Hubungan tegangan dan arus pada pemasangan beban linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal	20
Gambar-2.4.	Pemasangan beban tak linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal	21
Gambar-2.5.	Hubungan tegangan dan arus pada pemasangan beban tak linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal	21
Gambar-2.6.	Penyearah dioda berbeban kapasitif sebagai sumber harmonisa jenis sumber tegangan	22
Gambar-2.7.	Pengaruh impedansi sumber terhadap arus beban tak linier jenis sumber tegangan (a) $Z = 0,2 \text{ Ohm} + j0,01 \text{ H}$ (b) $Z = 0,4 \text{ Ohm} + j0,04 \text{ H}$	22
Gambar-2.8.	Pengaruh impedansi sumber terhadap tegangan sumber pada pembebanan tak linier jenis sumber tegangan (a) $Z = 0,2 \text{ Ohm} + j0,01 \text{ H}$ (b) $Z = 0,4 \text{ Ohm} + j0,04 \text{ H}$	23
Gambar-2.9.	Rangkaian ekuivalen dari pembebanan yang mengakibatkan terjadinya harmonisa jenis tegangan	23
Gambar-2.10.	Penyearah thyristor berbeban induktif sebagai sumber harmonisa jenis sumber arus	23
Gambar-2.11.	Pengaruh impedansi sumber terhadap arus beban tak linier jenis sumber arus (a) $Z = 0,2 \text{ Ohm} + j0,01 \text{ H}$ (b) $Z = 0,4 \text{ Ohm} + j0,04 \text{ H}$	24
Gambar-2.12.	Pengaruh impedansi sumber terhadap tegangan sumber pada pembebanan tak linier jenis sumber arus (a) $Z = 0,2 \text{ Ohm} + j0,01 \text{ H}$ (b) $Z = 0,4 \text{ Ohm} + j0,04 \text{ H}$	24
Gambar-2.13.	Rangkaian ekuivalen dari pembebanan yang mengakibatkan terjadinya harmonisa jenis arus	24
Gambar-2.14.	Gelombang persegi dan spektrumnya	26
Gambar-2.15.	Sintesis empat harmonisa pertama untuk membentuk gelombang persegi	26
Gambar-2.16.	Komponen urutan positif, negatif dan nol	26
Gambar-3.1	Gelombang tegangan, arus dan daya sesaat untuk sistem satu fasa yang mencatu beban linier	32
Gambar-3.2.	Gelombang tegangan, arus dan daya sesaat untuk sistem satu fasa yang mencatu beban tak linier	33

Gambar-3.3.	Tetrahedron daya	34
Gambar-3.4.	Proyeksi koordinat-abc pada koordinat- $\alpha\beta$	34
Gambar-3.5.	Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban linier resistif	36
Gambar-3.6.	Tegangan sumber dan arus yang mengalir pada pembebanan resistif	37
Gambar-3.7.	Daya sesaat dan daya nyata pada pembebanan resistif	38
Gambar-3.8.	Vektor tegangan dan arus pada pembebanan resistif	38
Gambar-3.9.	Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban linier induktif	39
Gambar-3.10.	Tegangan sumber dan arus yang mengalir pada pembebanan induktif	39
Gambar-3.11.	Daya sesaat, daya nyata dan daya reaktif pada pembebanan resistif	40
Gambar-3.12.	Arus aktif dan reaktif yang mengalir pada pembebanan induktif	40
Gambar-3.13.	Representasi vektor dari arus aktif dan reaktif yang mengalir pada pembebanan induktif	40
Gambar-3.14.	Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban tak linier jenis dioda	41
Gambar-3.15.	Tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif	42
Gambar-3.16.	Daya sesaat tiap fasa dan daya nyata sesaat tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif	43
Gambar-3.17.	Daya sesaat tiap fasa dan daya reaktif total tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif	44
Gambar-3.18.	Vektor tegangan dan arus pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif	44
Gambar-3.19.	Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban tak linier jenis penyearah terkendali	45
Gambar-3.20.	Tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif	46
Gambar-3.21	Daya sesaat tiap fasa dan daya nyata sesaat tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif	47
Gambar-3.22.	Daya sesaat tiap fasa dan daya reaktif total tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif	48
Gambar-3.23.	Vektor tegangan dan arus pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif	48
Gambar-3.24.	Perbandingan daya dari beberapa kasus yang dikaji	49
Gambar-3.25.	Perbandingan arus dari beberapa kasus yang dikaji untuk menghasilkan daya nyata 6600 W	49
Gambar-3.26.	Perbandingan faktor daya dari beberapa kasus yang dikaji untuk menghasilkan daya nyata 6600 W	49
Gambar-3.27.	Sistem tiga fasa tiga kawat dengan beban tak linier	50
Gambar-3.28.	Gelombang tegangan dan arus untuk sistem tiga fasa tiga kawat dengan beban tak linier	51
Gambar-3.29.	Komponen rata-rata dari daya nyata sesaat	54

Gambar-3.30.	Komponen rata-rata dari daya reaktif sesaat	54
Gambar-3.31.	Gelombang tegangan dan arus fasa dari beban tak linier tiga fasa tiga kawat	56
Gambar-3.32.	Gelombang tegangan dan komponen fundamental arus fasa dari beban tak linier tiga fasa tiga kawat	56
Gambar-3.33.	Gelombang tegangan dan komponen harmonisa arus fasa dari beban tak linier tiga fasa tiga kawat	57
Gambar-3.34.	Sistem tiga fasa empat kawat dengan beban tak linier	58
Gambar-3.35.	Gelombang tegangan dan arus untuk sistem tiga fasa empat kawat dengan beban tak linier	59
Gambar-3.36.	Gelombang tegangan dan komponen fundamental arus fasa dari beban tak linier tiga fasa empat kawat	62
Gambar-3.37.	Komponen arus harmonisa dan urutan nol dari beban tak linier tiga fasa empat kawat	62
Gambar-3.38.	Gelombang tegangan, arus aktif dan komponen tak diinginkan dari beban tak linier tiga fasa empat kawat	62
Gambar-4.1	Konverter MLP tiga fasa tiga lengan	65
Gambar-4.2.	Konverter MLP tiga fasa tiga lengan sebagai sumber arus terkendali pada tapis daya aktif shunt	68
Gambar-4.3.	Rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa tiga lengan sebagai sumber arus terkendali	68
Gambar-4.4.	Konverter MLP tiga fasa tiga lengan dengan titik tengah kapasitor	69
Gambar-4.5.	Perlakuan sepasang lengan sebagai konverter setengah jembatan	70
Gambar-4.6.	Konverter MLP tiga fasa tiga lengan dengan titik tengah sebagai sumber arus terkendali pada tapis daya aktif shunt	71
Gambar-4.7.	Rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa tiga lengan dengan titik tengah sebagai sumber arus terkendali	71
Gambar-4.8.	Konverter MLP tiga fasa empat lengan	72
Gambar-4.9.	Konfigurasi saklar pada konverter MLP tiga fasa empat lengan	73
Gambar-4.10.	Konverter MLP tiga fasa empat lengan sebagai sumber arus terkendali	74
Gambar-4.11.	Rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa empat lengan sebagai sumber arus terkendali	75
Gambar-4.12.	Penyederhanaan rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa empat lengan sebagai sumber arus terkendali	75
Gambar-4.13.	Kontroler untuk memperkecil nilai error	76
Gambar-4.14.	Kontroler hysteresis dengan pembatas frekuensi	77
Gambar-4.15.	Terminal G-S pada saklar-saklar dalam satu lengan	77
Gambar-4.16.	Skema rangkaian driver	77
Gambar-4.17.	Konverter MLP tiga fasa tiga kawat untuk simulasi	79
Gambar-4.18.	Hasil simulasi referensi gelombang sinusoidal untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	79
Gambar-4.19.	Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang sinusoidal	80

	(a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	
Gambar-4.20.	Hasil simulasi proses tracking arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat pada referensi gelombang sinusoidal	80
Gambar-4.21.	Hasil simulasi referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	80
Gambar-4.22.	Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	81
Gambar-4.23.	Hasil simulasi proses tracking arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat pada referensi gelombang persegi	81
Gambar-4.24.	Hasil simulasi referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	81
Gambar-4.25.	Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	82
Gambar-4.26.	Hasil simulasi proses tracking arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat pada referensi gelombang harmonisa	82
Gambar-4.27.	Konverter MLP tiga fasa empat kawat untuk simulasi	83
Gambar-4.28.	Hasil simulasi referensi gelombang sinusoidal untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	83
Gambar-4.29.	Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang sinusoidal (a) fasa a dan netral (b) fasa b (c) fasa c	84
Gambar-4.30.	Hasil simulasi referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	84
Gambar-4.31.	Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a dan netral (b) fasa b (c) fasa c (d) netral	84
Gambar-4.32.	Hasil simulasi referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c	85
Gambar-4.33.	Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa-a dan netral (b) fasa b (c) fasa c (d) netral	85
Gambar-4.34.	Rangkaian driver untuk MOSFET IRFP 460	86
Gambar-4.35.	Implementasi rangkaian kontroler hysteresis beserta pembatas frekuensi	86
Gambar-4.36.	Rangkaian pendeteksi arus keluaran konverter MLP	86
Gambar-4.37.	Foto rangkaian driver dan catu daya driver	87
Gambar-4.38.	Foto rangkaian daya konverter MLP dan beban resistor induktor (induktif)	87
Gambar-4.39.	Foto kontroler hysteresis dan pembatas frekuensi	87
Gambar-4.40.	Foto oscilloscope untuk pengamatan gelombang sesaat	88

Gambar-4.41.	Foto aktivitas pengujian prototipe di laboratorium	88
Gambar-4.42.	Hasil pengujian referensi gelombang sinusoidal untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	88
Gambar-4.43.	Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang sinusoidal (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	89
Gambar-4.44.	Hasil pengujian referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	89
Gambar-4.45.	Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	89
Gambar-4.46.	Hasil pengujian referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	90
Gambar-4.47.	Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	90
Gambar-4.48.	Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang sinusoidal (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c (d) netral [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	90
Gambar-4.49.	Hasil pengujian referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	91
Gambar-4.50.	Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c (d) netral [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	91
Gambar-4.51.	Hasil pengujian referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	91
Gambar-4.52.	Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c (d) netral [skala: 5 A/div – 5 ms/div]	92
Gambar-5.1	Kompensasi arus tak linier pada sistem tiga fasa tiga kawat	96
Gambar-5.2.	Distorsi yang ditimbulkan beban tak linier (penyearah thyristor berbeban induktif) (a) tegangan fasa dan arus fasa (b) spektrum arus fasa	96
Gambar-5.3.	Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya reaktif fundamental untuk sistem tiga fasa tiga kawat	99
Gambar-5.4.	Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif fundamental untuk sistem tiga fasa tiga kawat	99
Gambar-5.5.	Trayektori arus pada kompensasi daya reaktif fundamental untuk sistem tiga fasa tiga kawat	99

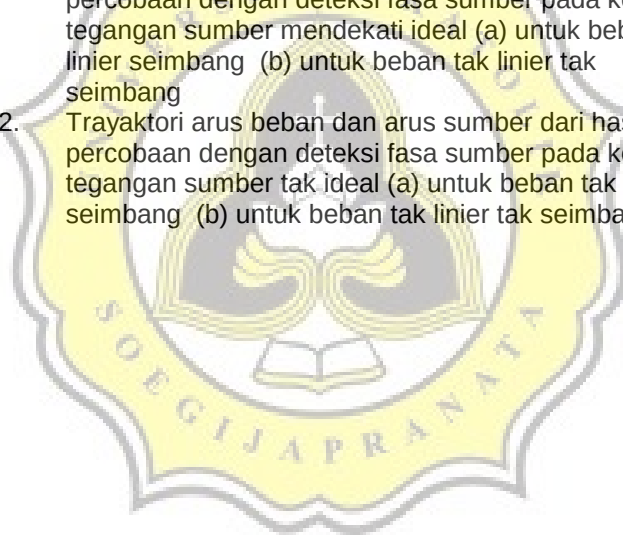
Gambar-5.6.	Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya reaktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat	101
Gambar-5.7.	Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat	101
Gambar-5.8.	Trayektori arus pada kompensasi daya reaktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat	101
Gambar-5.9.	Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat	103
Gambar-5.10.	Spektrum arus pada kompensasi daya harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat	103
Gambar-5.11.	Trayektori arus pada kompensasi daya harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat	103
Gambar-5.12.	Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat	105
Gambar-5.13.	Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat	105
Gambar-5.14.	Trayektori arus arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat	106
Gambar-5.15.	Diagram aliran daya penapisan aktif pada sistem tiga fasa tiga kawat	106
Gambar-5.16.	Konverter MLP dioperasikan sebagai sumber arus terkendali untuk menginjeksikan arus kompensasi pada sistem tiga fasa empat kawat	109
Gambar-5.17.	Arus fasa penyearah thyristor satu fasa (beban induktif) dan spektrumnya	109
Gambar-5.18.	Arus netral tiga buah penyearah thyristor satu fasa (beban induktif) dan spektrumnya	110
Gambar-5.19.	Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya reaktif fundamental	113
Gambar-5.20.	Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif fundamental	113
Gambar-5.21.	Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif fundamental	113
Gambar-5.22.	Trayektori pada kompensasi daya reaktif fundamental	114
Gambar-5.23.	Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya reaktif	115
Gambar-5.24.	Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif	116
Gambar-5.25.	Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif	116
Gambar-5.26.	Trayektori pada kompensasi daya reaktif	116
Gambar-5.27.	Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya harmonisa	117
Gambar-5.28.	Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya harmonisa	118
Gambar-5.29.	Spektrum arus pada kompensasi daya harmonisa	118
Gambar-5.30.	Trayektori pada kompensasi daya harmonisa	119
Gambar-5.31.	Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa	120
Gambar-5.32.	Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa	121
Gambar-5.33.	Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa	121

Gambar-5.34.	Trayektori pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa	121
Gambar-5.35.	Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi arus urutan nol	123
Gambar-5.36.	Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi arus urutan nol	123
Gambar-5.37.	Spektrum arus pada kompensasi arus urutan nol	123
Gambar-5.38.	Trayektori pada kompensasi arus urutan nol	124
Gambar-5.39.	Arus beban dan arus kompensasi pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol	125
Gambar-5.40.	Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol	126
Gambar-5.41.	Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol	126
Gambar-5.42.	Trayektori pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol	126
Gambar-5.43.	Diagram aliran daya pada sistem tiga fasa empat kawat dengan beban tak linier	127
Gambar-6.1	Diagram alir prinsip dasar metoda pengendalian berbasis daya sesaat sumber	129
Gambar-6.2.	Konverter tiga fasa empat lengan dikendalikan dengan modulasi lebar pulsa berbasis pembawa sebagai tapis daya aktif shunt	130
Gambar-6.3.	Kontroler arus berbasis PI untuk menghasilkan sinyal MLP bagi tapis daya aktif shunt	130
Gambar-6.4.	Loop peregulasi tegangan dc-link	131
Gambar-6.5.	Skema pengendalian tapis daya aktif berbasis daya sesaat sumber	132
Gambar-6.6.	Pengaruh tegangan sumber ideal terhadap proses penapisan pada sistem tiga fasa empat kawat	134
Gambar-6.7.	Pengaruh tegangan sumber tak seimbang terhadap proses penapisan pada sistem tiga fasa empat kawat	134
Gambar-6.8.	Pengaruh tegangan sumber terdistorsi terhadap proses penapisan pada sistem tiga fasa empat kawat	135
Gambar-6.9.	Deteksi tegangan sumber melalui sensor tegangan & tapis	135
Gambar-6.10.	Pembentukan besaran tegangan melalui PLL dan look-up table bagi mikrokontroler	136
Gambar-6.11.	Skema PLL (<i>Phase Locked Loop</i>)	136
Gambar-6.12.	(a) tegangan trafo & ZCD (b) tegangan PLL & V_r	136
Gambar-6.13.	Skema pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat berbasis daya sesaat sumber dengan menggunakan tegangan representatif	137
Gambar-6.14.	Skema rangkaian yang digunakan untuk melakukan simulasi dan pengujian laboratorium	139
Gambar-6.15	Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber	141

Gambar-6.16.	Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (deteksi fasa sumber)	141
Gambar-6.17.	Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber	142
Gambar-6.18.	Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (deteksi fasa sumber)	142
Gambar-6.19.	Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (a) tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber	143
Gambar-6.20.	Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (deteksi fasa sumber)	143
Gambar-6.21.	Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (a) tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber	144
Gambar-6.22.	Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (deteksi fasa sumber)	144
Gambar-6.23.	Hasil simulasi untuk arus beban dan arus sumber dengan menggunakan tegangan <i>dc-link</i> sebesar (a) 70 Volt (b) 95 Volt (c) 120 Volt	145
Gambar-6.24.	Spektrum arus sumber dari hasil simulasi dengan tegangan <i>dc-link</i> berbeda	145
Gambar-6.25.	Hasil pengukuran tegangan sumber yang mendekati ideal (skala: 25V/div-5ms/div)	147
Gambar-6.26.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	147
Gambar-6.27.	Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang	148
Gambar-6.28.	Hasil pengukuran arus beban, arus kompensasi dan komponen arus sumber tak diinginkan pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 10A/div-10ms/div)	148
Gambar-6.29.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	148

Gambar-6.30.	Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang	149
Gambar-6.31.	Hasil pengukuran arus sumber, arus beban (skala: 10A/div-10ms/div) dan tegangan representatif (skala: 5V/div-10ms/div) pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang	149
Gambar-6.32.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	149
Gambar-6.33.	Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang	150
Gambar-6.34.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	150
Gambar-6.35.	Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang	150
Gambar-6.36.	Hasil pengukuran tegangan sumber yang tidak ideal (skala: 25V/div-5ms/div)	151
Gambar-6.37.	Spektrum tegangan sumber tak ideal yang digunakan untuk percobaan laboratorium	151
Gambar-6.38.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	151
Gambar-6.39.	Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang	152
Gambar-6.40.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	152
Gambar-6.41.	Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang	152
Gambar-6.42.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	153
Gambar-6.43.	Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang	153
Gambar-6.44.	Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)	153
Gambar-6.45.	Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang	154

Gambar-6.46.	Hasil pengujian pengaruh tegangan <i>dc-link</i> konverter MLP terhadap arus sumber (a) arus beban (b) arus sumber saat tegangan <i>dc-link</i> = 60V (c) arus sumber saat tegangan <i>dc-link</i> = 75V (d) arus sumber saat tegangan <i>dc-link</i> = 90V	154
Gambar-6.47.	Spektrum arus beban yang digunakan untuk pengujian dengan tegangan <i>dc-link</i> berbeda (THD = 19,80%)	154
Gambar-6.48.	Spektrum arus sumber saat penapisan menggunakan tegangan <i>dc-link</i> sebesar (a) 60V dengan THD = 22,19% (b) 75V dengan THD = 12,52% (c) 90V dengan THD = 2,21%	155
Gambar-6.49.	Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil simulasi dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang	158
Gambar-6.50.	Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil simulasi dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang	159
Gambar-6.51.	Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil percobaan dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang	162
Gambar-6.52.	Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil percobaan dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang	162





DAFTAR TABEL

Tabel-2.1	Urutan pada harmonisa untuk sistem seimbang	27
Tabel-2.2	IEEE Std 519-1992 Current Distortion Limits	28
Tabel-2.3	IEEE Std 519-1992 Voltage Distortion Limits	28
Tabel-3.1	Perbandingan parameter pada kajian kasuistik	50
Tabel-4.1	Tegangan keluaran pada konverter MLP tiga lengan	67
Tabel-4.2	Tegangan keluaran konverter MLP tiga lengan dengan titik tengah kapasitor	70
Tabel-4.3	Tegangan pada konverter MLP empat lengan	74
Tabel-4.4	Parameter rangkaian untuk simulasi	78
Tabel-6.1	Parameter rangkaian untuk simulasi	138
Tabel-6.2	Komponen tegangan tak seimbang-terdistorsi yang digunakan untuk simulasi	140
Tabel-6.3	Parameter rangkaian untuk percobaan	146
Tabel-6.4	Komponen tegangan tak ideal yang digunakan untuk percobaan	146
Tabel-6.5	Total Harmonic Distortion (%) dari arus beban dan arus sumber untuk kondisi tegangan sumber berbeda dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)	156
Tabel-6.6	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)	156
Tabel-6.7	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)	157
Tabel-6.8	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)	157
Tabel-6.9	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)	158
Tabel-6.10	Total Harmonic Distortion (%) dari arus beban dan arus sumber untuk kondisi tegangan sumber berbeda dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)	159
Tabel-6.11	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)	160
Tabel-6.12	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak	160

	linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)	
Tabel-6.13	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)	161
Tabel-6,14	Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)	161



PENDAHULUAN

BAB 1

Perkembangan teknologi elektronika daya menyebabkan banyak peralatan berbasis teknologi tersebut digunakan dalam aplikasi industri, perkantoran dan rumah tangga. Implementasinya meliputi penggerak motor listrik putaran berubah, tanur busur listrik, pengisi baterai, UPS, lampu-lampu *fluorescent* jenis SL, perangkat audio-video, komputer, peralatan telekomunikasi dan lain-lain. Beban-beban tersebut dicatu sumber tegangan bolak-balik yang disearahkan oleh penyearah jenis dioda atau thyristor yang dilengkapi tapis induktor dan/atau kapasitor pada sisi keluarannya. Adanya tapis pada penyearah ini menyebabkan arus di sisi sumber mengandung komponen harmonisa orde rendah yang cukup signifikan sehingga arus sumber akan mengalami distorsi begitu juga dengan tegangan sumber. Bahkan untuk penyearah thyristor dapat menyebabkan faktor daya sistem menurun. Beban seperti ini dinamakan beban tak linier. Selain itu banyaknya peralatan-peralatan yang dicatu oleh sumber tegangan bolak-balik satu fasa akan menimbulkan ketidakseimbangan pada sistem. Kondisi ini sering dijumpai di gedung perkantoran di mana banyak digunakan peralatan berbasis teknologi informasi yang makin memperburuk kualitas daya sistem sehingga akhirnya akan menjadi masalah yang sangat serius di masa mendatang seiring bertambahnya pemakaian beban tak linier.

1.1 ELEKTRONIKA DAYA

Elektronika daya merupakan disiplin ilmu yang berada dalam rumpun teknik elektro. Disiplin ini menggabungkan beberapa disiplin ilmu lain, di antaranya

- ❖ Fisika semikonduktor
- ❖ Rangkaian listrik
- ❖ Kontrol
- ❖ Pemrosesan sinyal
- ❖ Elektronika
- ❖ Elektromagnet
- ❖ Sistem tenaga
- ❖ Mesin listrik

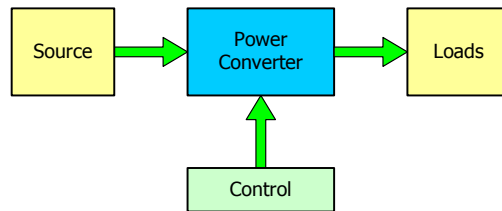
Fokus elektronika daya adalah tentang pengkonversian energi listrik dari satu bentuk ke bentuk lainnya (Gambar-1.1) dengan implementasi komponen semikonduktor agar dicapai beberapa keuntungan, yaitu

- ❖ Efisiensi
- ❖ Keandalan
- ❖ Biaya dan ukuran

Dewasa ini elektronika daya berkembang sangat pesat karena adanya beberapa faktor, di antaranya

- ❖ Berkembangnya komponen semikonduktor
- ❖ Berkembangnya mikroelektronik (DSP, mikroprosesor, dll)

- ❖ Berkembangnya algoritma kontrol
- ❖ Bertambahnya permintaan/kebutuhan dalam aplikasi



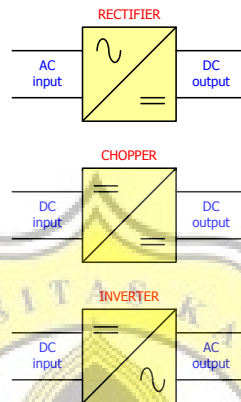
Gambar-1.1. Prinsip dan fokus elektronika daya

1.1.1 Konverter

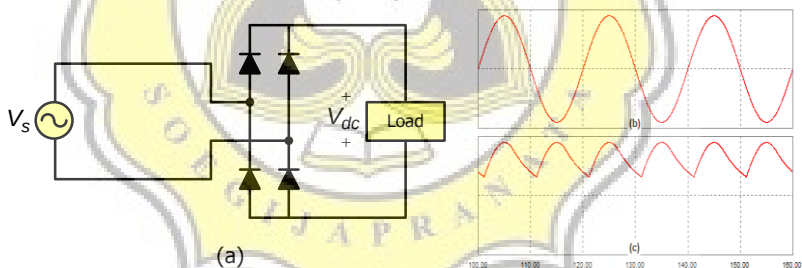
Dalam elektronika daya suatu komponen semikonduktor umumnya dioperasikan sebagai saklar statis untuk mengendalikan aliran daya pada konverter. Konverter statis ini merupakan piranti untuk konversi energi yang banyak diterapkan sebagai catu daya ataupun untuk keperluan sebagai penggerak listrik. Secara prinsip topologi dasar konverter statis ada tiga macam (Gambar-1.2), yaitu

- ❖ **Rectifier** (penyearah), yaitu suatu konverter statis yang mampu mengubah energi listrik dari masukan tegangan AC menjadi tegangan DC pada keluaran, penyearah ini dibedakan menjadi
 - **Penyearah dioda**, penyearah ini menghasilkan tegangan DC yang relatif konstan (Gambar-1.3)
 - **Penyearah terkendali sudut fasa**, penyearah ini menggunakan thyristor yang dapat dikendalikan saat awal konduksinya untuk mengatur nilai tegangan DC keluarannya (Gambar-1.4)
 - **Penyearah berbasis MLP** (Modulasi Lebar Pulsa) yang menggunakan saklar statis berkecepatan tinggi untuk menghasilkan tegangan DC variabel dengan tetap menjaga tingkat distorsi arus masukan
- ❖ **Chopper**, yaitu suatu konverter statis yang mampu mengubah energi listrik dari masukan tegangan DC konstan menjadi tegangan DC variabel pada keluaran, *chopper* sering disebut juga dengan *DC-DC converter* dan dibedakan menjadi
 - **Step-down chopper** yang akan menghasilkan tegangan DC keluaran dengan *magnitude* lebih kecil dari tegangan DC masukan (Gambar-1.5)
 - **Step-up chopper** yang akan menghasilkan tegangan DC keluaran dengan *magnitude* lebih besar dari tegangan DC masukan (Gambar-1.6)
 - **Step-up/down chopper** yang akan menghasilkan tegangan DC keluaran dengan *magnitude* lebih besar/kecil dari tegangan DC masukan (Gambar-1.7)
- ❖ **Inverter**, yaitu suatu konverter statis yang mampu mengubah energi listrik dari masukan tegangan DC menjadi tegangan AC pada keluaran (Gambar-1.8), inverter dibedakan menjadi

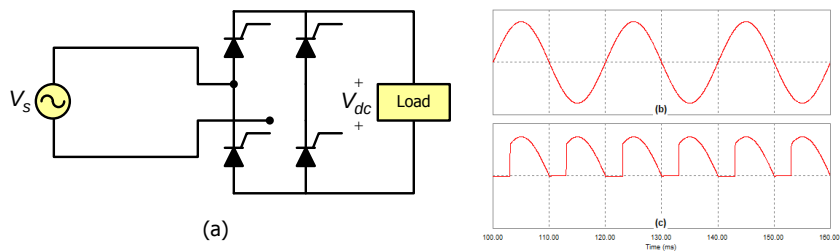
- **Inverter gelombang persegi** yang akan menghasilkan gelombang AC dengan bentuk persegi (*square-waveform*), inverter jenis ini umumnya menggunakan saklar statis thyristor (Gambar-1.9)
- **Inverter gelombang sinusoidal** yang akan menghasilkan gelombang AC dengan bentuk persegi (*sinusoidal-waveform*), inverter jenis ini umumnya menggunakan saklar statis berkecepatan tinggi (Gambar-1.10)
- **Inverter jenis *multilevel*** yang menggunakan tegangan keluaran yang tersusun dari beberapa level tegangan (Gambar-1.11)



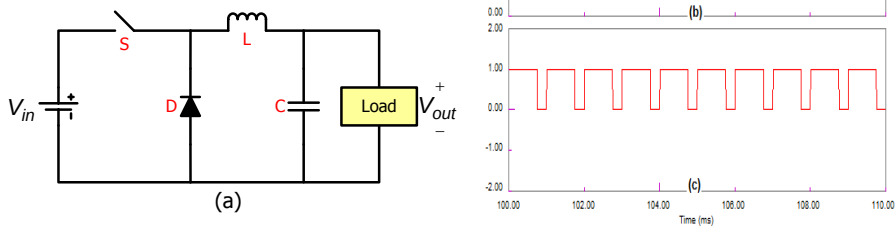
Gambar-1.2. Konverter dasar dalam disiplin elektronika daya



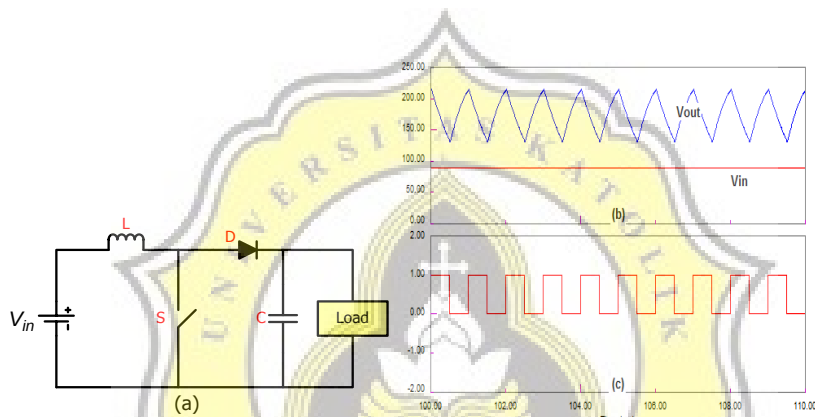
Gambar-1.3. Penyearah dioda (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan (c) tegangan keluaran



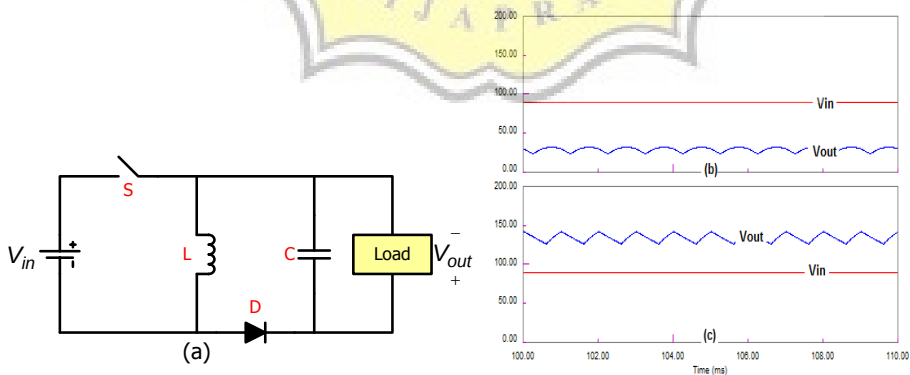
Gambar-1.4. Penyearah terkendali sudut fasa (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan (c) tegangan keluaran



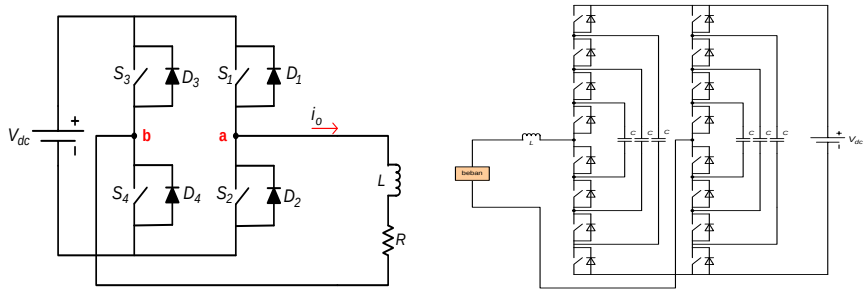
Gambar-1.5. Chopper jenis step-down (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan dan tegangan keluaran (c) kendali untuk saklar



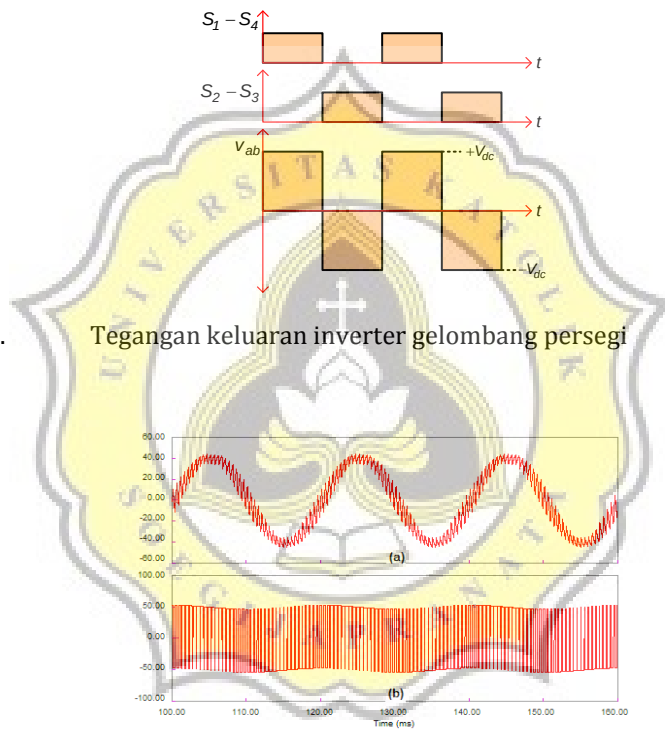
Gambar-1.6. Chopper jenis step-up (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan dan tegangan keluaran (c) kendali untuk saklar



Gambar-1.7. Chopper jenis step-up/down (a) skema rangkaian (b) tegangan masukan dan tegangan keluaran saat menurunkan tegangan (c) tegangan masukan dan tegangan keluaran saat menaikkan tegangan

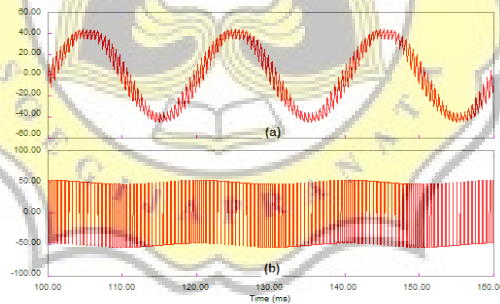


Gambar-1.8. Inverter (a) topologi standar (b) topologi multilevel



Gambar-1.9. Tegangan keluaran inverter gelombang persegi

Gambar-1.10. Tegangan keluaran inverter sinusoidal (a) setelah ditapis (b) sebelum ditapis



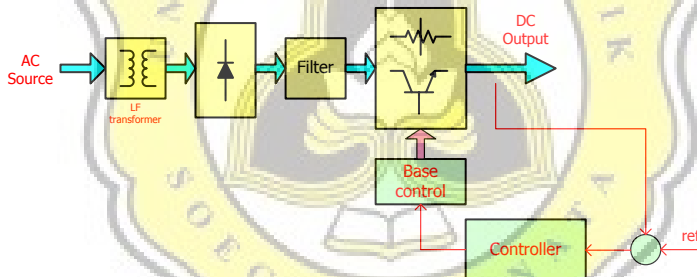
Gambar-1.11. Tegangan keluaran inverter jenis multilevel

1.1.2 Implementasi Konverter

Teknologi elektronika daya memegang peranan yang sangat penting dalam proses pengkonversian energi listrik melalui komponen semikonduktor. Banyak peralatan berbasis teknologi elektronika diterapkan dalam sektor industri, perkantoran dan aplikasi rumah tangga. Elektronika daya tidak hanya memperbaiki kinerja peralatan lama tetapi juga melahirkan peralatan baru.

a. Switch-Mode Power Supply

Catu daya DC sangat diperlukan oleh peralatan-peralatan elektronika. Tersedianya sumber tegangan AC pada sistem memerlukan penyearah untuk menghasilkan tegangan DC. Agar dapat dimanfaatkan maka tegangan DC harus memenuhi beberapa persyaratan. Catu daya DC dapat dibedakan menjadi dua jenis menurut bagaimana suatu komponen semikonduktor dioperasikan, yaitu catu daya DC linier dan catu daya DC jenis *switch-mode*. Suatu catu daya DC linier menggunakan komponen semikonduktor (BJT) yang dioperasikan pada daerah aktif sehingga BJT akan seperti suatu tahanan yang variabel. Operasi sebagai tahanan variabel menyebabkan jatuh tegangan pada tahanan tersebut. Pada nilai tegangan DC keluaran yang kecil maka jatuh tegangan pada BJT akan cukup besar. Catu daya DC jenis linier cukup sederhana tetapi memiliki efisiensi yang rendah sehingga hanya sesuai untuk ukuran kecil (Gambar-1.12).



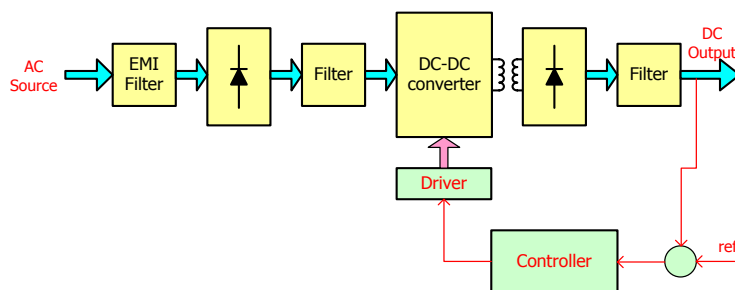
Gambar-1.12. Skema linear DC power supply

Berbeda dengan catu daya DC linier, suatu catu daya jenis *switch-mode* mengoperasikan komponen semikonduktor pada daerah jenuh dan *cut-off* sehingga komponen beroperasi sebagai saklar statis. Pada Gambar-1.13 ditunjukkan skema catu daya DC jenis *switch-mode* yang menggunakan DC-DC converter untuk melakukan regulasi tegangan keluaran. Karena suatu saklar statis memiliki rugi-rugi konduksi cukup kecil maka catu daya jenis ini sangat efisien dan sesuai untuk ukuran lebih besar.

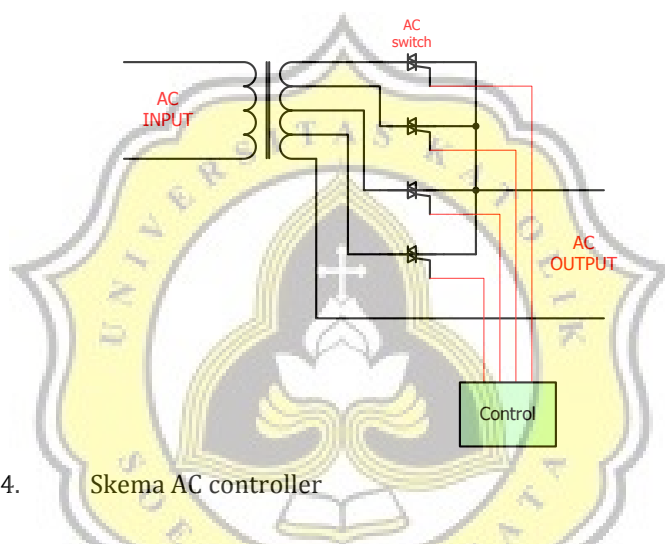
b. AC Controller

Dalam aplikasi sering dijumpai tegangan sistem yang berfluktuasi pada *range* yang cukup besar sehingga mengganggu operasi peralatan listrik. Suatu peralatan umumnya dirancang untuk bekerja pada nilai tegangan tertentu maka untuk mengantisipasi kondisi ini diperlukan suatu peralatan yang mampu memberikan catu

tegangan pada nilai yang berada pada *range* lebih baik, peralatan tersebut dikenal dengan *AC controller*.



Gambar-1.13. Skema switch-mode DC power supply



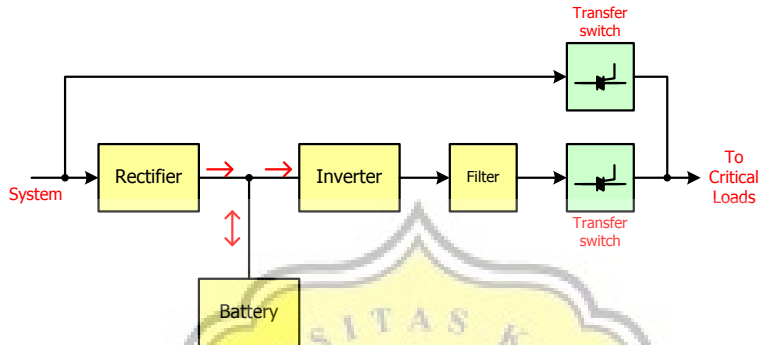
Gambar-1.14. Skema AC controller

Dalam implementasi suatu *AC controller* dapat direalisasikan dengan menggunakan suatu autotrafo dengan kontak bagian sekunder digerakkan oleh suatu motor listrik. Dengan aplikasi teknologi elektronika daya maka suatu *AC controller* dapat dirancang lebih sederhana dan murah. Pada Gambar-1.14 ditampilkan skema *AC controller* yang menggunakan suatu trafo *multi-tap* pada sisi sekundernya. Selanjutnya beberapa saklar statis diimplementasikan sebagai kontak antara terminal keluaran dengan tap-tap pada sisi sekunder trafo.

c. Uninterruptible Power Supply (UPS)

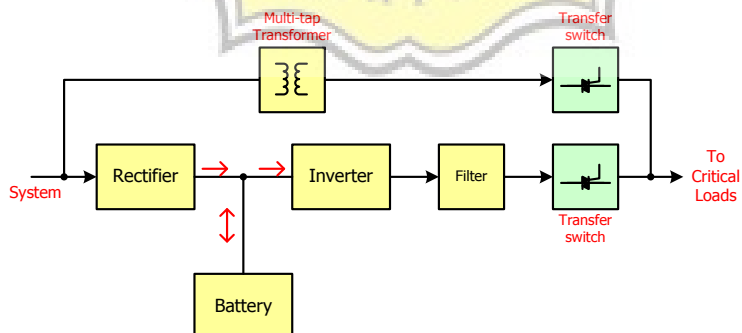
Suatu UPS dapat didefinisikan sebagai suatu peralatan listrik yang mampu menyediakan daya cadangan pada saat sumber energi listrik utama (*utility*) gagal beroperasi. Suatu UPS umumnya menggunakan baterai sebagai sumber energi pada saat beroperasi sehingga hanya mampu bekerja selama beberapa menit. Interval waktu tersebut dapat dimanfaatkan oleh konsumen untuk menghidupkan generator cadangan ataupun mematikan peralatan penting yang sedang bekerja. UPS sering dipakai pada peralatan komputer, telekomunikasi, pusat data dan peralatan lain di mana terjadinya kegagalan dalam penyediaan daya akan mengakibatkan dampak serius.

Pada Gambar-1.15 disajikan diagram blok UPS jenis *OFF-LINE*, pada kondisi tegangan sistem dalam keadaan normal maka UPS jenis ini akan menghubungkan beban kritis dengan catu sistem melalui *transfer switch*, pada kondisi ini baterai juga akan diisi oleh penyearah. Sedangkan saat tegangan sistem mengalami kegagalan maka energi yang tersimpan pada baterai akan dikirimkan ke beban melalui inverter (diubah menjadi tegangan AC). Kelemahan UPS ini adalah jika tegangan sistem memiliki fluktuasi yang jelek maka beban kritis juga akan mendapatkan catu dengan kualitas yang jelek pula.

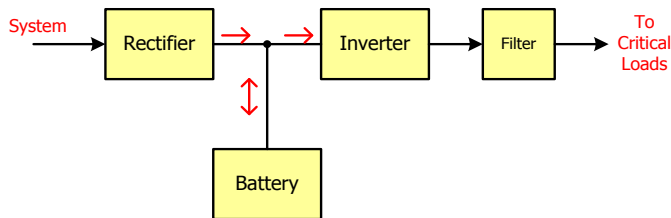


Gambar-1.15. Diagram blok Uninterruptible Power Supply tipe OFF-LINE

Untuk mengantisipasi kelemahan ini maka dipasang *multi-tap transformer* untuk memperbaiki fluktuasi tegangan sistem yang dikirimkan ke beban (Gambar-1.16). Berbeda dengan kedua jenis UPS tadi, pada Gambar-1.17 ditunjukkan diagram blok UPS jenis *ON-LINE* yang tidak memerlukan *transfer switch*. Pada saat tegangan sistem dalam keadaan normal maka penyearah akan mengisi baterai dan menyediakan catu DC bagi inverter serta selanjutnya inverter akan menghasilkan tegangan AC untuk beban kritis. Sedangkan pada saat tegangan sistem mengalami kegagalan maka energi yang tersimpan pada baterai akan dikirimkan ke beban melalui inverter.



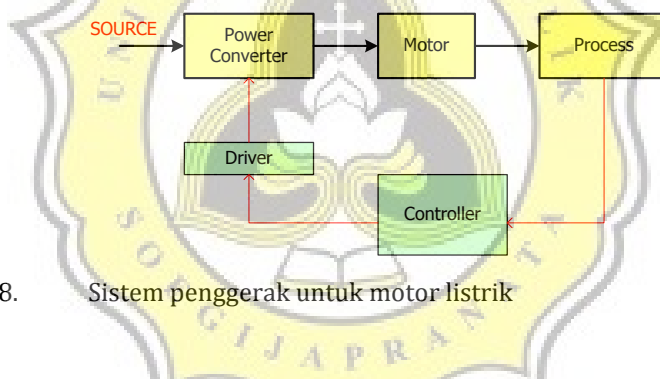
Gambar-1.16. Diagram blok Uninterruptible Power Supply tipe OFF-LINE INTERACTIVE



Gambar-1.17. Diagram blok Uninterruptible Power Supply tipe ON-LINE

d. Penggerak Listrik (Electric Drive)

Motor listrik memiliki peranan sangat penting dalam sektor industri. Pengaturan kecepatan atau pengaturan posisi sangat diperlukan untuk aplikasi-aplikasi tertentu. Dengan perkembangan teknologi elektronika daya maka berbagai kemudahan dan keuntungan dapat diperoleh dalam melakukan pengaturan suatu motor. Diagram blok suatu penggerak motor listrik ditunjukkan pada Gambar-1.18. dengan menggunakan suatu konverter maka aliran daya dari sistem ke motor listrik dapat dikendalikan sesuai keinginan. Untuk aplikasi pada motor listrik jenis DC maka konverter yang digunakan dapat berupa suatu *chopper* atau penyearah terkendali. Sedangkan untuk aplikasi pada motor listrik jenis AC maka konverter yang dipakai adalah inverter.



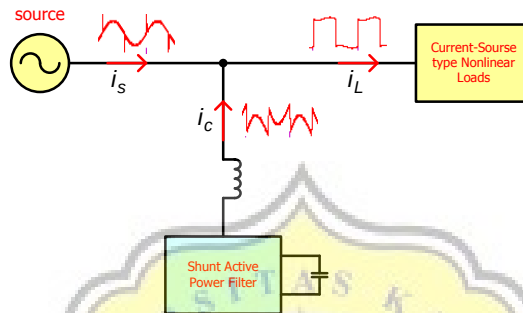
Gambar-1.18. Sistem penggerak untuk motor listrik

e. Pengkondisi Daya (Power Conditioner)

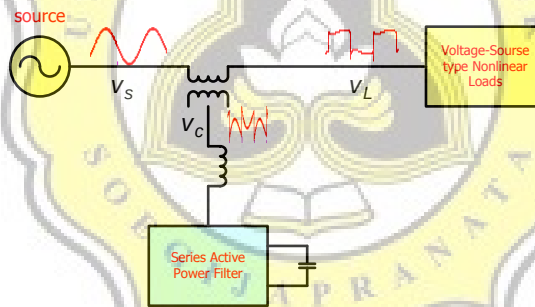
Elektronika daya memberikan keunggulan dalam proses konversi energi listrik, di sisi lain elektronika daya menyebabkan munculnya kandungan harmonisa yang merugikan sistem. Tetapi elektronika daya pula yang mampu mengurangi kandungan harmonisa. Dalam suatu sistem yang ideal maka tegangan dan arus akan berbentuk sinusoidal, kondisi ini dikatakan ideal karena komponen harmonisa tidak muncul sehingga tingkat distorsinya sama dengan nol. Dominasi perangkat berbasis elektronika daya mengakibatkan munculnya harmonisa sehingga baik tegangan atau arus akan mengalami distorsi dan menjadi tidak sinusoidal lagi. Kondisi akan akan berdampak negatif terhadap peralatan lain yang terpasang pada sistem.

Suatu pengkondisi daya pada dasarnya merupakan suatu konverter yang menggunakan saklar statis berkecepatan sangat tinggi. Dengan menggunakan prinsip *wave-shaping* maka suatu pengkondisi daya akan mampu menghasilkan gelombang tegangan/arus dengan bentuk yang diinginkan. Jika dalam suatu sistem, tegangan sumber mencatu beban tak linier penghasil harmonisa jenis sumber arus maka arus

beban sumber akan mengalami distorsi. Untuk mereduksi kandungan harmonisa akibat beban tak linier tersebut dapat dipasang suatu tapis daya aktif (*shunt active power filter*) yang dipasang paralel dengan sistem. Tapis daya aktif ini akan menginjeksikan komponen arus harmonisa dengan *magnitude* sama seperti komponen harmonisa arus beban tetapi dengan polaritas berlawanan (Gambar-1.19). Sedangkan pemasangan beban tak linier jenis sumber tegangan membutuhkan kompensasi berupa injeksi tegangan. Pada kasus ini diperlukan suatu tapis daya aktif (*series active power filter*) yang dipasang secara seri antara sumber tegangan dan beban (Gambar-1.20).

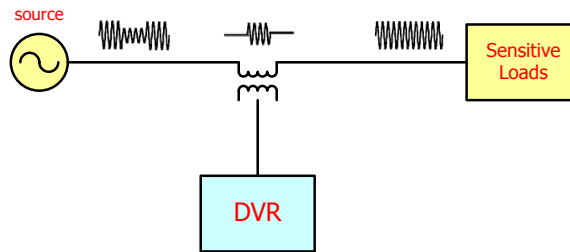


Gambar-1.19. Tapis daya aktif jenis shunt

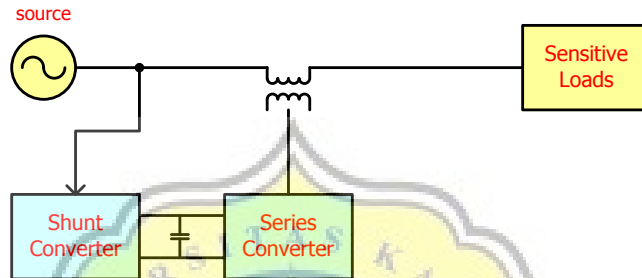


Gambar-1.20. Tapis daya aktif jenis seri

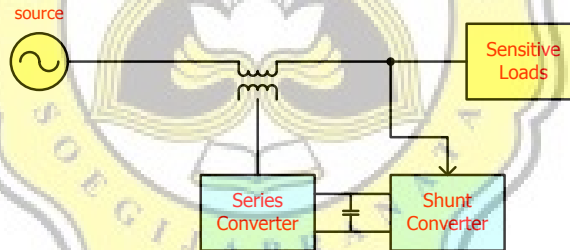
Selain harmonisa, gangguan terkait kualitas daya lainnya yang sering terjadi adalah *voltage sags* dan *voltage swells*. Pada gangguan tersebut *magnitude* tegangan akan naik atau turun selama beberapa periode. Untuk mengamankan beban-beban listrik yang sensitif maka dapat dipakai suatu *Dynamic Voltage Restorer* (DVR). Suatu DVR akan menginjeksikan selisih tegangan sumber dan tegangan ideal guna menjamin beban sensitif memperoleh nilai tegangan yang diinginkan. Pada Gambar-1.21 disajikan suatu DVR yang menggunakan tegangan DC dari proses penyearahan tegangan sumber. Jenis lain dari DVR juga dapat menggunakan tegangan DC dari tegangan sisi beban yang disearahkan atau bahkan pada kasus tertentu dapat juga menggunakan suatu elemen penyimpan energi berupa kapasitor (Gambar-1.22 hingga Gambar-1.24)



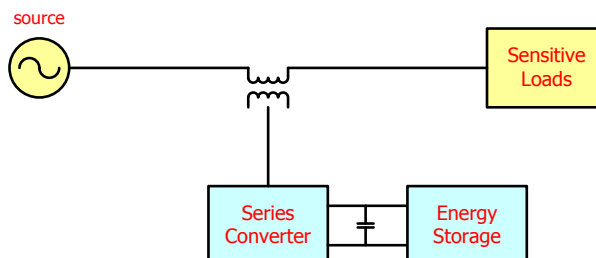
Gambar-1.21. Dynamic Voltage Restorer (DVR)



Gambar-1.22. Dynamic Voltage Restorer (DVR) dengan energi DC-Link dari sisi sumber



Gambar-1.23. Dynamic Voltage Restorer (DVR) dengan energi DC-Link dari sisi beban



Gambar-1.24. Dynamic Voltage Restorer (DVR) dengan energi DC-Link dari penyimpan energi

1.2 KUALITAS DAYA

Kualitas daya merupakan topik yang sangat dibutuhkan sekali di era disiplin elektro modern ini. Dengan berkembangnya teknologi elektronika daya maka manfaat dan dampak yang muncul dalam sistem kelistrikan harus diperhatikan. Permasalahan kualitas daya dapat didefinisikan sebagai segala variasi dalam suplai daya listrik ke sisi konsumen yang berdampak pada operasi peralatan yang kurang baik hingga terjadinya kerusakan. Gangguan-gangguan yang menyebabkan turunnya kualitas daya dalam sistem tenaga listrik dapat dikelompokkan menurut klasifikasi berikut

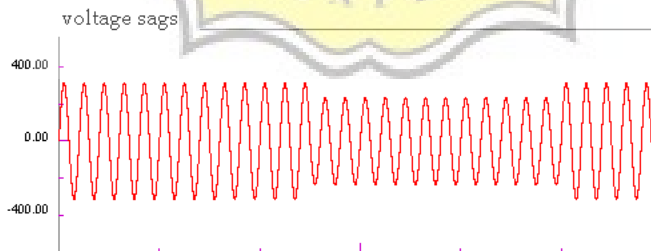
- ❖ *Voltage sags/dips*
- ❖ *Voltage swell*
- ❖ *Transient overvoltages*
- ❖ Harmonisa
- ❖ Regulasi tegangan
- ❖ *Flicker* (voltage fluctuation)
- ❖ dan gangguan lainnya

1.2.1 Voltage Sags (Dips)

Voltage sags merupakan gangguan yang terjadi akibat turunnya tegangan yang berlangsung mulai dari satu siklus hingga satu detik. Menurut *IEEE Standard 1159-1995 IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*, durasi dinyatakan antara 0,5 siklus hingga 1 menit pada frekuensi daya. Pengukuran suatu *voltage sags* dinyatakan sebagai prosentase tegangan nominal yang tersisa. Sehingga jika dinyatakan suatu *voltage sags* sebesar 60% berarti tegangan yang tersedia pada sistem adalah sebesar 60% dari tegangan nominal. Gangguan jenis ini dapat disebabkan adanya

- ❖ Penambahan beban secara mendadak akibat hubungan pendek
- ❖ Pengasutan motor
- ❖ Penyalaan pemanas listrik
- ❖ *Transformer energizing*
- ❖ Variasi beban secara mendadak

Akibat yang dapat ditimbulkan oleh *voltage sags* adalah kehilangan daya dan peralatan mengalami *trip*.

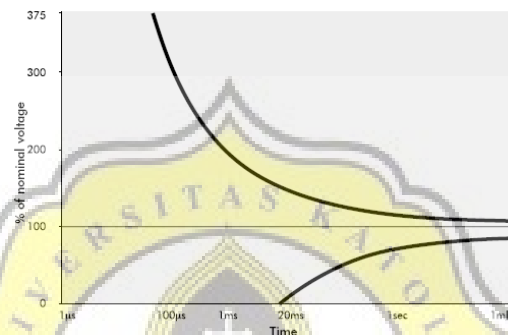


Gambar-1.25. Gangguan tegangan berupa voltage sags

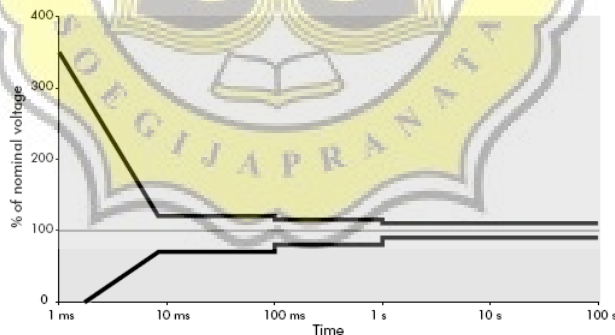
Dalam beberapa literatur kadang kala *voltage dips* dibedakan terhadap *voltage sags*. Suatu *voltage dips* dapat dianggap sebagai turunnya bahkan hilangnya tegangan untuk rentang waktu yang sangat pendek sedangkan *voltage sags* diperuntukkan pada gangguan serupa tetapi dengan rentang waktu lebih lama. Pengukuran suatu *voltage sags* dinyatakan sebagai prosentase turunnya tegangan nominal. Sehingga

jika dinyatakan suatu *voltage dip* sebesar 40% berarti tegangan yang tersedia pada sistem adalah sebesar 60% dari tegangan nominal. Pada gangguan ini energi yang dibutuhkan oleh peralatan (konsumen) tidak terpenuhi sehingga akan muncul konsekuensi yang serius bergantung tingkat sensitivitas peralatan.

Peralatan berbasis komputer yang sangat dominan dewasa ini dapat terpengaruh oleh gangguan ini. *Computer and Business Equipment Manufacturers Association* (CBEMA) merekomendasikan batasan terhadap ketidaknormalan tegangan melalui kurva CBEMA yang selanjutnya dimodifikasi sebagai kurva *Information Technology Industry Council* (ITIC). Pada kedua kurva ditunjukkan batasan antara besarnya prosentase tegangan nominal terhadap durasi waktu suatu peralatan dikenai nilai tegangan tersebut.



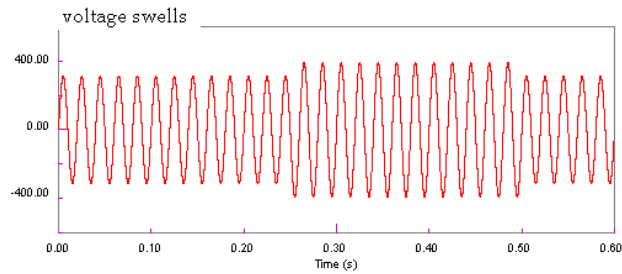
Gambar-1.26. Kurva CBEMA (Computer and Business Equipment Manufacturers Association)



Gambar-1.27. Kurva ITIC (Information Technology Industry Council)

1.2.2 Voltage Swells

Voltage swells merupakan gangguan yang terjadi akibat naiknya tegangan dalam rentang waktu yang sama seperti *voltage sags* (Gambar-1.28). Gangguan ini umumnya disebabkan terjadinya pengurangan beban secara mendadak atau karena regulasi tegangan yang kurang baik.



Gambar-1.28. Gangguan tegangan berupa voltage swell

1.2.3 Tegangan Lebih Peralihan

Merupakan gangguan yang terjadi akibat naiknya tegangan pada frekuensi tinggi. Gangguan jenis ini dapat dibedakan menjadi dua, yaitu

- ❖ Tegangan lebih peralihan frekuensi rendah dengan frekuensi berkisar ratusan Hz yang umumnya diakibatkan terjadinya pensaklaran kapasitor. Gangguan ini sering dinamakan *capacitor switching transient*.
- ❖ Tegangan lebih peralihan frekuensi tinggi dengan frekuensi berkisar ratusan kHz, umumnya disebabkan oleh gangguan petir dan beban induktif. Gangguan ini sering disebut *impulse, spike* atau *surge*.

Dampak yang muncul akibat gangguan ini adalah terjadinya arus lebih (*overcurrent*) dan terputusnya peralatan.



Gambar-1.29. Gangguan tegangan berupa osilasi akibat koneksi capacitor bank

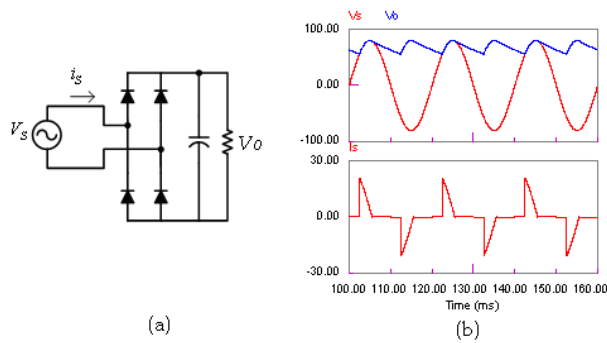
1.2.4 Harmonisa

Sistem distribusi tenaga listrik dirancang untuk beroperasi pada tegangan dan arus yang berbentuk sinusoidal. Tetapi dalam praktis, tidak semua gelombang tersebut merupakan sinusoidal bahkan dewasa ini pemakaian beban tak linier cenderung meningkat. Sebagai contoh, suatu penyearah dioda berbeban kapasitif yang terpasang pada sistem akan menarik arus sumber yang bukan sinusoidal karena arus hanya mengalir ketika tegangan sesaat sumber lebih tinggi dari tegangan keluaran. Secara umum, munculnya harmonisa dalam sistem tenaga dapat disebabkan oleh

- ❖ Beban tak linier
- ❖ Kejenuhan reaktansi
- ❖ Konverter statis

Beberapa akibat yang dapat ditimbulkan oleh harmonisa di antaranya adalah

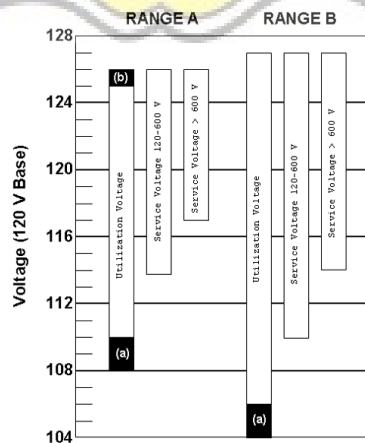
- ❖ Resonansi
- ❖ Pemanasan lebih
- ❖ Terganggunya operasi peralatan



Gambar-1.30. Beban penyearah dioda (a) rangkaian (b) gelombang tegangan dan arus

1.2.5 Regulasi Tegangan

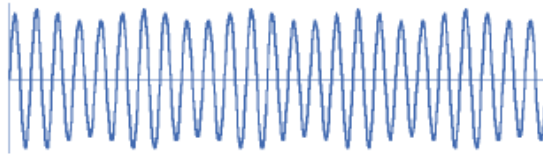
Istilah ini digunakan untuk menyatakan gangguan yang disebabkan variasi tegangan untuk rentang waktu cukup lama. Kemampuan suatu peralatan untuk mampu menghadapi variasi tegangan tertentu pada kondisi tunak akan berbeda dengan kemampuan peralatan lain. Kemampuan ini akan menentukan spesifikasinya. ITIC (*The Information Technology Industry Council*) merekomendasikan persyaratan bagi peralatan berbasis informasi terhadap tegangan tertentu yang mengacu pada kurva ITI (kurva CBEMA). Kurva ITI tahun 1996 mensyaratkan bahwa suatu peralatan harus mampu bekerja pada variasi tegangan hingga $\pm 10\%$ selama rentang waktu 10 detik. Di Amerika Serikat standar yang dipakai adalah ANSI C84.1 yang membuat dua kategori *Range A* dan *Range B*, di mana *Range A* ditujukan pada kondisi normal dengan syarat regulasi tegangan sebesar $\pm 5\%$ untuk tegangan dasar 120 Volt dan $-2,5\%$ hingga $+5\%$ untuk tegangan dasar 600 Volt. Sedangkan *Range B* ditujukan pada kondisi yang tidak umum (durasi pendek) dengan syarat regulasi $-8,8\%$ hingga $+5,8\%$. Standar lainnya juga mensyaratkan regulasi yang berbeda, seperti EN50160 yang dipakai di negara-negara Eropa mensyaratkan regulasi $\pm 10\%$ begitu juga dengan standar IEC 61000-2-2 yang dipakai di negara lainnya.



Gambar-1.31. Regulasi Tegangan yang disyaratkan oleh ANSI C84.1

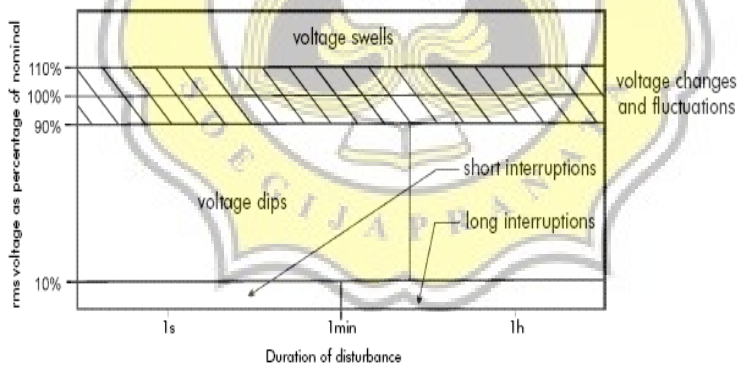
1.2.6 Flicker (Voltage Fluctuations)

Di dalam sistem tenaga listrik, fluktuasi tegangan secara cepat dan tiba-tiba dapat terjadi akibat fluktuasi beban yang cepat seperti yang diakibatkan oleh las listrik (*welding machine*), tanur listrik (*electric arc furnace*), dan lain-lain. Fluktuasi tegangan seperti ini dapat menyebabkan terjadinya flicker pada pencahayaan.



Gambar-1.32. Fluktuasi tegangan yang menyebabkan terjadinya flicker

Gangguan yang terkait dengan variasi tegangan sebenarnya tidak hanya *flicker* saja tetapi dapat dikaitkan dengan gangguan *voltage dips* dan *voltage swell*. Pada Gambar-1.32 disajikan bahwa secara magnitude, suatu *flicker* dapat dikategorikan sebagai gangguan akibat variasi tegangan yang berada pada nilai 90% hingga 110% dari nilai tegangan nominal. Gangguan dengan nilai tegangan lebih dari 110% dari nilai nominalnya dinamakan *voltage swell*. Jika nilai tegangan berada pada 10% hingga 90% dari nilai nominalnya maka gangguan tersebut dinamakan *voltage dips* sedangkan di bawah 10% dari nilai nominal maka dapat dikategorikan sebagai interupsi (terputusnya daya).



Gambar-1.33. Klasifikasi variasi tegangan

Gangguan *flicker* dalam sistem kelistrikan dapat mengakibatkan gangguan psikologis yang akan mengganggu tingkat konsentrasi, dampak lain dari *flicker* adalah dapat mengganggu jalannya proses produksi. Sebagai contoh : terjadinya fluktuasi tegangan pada terminal motor induksi pada suatu industri akan menyebabkan perubahan pada torka dan slip yang akhirnya akan mengganggu proses produksi. Pada kondisi yang sangat ekstrim maka terjadinya fluktuasi tegangan juga menyebabkan getaran berlebihan serta mengurangi umur suatu mesin.

1.2.7 Gangguan Lain

Selain gangguan pada tegangan yang telah diuraikan di atas, masih ada beberapa gangguan lainnya, yaitu variasi frekuensi, *high frequency noise*, ketidakseimbangan, dan lain-lain. Permasalahan yang terkait kualitas daya umumnya disebabkan oleh gangguan-gangguan yang terjadi di dalam sistem tenaga listrik tersebut. Dari beberapa gangguan yang terkait kualitas daya sistem, gangguan akibat harmonisa merupakan salah satu gangguan yang sangat merugikan di dalam sistem tenaga listrik karena terjadi pada kondisi tunak sehingga permasalahan yang ditimbulkan oleh harmonisa menjadi masalah serius dalam perbaikan kualitas daya sistem.

Permasalahan kualitas daya pada umumnya selalu terkait dengan ketidaknormalan yang terjadi pada tegangan, arus dan frekuensi serta dapat menyebabkan kegagalan operasi, terputusnya penyaluran daya listrik hingga akhirnya memberi dampak ekonomi bagi konsumen. Beberapa pertimbangan lain yang dapat dijadikan alasan guna melakukan perbaikan kualitas daya sistem tenaga listrik adalah

- ❖ Teknologi mikroelektronika mendominasi peralatan-peralatan di berbagai sektor, implementasinya dalam bentuk *chip* yang bekerja pada *rating* daya kecil tetapi membutuhkan tegangan yang stabil.
- ❖ Teknologi elektronika daya telah banyak menghasilkan catu daya dengan efisiensi tinggi yang selalu ditingkatkan kapasitasnya. Peralatan berbasis teknologi elektronika daya ini merupakan penyebab terjadinya distorsi pada sistem, diperkirakan aplikasi teknologi ini akan terus meningkat di masa mendatang.
- ❖ *Capacitor bank* banyak dipasang baik oleh penyedia daya listrik maupun konsumen untuk memperbaiki faktor daya. Kapasitor ini sangat rentan jika diimplementasikan pada sistem yang terkontaminasi harmonisa.
- ❖ Harmonisa dapat menyebabkan dampak negatif kepada peralatan-peralatan yang terpasang pada sistem.

Walaupun sisi pembangkitan menghasilkan daya listrik dengan kualitas baik tetapi jika jaringan distribusi banyak didominasi beban penghasil harmonisa maka konsumen tetap akan menerima tegangan dengan kualitas yang rendah.

1.3 KESIMPULAN

Elektronika daya memegang peranan penting dalam perkembangan disiplin teknik elektro. Ditemukannya saklar statis yang mampu bekerja dengan kecepatan tinggi mendorong dikembangkannya topologi konverter. Dominasi pemakaian peralatan berbasis elektronika daya banyak dijumpai di berbagai sektor. Selain keuntungan yang didapatkan, pemakaian saklar statis juga menimbulkan kerugian akibat munculnya harmonisa. Berbagai gangguan lain juga dapat mengakibatkan turunnya kualitas daya suatu sistem.

1.4 DAFTAR PUSTAKA

1. Anonim , **Harmonic Theory**, Jessler & Gsell. Ltd – Power Electronic Energy Management
2. Reynders, K., **Power Quality**, Laborelec

3. Martinez Velasco (2005), **Computer Analysis of Voltage Variations in Power Systems: Application to Overvoltages and Voltage Sags**, Universitat Politècnica de Catalunya- Barcelona, Spain
4. Paul Wright and Paul Clarkson (2004), **Harmonics and Flicker, Measurements Seminar**, National Physical Laboratory, UK
5. Ian K.P. Ross (2006), **VOLTAGE SAGS AN EXPLANATION**, CAUSES, EFFECTS AND CORRECTION, Omniverter Inc
6. Nielsen, J. G. and Blaabjerg, F. (2005) : **A Detailed Comparison of System Topologies for Dynamic Voltage Restorer**, IEEE Transc. on Industry Appl., Vol. 41 No. 5, Sept-Oct 2005, pp. 1272-1280
7. Dr. Zainal Salam (2003) : **Power Electronic and Drives (Version 3)**, UTM-JB



BEBAN TAK LINIER DAN HARMONISA

BAB 2

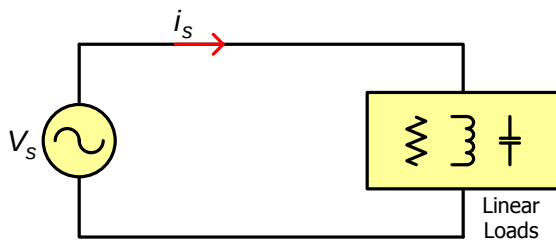
Dalam suatu sistem yang ideal maka bentuk gelombang tegangan dan arusnya akan berupa gelombang sinusoidal murni. Dalam aplikasi praktis di lapangan seringkali arus yang tidak sinusoidal mengalir, jika kondisi ini terjadi maka dikatakan terjadi ketidaklinieran hubungan antara tegangan dan arus. Fenomena tersebut ditentukan oleh beban listrik yang terpasang pada sistem.

Teknologi elektronika daya memiliki peran yang unik, di satu sisi elektronika daya memberi kontribusi dalam implementasi konverter statis yang lebih efisien dan ekonomis tetapi di sisi lain teknologi ini juga menurunkan kualitas daya akibat harmonisa yang ditimbulkannya. Dan anehnya lagi, teknologi elektronika daya juga mampu mereduksi kandungan harmonisa dalam sistem. Dewasa ini pemanfaatan energi listrik didominasi oleh peralatan-peralatan yang berbasis pada elektronika daya, khususnya dalam aplikasinya sebagai konverter statis. Penyearah dioda dan penyearah thyristor memegang peranan penting dalam penyediaan sumber tegangan searah. Akibat penggunaan penyearah jenis ini maka muncul distorsi pada arus dan tegangan.

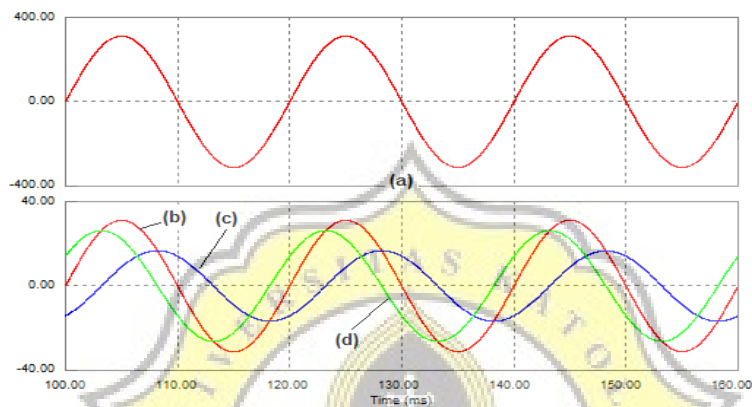
2.1 KETIDAKLINIERAN ANTARA TEGANGAN DAN ARUS

Jika beban yang terpasang hanya mengandung elemen rangkaian linier yang berupa resistor, induktor dan kapasitor maka arus yang mengalir akan sebanding dengan tegangan sumber dan memiliki frekuensi sama dengan frekuensi tegangan sumber (Gambar-2.1). Penggunaan beban linier yang bersifat resistif menyebabkan arus sumber sinusoidal dan sefasa dengan tegangan sumber sedangkan penggunaan beban linier yang bersifat induktif/kapasiif mengakibatkan terjadinya pergeseran fasa (Gambar-2.2). Hubungan antara tegangan dan arus yang linier disajikan pada Gambar-2.3.

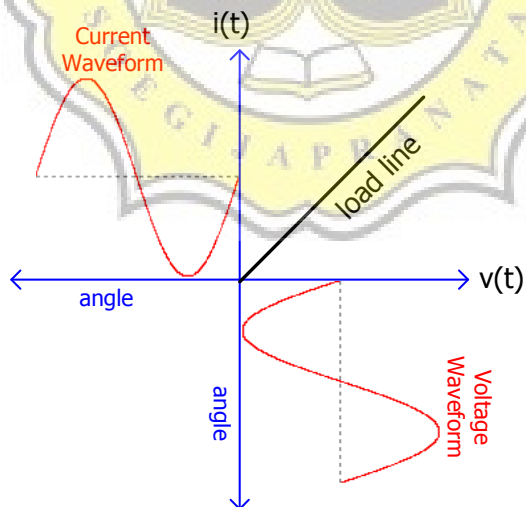
Dalam implementasi di lapangan sering dijumpai penggunaan beban yang menyebabkan hubungan tegangan dan arus tidak linier. Implementasi peralatan elektronika daya sudah merambah hampir ke semua sektor aplikasi. Terjadinya proses pensaklaran dalam peralatan menjadi salah satu faktor utama terbentuknya ketidaklinieran tersebut. Munculnya arus yang tidak linier menunjukkan adanya kandungan harmonisa sehingga akan mengakibatkan terjadinya distorsi arus dan tegangan. Pada Gambar-2.4 disajikan skema penggunaan elektronika daya sebagai saklar statis untuk mengatur aliran daya dari sumber ke beban, sedangkan hubungan antara tegangan dan arus yang tidak linier ditunjukkan pada Gambar-2.5.



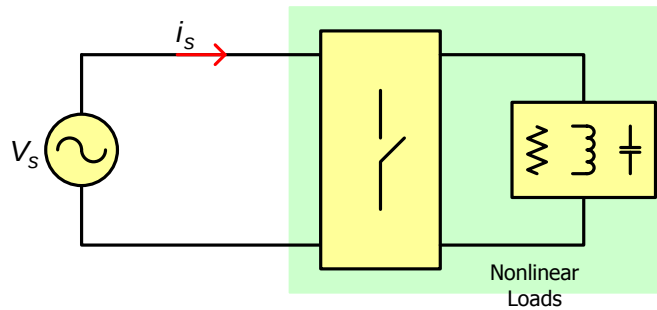
Gambar-2.1. Pemasangan beban linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal



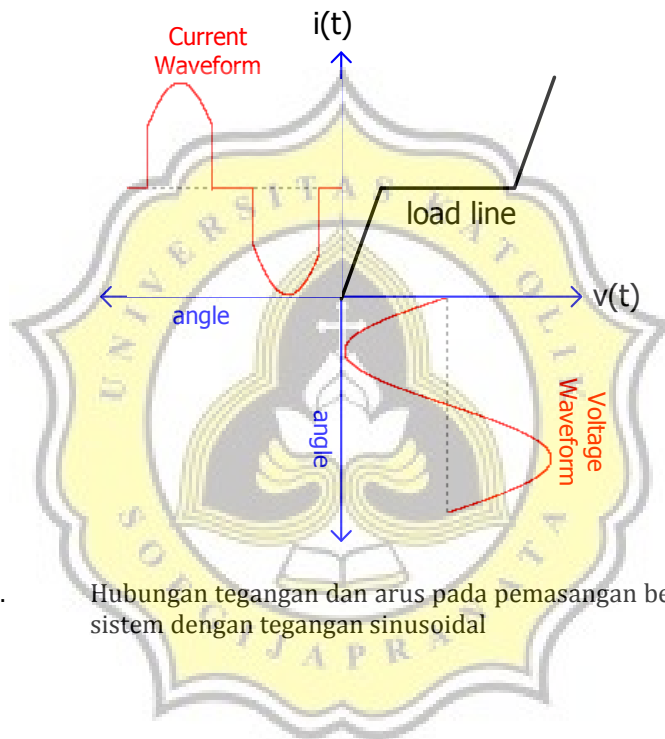
Gambar-2.2. Gelombang tegangan dan arus dengan pembebanan linier (a) tegangan sumber (b) arus resistif (c) arus resistif-induktif (d) arus resistif-kapasitif



Gambar-2.3. Hubungan tegangan dan arus pada pemasangan beban linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal



Gambar-2.4. Pemasangan beban tak linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal



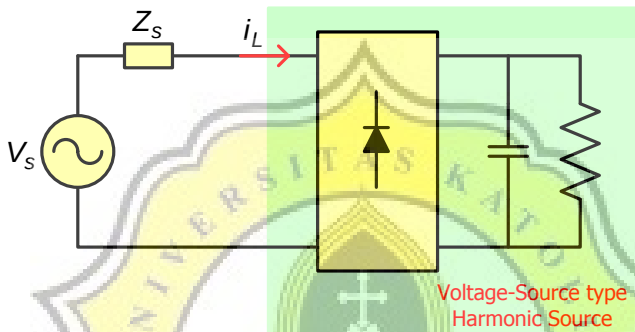
Gambar-2.5. Hubungan tegangan dan arus pada pemasangan beban tak linier pada sistem dengan tegangan sinusoidal

2.2 JENIS BEBAN TAK LINIER

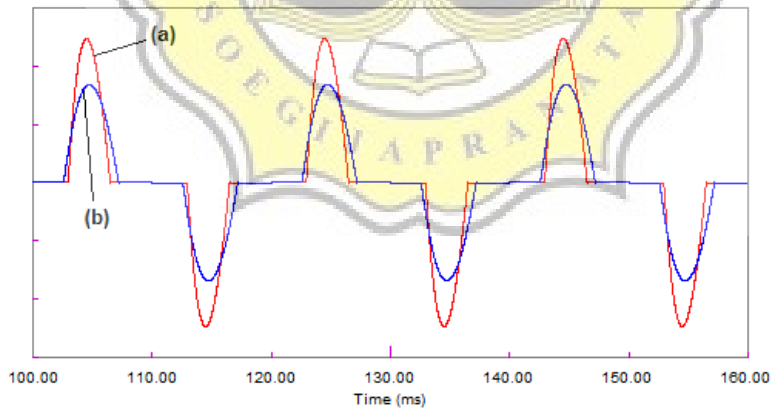
Suatu beban yang mengakibatkan hubungan tegangan dan arus menjadi tidak linier dapat didefinisikan sebagai beban tak linier. Karena beban tak linier adalah penghasil komponen harmonisa maka beban tak linier dapat juga dinamakan sumber harmonisa (*harmonic source*). Sumber harmonisa dapat dikategorikan menjadi dua macam, yaitu jenis sumber tegangan (*voltage-source type of harmonic source*) dan sumber arus (*current-source type of harmonic source*). Untuk memahami kedua jenis sumber harmonisa tersebut maka dapat dianalogikan dengan sumber tegangan/arus. Dalam analisis rangkaian listrik dikenal suatu sumber tegangan ideal, yaitu suatu sumber energi yang memiliki impedansi sangat kecil sehingga nilai tegangannya akan relatif konstan tetapi arus yang mengalir akan sangat ditentukan oleh impedansi yang terpasang. Sedangkan suatu sumber arus akan memiliki impedansi sangat besar sehingga nilai arusnya relatif konstan tidak terpengaruh oleh impedansi beban terpasang.

Pada Gambar-2.6 disajikan suatu penyearah dioda yang dilengkapi tapis kapasitor pada sisi keluarannya untuk memperoleh tegangan DC yang relatif konstan. Bentuk gelombang tegangan dan arusnya disajikan pada Gambar-2.7. Dari gambar tersebut tampak bahwa arus sumber akan sangat terdistorsi. Distorsi yang terjadi pada tegangan terjadi karena adanya impedansi sumber. Pembebanan jenis ini menyebabkan distorsi tegangan cukup signifikan (Gambar-2.8). Rangkaian ekuivalen pembebanan tak linier jenis ini ditampilkan pada Gambar-2.9.

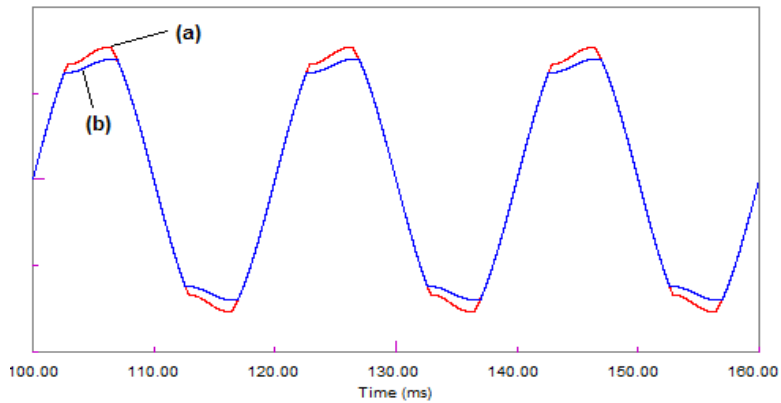
Untuk memberi komparasi maka pada Gambar-2.10 disajikan suatu penyearah thyristor dengan beban yang bersifat induktif. Dengan mengingat bahwa suatu thyristor dapat dinyalakan pada sudut fasa tertentu maka pada Gambar-2.11 ditunjukkan gelombang tegangan dan arusnya.



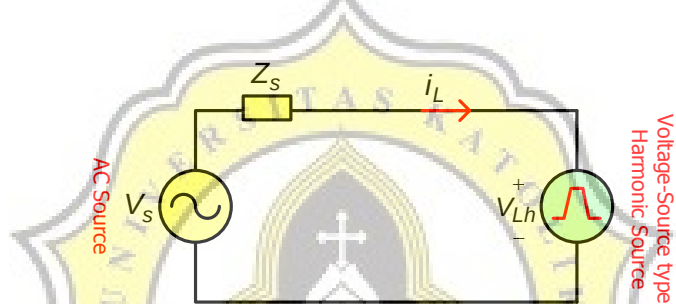
Gambar-2.6. Penyearah dioda berbeban kapasitif sebagai sumber harmonisa jenis sumber tegangan



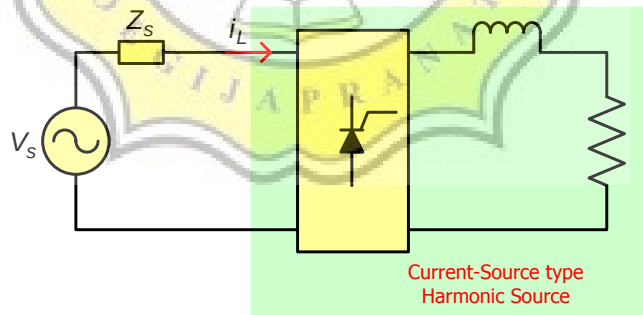
Gambar-2.7. Pengaruh impedansi sumber terhadap arus beban tak linier jenis sumber tegangan (a) $Z = 0,2 \text{ Ohm} + j0,01 \text{ H}$ (b) $Z = 0,4 \text{ Ohm} + j0,04 \text{ H}$



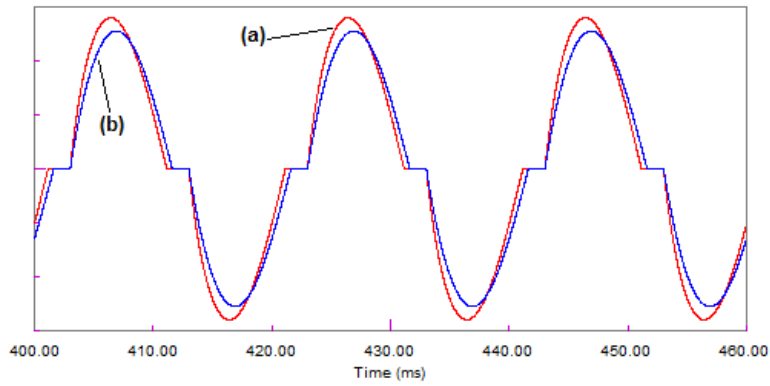
Gambar-2.8. Pengaruh impedansi sumber terhadap tegangan sumber pada pembebanan tak linier jenis sumber tegangan (a) $Z=0,2 \text{ Ohm}+j0,01 \text{ H}$ (b) $Z=0,4 \text{ Ohm}+j0,04 \text{ H}$



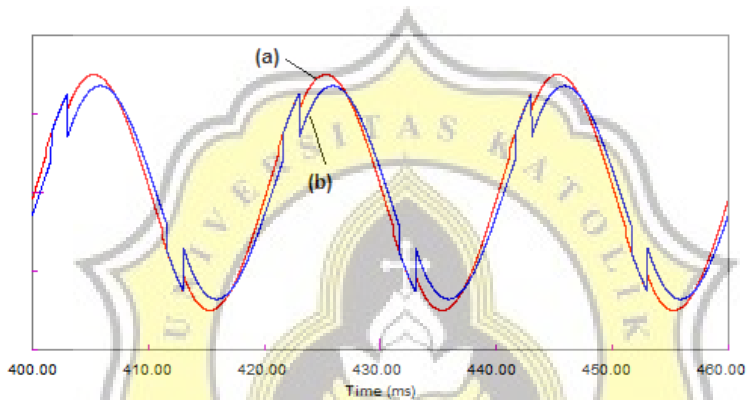
Gambar-2.9. Rangkaian ekuivalen dari pembebanan yang mengakibatkan terjadinya harmonisa jenis tegangan



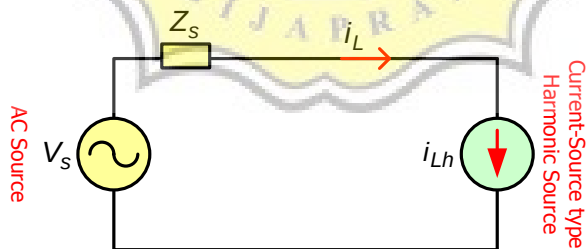
Gambar-2.10. Penyearah thyristor berbeban induktif sebagai sumber harmonisa jenis sumber arus



Gambar-2.11. Pengaruh impedansi sumber terhadap arus beban tak linier jenis sumber arus (a) $Z=0,2 \text{ Ohm}+j0,01 \text{ H}$ (b) $Z=0,4 \text{ Ohm}+j0,04 \text{ H}$



Gambar-2.12. Pengaruh impedansi sumber terhadap tegangan sumber pada pembebanan tak linier jenis sumber arus (a) $Z=0,2 \text{ Ohm}+j0,01 \text{ H}$ (b) $Z=0,4 \text{ Ohm}+j0,04 \text{ H}$



Gambar-2.13. Rangkaian ekuivalen dari pembebanan yang mengakibatkan terjadinya harmonisa jenis arus

2.3 HARMONISA

Fourier, seorang ahli matematika dari Perancis menyatakan bahwa setiap gelombang yang periodik dapat dinyatakan oleh suatu deret dari gelombang sinusoidal dengan frekuensi kelipatan dari frekuensi fundamental, secara umum dinyatakan dengan

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2-1)$$

di mana

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$a_0 = \int_0^T f(t) dt, \quad a_h = \int_0^T f(t) \cos(h\omega t) dt$$

$$b_h = \int_0^T f(t) \sin(h\omega t) dt \text{ dan } h = 1, 2, 3, \dots$$

Persamaan (2-1) merupakan bentuk trigonometris dari deret Fourier, untuk lebih menyederhanakan maka persamaan (2-1) dapat disajikan dalam bentuk

$$f(t) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} c_h \sin(h\omega t + \phi_h) \quad (2-2)$$

di mana $c_0 = \frac{a_0}{2}$

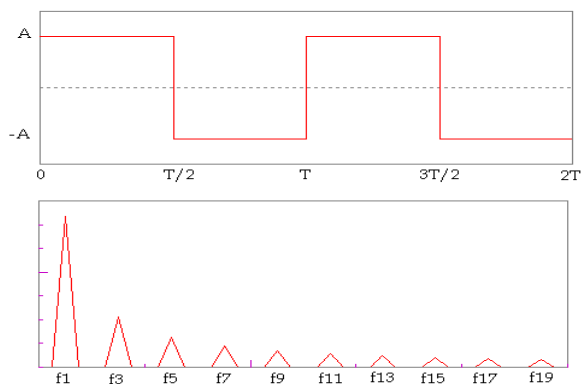
$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$$

$$\phi_h = \tan^{-1} \left(\frac{b_h}{a_h} \right)$$

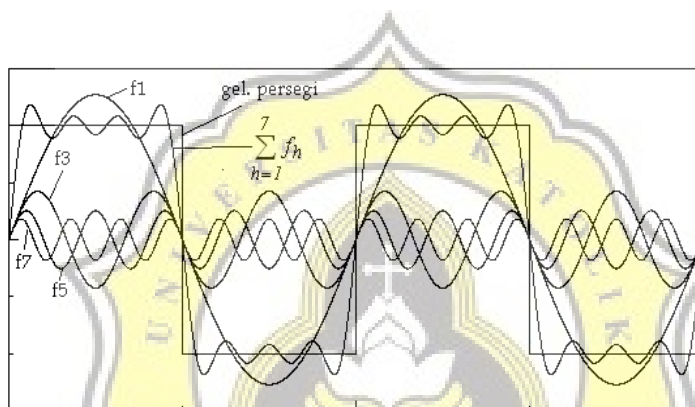
Sebagai ilustrasi, disajikan gelombang persegi (Gambar-2.14) yang akan dianalisis dengan menggunakan deret Fourier. Implementasi persamaan (2-2) pada gelombang tersebut menghasilkan

$$f(t)_{\text{square}} = \frac{4A}{\pi} \left\{ \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) + \frac{1}{3} \sin\left(3\frac{2\pi}{T}t\right) + \frac{1}{5} \sin\left(5\frac{2\pi}{T}t\right) + \dots \right\} \quad (2-3)$$

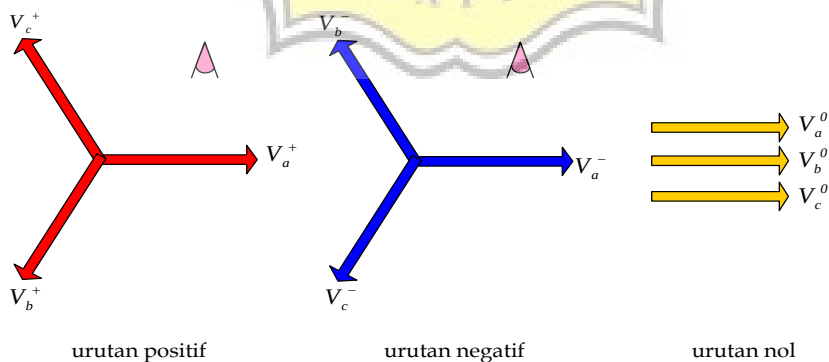
Persamaan (2-3) menunjukkan bahwa hanya komponen harmonisa orde ganjil yang muncul dalam analisis. Pada Gambar-2.15 ditunjukkan sintesis dari empat komponen harmonisa pertama untuk menyusun gelombang persegi, dengan mengambil orde lebih banyak maka hasil sintesis yang diperoleh akan makin mendekati gelombang persegi. Pada sistem tiga fasa dikenal komponen urutan fasa seperti tampak pada Gambar-2.16. Suatu urutan fasa dinamakan urutan positif jika fasor tegangan atau arus diputar berlawanan arah dengan jarum jam (*counter clockwise*) memiliki urutan ABC (dalam arti urutan tegangan adalah V_a^+, V_b^+, V_c^+), sedangkan urutan negatif ditandai dengan urutan ACB (dalam arti urutan tegangan V_a^+, V_c^+, V_b^+). Untuk urutan yang memiliki arah fasor sama dinamakan urutan nol. Pada tegangan atau arus yang terdistorsi, maka besaran tersebut akan mengandung komponen fundamental dan komponen-komponen harmonisa. Komponen-komponen tersebut memiliki urutan yang berbeda.



Gambar-2.14. Gelombang persegi dan spektrumnya



Gambar-2.15. Sintesis empat harmonisa pertama untuk membentuk gelombang persegi



Gambar-2.16. Komponen urutan positif, negatif dan nol

Harmonisa akan memiliki urutan yang berbeda bergantung dari ordenya, semua harmonisa kelipatan-3 (*triplen harmonics*) selalu merupakan komponen urutan nol.

Harmonisa orde-1, 4, 7, 10, 13 dst memiliki urutan positif, sedangkan harmonisa orde-2, 5, 8, 11, 14 dst memiliki urutan negatif. Pada Tabel-2.1 ditampilkan sepuluh harmonisa pertama beserta jenis urutannya.

Tabel-2.1. Urutan pada harmonisa untuk sistem seimbang

Komponen	Urutan
fundamental	positif
harmonisa orde-2	negatif
harmonisa orde-3	nol
harmonisa orde-4	positif
harmonisa orde-5	negatif
harmonisa orde-6	nol
harmonisa orde-7	positif
harmonisa orde-8	negatif
harmonisa orde-9	nol
harmonisa orde-10	positif

Di dalam analisis harmonisa terdapat beberapa parameter penting yang sering digunakan untuk menjabarkan sejauh mana pengaruh harmonisa terhadap sistem tenaga listrik, di antaranya adalah (IEEE std 519, 1992)

➤ **Total Harmonic Distortion (Distorsi Harmonisa Keseluruhan)**

Total Harmonic Distortion (THD) yang didefinisikan sebagai perbandingan antara nilai efektif dari komponen-komponen harmonisa terhadap nilai efektif komponen fundamental dari besaran tersebut yang dinyatakan dalam prosen

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad \text{atau} \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (2-4)$$

Indeks THD sering dipakai untuk mengukur deviasi kandungan harmonisa pada gelombang sinusoidal. Untuk gelombang sinusoidal murni yang hanya memiliki komponen fundamental maka nilai THD-nya sama dengan nol. Sedangkan jika nilai harmonisa tidak diambil secara keseluruhan tetapi masing-masing orde maka THD akan menjadi IHD (*Individual Harmonic Distortion*)

➤ **Total Demand Distortion**

Total Demand Distortion (TDD) merupakan distorsi arus harmonisa total dan didefinisikan dengan persamaan

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \quad (2-5)$$

di mana I_L merupakan arus beban maksimal yang dibutuhkan (selama 15–30 menit) pada frekuensi fundamental, dihitung sebagai nilai rata-rata dari

arus beban maksimum yang dibutuhkan selama 12 bulan. Konsep TDD ini sesuai untuk penerapan *IEEE 519-1992 Standard*.

Tabel-2.2. IEEE Std 519-1992 Current Distortion Limits

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of IL						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
69 kV and below						
Isc / IL	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 - 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 - 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 - 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
69.001 kV through 161 kV						
< 20	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
20 - 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4
50 - 100	5	2.25	2	0.75	0.35	6
100 - 1000	6	2.75	2.5	1	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3	1.25	0.7	10
161.001 kV and above						
<50	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
≥50	3.5	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above

Tabel-2.3. IEEE Std 519-1992 Voltage Distortion Limits

Bus Voltage at PCC	Individual Voltage Distortion (%)	Total Voltage Distortion THD (%)
69 kV and below	3.0	5.0
69.001 kV through 161 kV	1.5	2.5
161.001 kV and above	1.0	1.5

Untuk menjaga agar kualitas daya dari sistem tetap terjaga maka beberapa batasan telah dikeluarkan untuk membatasi kandungan harmonisa yang diakibatkan oleh pemasangan beban-beban tak linier. *IEEE 519-1992 Standard* menentukan batasan terhadap distorsi tegangan dan arus untuk distribusi primer dan sekunder tegangan rendah, sub-transmisi dan sistem transmisi tegangan tinggi. Tabel-2.2 dan Tabel-2.3 menunjukkan batasan yang direkomendasikan oleh *IEEE 519-1992 Standard*

terhadap harmonisa dan distorsi tegangan pada *rating* tegangan sistem yang berbeda. *IEEE 519-1992 Standard* juga menentukan batasan terhadap arus harmonisa konsumen individu yang dievaluasi pada PCC (*Point of Common Coupling*). Batasan yang direkomendasikan ini bergantung pada beban konsumen terkait dengan kapasitas hubung singkat sistem pada PCC, di mana batasan arus dinyatakan sebagai prosentase arus beban kebutuhan maksimum yang memiliki frekuensi fundamental pada PCC.

2.4 KESIMPULAN

Pemakaian peralatan yang mengimplementasikan komponen semikonduktor sebagai saklar statis selalu menimbulkan distorsi akibat harmonisa. Beban listrik demikian dikategorikan sebagai beban tak linier. Beban jenis ini terdiri dari dua tipe, yaitu bersifat seperti sumber tegangan harmonisa atau yang bersifat seperti sumber arus harmonisa. Melalui deret Fourier maka gelombang yang terdistorsi dapat diuraikan menjadi komponen fundamental dan komponen harmonisa.

2.5 DAFTAR PUSTAKA

1. Anonim , **Harmonic Theory**, Jessler & Gsell, Ltd – Power Electronic Energy Management
2. Grusz, T. M. (1990), **A Survey of Neutral Currents in Three-Phase Computer Power Systems**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.26, no.4, 719-725
3. Lai, J. S. dan Key, T. S. (1997), **Effectiveness of Harmonic Mitigation Equipment for Commercial Buildings**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol-33, no.4, 1104-1110
4. Peng, F.Z. (1998), **Application Issues of Active Power Filters**, IEEE Industry Applications Magazine, 21-30



DEKOMPOSISI ARUS

BAB 3

Suatu beban tak linier jenis arus menyebabkan arus mengalami distorsi, arus demikian jika diuraikan akan mengandung beberapa macam komponen arus terkait dengan daya yang dihasilkan. Untuk memahami hubungan arus, tegangan dan daya diperlukan suatu konsep perhitungan daya. Beberapa teori daya terkait dengan beban linier dan tak linier akan diuraikan. Berbasis pada konsep daya ini selanjutnya analisis arus dilakukan.

3.1 TEORI DAYA KONVENSIONAL

Konsep tentang daya sering digunakan dalam disiplin teknik elektro, di antaranya adalah teori daya konvensional yang umum digunakan pada sistem tanpa distorsi. Untuk memahami konsep daya tersebut maka disajikan suatu sistem satu fasa (Gambar-3.1) dengan tegangan dan arus yang dijabarkan dalam persamaan berikut

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \phi) \quad (3-1)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \theta) \quad (3-2)$$

di mana

$v(t)$ = nilai tegangan sesaat

$i(t)$ = nilai arus sesaat

ϕ = sudut fasa tegangan

θ = sudut fasa arus

Nilai daya sesaat dari sistem di atas dapat dinyatakan dengan perkalian antara tagangan sesaat dan arus sesaat

$$p(t) = v(t) i(t) \\ p(t) = VI \cos \phi (1 - \cos 2\omega t) - VI \sin \phi \sin 2\omega t \quad (3-3)$$

di mana

$\phi = \phi - \theta$ = selisih sudut fasa antara tegangan dan arus

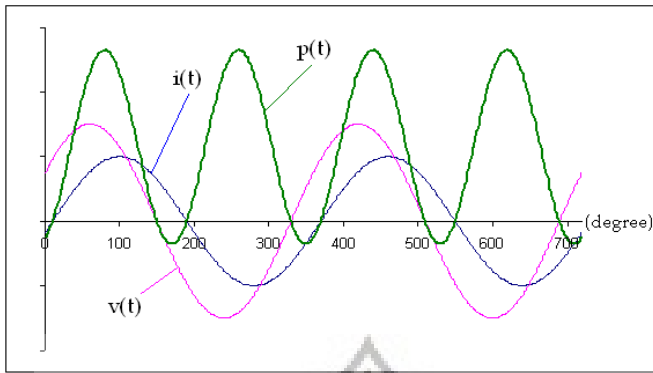
Persamaan (3-3) mengandung dua komponen, yaitu $VI \cos \phi (1 - \cos 2\omega t)$ yang merupakan gelombang sinusoidal dengan frekuensi dua kali frekuensi sistem dengan nilai rata-rata $VI \cos \phi$, nilai rata-rata dari komponen tersebut dikenal dengan daya nyata rata-rata dan dinyatakan dengan

$$P = VI \cos \phi \quad (3-4)$$

dan komponen kedua $VI \sin \phi \sin 2\omega t$ yang merupakan gelombang sinusoidal dengan puncak $VI \sin \phi$ dan frekuensi dua kali sistem tetapi dengan nilai rata-rata sama dengan nol, nilai puncak ini sering didefinisikan sebagai daya reaktif, dinyatakan

$$Q = VI \sin \phi \quad (3-5)$$

Persamaan (3-5) menunjukkan bahwa daya nyata rata-rata suatu sistem satu fasa dengan beban linier dapat dinyatakan oleh hasil perkalian antara nilai efektif tegangan, nilai efektif arus dan kosinus sudut fasa antara tegangan dan arus.



Gambar-3.1. Gelombang tegangan, arus dan daya sesaat untuk sistem satu fasa yang mencatu beban linier

Pada aplikasi untuk sistem tiga fasa ideal dengan beban linier, tegangan dan arus dari sistem dinyatakan dengan persamaan

$$v_a(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \phi) \quad (3-6a)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 120^\circ + \phi) \quad (3-6b)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t + 120^\circ + \phi) \quad (3-6c)$$

dan

$$i_a(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \theta) \quad (3-7a)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - 120^\circ + \theta) \quad (3-7b)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + 120^\circ + \theta) \quad (3-7c)$$

maka daya sesaat dari sistem dinyatakan dengan

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3VI \cos \phi \quad (3-8)$$

persamaan daya sesaat tersebut memiliki nilai yang konstan, dan nilai ini merupakan daya nyata rata-rata sistem tiga fasa, dinyatakan dengan

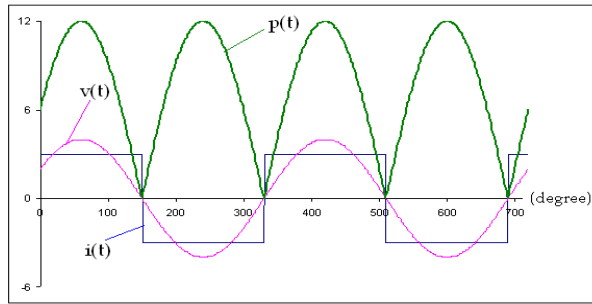
$$P_{3\phi} = 3P \quad (3-9)$$

sedangkan daya reaktifnya didefinisikan tiga kali daya reaktif satu fasa

$$Q_{3\phi} = 3VI \sin \phi = 3Q \quad (3-10)$$

Dalam aplikasi pada kondisi nyata, sering dijumpai kondisi di mana terdapat kandungan harmonisa (h) terutama pada besaran arus (Gambar-3.2). Jika sistem yang memiliki tegangan ideal digunakan untuk mencatu beban tak linier maka persamaan arusnya dapat dinyatakan dengan suatu deret berikut

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (3-11)$$



Gambar-3.2. Gelombang tegangan, arus dan daya sesaat untuk sistem satu fasa yang mencatu beban tak linier

Nilai daya sesaat dari sistem tersebut dinyatakan dengan menggunakan persamaan (3-1) dan (3-11)

$$\begin{aligned}
 p(t) &= \sqrt{2}V \sin(\omega t + \phi) \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \right\} \\
 &= VI_1 \cos \phi_1 (1 - \cos 2\omega t) - VI_1 \sin \phi_1 \sin 2\omega t \\
 &\quad + \sum_{h=2}^{\infty} 2VI_h \sin(\omega t + \phi) \sin(h\omega t + \theta_h)
 \end{aligned} \tag{3-12}$$

Persamaan di atas menunjukkan bahwa pada sistem dengan kandungan harmonisa maka pada daya sesaat juga akan dibangkitkan komponen daya sebagai akibat dari arus harmonisa. Dari persamaan (3-11), dapat disajikan nilai efektif dari arus, yaitu sebagai berikut

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2} \tag{3-13}$$

Daya semu S merupakan besaran yang diperoleh sebagai perkalian nilai efektif dari tegangan dan arus, disajikan

$$\begin{aligned}
 S^2 &= V^2 I^2 \\
 &= V^2 (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2) \\
 &= V^2 I_1^2 + V^2 (I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2) \\
 &= [P \cos \phi_1]^2 + [Q \sin \phi_1]^2 + V^2 (I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2) \\
 S^2 &= P^2 + Q^2 + H^2
 \end{aligned} \tag{3-14}$$

Dengan mengacu persamaan di atas maka suatu tetrahedron daya dapat digambarkan seperti Gambar-3.3. Berdasarkan persamaan-persamaan yang telah diuraikan di atas maka dapat diturunkan beberapa definisi sebagai berikut

- displacement factor atau fundamental power factor

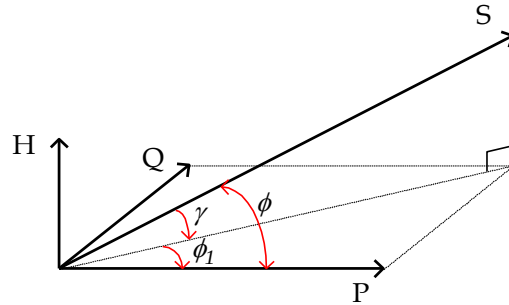
$$\text{Fund PF} = \cos \phi_1 \tag{3-15a}$$

- distortion factor =

$$DF = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{S} = \frac{I_1}{I} = \cos \gamma \tag{3-15b}$$

➤ total power factor

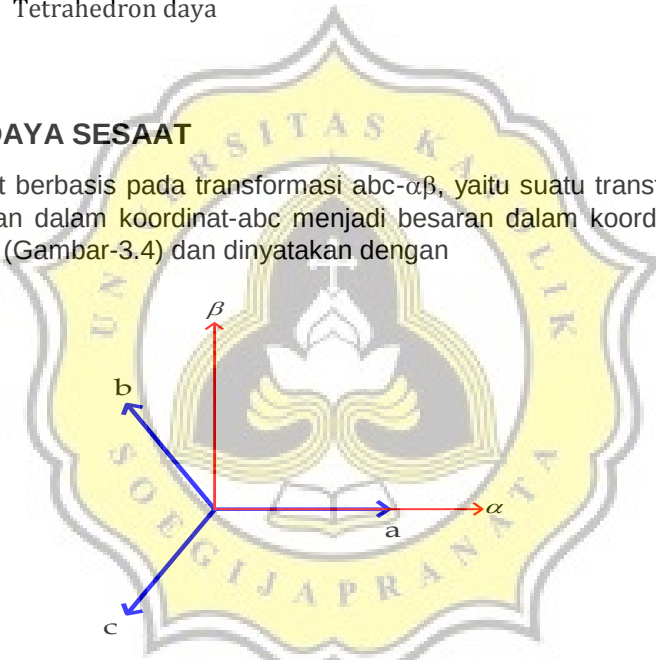
$$\text{Total PF} = \frac{I_1}{I} \cos \phi_1 = \cos \phi \quad (3-15c)$$



Gambar-3.3. Tetrahedron daya

3.2 TEORI DAYA SESAAT

Teori daya sesaat berbasis pada transformasi $abc-\alpha\beta$, yaitu suatu transformasi yang mengubah besaran dalam koordinat- abc menjadi besaran dalam koordinat- $\alpha\beta$ yang saling tegak lurus (Gambar-3.4) dan dinyatakan dengan



Gambar-3.4. Proyeksi koordinat- abc pada koordinat- $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \end{bmatrix} = [T_{abc-\alpha\beta}] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta-abc}] \begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

di mana

$$[T_{abc-\alpha\beta}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \text{ dan } [T_{\alpha\beta-abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Daya sesaat pada teori ini dapat ditentukan dengan persamaan

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

Pada persamaan (3-18), daya nyata sesaat pada koordinat- $\alpha\beta$ merupakan hasil perkalian tegangan sesaat dan arus sesaat pada sumbu yang sama, kondisi ini dapat dianggap sebagai *dot product* antara arus dan tegangan pada sumbu- α ditambah dengan dot product antara tegangan dan arus pada sumbu- β . Sedangkan daya reaktif sesaat merupakan perkalian antara tegangan sesaat dan arus sesaat dari sumbu yang berbeda dan dapat dianggap sebagai *cross product*, sehingga arah vektornya tegak lurus terhadap bidang- $\alpha\beta$. Tanda minus pada persamaan (3-18) menunjukkan arah vektor yang berlawanan antara $v_{\alpha}i_{\beta}$ dan $v_{\beta}i_{\alpha}$. Dalam aplikasi pada sistem tiga fasa dengan kawat netral, teori ini kurang sesuai maka perlu dilakukan modifikasi terkait munculnya arus pada kawat netral sehingga menjadi koordinat tiga dimensi yang saling tegak lurus dan persamaan transformasinya berubah menjadi

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_0 \end{bmatrix} = [T_{abc-\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

$$\text{di mana } [T_{abc-\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

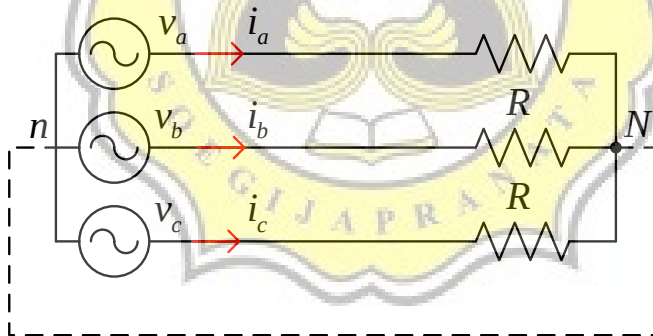
3.3 KAJIAN KASUISTIK

Suatu sistem tenaga listrik secara umum terdiri dari pembangkit, penyaluran dan sisi beban. Energi listrik yang dihasilkan oleh pembangkit tenaga listrik akan disalurkan ke sisi-sisi beban untuk dimanfaatkan. Pembangkit tenaga listrik dapat berupa PLTU, PLTA, PLTP dan lain-lain, sedangkan inti dari sistem pembangkitan adalah generator. Didasari beberapa pertimbangan maka generator AC tiga fasa digunakan untuk menghasilkan energi listrik. Kapasitas pembangkitan suatu generator dinyatakan dengan VA (*Volt-Ampere*) yang merupakan perkalian antara nilai efektif antara tegangan dan arus. Selanjutnya tegangan sistem akan dinaikkan untuk keperluan penyaluran (transmisi). Penggunaan tegangan yang lebih tinggi pada penyaluran ditujukan agar arus yang mengalir pada saluran transmisi menjadi kecil dengan pertimbangan ukuran konduktor dan rugi-rugi daya. Setelah sampai di sekitar sisi beban maka tegangan diturunkan pada tingkat yang lebih rendah untuk didistribusikan kepada konsumen.

Di sisi beban, konsumen akan menggunakan berbagai macam beban yang menentukan karakteristik arus yang mengalir. Penggunaan beban resistif pada tegangan sumber ideal akan mengakibatkan arus sinusoidal dan sefasa dengan tegangan sumber mengalir pada sistem, kondisi ini menyebabkan faktor daya sistem sama dengan satu yang berarti bahwa seluruh daya semu akan diubah menjadi daya nyata/kerja (jika rugi jaringan diabaikan). Pemakaian beban induktif/kapasitif membuat sebagian daya disimpan secara temporer pada elemen penyimpan energi berupa induktor atau kapasitor (daya reaktif) sehingga hanya sebagian komponen daya yang diubah menjadi daya nyata. Kedua jenis beban tersebut memiliki bentuk arus yang sinusoidal, beban demikian didefinisikan sebagai beban-beban linier. Sedangkan pemakaian beban tak linier akan mengakibatkan arus yang mengalir pada jaringan menjadi tidak sinusoidal lagi (terdistorsi), kondisi ini menyebabkan munculnya komponen arus harmonisa sehingga makin kecil prosentase daya semu yang diubah menjadi kerja. Pada bagian ini suatu kajian tentang hubungan arus dan beberapa komponen daya diuraikan. Kajian didasarkan pada kondisi tegangan sumber ideal dalam sistem tiga fasa dengan beban linier maupun tak linier.

3.3.1 Sistem Tiga Fasa dengan Beban Linier (beban resistif)

Jika diasumsikan rugi-rugi daya pada konduktor dapat diabaikan maka efisiensi pemanfaatan energi listrik akan ditentukan oleh sejauh mana daya semu dapat diubah menjadi daya nyata. Sebagai landasan awal kajian maka dimisalkan sistem tiga fasa dengan tegangan sumber ideal sebesar 220 V(rms) dan arus beban seimbang yang mengalir sebesar 10 A (rms) bersifat resistif seperti tampak pada Gambar-3.5.



Gambar-3.5. Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban linier resistif

Secara matematis besaran tegangan sesaat dapat disajikan sebagai (Gambar-3.6a)

$$v_a(t) = 220\sqrt{2} \sin(100\pi t) \text{ Volt} \quad (3-20a)$$

$$v_b(t) = 220\sqrt{2} \sin\left(100\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ Volt} \quad (3-20b)$$

$$v_c(t) = 220\sqrt{2} \sin\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \text{ Volt} \quad (3-20c)$$

dan untuk arus sesaat dinyatakan dengan (Gambar-3.6b)

$$i_a(t) = 10\sqrt{2} \sin(100\pi t) \text{ Ampere} \quad (3-21a)$$

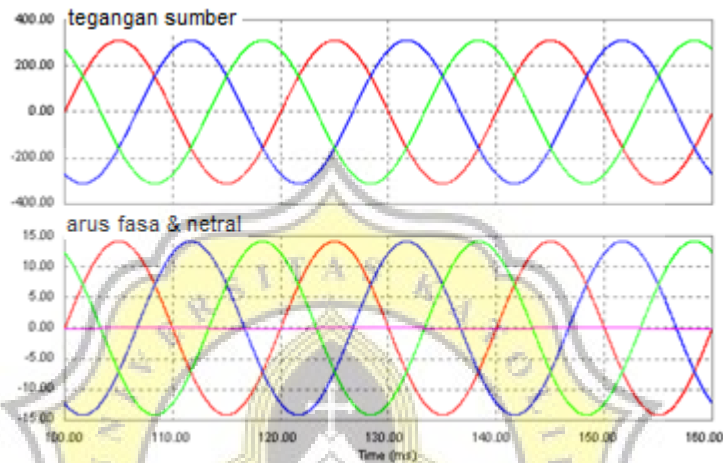
$$i_b(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(100\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ Ampere} \quad (3-21b)$$

$$i_c(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \text{ Ampere} \quad (3-21c)$$

Daya semu dapat ditentukan dengan mengalikan nilai rms tegangan dan arus, disajikan dengan persamaan

$$S = 3VI$$

$$= (3)(220)(10) = 6600 \text{ VA} \quad (3-22)$$



Gambar-3.6. Tegangan sumber dan arus yang mengalir pada pembebanan resistif

Daya sesaat (disajikan pada Gambar-3.7) ditentukan dengan cara memasukkan persamaan (3-20) dan (3-21) ke dalam persamaan

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$$

$$p(t) = (220)(10)\left\{1 - \cos(220\pi t)\right\} + (220)(10)\left\{1 - \cos\left(220\pi t - \frac{4\pi}{3}\right)\right\}$$

$$+ (220)(10)\left\{1 - \cos\left(220\pi t + \frac{4\pi}{3}\right)\right\}$$

$$p(t) = 6600 \text{ Watt} \quad (3-23)$$

Dalam sistem tiga fasa dengan beban linier seimbang menghasilkan daya sesaat yang berupa suatu nilai yang konstan. Dengan teori daya konvensional daya nyata juga dapat ditentukan melalui persamaan berikut

$$P = 3(V)(I)\cos(0^\circ)$$

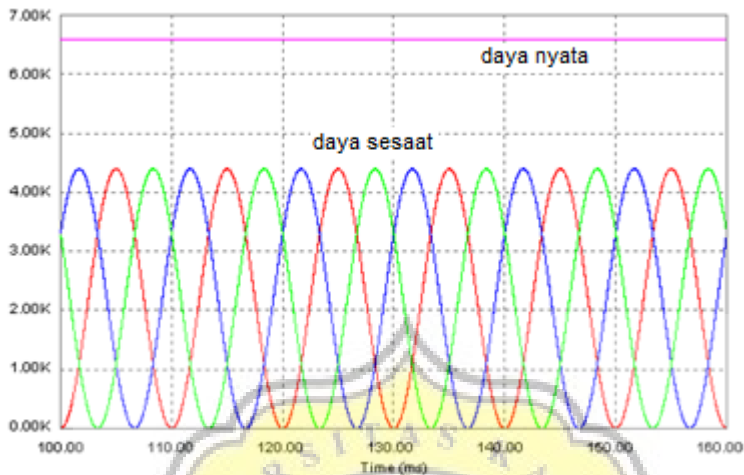
$$= 3(220)(10)(1) = 6600 \text{ Watt} \quad (3-24)$$

sedangkan daya reaktifnya ditentukan secara definisi dengan

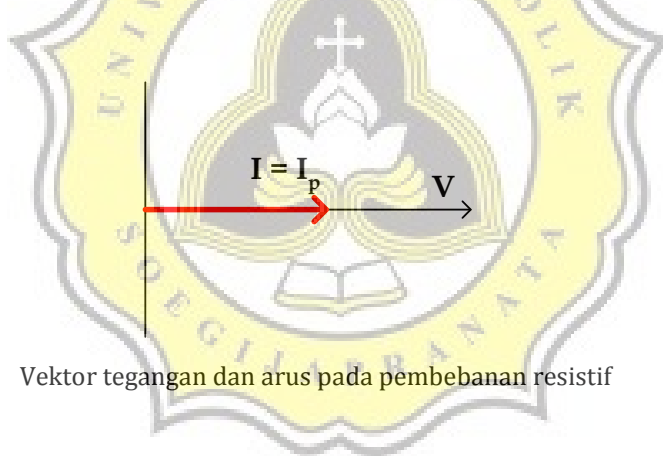
$$Q = 3(V)(I)\sin(0^\circ)$$

$$= 3(220)(10)(0) = 0 \text{ VAR} \quad (3-25)$$

Memperhatikan persamaan (3-22) – (3-25) tampak bahwa seluruh daya semu akan diubah menjadi daya nyata (karena daya reaktif sama dengan nol). Pada Gambar-3.8 ditunjukkan vektor arus sejajar dengan vektor tegangan, hal ini memiliki arti bahwa seluruh komponen arus akan berkontribusi pada pembentukan daya nyata (I_p).



Gambar-3.7. Daya sesaat dan daya nyata pada pembebanan resistif



Gambar-3.8. Vektor tegangan dan arus pada pembebanan resistif

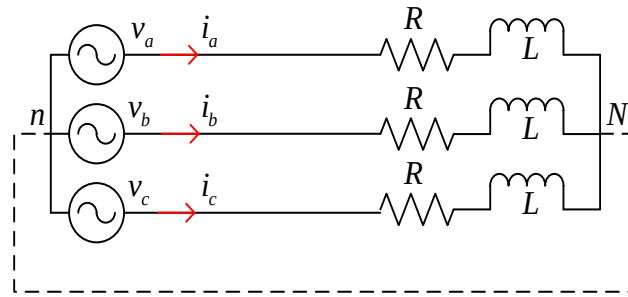
3.3.2 Sistem Tiga Fasa dengan Beban Linier (beban induktif)

Kajian lebih lanjut dilakukan dengan menggunakan beban linier yang bersifat induktif (Gambar-3.9). Suatu beban tiga fasa yang mengandung komponen resistor dan induktor digunakan untuk menghasilkan arus sebesar 14.14 A (rms) yang tertinggal dengan sudut fasa $\phi = 45^\circ$ (Gambar-3.10), secara matematis arus yang mengalir dalam sistem disajikan dengan persamaan berikut

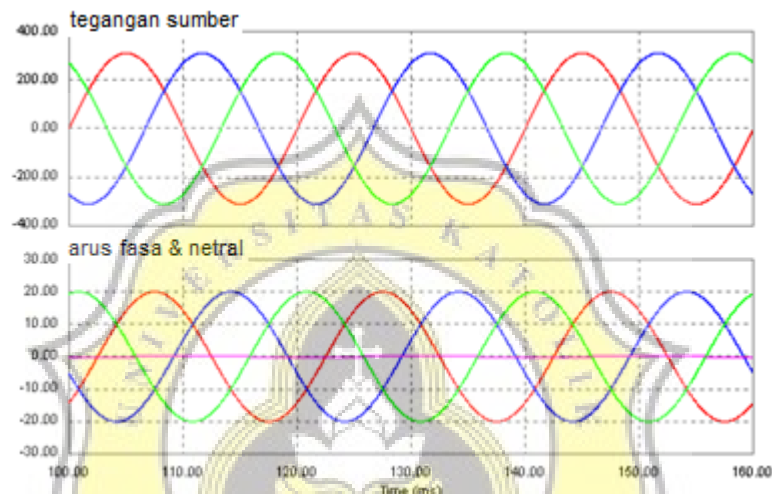
$$i_a(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(100\pi t - \frac{\pi}{4}\right) \text{ Ampere} \quad (3-26a)$$

$$i_b(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(100\pi t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{4}\right) \text{ Ampere} \quad (3-26b)$$

$$i_c(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{4}\right) \text{ Ampere} \quad (3-26c)$$



Gambar-3.9. Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban linier induktif



Gambar-3.10. Tegangan sumber dan arus yang mengalir pada pembebanan induktif

maka dengan mengacu pada teori daya konvensional diperoleh nilai daya semu, daya nyata dan daya reaktif sebesar

$$S = 3VI \quad (3-27)$$

$$= (3)(220)(10\sqrt{2}) = 6600\sqrt{2} \text{ VA}$$

$$P = 3(V)(I)\cos(45^\circ) \quad (3-28)$$

$$= 3(220)(10\sqrt{2})\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = 6600 \text{ Watt}$$

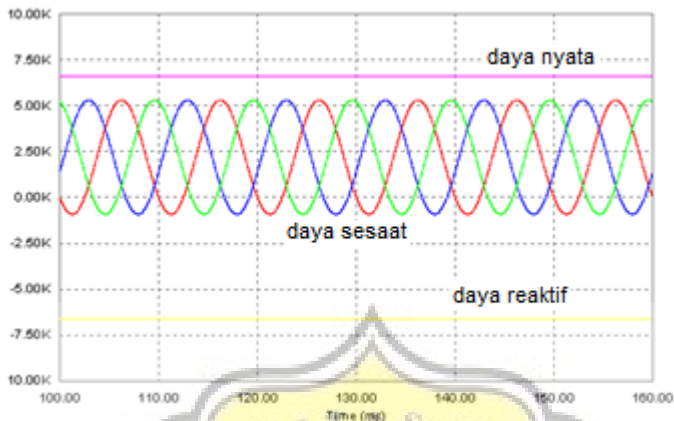
$$Q = 3(V)(I)\sin(45^\circ) \quad (3-29)$$

$$= 3(220)(10\sqrt{2})\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = 6600 \text{ VAR}$$

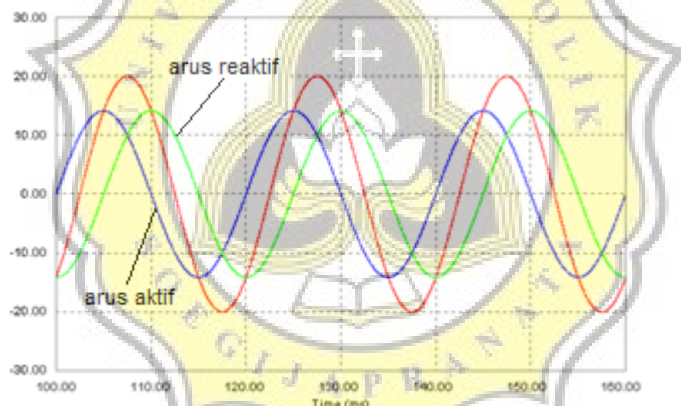
Daya nyata juga dapat dihitung dengan menggunakan persamaan daya sesaat seperti pada persamaan (3-23) dan secara grafis ditampilkan pada Gambar-3.11.

Memperhatikan persamaan (3-27) - (3-29) tampak bahwa daya semu diubah menjadi daya nyata dan daya reaktif. Arus yang mengalir dalam sistem dapat diuraikan

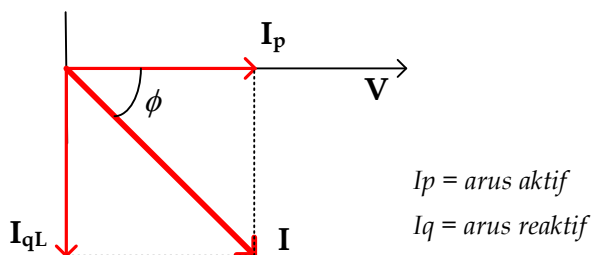
menjadi dua komponen, yaitu komponen yang berkaitan dengan terbentuknya daya nyata (komponen arus ini selalu sefasa dengan tegangan sumber) dan komponen arus terkait dengan terbentuknya daya reaktif (komponen arus yang kuadratur terhadap tegangan fasa). Representasi pada domain waktu ditampilkan pada Gambar-3.12 dan secara vektor ditunjukkan pada Gambar-3.13.



Gambar-3.11. Daya sesaat, daya nyata dan daya reaktif pada pembebanan resistif



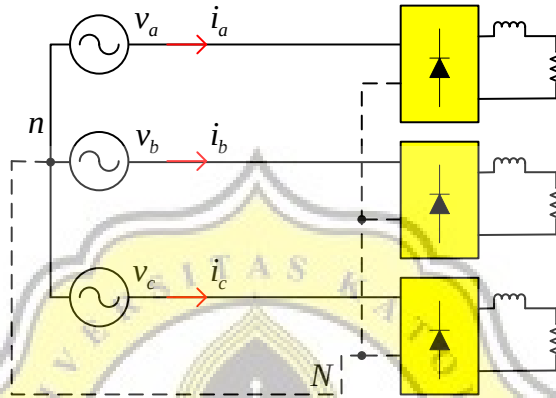
Gambar-3.12. Arus aktif dan reaktif yang mengalir pada pembebanan induktif



Gambar-3.13. Representasi vektor dari arus aktif dan reaktif yang mengalir pada pembebanan induktif

3.3.3 Sistem Tiga Fasa dengan Beban Tak Linier tanpa Daya Reaktif

Untuk mendekati kondisi yang menghasilkan arus terdistorsi maka kajian juga dilakukan dengan menggunakan beban tak linier. Pada kasus dengan beban tak linier tanpa daya reaktif maka digunakan penyearah dioda berbeban induktif. Suatu penyearah akan menghasilkan arus yang mengandung komponen harmonisa tetapi tanpa kandungan daya reaktif (Gambar-3.14). Untuk menyederhanakan kajian, maka arus sistem yang terdistorsi akan dibatasi pada harmonisa orde-7 yang disajikan dengan persamaan (Gambar-3.15)



Gambar-3.14. Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban tak linier jenis dioda

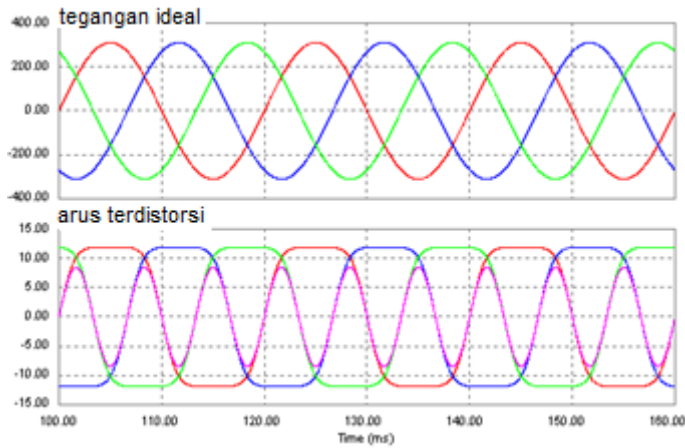
$$i_a(t) = 10\sqrt{2} \sin(100\pi t) + 2\sqrt{2} \sin(300\pi t) + 0,4\sqrt{2} \sin(500\pi t) + 0,08\sqrt{2} \sin(700\pi t) \quad (3-30a)$$

$$i_b(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(100\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) + 2\sqrt{2} \sin(300\pi t) + 0,4\sqrt{2} \sin\left(500\pi t - \frac{4\pi}{3}\right) + 0,08\sqrt{2} \sin\left(700\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3-30b)$$

$$i_c(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) + 2\sqrt{2} \sin(300\pi t) + 0,4\sqrt{2} \sin\left(500\pi t + \frac{4\pi}{3}\right) + 0,08\sqrt{2} \sin\left(700\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3-30c)$$

Nilai rms dari arus di atas dapat ditentukan dengan persamaan

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{14,14}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{2,828}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0,5656}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0,1131}{\sqrt{2}}\right)^2} \\ &= \sqrt{(10)^2 + (2)^2 + (0,4)^2 + (0,08)^2} = 10,21 \text{ Ampere} \end{aligned} \quad (3-31)$$



Gambar-3.15. Tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif

Daya semu dari sistem ditentukan dengan

$$S = 3VI$$

$$= (3)(220)(10,21) = 6738,6 \text{ VA} \quad (3-32)$$

Dalam sistem yang terdistorsi maka teori daya konvensional tidak lagi akurat dalam perhitungannya, maka digunakan teori daya sesaat (*pq theory*) untuk menggantikannya. Daya sesaat ditentukan dengan melakukan transformasi persamaan (3-20) dan (3-30) ke dalam sumbu- $\alpha\beta$. Tegangan pada koordinat- $\alpha\beta$ ditentukan dengan

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[220\sqrt{2} \sin(100\pi t) - \frac{1}{2} \left\{ 220\sqrt{2} \sin\left(100\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} - \frac{1}{2} \left\{ 220\sqrt{2} \sin\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \right]$$

$$= 220\sqrt{3} \sin(100\pi t) \quad (3-33a)$$

$$v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} \left\{ 220\sqrt{2} \sin\left(100\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) - 220\sqrt{2} \sin\left(100\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \right\}$$

$$= -220\sqrt{3} \cos(100\pi t) \quad (3-33b)$$

Secara analogi arus pada koordinat- $\alpha\beta$ dapat ditentukan dengan memasukkan persamaan (3-30) ke dalam persamaan di bawah ini

$$i_\alpha = i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c$$

$$= 10\sqrt{3} \sin(100\pi t) + 0,4\sqrt{3} \sin(500\pi t) + 0,08\sqrt{3} \sin(700\pi t) \quad (3-34a)$$

$$\begin{aligned}
 i_{\beta} &= \frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{13}}{2} i_c \\
 &= -10\sqrt{3} \cos(100\pi t) + 0,4\sqrt{3} \cos(500\pi t) - 0,08\sqrt{3} \cos(700\pi t)
 \end{aligned}
 \quad (3-34b)$$

Daya nyata sesaat ditentukan dengan menggunakan persamaan tegangan dan arus pada koordinat- $\alpha\beta$ [persamaan (3-33) dan (3-34)] melalui persamaan

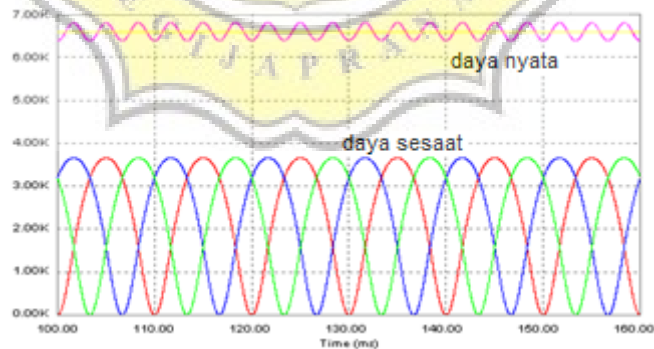
$$\begin{aligned}
 p(t) &= v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} \\
 &= \{220\sqrt{3} \sin(100\pi t)\} \{10\sqrt{3} \sin(100\pi t) + 0,4\sqrt{3} \sin(500\pi t) \\
 &\quad + 0,08\sqrt{3} \sin(700\pi t)\} + \{-220\sqrt{3} \cos(100\pi t)\} \{-10\sqrt{3} \cos(100\pi t) \\
 &\quad + 0,4\sqrt{3} \cos(500\pi t) - 0,08\sqrt{3} \cos(700\pi t)\} \\
 &= (220)(10)(3) \{ \sin^2(100\pi t) + \cos^2(100\pi t) \} - \\
 &\quad (220)(0,4)(3) \cos(600\pi t) + (220)(0,08)(3) \cos(600\pi t) \\
 &= 6600 - 264 \cos(600\pi t) + 52,8 \cos(600\pi t) \\
 &= 6600 - 211,2 \cos(600\pi t) \text{ Watt}
 \end{aligned}
 \quad (3-35)$$

Persamaan (3-35) mengandung dua komponen yaitu komponen rata-rata dan komponen riak (Gambar-3.16). Komponen rata-rata daya nyata dapat juga ditentukan dengan

$$P_{3\phi} = 3 \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \phi_h \quad (3-36)$$

Karena tegangan sumber yang digunakan ideal maka daya nyata (komponen rata-rata) disederhanakan menjadi

$$\begin{aligned}
 P_{3\phi} &= 3V_1 I_1 \cos \phi_1 \\
 &= 3(220)(10) \cos 0^\circ = 6600 \text{ Watt}
 \end{aligned}
 \quad (3-37)$$



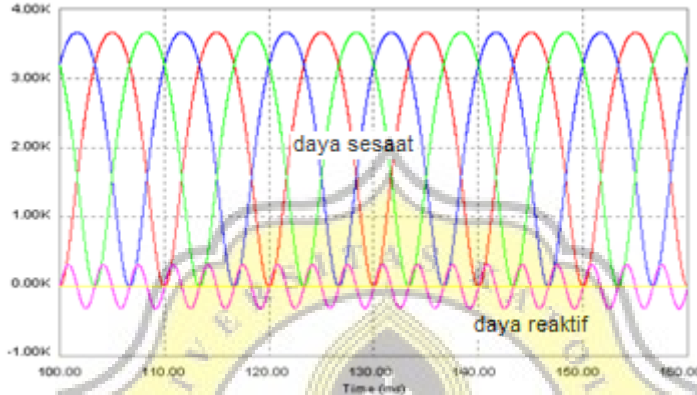
Gambar-3.16.

Daya sesaat tiap fasa dan daya nyata sesaat tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif

Daya reaktif sesaat ditentukan dengan persamaan

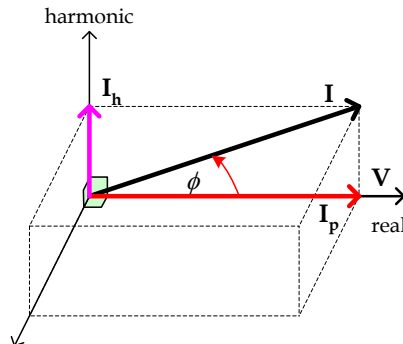
$$\begin{aligned}
 q(t) &= v_{\alpha} i_{\beta} - v_{\beta} i_{\alpha} \\
 &= \{220\sqrt{3} \sin(100\pi t)\} \{-10\sqrt{3} \cos(100\pi t) + 0,4\sqrt{3} \cos(500\pi t) \\
 &\quad - 0,08\sqrt{3} \cos(700\pi t)\} - \{-220\sqrt{3} \cos(100\pi t)\} \{10\sqrt{3} \sin(100\pi t) \\
 &\quad + 0,4\sqrt{3} \sin(500\pi t) + 0,08\sqrt{3} \sin(700\pi t)\} \\
 q(t) &= 0 + 264 \sin(600\pi t) + 52,8 \sin(600\pi t) = 316,8 \sin(600\pi t) \quad (3-38)
 \end{aligned}$$

Persamaan (3-38) menunjukkan bahwa daya reaktif memiliki nilai rata-rata sama dengan nol (berfluktuasi pada nilai nol) seperti ditunjukkan pada Gambar-3.17.



Gambar-3.17. Daya sesaat tiap fasa dan daya reaktif total tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif

Mengacu pada persamaan (3-20), (3-35) dan (3-38) tampak bahwa komponen arus terdiri dari komponen fundamental dan komponen harmonisa. Secara vektor, komponen fundamental memiliki fasa yang sama dengan tegangan sumber dan komponen ini yang menghasilkan komponen rata-rata daya nyata. Sedangkan komponen harmonisa dari arus disajikan pada vektor yang tegak lurus dari tegangan sumber, komponen arus harmonisa ini akan menghasilkan komponen riak daya sesaat (Gambar-3.18).



Gambar-3.18. Vektor tegangan dan arus pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi tanpa daya reaktif

3.3.4 Sistem Tiga Fasa dengan Beban Tak Linier yang Mengandung Daya Reaktif

Selanjutnya kajian dilakukan dengan menggunakan beban tak linier yang menghasilkan arus terdistorsi dengan kandungan daya reaktif. Beban seperti ini pada umumnya dijumpai pada penyearah terkendali sudut fasa (Gb-4.19). Untuk menyederhanakan kajian maka digunakan tegangan sumber tiga fasa ideal dan arus terdistorsi dibatasi pada nilai harmonisa orde-7. Persamaan yang mendekati arus untuk beban penyearah terkendali sudut fasa dapat disajikan dengan (Gb-4.20)

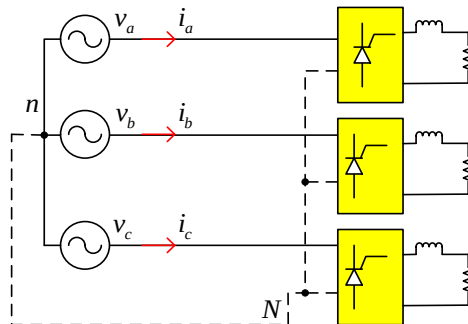
$$i_a(t) = 20 \sin\left(100\pi t - \frac{\pi}{4}\right) + 4 \sin\left(300\pi t - \frac{3\pi}{4}\right) + 0,8 \sin\left(500\pi t - \frac{5\pi}{4}\right) + 0,16 \sin\left(700\pi t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (3-39a)$$

$$i_b(t) = 20 \sin\left(100\pi t - \frac{11\pi}{12}\right) + 4 \sin\left(300\pi t - \frac{9\pi}{12}\right) + 0,8 \sin\left(500\pi t - \frac{21\pi}{12}\right) + 0,16 \sin\left(700\pi t - \frac{5\pi}{12}\right) \quad (3-39b)$$

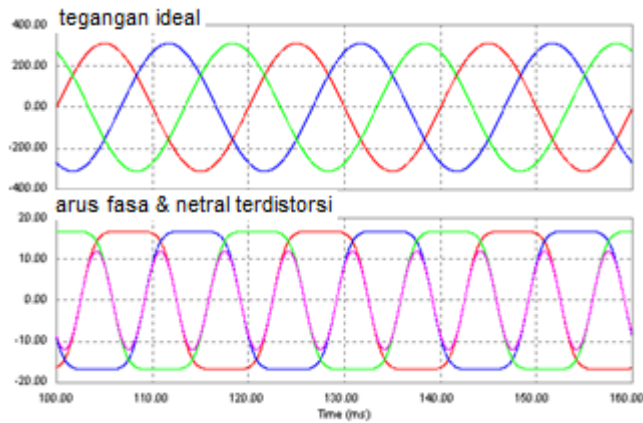
$$i_c(t) = 20 \sin\left(100\pi t + \frac{5\pi}{12}\right) + 4 \sin\left(300\pi t + \frac{15\pi}{12}\right) + 0,8 \sin\left(500\pi t + \frac{25\pi}{12}\right) + 0,16 \sin\left(700\pi t + \frac{35\pi}{12}\right) \quad (3-39c)$$

Nilai rms dari arus di atas dapat ditentukan dengan persamaan

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{4}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0,8}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0,16}{\sqrt{2}}\right)^2} \\ &= \sqrt{200 + 8 + 0,32 + 0,0128} = 14,43 \text{ Ampere} \end{aligned} \quad (3-40)$$



Gambar-3.19. Sistem tiga fasa yang terhubung dengan beban tak linier jenis penyearah terkendali



Gambar-3.20. Tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif

Daya semu dari sistem ditentukan dengan

$$S = 3VI$$

$$= (3)(220)(14,43) = 9523,8 \text{ VA} \quad (3-41)$$

Daya sesaat ditentukan dengan melakukan transformasi persamaan (3-20) dan (3-39) ke dalam sumbu- $\alpha\beta$. Tegangan pada koordinat- $\alpha\beta$ diambil dari persamaan (3-33) sedangkan arus pada koordinat- $\alpha\beta$ dapat ditentukan dengan memasukkan persamaan (3-39) ke dalam persamaan di bawah ini

$$i_\alpha = i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c$$

$$= \frac{30}{\sqrt{3}}\sin(100\pi t) + \frac{1,2}{\sqrt{3}}\sin(500\pi t) + \frac{0,24}{\sqrt{3}}\sin(700\pi t) \quad (3-42a)$$

$$i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c$$

$$= -\frac{30}{\sqrt{3}}\cos(100\pi t) + \frac{1,2}{\sqrt{3}}\cos(500\pi t) - \frac{0,24}{\sqrt{3}}\cos(700\pi t) \quad (3-42b)$$

Daya nyata sesaat ditentukan dengan menggunakan persamaan tegangan dan arus pada koordinat- $\alpha\beta$ [persamaan (3-33) dan (3-42)] melalui persamaan

$$p(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$$

$$= \left\{ \frac{660}{\sqrt{3}}\sin(100\pi t) \right\} \left\{ \frac{30}{\sqrt{3}}\sin(100\pi t) + \frac{1,2}{\sqrt{3}}\sin(500\pi t) + \frac{0,24}{\sqrt{3}}\sin(700\pi t) \right\} + \left\{ -\frac{660}{\sqrt{3}}\cos(100\pi t) \right\} \left\{ -\frac{30}{\sqrt{3}}\cos(100\pi t) + \frac{1,2}{\sqrt{3}}\cos(500\pi t) - \frac{0,24}{\sqrt{3}}\cos(700\pi t) \right\}$$

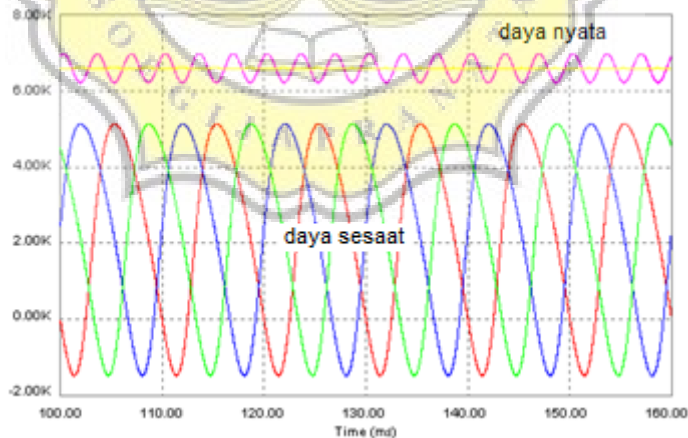
$$\begin{aligned}
&= \left(\frac{600}{\sqrt{3}} \right) \left(\frac{600}{\sqrt{3}} \right) \{ \sin^2(100\pi t) + \cos^2(100\pi t) \} - \\
&\quad \left(\frac{600}{\sqrt{3}} \right) \left(\frac{600}{\sqrt{3}} \right) \cos(600\pi t) + \left(\frac{600}{\sqrt{3}} \right) \left(\frac{600}{\sqrt{3}} \right) \cos(600\pi t) \\
&= 6600 - 264 \cos(600\pi t) + 52,8 \cos(600\pi t) \\
&= 6600 - 211,2 \cos(600\pi t) \text{ Watt}
\end{aligned} \tag{3-43}$$

Persamaan (3-43) mengandung dua komponen yaitu komponen rata-rata dan komponen riak (Gambar-3.21). Komponen rata-rata daya nyata dapat juga ditentukan dengan

$$\begin{aligned}
P_{3\phi} &= 3V_1 I_1 \cos \phi_1 \\
&= 3(220) \left(\frac{20}{\sqrt{2}} \right) \cos 45^\circ = 6600 \text{ Watt}
\end{aligned} \tag{3-44}$$

Daya reaktif sesaat ditentukan dengan persamaan (Gb-4.22)

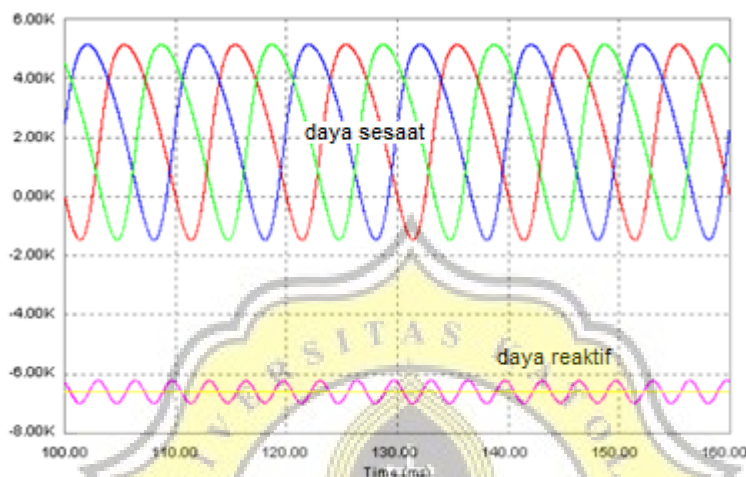
$$\begin{aligned}
q(t) &= v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \\
&= \left\{ \frac{660}{\sqrt{2}} \sin(100\pi t) \right\} \left\{ -\frac{30}{\sqrt{2}} \cos(100\pi t) + \frac{1,2}{\sqrt{2}} \cos(500\pi t) \right. \\
&\quad \left. - \frac{0,24}{\sqrt{2}} \cos(700\pi t) \right\} - \left\{ -\frac{660}{\sqrt{2}} \cos(100\pi t) \right\} \left\{ \frac{30}{\sqrt{2}} \sin(100\pi t) \right. \\
&\quad \left. + \frac{1,2}{\sqrt{2}} \sin(500\pi t) + \frac{0,24}{\sqrt{2}} \sin(700\pi t) \right\} \\
q(t) &= 396 \sin(600\pi t) - 79,2 \sin(600\pi t) = 316,8 \sin(600\pi t)
\end{aligned} \tag{3-45}$$



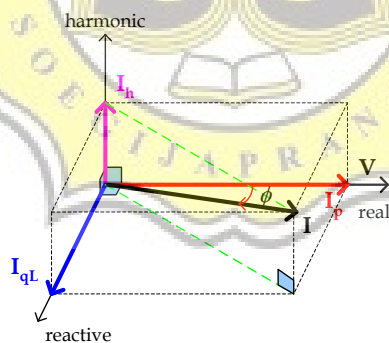
Gambar-3.21. Daya sesaat tiap fasa dan daya nyata sesaat tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif

Mengacu pada persamaan (3-39), (3-43) dan (3-45) tampak bahwa komponen arus terdiri dari komponen fundamental dan komponen harmonisa. Secara vektor, komponen fundamental memiliki fasa yang tergeser terhadap tegangan sumber dan

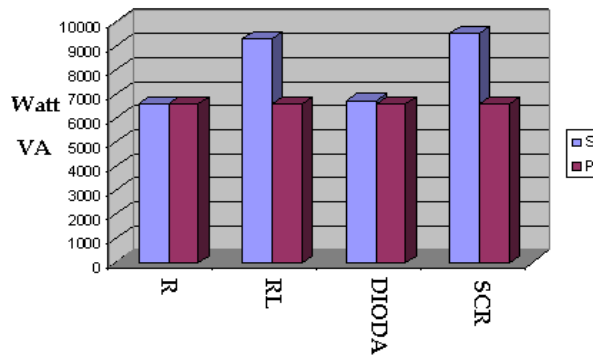
komponen ini yang menghasilkan komponen rata-rata daya nyata dan komponen rata-rata daya reaktif. Sedangkan komponen harmonisa dari arus disajikan pada vektor yang tegak lurus dari tegangan sumber, komponen arus harmonisa ini akan menghasilkan komponen riak daya sesaat (Gambar-3.23). Untuk melengkapi kajian kasuistik maka disajikan beberapa kurva yang membandingkan beberapa parameter terkait dengan efisiensi pemanfaatan energi listrik seperti tampak pada Gambar-3-24 hingga Gambar-3.26 dan Tabel-3.1.



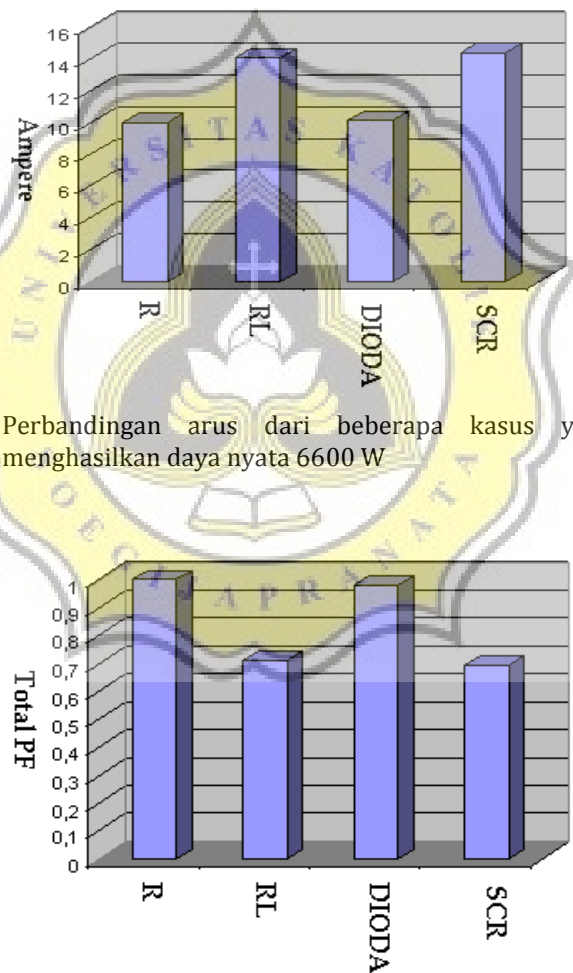
Gambar-3.22. Daya sesaat tiap fasa dan daya reaktif total tiga fasa pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif



Gambar-3.23. Vektor tegangan dan arus pada kondisi tegangan ideal dan arus terdistorsi yang mengandung daya reaktif



Gambar-3.24. Perbandingan daya dari beberapa kasus yang dikaji



Gambar-3.25. Perbandingan arus dari beberapa kasus yang dikaji untuk menghasilkan daya nyata 6600 W

Gambar-3.26. Perbandingan faktor daya dari beberapa kasus yang dikaji untuk menghasilkan daya nyata 6600 W

Tabel-3.1 Perbandingan parameter pada kajian kasuistik

	Vs (V)	I (A)	S (VA)	P (W)	F-PF	T-PF
R	220	10	6600	6600	1	1
RL	220	14,14	9333,8	6600	0,71	0,71
DIODE	220	10,21	6738,6	6600	1	0,98
SCR	220	14,43	9523,8	6600	0,71	0,69

Studi kasus yang mencakup pembebanan linier dan tak linier telah dilakukan. Analisis perhitungan yang mencakup daya nyata, daya reaktif dan daya semu memberikan kesimpulan sebagai berikut

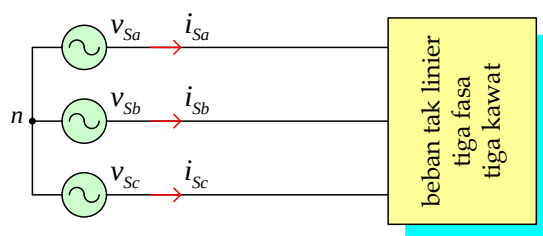
- ❖ Pada pembebanan linier (resistif), seluruh daya semu akan diubah menjadi daya nyata sehingga kondisi ini memberi efisiensi yang sangat baik.
- ❖ Pada pembebanan linier (induktif), sebagian daya semu akan diubah menjadi daya nyata. Kondisi ini menyebabkan arus yang mengalir lebih besar karena sebagian besar arus akan diubah menjadi daya reaktif yang berakibat menurunnya efisiensi pemanfaatan.
- ❖ Pada pembebanan tak linier (tanpa kandungan daya reaktif), daya semu akan diubah menjadi daya nyata dan daya harmonisa yang mengakibatkan efisiensi pemanfaatan energi listrik berkurang.
- ❖ Pada pembebanan dengan beban tak linier, daya semu diubah menjadi daya nyata, daya reaktif dan daya harmonisa. Kondisi ini sangat menurunkan efisiensi pemanfaatan.

3.4 PROSES DEKOMPOSISI

Teori daya sesaat memiliki keunggulan dibandingkan dengan teori daya konvensional terutama dalam aplikasi pada sistem yang terdistorsi. Dengan menggunakan teori daya ini maka nilai sesaat dari besaran tegangan, arus dan daya akan dapat dianalisis secara lebih detail. Pada uraian berikut akan dilakukan analisis yang dapat mencari hubungan arus dengan komponen-komponen daya yang dapat dihasilkannya. Analisis akan dilakukan untuk sistem tiga fasa dengan tiga kawat maupun empat kawat

3.4.1 Dekomposisi pada Sistem Tiga Fasa Tiga Kawat

Pada Gambar-3.27 disajikan suatu sistem tenaga listrik yang dihubungkan ke beban tak linier tiga fasa dengan tiga kawat sehingga pada sumber akan mengalir arus terdistorsi.



Gambar-3.27. Sistem tiga fasa tiga kawat dengan beban tak linier

Dengan asumsi bahwa tegangan sistem merupakan tegangan ideal (3-6) maka pemasangan beban tak linier tersebut mengakibatkan terjadinya distorsi arus dan dinyatakan dengan

$$i_{Sa}(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (3-46a)$$

$$i_{Sb}(t) = \sqrt{2}I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \sin\left\{h\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) + \theta_h\right\} \quad (3-46b)$$

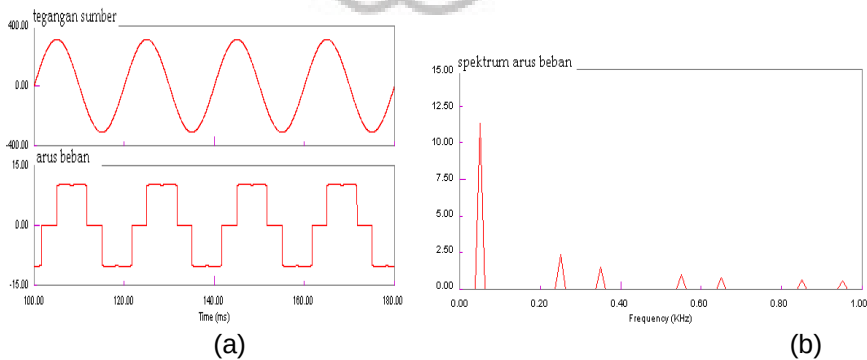
$$i_{Sc}(t) = \sqrt{2}I_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \sin\left\{h\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) + \theta_h\right\} \quad (3-46c)$$

persamaan (3-46) menunjukkan bahwa arus beban tidak mengandung komponen harmonisa orde kelipatan tiga (*triplen harmonics*) akibat tidak adanya kawat netral (Gambar-3.28). Dengan menggunakan transformasi Clarke maka tegangan (3-6) dapat ditransformasikan ke dalam sumbu- $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

$$v_{S\alpha}(t) = \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi) \quad (3-47a)$$

$$v_{S\beta}(t) = -\sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi) \quad (3-47b)$$



Gambar-3.28. Gelombang tegangan dan arus untuk sistem tiga fasa tiga kawat dengan beban tak linier

Secara analogi, arus dalam sumbu- $\alpha\beta$ dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan (3-46), dinyatakan dengan

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix}$$

$$i_{S\alpha}(t) = \sqrt{3}I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{3}I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (3-48a)$$

$$i_{S\beta}(t) = -\sqrt{3}I_1 \cos(\omega t + \theta_1) - \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t + \theta_h) \quad (3-48b)$$

Daya sesaat dapat ditentukan dengan

$$p_{\alpha\beta} = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} \quad (3-49a)$$

$$q_{\alpha\beta} = v_{\alpha}i_{\beta} - v_{\beta}i_{\alpha} \quad (3-49b)$$

Substitusi persamaan (3-47) dan (3-48) ke dalam persamaan daya sesaat (3-49) akan menghasilkan

$$\begin{aligned} p_{\alpha\beta} &= \left\{ \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ \sqrt{3}I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{3}I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \right\} \\ &+ \left\{ -\sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ -\sqrt{3}I_1 \cos(\omega t + \theta_1) - \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t + \theta_h) \right\} \\ &= 3VI_1 \cos(\varphi - \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3VI_{h-1} \cos((h-1)\omega t - \varphi + \theta_h) \end{aligned} \quad (3-50)$$

$$\begin{aligned}
 q_{\alpha\beta} &= \left\{ \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ -\sqrt{3}I_1 \cos(\omega t + \theta_1) - \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t + \theta_h) \right\} \\
 &\quad - \left\{ -\sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ \sqrt{3}I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{3}I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \right\} \\
 &= -3VI_1 \sin(\varphi - \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} 3VI_{h-1} \sin\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \quad (3-51)
 \end{aligned}$$

Persamaan daya sesaat pada (3-50) dan (3-51) mengandung dua komponen yaitu komponen rata-rata dan komponen riak

$$p_{\alpha\beta} = \overline{p}_{\alpha\beta} + \tilde{p}_{\alpha\beta} \quad (352a)$$

dan

$$q_{\alpha\beta} = \overline{q}_{\alpha\beta} + \tilde{q}_{\alpha\beta} \quad (3-52b)$$

di mana

$p_{\alpha\beta}$ = daya nyata sesaat beban akibat tegangan dan arus pada sumbu- $\alpha\beta 0$

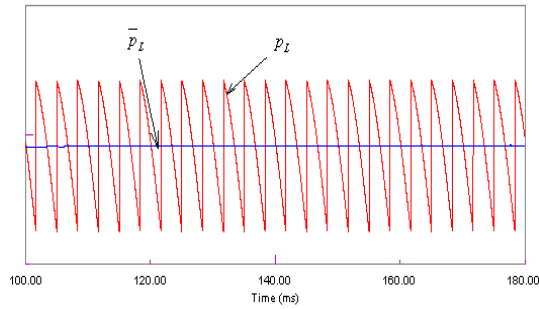
$\overline{p}_{\alpha\beta}$ = komponen rata-rata dari daya nyata sesaat beban merupakan komponen yang terkait arus nyata fundamental, daya ini merupakan energi per satuan waktu yang dikirimkan oleh sumber ke beban (Gambar-3.29)

$\tilde{p}_{\alpha\beta}$ = komponen riak dari daya nyata sesaat beban merupakan komponen yang terkait arus nyata harmonisa, daya ini merupakan energi per satuan waktu yang dikirimkan oleh sumber ke beban dan sebaliknya, nilai rata-rata komponen daya ini sama dengan nol (Gambar-3.29)

$q_{\alpha\beta}$ = daya reaktif sesaat beban akibat tegangan dan arus pada sumbu- $\alpha\beta 0$

$\overline{q}_{\alpha\beta}$ = komponen rata-rata dari daya reaktif sesaat beban merupakan komponen yang terkait arus reaktif fundamental, daya ini merupakan energi per satuan waktu yang ditransfer antar fasa (Gambar-3.30)

$\tilde{q}_{\alpha\beta}$ = komponen riak dari daya reaktif sesaat beban merupakan komponen yang terkait arus reaktif harmonisa, daya ini merupakan energi per satuan waktu yang ditransfer antar fasa, nilai rata-rata komponen daya ini sama dengan nol (Gambar-3.30)



Gambar-3.29. Komponen rata-rata dari daya nyata sesaat

Untuk menentukan hubungan antara komponen arus dan komponen daya yang terkait maka diambil persamaan daya sesaat

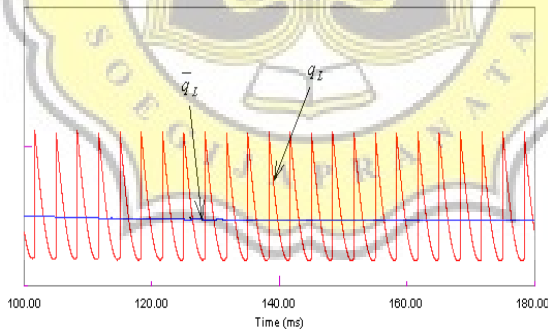
$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \\ -v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix}$$

invers dari persamaan di atas adalah

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_S} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (3-53)$$

di mana

$$\Delta_S = \sqrt{(v_{S\alpha})^2 + (v_{S\beta})^2}$$



Gambar-3.30. Komponen rata-rata dari daya reaktif sesaat

Jika komponen arus yang disebabkan oleh daya nyata sesaat dan daya reaktif sesaat dipisahkan maka

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha p} + i_{S\alpha q} \\ i_{S\beta p} + i_{S\beta q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_S} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \right\} \quad (3-54)$$

lebih jauh lagi, jika pemisahan dilakukan berdasarkan komponen rata-rata dan komponen riak dari daya sesaat maka didapatkan

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha pf} + i_{S\alpha ph} + i_{S\alpha qf} + i_{S\alpha qh} \\ i_{S\beta pf} + i_{S\beta ph} + i_{S\beta qf} + i_{S\beta qh} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_s} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \overline{p_{\alpha\beta}} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p_{\alpha\beta}} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{q_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \right\} \quad (3-55)$$

akhirnya akan dihasilkan komponen-komponen arus pada sumbu- α dan sumbu- β sebagai berikut

$$i_{S\alpha pf} = \frac{v_{S\alpha} \overline{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (3-56a)$$

$$i_{S\beta pf} = \frac{v_{S\beta} \overline{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (3-56b)$$

$$i_{S\alpha ph} = \frac{v_{S\alpha} \tilde{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (3-56c)$$

$$i_{S\beta ph} = \frac{v_{S\beta} \tilde{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (4.56d)$$

$$i_{S\alpha qf} = -\frac{v_{S\beta} \overline{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (4.56e)$$

$$i_{S\beta qf} = \frac{v_{S\alpha} \overline{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (3-56f)$$

$$i_{S\alpha qh} = -\frac{v_{S\beta} \tilde{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (3-56g)$$

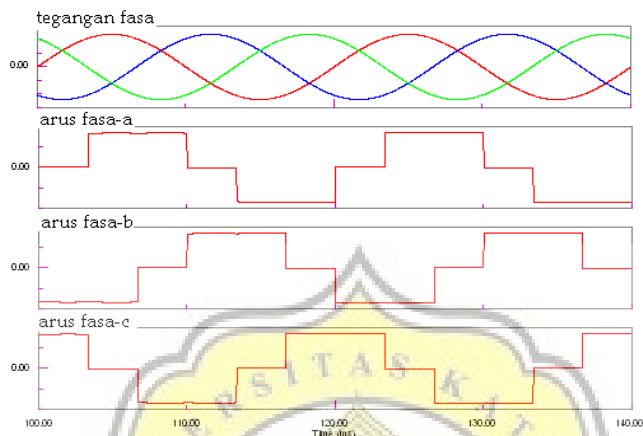
$$i_{S\beta qh} = \frac{v_{S\alpha} \tilde{p_{S\alpha\beta}}}{\Delta_s} \quad (3-56h)$$

Persamaan (3-56) menunjukkan bahwa setiap arus pada sumbu- $\alpha\beta$ dapat diuraikan menjadi empat komponen arus terkait dengan komponen daya sesaat yang menyebabkannya. Jika keempat komponen arus ini dibawa ke dalam koordinat-abc maka didapatkan

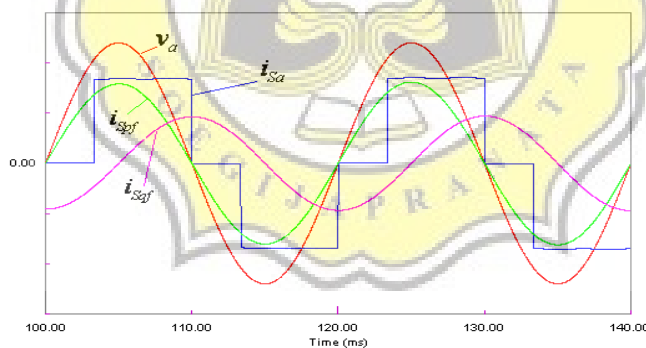
$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{S\alpha pf} \\ i_{S\beta pf} \\ i_{S\alpha pf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{S\alpha ph} \\ i_{S\beta ph} \\ i_{S\alpha ph} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{S\alpha qf} \\ i_{S\beta qf} \\ i_{S\alpha qf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{S\alpha qh} \\ i_{S\beta qh} \\ i_{S\alpha qh} \end{bmatrix} \quad (3-57)$$

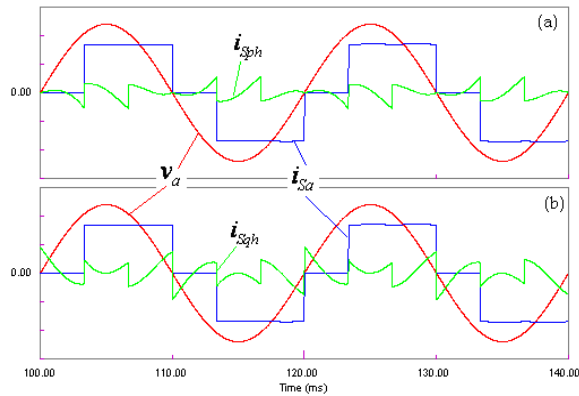
Untuk melengkapi uraian di atas maka pada Gambar-3.31 – Gambar-3.33 disajikan gelombang tegangan suatu sistem tiga fasa tiga kawat beserta arus fasanya yang ditarik beban tak linier induktif. Dengan menggunakan persamaan dekomposisi arus di atas, arus fasa tersebut dapat diuraikan menjadi beberapa komponen.



Gambar-3.31. Gelombang tegangan dan arus fasa dari beban tak linier tiga fasa tiga kawat



Gambar-3.32. Gelombang tegangan dan komponen fundamental arus fasa dari beban tak linier tiga fasa tiga kawat



Gambar-3.33. Gelombang tegangan dan komponen harmonisa arus fasa dari beban tak linier tiga fasa tiga kawat

3.4.2 Dekomposisi pada Sistem Tiga Fasa Empat Kawat

Selain sistem tiga fasa tiga kawat, dalam aplikasi juga banyak dijumpai sistem yang menggunakan kawat netral (sistem tiga fasa dengan empat kawat). Dalam sistem demikian sangat sering terjadi kondisi tidak seimbang. Suatu beban tak linier yang terpasang pada sumber akan menyebabkan arus fasa sisi sumber i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} mengandung harmonisa dan muncul arus netral yang cukup signifikan i_{Sn} . Untuk menentukan daya sesaat sumber maka diperlukan besaran tegangan sesaat v_{Sa}, v_{Sb}, v_{Sc} . Dengan mengasumsikan beban yang terpasang pada sistem tiga fasa empat kawat adalah tiga buah beban tak linier satu fasa (Gambar-3.34) maka arus sumber yang mengalir (Gambar-3.35) dapat dinyatakan sebagai berikut

$$i_{Sa} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{ah} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (3-58a)$$

$$i_{Sb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{ah} \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h) \quad (3-58b)$$

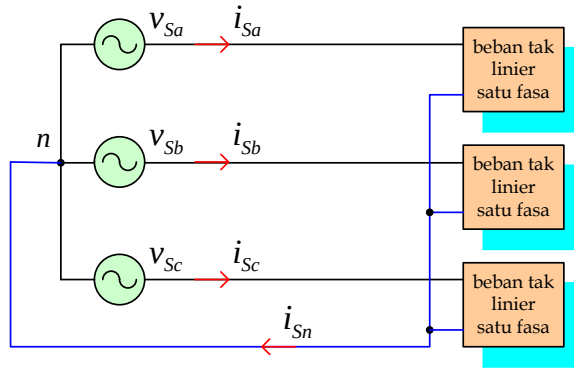
$$i_{Sc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{ah} \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h) \quad (3-58c)$$

$$i_{Sn} = i_{Sa} + i_{Sb} + i_{Scn} \quad (3-58d)$$

Adanya ketidakidealan sistem dan penggunaan beban satu fasa maka ketidakseimbangan pada tegangan dan arus akan muncul. Agar besaran arus tersebut dapat disajikan sebagai besaran yang seimbang maka digunakan transformasi komponen simetris

$$\begin{bmatrix} I^0 \\ I^+ \\ I^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad \text{dan} \quad \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^0 \\ I^+ \\ I^- \end{bmatrix} \quad (3-59)$$

$$\text{di mana } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$



Gambar-3.34. Sistem tiga fasa empat kawat dengan beban tak linier

maka komponen-komponen harmonisa yang tidak seimbang dapat disajikan sebagai penjumlahan komponen harmonisa yang seimbang sehingga persamaan arus (3-58) dapat disajikan dengan persamaan

$$i_{Sa} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+) \quad (3-60a)$$

$$+ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-)$$

$$i_{Sb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^+ \sin(h\omega t - 120^\circ + \theta_h^+) \quad (3-60b)$$

$$+ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^- \sin(h\omega t + 120^\circ + \theta_h^-)$$

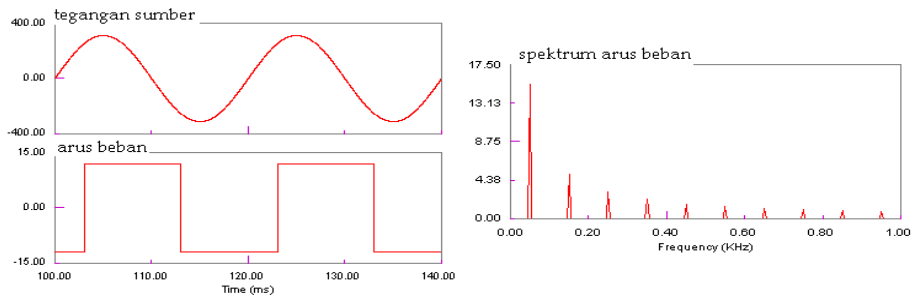
$$i_{Sc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^+ \sin(h\omega t + 120^\circ + \theta_h^+) \quad (3-60c)$$

$$+ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^- \sin(h\omega t - 120^\circ + \theta_h^-)$$

$$i_{Sn} = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) \quad (3-60d)$$

Selanjutnya transformasi Clarke digunakan untuk mengubah besaran dari sistem koordinat-abc menjadi besaran dalam koordinat- $\alpha\beta 0$ yang saling tegak lurus

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix}$$



Gambar-3.35. Gelombang tegangan dan arus untuk sistem tiga fasa empat kawat dengan beban tak linier

Sehingga diperoleh

$$i_{S\alpha} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3} I_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3} I_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-) \quad (3-61a)$$

$$i_{S\beta} = -\sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3} I_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3} I_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-) \quad (3-61b)$$

$$i_{S0} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{6} I_h^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) \quad (3-61c)$$

Dengan melakukan modifikasi persamaan daya sesaat untuk sistem tiga fasa tiga kawat maka persamaan daya sesaat untuk sistem tiga fasa empat kawat dapat ditentukan

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \\ p_{\alpha 0} \\ p_{\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{p_0} + \tilde{p}_0 \\ \overline{p_{\alpha\beta}} + \tilde{p}_{\alpha\beta} \\ \overline{q_{\alpha\beta}} + \tilde{q}_{\alpha\beta} \\ \overline{q_{\alpha 0}} + \tilde{q}_{\alpha 0} \\ \overline{p_{\beta 0}} + \tilde{p}_{\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S0} & 0 & 0 \\ 0 & v_{S\alpha} & v_{S\beta} \\ 0 & -v_{S\beta} & v_{S\alpha} \\ -v_{S\alpha} & v_{S0} & 0 \\ v_{S\beta} & 0 & v_{S0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S0} \\ i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (3-62)$$

Persamaan (3-62) merupakan persamaan daya sesaat yang ditentukan berdasarkan besaran arus dan tegangan pada koordinat- $\alpha\beta 0$. Daya nyata sesaat merupakan hasil perkalian antara besaran tegangan dan arus pada sumbu-sumbu yang sama (*dot product*) sehingga akan dihasilkan suatu skalar. Daya nyata sesaat dibagi menjadi dua komponen, yaitu

- Daya sesaat urutan nol p_{L0} yang akan muncul jika terdapat komponen urutan nol pada tegangan dan arus, dinyatakan dengan

$$\overline{p_0} = \sum_{h=1}^{\infty} 3V_h^0 I_h^0 \cos(\varphi_h^0 + \theta_h^0) = 0 \quad (3-63a)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{p}_0 &= \sum_{h=1}^{\infty} -3V_h^0 I_h^0 \cos(2h\omega t + \varphi_h^0 + \theta_h^0) \\
&+ \sum_{\substack{h=1 \\ h \neq i}}^{\infty} \left[\sum_{i=1}^{\infty} 3V_h^0 I_i^0 \cos\{(h-i)\omega t + \varphi_h^0 - \theta_i^0\} \right] \\
&+ \sum_{\substack{h=1 \\ h \neq i}}^{\infty} \left[\sum_{i=1}^{\infty} -3V_h^0 I_i^0 \cos\{(h+i)\omega t + \varphi_h^0 + \theta_i^0\} \right] \\
\tilde{p}_0 &= 0
\end{aligned} \tag{3-63b}$$

- Daya nyata sesaat $p_{L\alpha\beta}$ yang merupakan produk dari tegangan dan arus pada sumbu- α dan sumbu- β , dinyatakan dengan persamaan

$$\overline{p}_{\alpha\beta} = 3VI_1^+ \cos(\varphi - \theta_1^+) \tag{3-64a}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{p}_{\alpha\beta} &= -3VI_1^- \cos(2\omega t + \varphi + \theta_1^-) \\
&+ \sum_{h=2}^{\infty} 3VI_h^+ \cos\{(1-h)\omega t + \varphi - \theta_h^+\} \\
&+ \sum_{h=2}^{\infty} -3VI_h^- \cos\{(1+h)\omega t + \varphi + \theta_h^-\}
\end{aligned} \tag{3-64b}$$

Sedangkan daya reaktif sesaat merupakan *cross product* dari besaran tegangan dan arus pada sumbu-sumbu dalam koordinat- $\alpha\beta 0$ yang tidak sama dan dapat dibedakan menjadi

- Daya reaktif sesaat $q_{L\alpha\beta}$ yang sejajar sumbu-0, daya reaktif sesaat ini terjadi akibat adanya besaran tegangan dan arus pada sumbu- α dan sumbu- β , dinyatakan dengan persamaan

$$\overline{q}_{\alpha\beta} = -3VI_1^+ \sin(\varphi - \theta_1^+) \tag{4.65a}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{q}_{\alpha\beta} &= 3VI_1^- \sin(2\omega t + \varphi + \theta_1^-) \\
&+ \sum_{h=2}^{\infty} -3VI_h^+ \sin\{(1-h)\omega t + \varphi - \theta_h^+\} \\
&+ \sum_{h=2}^{\infty} 3VI_h^- \sin\{(1+h)\omega t + \varphi + \theta_h^-\}
\end{aligned} \tag{3-65b}$$

- Daya reaktif sesaat $q_{L\alpha 0}$ yang sejajar sumbu- β dan daya reaktif sesaat $q_{L\beta 0}$ yang sejajar dengan sumbu- α , kedua daya reaktif sesaat tersebut muncul akibat adanya arus urutan nol, dinyatakan dengan persamaan

$$\bar{q}_{\alpha 0} = -\frac{3}{\sqrt{2}} V_1^0 \cos(\varphi - \theta_1^0) \quad (3-66a)$$

$$\begin{aligned} \tilde{q}_{\alpha 0} = & \sum_{h=1}^{\infty} \frac{3}{\sqrt{2}} V_h^+ I_h^0 \cos(2h\omega t + \varphi_h^+ + \theta_h^0) \\ & + \sum_{h=2}^{\infty} \frac{3}{\sqrt{2}} V_h^0 \cos\{(1+h)\omega t + \varphi + \theta_h^0\} \\ & - \sum_{h=2}^{\infty} \frac{3}{\sqrt{2}} V_h^0 \cos\{(1-h)\omega t + \varphi - \theta_h^0\} \end{aligned} \quad (3-66b)$$

$$\bar{q}_{\beta 0} = \frac{3}{\sqrt{2}} V_1^0 \sin(\varphi - \theta_1^0) \quad (3-66c)$$

$$\begin{aligned} \tilde{q}_{\beta 0} = & -\sum_{h=1}^{\infty} \frac{3}{\sqrt{2}} V_h^+ I_h^0 \sin(2h\omega t + \varphi_h^+ + \theta_h^0) \\ & - \sum_{h=2}^{\infty} \frac{3}{\sqrt{2}} V_h^0 \sin\{(1+h)\omega t + \varphi + \theta_h^0\} \\ & + \sum_{h=2}^{\infty} \frac{3}{\sqrt{2}} V_h^0 \sin\{(1-h)\omega t + \varphi - \theta_h^0\} \end{aligned} \quad (3-66d)$$

Persamaan daya sesaat yang ditunjukkan oleh persamaan (3-62) akan sangat rumit jika dilakukan transformasi invers dalam menentukan nilai referensi arus kompensasi. Untuk menyederhanakan maka persamaan tersebut dipecah menjadi dua buah persamaan daya sesaat, yaitu

- Persamaan daya sesaat tanpa memasukkan komponen arus urutan nol

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \\ -v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (3-67a)$$

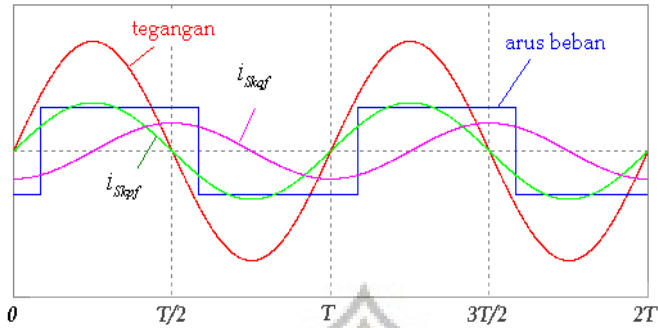
- Persamaan daya sesaat yang hanya dipengaruhi komponen arus urutan nol

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ q_{\alpha 0} \\ q_{\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S0} & 0 & 0 \\ -v_{S\alpha} & v_{S0} & 0 \\ v_{S\beta} & 0 & v_{S0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S0} \\ i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (3-67b)$$

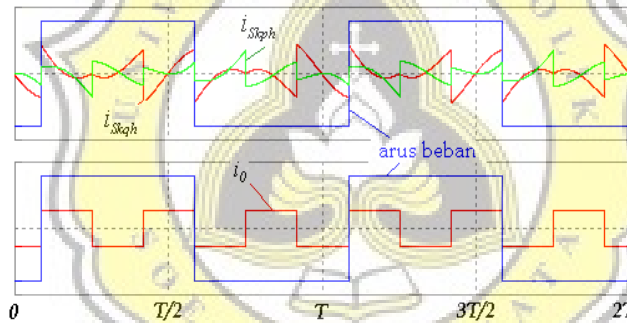
Dengan melakukan modifikasi persamaan (3-57) maka dekomposisi arus pada sistem tiga fasa empat kawat dapat diturunkan (3-68). Gelombang dari komponen-komponen arus untuk sistem ini disajikan pada Gambar-3.36 – Gambar-3.38.

$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix}$$

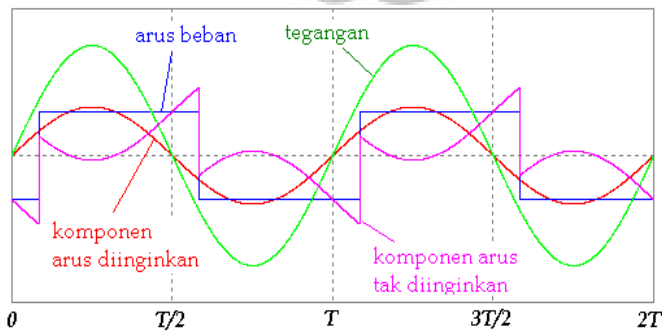
$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Sapf} \\ i_{Sbpf} \\ i_{Scpf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{Saph} \\ i_{Sbph} \\ i_{Scph} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{Saqf} \\ i_{Sbqf} \\ i_{Scqf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{Saqh} \\ i_{Sbqh} \\ i_{Scqh} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{Sa0} \\ i_{Sb0} \\ i_{Sc0} \end{bmatrix} \quad (3-68)$$



Gambar-3.36. Gelombang tegangan dan komponen fundamental arus fasa dari beban tak linier tiga fasa empat kawat



Gambar-3.37. Komponen arus harmonisa dan urutan nol dari beban tak linier tiga fasa empat kawat



Gambar-3.38. Gelombang tegangan, arus aktif dan komponen tak diinginkan dari beban tak linier tiga fasa empat kawat

Suatu tapis daya aktif untuk sistem tiga fasa harus mampu melakukan kompensasi komponen daya reaktif dan harmonisa setiap saat melalui injeksi arus/tegangan ke masing-masing fasa sistem. Penapisan secara aktif dapat tercapai jika suatu tapis daya aktif mampu berfungsi sebagai sumber arus/tegangan terkendali. Dalam implementasinya, sumber terkendali ini tidak membutuhkan suatu catu daya karena kompensasi tidak ditujukan untuk komponen rata-rata daya nyata. Suatu konverter MLP dengan kapasitor pada sisi tegangan searah (*dc-link*) akan mampu difungsikan sebagai sumber terkendali tersebut. Pada uraian berikut dijabarkan beberapa topologi konverter MLP tiga fasa yang dapat difungsikan sebagai tapis daya aktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat maupun empat kawat.

3.5 KESIMPULAN

Besaran-besaran yang diturunkan dari suatu sistem yang mengandung harmonisa tidak dapat dianalisis dengan menggunakan teori daya konvensional dikarenakan dasar yang dipakai adalah nilai RMS. Teori daya sesaat yang menggunakan dasar nilai sesaat memiliki kelebihan jika digunakan pada sistem yang terdistorsi. Dengan menggunakan konsep daya ini maka besaran arus, tegangan dan daya dapat diuraikan sehingga akan memudahkan dalam pemahaman.

3.6 DAFTAR PUSTAKA

1. Anonim , **Harmonic Theory**, Jessler & Gsell. Ltd – Power Electronic Energy Management
2. Grusz, T. M. (1990), **A Survey of Neutral Currents in Three-Phase Computer Power Systems**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.26, no.4, 719-725
3. Akagi, H., Tsukamoto, Y., dan Nabae, A. (1990), **Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-Series Voltage Source PWM Converters**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.26, no.1, 93-98
4. Akagi, H. (1994), **Trends in Active Power Line Conditioner**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.9, no.3, 263-268
5. Akagi, H. dan Fujita, H. (1995), **A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems**, IEEE Trans. on Power Delivery , vol.10, no.3, 1570-1575
6. Akagi, H. (1996), **New Trends in Active Filter for Power Conditioning**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.32, no.6, 1312-1322
7. Aredes, M. dan Watanabe, E.H. (1995), **New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.10, no.3, 1649-1656
8. Aredes, M., Hafner, J., dan Heumann, K. (1997), **Three-Phase Four-Wired Shunt Active Filter Control Strategies**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.12, no.2, 311-318.
9. Aredes, M., Heumann, K., dan Watanabe, E. (1998), **An Universal Active Power Line Conditioner**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.13, no.2, 545-551
10. Depenbrock, M., Staudt, V., dan Wrede, H. (2003), **A Theoretical Investigation of Original and Modified Instantaneous Power Theory Applied to Four-Wire Systems**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.39, no.4, 1160-1167
11. Huang, S.J. dan Wu, J. C. (1999), **A Control Algorithm for Three-Phase Three-Wired Active Power Filter under Nonideal Mains Voltages**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.14, no.4, 753-760.

12. Verdelho, P. dan Maques, G.D. (1998), **Four-Wire Current-Regulated PWM Voltage Converter**, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.45, no.5, 761-770
13. Watanabe, E.H., Stephan, R.M., dan Aredes, M. (1993), **New Concepts of Instantaneous Active and Ractive Powers in Electrical Systems with Generic Loads**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.8, no.2, 697-703



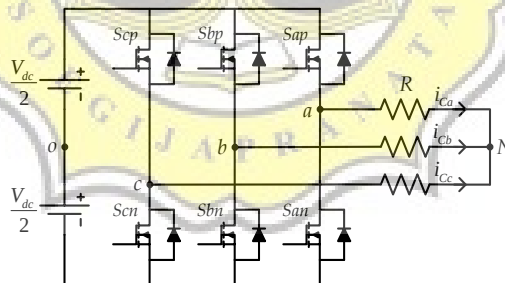
KONVERTER TIGA FASA

BAB 4

Suatu tapis daya aktif untuk sistem tiga fasa harus mampu melakukan kompensasi komponen daya reaktif dan harmonisa setiap saat melalui injeksi arus/tegangan ke masing-masing fasa sistem. Penapisan secara aktif dapat tercapai jika suatu tapis daya aktif mampu berfungsi sebagai sumber arus/tegangan terkendali. Dalam implementasinya, sumber terkendali ini tidak membutuhkan suatu catu daya karena kompensasi tidak ditujukan untuk komponen rata-rata daya nyata. Suatu konverter MLP dengan kapasitor pada sisi tegangan searah (*dc-link*) akan mampu difungsikan sebagai sumber terkendali tersebut. Pada uraian berikut dijabarkan beberapa topologi konverter MLP tiga fasa yang dapat difungsikan sebagai tapis daya aktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat maupun empat kawat.

4.1 KONVERTER MLP TIGA FASA TIGA LENGAN

Suatu konverter jenis sumber tegangan harus memenuhi dua syarat, yaitu saklar yang terletak pada satu lengan tidak boleh konduksi secara bersamaan sehingga menimbulkan arus hubung singkat dan arus pada sisi tegangan bolak-balik harus selalu dijaga kontinuitasnya. Pada Gambar-4.1 disajikan skema konverter MLP (Modulasi Lebar Pulsa) tiga fasa tiga lengan.



Gambar-4.1. Konverter MLP tiga fasa tiga lengan

Untuk menurunkan persamaan tegangan pada tiap lengan maka dipasang tiga buah impedansi yang identik pada sisi tegangan bolak-balik dengan hubungan bintang (Y) dan titik netral N. Dari gambar tersebut dapat diturunkan persamaan tegangan sebagai berikut

$$V_{a0} = V_{aN} + V_{N0} \quad (4-1a)$$

$$V_{b0} = V_{bN} + V_{N0} \quad (4-1b)$$

$$V_{c0} = V_{cN} + V_{N0} \quad (4-1c)$$

dengan menjumlahkan persamaan (4-1a), (4-1b) dan (4-1c) diperoleh

$$v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} = \{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}\} + 3v_{N0}$$

$$v_{N0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (4-2)$$

karena $i_{a0} + i_{b0} + i_{c0} = 0$ maka $v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0$ sehingga persamaan (4-2) akan menjadi

$$v_{N0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3} \quad (4-3)$$

substitusi (4-3) ke dalam (4-1a) menghasilkan

$$v_{a0} = v_{aN} + \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$$

$$v_{aN} = v_{a0} - \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$$

$$= \frac{1}{3} \{2v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}\} \quad (4-4a)$$

substitusi (4-3) ke dalam (4-1b) dan (4-1c) menghasilkan

$$v_{b0} = v_{bN} + \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$$

$$v_{bN} = v_{b0} - \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$$

$$= \frac{1}{3} \{-v_{a0} + 2v_{b0} - v_{c0}\} \quad (4-4b)$$

dan

$$v_{c0} = v_{cN} + \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$$

$$v_{cN} = v_{c0} - \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$$

$$= \frac{1}{3} \{-v_{a0} - v_{b0} + 2v_{c0}\} \quad (4-4c)$$

jika persamaan (4-4) disajikan dalam bentuk matriks maka didapatkan

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

besarnya tegangan v_{a0} , v_{b0} dan v_{c0} ditentukan fungsi saklar S_a , S_b dan S_c ,

jika $S_{ap} \rightarrow ON$ maka $v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2}$ dan jika $S_{an} \rightarrow ON$ maka $v_{a0} = -\frac{V_{dc}}{2}$

jika $S_{bp} \rightarrow ON$ maka $v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2}$ dan jika $S_{bn} \rightarrow ON$ maka $v_{b0} = -\frac{V_{dc}}{2}$

jika $S_{cp} \rightarrow ON$ maka $v_{c0} = \frac{V_{dc}}{2}$ dan jika $S_{cn} \rightarrow ON$ maka $v_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2}$

Dengan menggunakan fungsi saklar S_k sebagai pengganti posisi saklar elektronik S_{kj} (di mana $k = a, b, c$ dan $j = p, n$) yang memenuhi hubungan

$S_k = 1$ jika $S_{kp} \rightarrow ON$ dan $S_k = 0$ jika $S_{kn} \rightarrow ON$ sehingga

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \quad (4-6)$$

memasukkan persamaan (4-6) ke dalam (4-5) akan didapatkan

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} \end{aligned} \quad (4-7)$$

Persamaan (4-7) merupakan persamaan tegangan fasa sesaat pada konverter MLP tiga fasa tiga lengan, sedangkan persamaan tegangan salurannya dapat ditentukan sebagai berikut (Tabel-4.1)

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Cab} \\ v_{Cbc} \\ v_{Cca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} V_{dc} \quad (4-8)$$

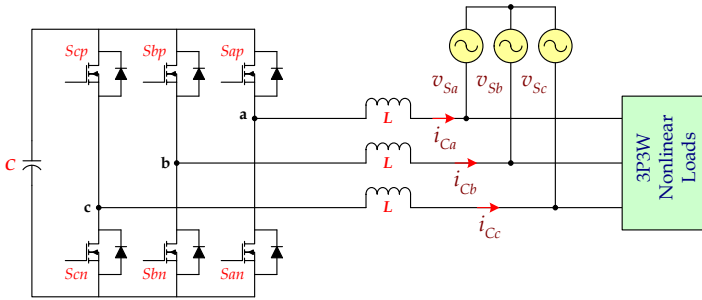
Tabel-4.1. Tegangan keluaran pada konverter MLP tiga lengan

S_a	S_b	S_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-0,33V_{dc}$	$-0,33V_{dc}$	$0,67V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
0	1	0	$-0,33V_{dc}$	$0,67V_{dc}$	$-0,33V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
0	1	1	$-0,67V_{dc}$	$0,33V_{dc}$	$0,33V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
1	0	0	$0,67V_{dc}$	$-0,33V_{dc}$	$-0,33V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	0	1	$0,33V_{dc}$	$-0,67V_{dc}$	$0,33V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	0	$0,33V_{dc}$	$0,33V_{dc}$	$-0,67V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Dalam aplikasi sebagai tapis daya aktif shunt, suatu konverter MLP tiga fasa tiga lengan difungsikan sebagai sumber arus terkendali yang akan menginjeksikan arus kompensasi pada sistem. Untuk memperoleh suatu sumber arus terkendali, maka diperlukan pengendali arus yang akan membandingkan arus referensi dan arus aktual, selanjutnya pengendali arus ini akan menghasilkan sinyal untuk mengendalikan saklar elektronik pada konverter MLP yang akan memaksa arus aktual mendekati arus referensi.

Pada Gambar-4.2 disajikan suatu konverter MLP tiga fasa tiga lengan yang difungsikan sebagai sumber arus terkendali. Jika arus yang mengalir pada induktor L dinyatakan dengan i_{Ca} , i_{Cb} dan i_{Cc} maka tegangan pada induktor dapat

dinyatakan sebagai selisih tegangan keluaran konverter MLP dengan tegangan sumber (Gambar-4.3), dinyatakan sebagai berikut



Gambar-4.2. Konverter MLP tiga fasa tiga lengan sebagai sumber arus terkendali pada tapis daya aktif shunt

Pada $loop_1$:

$$(v_{Ca} - v_{Cb}) - (v_{sa} - v_{sb}) = L \frac{di_1}{dt} - L \frac{d(i_2 - i_1)}{dt} \quad (4-9)$$

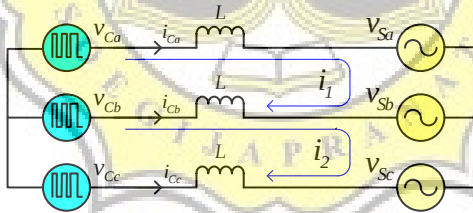
hubungan antara arus $loop$ dan arus induktor dinyatakan sebagai

$$i_{Ca} = i_1, \quad i_{Cb} = i_2, \quad i_{Cc} = -i_2$$

sehingga persamaan (4.36) dapat disederhanakan menjadi

$$(v_{Ca} - v_{Cb}) - (v_{sa} - v_{sb}) = L \frac{di_{Ca}}{dt} - L \frac{di_{Cb}}{dt} \quad (4-10)$$

$$(v_{Ca} - v_{Cb}) - (v_{sa} - v_{sb}) = L \frac{d(i_{Ca} - i_{Cb})}{dt}$$



Gambar-4.3. Rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa tiga lengan sebagai sumber arus terkendali

Pada $loop_2$:

$$(v_{Cb} - v_{Cc}) - (v_{sb} - v_{sc}) = L \frac{d(i_2 - i_1)}{dt} - L \frac{di_2}{dt} \quad (4-11)$$

$$= L \frac{di_{Cb}}{dt} - L \frac{di_{Cc}}{dt} = L \frac{d(i_{Cb} - i_{Cc})}{dt}$$

dengan menjumlahkan (4-10) dan (4-11) serta mengalikan dengan (-1) diperoleh

$$(v_{Cc} - v_{Ca}) - (v_{sc} - v_{sa}) = L \frac{d(i_{Cc} - i_{Ca})}{dt} \quad (4-12)$$

karena tidak ada kawat netral dan mengambil asumsi tegangan sumber ideal maka

$$i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc} = 0 \quad (4-13a)$$

$$v_{Ca} + v_{Cb} + v_{Cc} = 0 \quad (4-13b)$$

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (4-13c)$$

sehingga dengan menggunakan (4-10)-(4-12) akan didapatkan tingkat perubahan arus keluaran konverter MLP terhadap waktu

$$\frac{di_{Ca}}{dt} = \frac{v_{Ca} - v_{sa}}{L} \quad (4-14a)$$

$$\frac{di_{Cb}}{dt} = \frac{v_{Cb} - v_{sb}}{L} \quad (4-14b)$$

$$\frac{di_{Cc}}{dt} = \frac{v_{Cc} - v_{sc}}{L} \quad (4-14c)$$

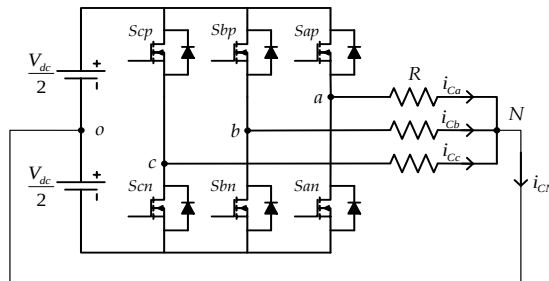
4.2 KONVERTER MLP TIGA FASA DENGAN TITIK TENGAH KAPASITOR

Berbeda dengan aplikasi pada sistem tiga fasa tiga kawat, untuk sistem tiga fasa dengan kawat netral maka dibutuhkan suatu konverter MLP yang memiliki konduktor netral. Pada Gambar-4.4 menunjukkan rangkaian daya inverter tiga fasa tiga lengan (*three-leg inverter*) dengan titik tengah (*midpoint*) yang terhubung ke titik netral beban (titik N). Karena memiliki tiga pasang saklar yang saling komplementer maka juga akan terdapat 2^3 kondisi (delapan kondisi saklar) seperti ditunjukkan pada Gambar-4.1. Terhubungnya titik N ke titik 0 menjadikan masing-masing lengan dapat diperlakukan secara bebas (*independent*) seperti konverter setengah jembatan (Gambar-4.5).

Gambar-4.4 menunjukkan bahwa tegangan v_{kn} (dengan $k = a, b, c$) akan bernilai $\frac{V_{dc}}{2}$

jika saklar bagian atas (S_{kp}) konduksi dan akan bernilai $-\frac{V_{dc}}{2}$ jika saklar bagian bawah (S_{kn}) yang konduksi sehingga dapat dinyatakan dengan

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \quad (4-15)$$



Gambar-4.4. Konverter MLP tiga fasa tiga lengan dengan titik tengah kapasitor

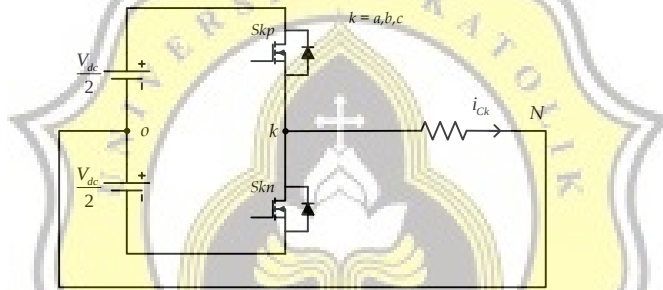
Persamaan (4-15) merupakan persamaan tegangan fasa sesaat pada konverter MLP tiga fasa tiga lengan, sedangkan persamaan tegangan salurannya dapat ditentukan sebagai berikut (Tabel-4.2)

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} V_{dc} \quad (4-16)$$

Pada Gambar-4.5 disajikan suatu konverter MLP tiga fasa tiga lengan dengan titik tengah yang difungsikan sebagai sumber arus terkendali dan rangkaian ekivalennya tampak pada Gambar-4.6. Persamaan arus dan tegangan yang dapat diturunkan adalah

pada $loop_1$:

$$(v_{Ca} - v_{Cb}) - (v_{sa} - v_{sb}) = L \frac{di_1}{dt} - L \frac{d(i_2 - i_1)}{dt} \quad (4-17)$$



Gambar-4.5. Perlakuan sepasang lengan sebagai konverter setengah jembatan

Tabel-4.2. Tegangan keluaran konverter MLP tiga lengan dengan titik tengah kapasitor

S_a	S_b	S_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	$-0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	0	0	0
0	0	1	$-0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
0	1	0	$-0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
0	1	1	$-0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
1	0	0	$0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	0	1	$0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	0	$0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	$-0,5 V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	1	$0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	$0,5 V_{dc}$	0	0	0

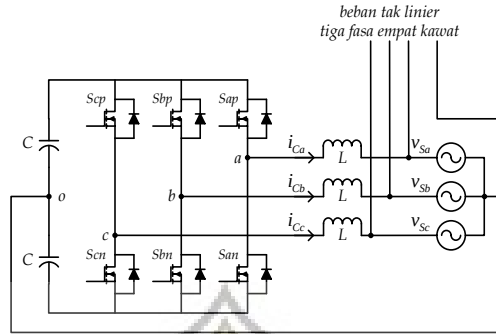
Hubungan antara arus $loop$ dan arus induktor dinyatakan sebagai

$$i_{Ca} = i_1, \quad i_{Cb} = i_2 - i_1, \quad i_{Cc} = i_3 - i_2$$

dan $i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc} = i_3$

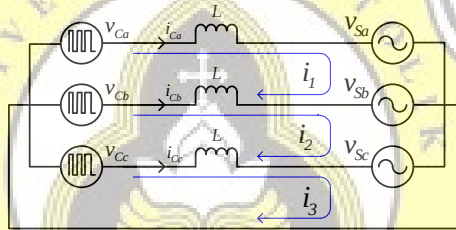
sehingga persamaan (4.44) dapat disederhanakan menjadi

$$\begin{aligned} (v_{Ca} - v_{Cb}) - (v_{sa} - v_{sb}) &= L \frac{di_{Ca}}{dt} - L \frac{di_{Cb}}{dt} \\ &= L \frac{d(i_{Ca} - i_{Cb})}{dt} \end{aligned} \quad (4-18)$$



Gambar-4.6.

Konverter MLP tiga fasa tiga lengan dengan titik tengah sebagai sumber arus terkendali pada tapis daya aktif shunt



Gambar-4.7.

Rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa tiga lengan dengan titik tengah sebagai sumber arus terkendali

Pada $loop_2$:

$$\begin{aligned} (v_{Cb} - v_{Cc}) - (v_{sb} - v_{sc}) &= L \frac{d(i_2 - i_1)}{dt} - L \frac{di_2}{dt} \\ &= L \frac{di_{Cb}}{dt} - L \frac{di_{Cc}}{dt} = L \frac{d(i_{Cb} - i_{Cc})}{dt} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Pada $loop_3$:

$$(v_{Cc} - v_{sc}) = L \frac{d(i_2 - i_3)}{dt} = L \frac{di_c}{dt} \quad (4-19)$$

dengan menjumlahkan persamaan (4-18) dan (4-19) akan diperoleh

$$(v_{Cb} - v_{sb}) = L \frac{di_b}{dt} \quad (4-20)$$

dan dengan penjumlahan persamaan (4-17) dan (4-20) akan diperoleh

$$(v_{Ca} - v_{sa}) = L \frac{di_a}{dt} \quad (4-21)$$

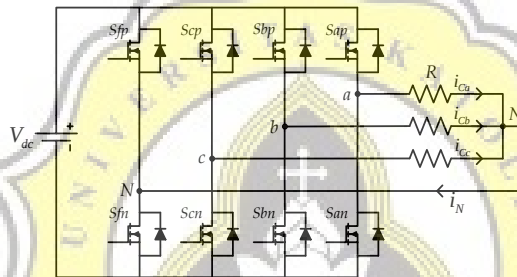
akhirnya dengan menggunakan persamaan (4-19)-(4-21) akan didapat hubungan

$$(v_{Ca} + v_{Cb} + v_{Cc}) - (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) = L \frac{di_{Cn}}{dt} \quad (4-22)$$

analisis di atas menunjukkan bahwa persamaan (4-13) pada konverter MLP tiga lengan berlaku juga untuk konverter MLP jenis ini.

4.3 KONVERTER MLP TIGA FASA EMPAT LENGAN

Implementasi konverter MLP tiga lengan dengan titik tengah sebagai tapis daya aktif shunt untuk sistem tiga fasa empat kawat membutuhkan tegangan pada kedua kapasitor yang relatif sama. Kondisi ini dapat tercapai jika ada pengendalian yang mengatur tegangan pada kedua kapasitor tersebut. Berbeda dengan konverter MLP tiga lengan, pada Gambar-4.8 disajikan suatu konverter yang menggunakan delapan buah saklar elektronik, dengan konfigurasi tiga lengan untuk kawat fasa dan satu lengan untuk kawat netral. Dengan adanya empat lengan maka akan terdapat 2^4 konfigurasi saklar seperti tampak pada Gambar-4.9 dan besarnya tegangan sesaatnya disajikan pada Tabel-4.3.



Gambar-4.8. Konverter MLP tiga fasa empat lengan

Dengan mengacu pada gambar tersebut maka dapat disimpulkan bahwa posisi saklar pada lengan keempat akan mempengaruhi polaritas tegangan fasa keluaran dari konverter MLP. Untuk kondisi di mana $S_f = 0$ maka tegangan fasa keluaran akan bernilai 0 atau V_{dc} bergantung apakah nilai S_k (di mana $k = abc$) sama dengan nilai S_f atau tidak. Sedangkan jika nilai $S_f = 1$ maka tegangan fasa keluarannya akan bernilai 0 atau $-V_{dc}$ sehingga persamaan tegangan fasa keluarannya dapat dinyatakan dengan persamaan

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{CaN} \\ v_{CbN} \\ v_{CcN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_f \\ S_b - S_f \\ S_c - S_f \end{bmatrix} V_{dc} \quad (4-23)$$

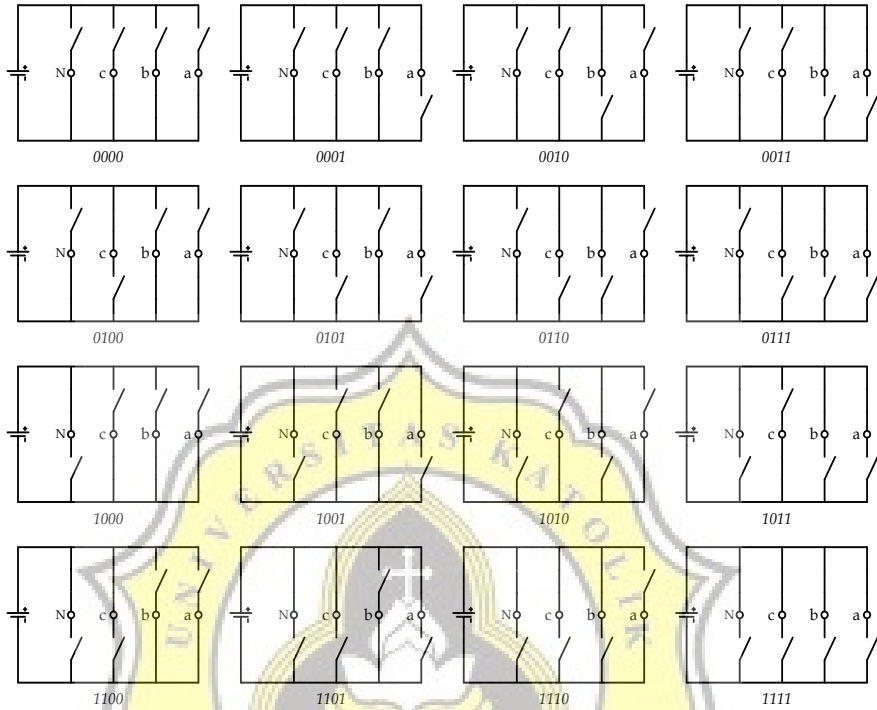
di mana

$S_a = 1$ maka	$S_{ap} \rightarrow ON \Leftrightarrow S_{an} \rightarrow OFF$
$S_a = 0$ maka	$S_{ap} \rightarrow OFF \Leftrightarrow S_{an} \rightarrow ON$
$S_b = 1$ maka	$S_{bp} \rightarrow ON \Leftrightarrow S_{bn} \rightarrow OFF$
$S_b = 0$ maka	$S_{bp} \rightarrow OFF \Leftrightarrow S_{bn} \rightarrow ON$
$S_c = 1$ maka	$S_{cp} \rightarrow ON \Leftrightarrow S_{cn} \rightarrow OFF$

$S_c = 0$ maka $S_{cp} \rightarrow OFF \Leftrightarrow S_{cn} \rightarrow ON$

$S_f = 1$ maka $S_{fp} \rightarrow ON \Leftrightarrow S_{fn} \rightarrow OFF$

$S_f = 0$ maka $S_{fp} \rightarrow OFF \Leftrightarrow S_{fn} \rightarrow ON$



Gambar-4.9. Konfigurasi saklar pada konverter MLP tiga fasa empat lengan

Dengan menggunakan persamaan (4-23) maka tegangan saluran juga dapat ditentukan sebagai berikut (Tabel-4.3)

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Cab} \\ v_{Cbc} \\ v_{Cca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} V_{dc} \quad (4-24)$$

Pada Gambar-4.10 disajikan konverter MLP empat lengan sebagai sumber arus terkendali dan rangkaian ekivalennya tampak pada Gambar-4.11. Mengacu pada gambar tersebut maka dapat diturunkan persamaan berikut

Pada $loop_1$:

$$(v_{CaN} - v_{CbN}) - (v_{sa} - v_{sb}) = L \frac{di_1}{dt} - L \frac{d(i_2 - i_1)}{dt} \quad (4-25)$$

Hubungan antara arus $loop$ dan arus induktor dinyatakan sebagai

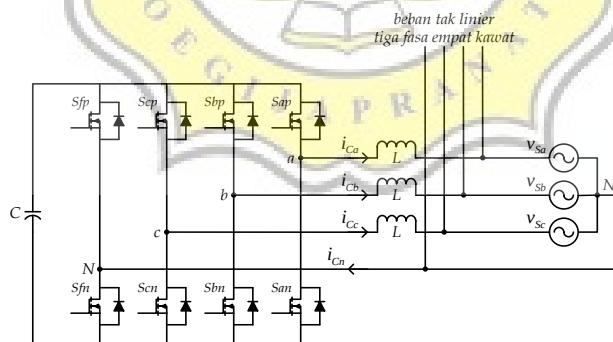
$$i_{Ca} = i_1, \quad i_{Cb} = i_2 - i_1, \quad i_{Cc} = i_3 - i_2 \text{ dan } i_{CaN} = i_3$$

sehingga persamaan (4.53) dapat disederhanakan menjadi

$$\begin{aligned}
 (v_{CaN} - v_{CbN}) - (v_{sa} - v_{sb}) &= L \frac{di_{Ca}}{dt} - L \frac{di_{Cb}}{dt} \\
 &= L \frac{d(i_{Ca} - i_{Cb})}{dt}
 \end{aligned} \quad (4-26)$$

Tabel-4.3. Tegangan pada konverter MLP empat lengan

S_f	S_a	S_b	S_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
0	0	1	0	0	V_{dc}	0	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
0	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
0	1	0	0	V_{dc}	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
0	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
0	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0	0	0
1	0	0	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	0	0
1	0	0	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
1	0	1	0	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
1	0	1	1	$-V_{dc}$	0	0	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
1	1	0	0	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	1	0	1	0	$-V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	1	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

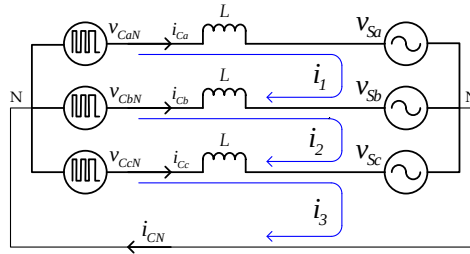


Gambar-4.10. Konverter MLP tiga fasa empat lengan sebagai sumber arus terkendali

Pada $loop_2$:

$$\begin{aligned}
 (v_{CbN} - v_{CcN}) - (v_{sb} - v_{sc}) &= L \frac{d(i_2 - i_1)}{dt} - L \frac{d(i_3 - i_2)}{dt} \\
 &= L \frac{di_{Cb}}{dt} - L \frac{di_{Cc}}{dt}
 \end{aligned}$$

$$(v_{CbN} - v_{CcN}) - (v_{sb} - v_{sc}) = L \frac{d(i_{Cb} - i_{Cc})}{dt} \quad (4-27)$$



Gambar-4.11. Rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa empat lengan sebagai sumber arus terkendali

Pada $loop_3$:

$$(v_{CcN} - v_{sc}) = L \frac{d(i_3 - i_2)}{dt} = L \frac{di_{Cc}}{dt} \quad (4-28)$$

dengan melakukan substitusi persamaan (4-28) ke dalam (4-27) didapatkan

$$(v_{CbN} - v_{sb}) = L \frac{di_{Cb}}{dt} \quad (4-29)$$

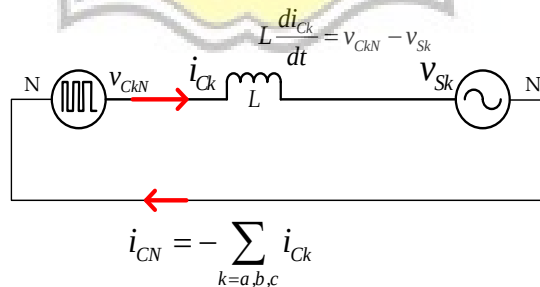
dan melakukan substitusi persamaan (4-29) ke dalam (4-26) menghasilkan

$$(v_{CaN} - v_{sa}) = L \frac{di_{Ca}}{dt} \quad (4-30)$$

dengan adanya konduktor netral maka jumlah arus fasanya akan sama dengan negatif dari arus yang mengalir pada kawat netral, dinyatakan dengan

$$i_{CN} = -(i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc}) \quad (4-31)$$

Persamaan (4-28)-(4-31) menunjukkan bahwa suatu konverter MLP tiga fasa empat lengan yang digunakan sebagai sumber arus terkendali pada tapis daya aktif shunt dapat dianggap seperti rangkaian satu fasa (Gambar-4.12)

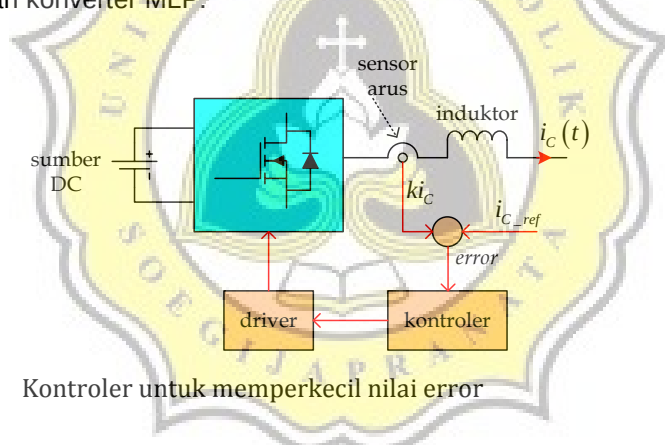


Gambar-4.12. Penyederhanaan rangkaian ekivalen konverter MLP tiga fasa empat lengan sebagai sumber arus terkendali

4.4 KONVERTER MLP SEBAGAI SUMBER ARUS TERKENDALI

Suatu konverter MLP yang diimplementasikan sebagai suatu tapis daya aktif shunt harus mampu bekerja sebagai sumber arus terkendali. Untuk merealisasikan fungsi ini dibutuhkan suatu kendali *loop* tertutup di mana diperlukan suatu kontroler untuk membandingkan nilai aktual dengan referensi (*set-point*). Dengan mengacu pada uraian konverter MLP tiga fasa pada bab sebelumnya maka dengan mengatur nilai tegangan keluarannya, arus keluaran akan dapat dikendalikan sesuai keinginan. Nilai rata-rata lokal dari tegangan keluaran suatu konverter MLP dapat diatur melalui lebar pulsa rangkaian kendali yang akan menyebabkan durasi saklar statis konduksi/tak konduksi (*ON-OFF*).

Pada Gambar-5.3 disajikan skema dasar pengendalian konverter MLP sebagai sumber arus terkendali. Arus keluaran konverter akan dideteksi dengan menggunakan sensor arus dan selanjutnya dibandingkan dengan nilai referensi arus guna menghasilkan suatu sinyal *error*. Kemudian sinyal *error* akan dimasukkan ke kontroler, suatu kontroler akan selalu memaksa sinyal *error* sama dengan nol yang menyebabkan arus aktual sama dengan nilai referensi. Pada saat arus aktual lebih kecil dari nilai referensinya maka kontroler akan memberikan sinyal ke rangkaian *driver* agar menaikkan nilai rata-rata lokal dari tegangan keluaran konverter MLP. Sedangkan jika arus aktual lebih besar dari nilai referensinya maka kontroler akan memberikan sinyal ke rangkaian *driver* agar menurunkan nilai rata-rata lokal dari tegangan keluaran konverter MLP.



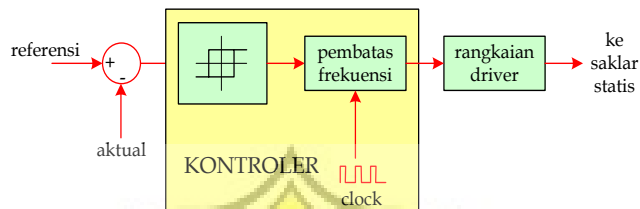
Gambar-4.13. Kontroler untuk memperkecil nilai error

Kontroler yang digunakan adalah jenis *hysteresis* di mana kontroler ini memiliki kesederhanaan dalam implementasi. Di sisi lain, kontroler *hysteresis* memiliki kekurangan karena dapat menyebabkan proses pensaklaran dengan frekuensi yang berubah. Kondisi ini dapat menyebabkan saklar bekerja pada frekuensi yang sangat tinggi (sangat beresiko jika saklar bekerja pada frekuensi yang mendekati kemampuannya maksimalnya). Untuk mengatasi kondisi ini maka dalam perancangan, kontroler *hysteresis* harus dilengkapi dengan rangkaian pembatas frekuensi.

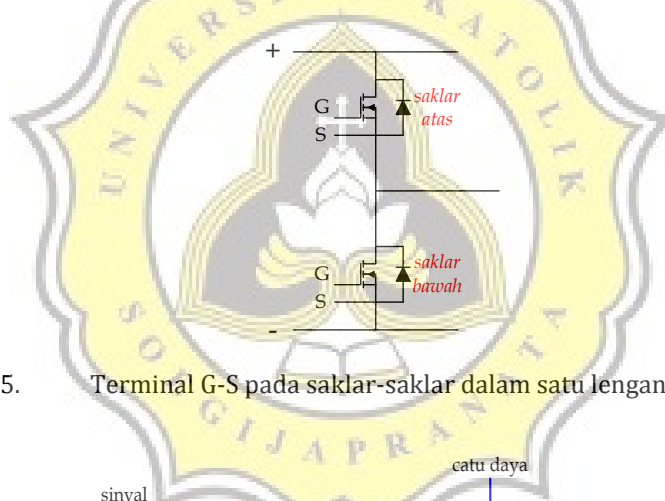
Pada topologi konverter MLP, setiap lengan terdiri dari sepasang saklar statis (dua buah) yang terpasang pada bagian atas dan bawah. Jika suatu MOSFET diimplementasikan sebagai saklar statis maka untuk mengoperasikannya diperlukan sinyal pada terminal *Gate* (G) dan *Source* (S). Jika nilai sinyal pada terminal G-S positif maka saklar statis akan konduksi (*ON*) sedangkan jika tegangan terminal G-S sama dengan nol maka saklar statis akan *OFF*. Karena terminal S dari kedua

MOSFET terletak pada titik berbeda maka dibutuhkan dua buah sumber tegangan (catu daya).

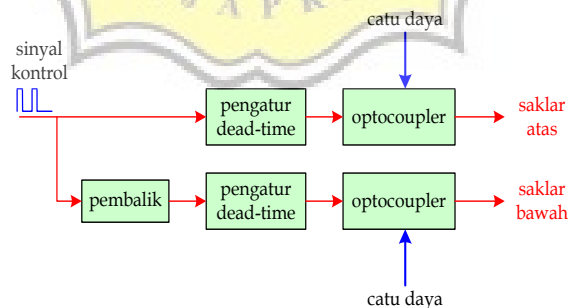
Dalam rangkaian konverter MLP yang difungsikan sebagai sumber arus terkendali maka akan terdapat rangkaian daya dan rangkaian kontrol. Kedua rangkaian memiliki titik referensi (*ground*) yang berbeda sehingga secara galvanik harus dipisahkan. Kondisi ini dapat dicapai dengan pemasangan kopling (*optocoupler*) pada rangkaian *driver*. Pada Gambar-4.16 disajikan skema rangkaian *driver* untuk mengoperasikan saklar-saklar dalam satu lengan.



Gambar-4.14. Kontroler hysteresis dengan pembatas frekuensi



Gambar-4.15. Terminal G-S pada saklar-saklar dalam satu lengan



Gambar-4.16. Skema rangkaian driver

4.5 SIMULASI

Mengacu pada analisis yang telah dijabarkan maka tahap penelitian dilanjutkan dengan simulasi komputer. Dalam melakukan simulasi digunakan perangkat lunak PSIM. Topologi konverter MLP tiga fasa tiga kawat dan empat kawat akan dipakai sebagai sumber arus terkendali untuk melakukan *tracking* pada referensi. Beberapa bentuk gelombang akan dipakai sebagai referensi guna mengetahui sejauh mana konverter MLP dapat melakukan proses *tracking*.

Pada Gambar-4.17 ditunjukkan rangkaian daya konverter MLP beserta rangkaian kendali yang akan membuat konverter MLP mampu melakukan *tracking* terhadap referensinya. Pada gambar tersebut tampak bahwa mula-mula arus keluaran konverter akan dibandingkan dengan nilai referensinya untuk menghasilkan *error*. Selanjutnya kontroler *hysteresis* akan memaksa nilai *error* selalu sama dengan nol sehingga arus keluaran konverter MLP sama dengan nilai referensi. Rangkaian *driver* akan memberikan sinyal kepada terminal *Gate* dari MOSFET yang dipakai sebagai saklar statis untuk *ON-OFF* sehingga tegangan keluaran konverter MLP sesuai nilai yang diinginkan. Adanya induktor L pada sisi keluaran akan membentuk arus keluaran naik atau turun di sekitar nilai referensi.

Untuk mengetahui kemampuan konverter MLP dalam fungsinya sebagai sumber arus terkendali maka beberapa bentuk gelombang akan dipakai sebagai referensi, yaitu

- ❖ Gelombang sinusoidal
- ❖ Gelombang persegi
- ❖ Gelombang harmonisa

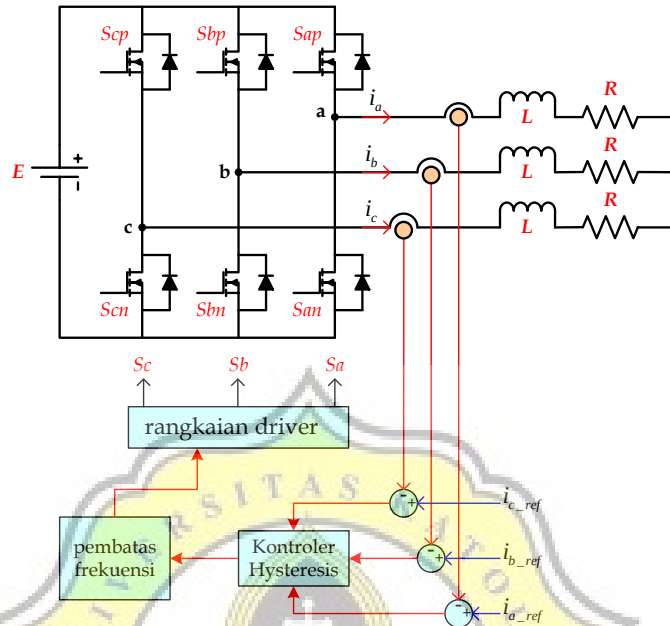
Dalam melakukan simulasi digunakan nilai parameter-parameter rangkaian seperti disajikan pada Tabel-4.4 di bawah ini

Tabel-4.4. Parameter rangkaian untuk simulasi

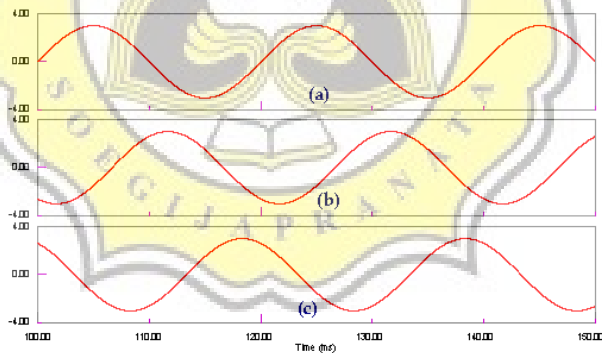
parameter	nilai
Tegangan sumber	150 Volt
Induktor keluaran	5 mH
Resistor keluaran	10 Ohm
Batas frekuensi maksimal	20 kHz

Pada Gambar-4.18 hingga Gambar-4.20 disajikan hasil simulasi konverter MLP tiga fasa tiga kawat yang difungsikan sebagai sumber arus terkendali untuk membentuk gelombang sinusoidal. Gambar-4.18 merupakan gelombang sinusoidal yang dipakai sebagai referensi sedangkan Gambar-4.19 adalah arus keluaran konverter MLP yang mirip dengan referensi. Karena proses pensaklaran yang dilakukan oleh MOSFET maka bentuk arus keluaran merupakan gelombang arus yang berfluktuasi pada nilai referensi sinusoidal (Gambar-4.20). Hasil simulasi dengan menggunakan referensi berupa gelombang persegi ditunjukkan pada Gambar-4.21 hingga Gambar-4.23. Gelombang referensi merupakan gelombang persegi untuk sistem tiga fasa tanpa kawat netral (jumlah arus ketiga fasanya sama dengan nol). Pada kondisi ini proses *tracking* arus keluaran tidak dapat vertikal sehingga pada saat nilai referensi merupakan fungsi *step* maka proses *tracking* tidak dapat optimal. Gelombang referensi lain yang dipakai adalah gelombang harmonisa yang merupakan selisih

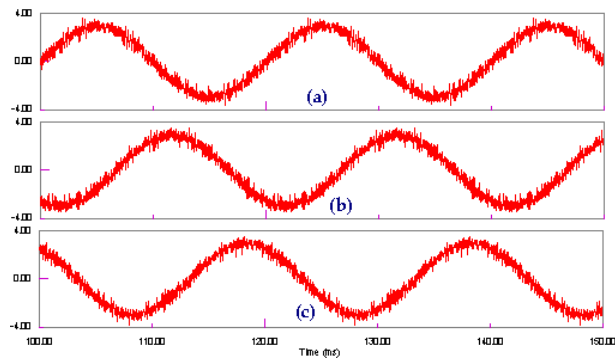
antara gelombang persegi dan sinusoidal. Hasil simulasi dengan menggunakan gelombang harmonisa disajikan pada Gambar-4.24 hingga Gambar-4.26.



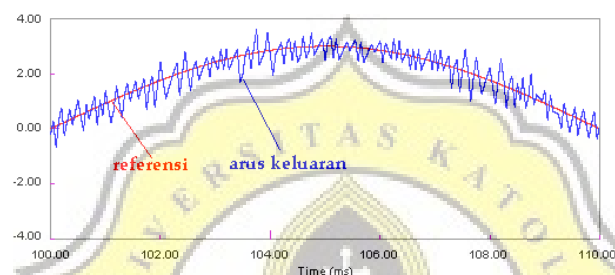
Gambar-4.17. Konverter MLP tiga fasa tiga kawat untuk simulasi



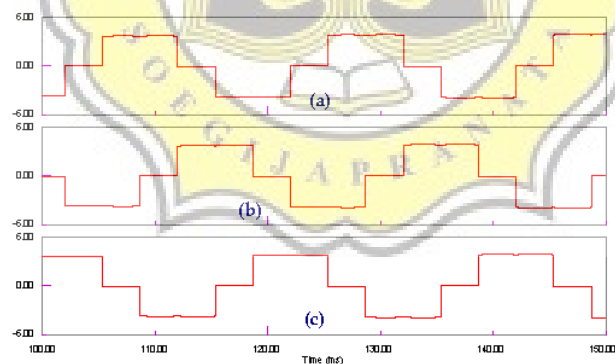
Gambar-4.18. Hasil simulasi referensi gelombang sinusoidal untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



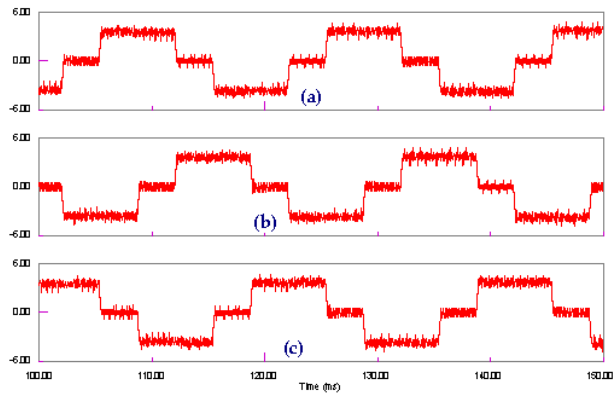
Gambar-4.19. Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang sinusoidal (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



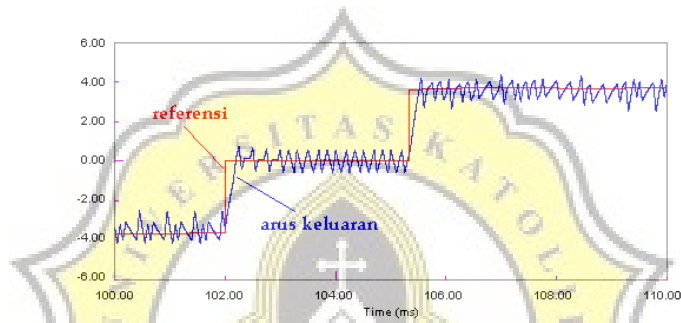
Gambar-4.20. Hasil simulasi proses tracking arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat pada referensi gelombang sinusoidal



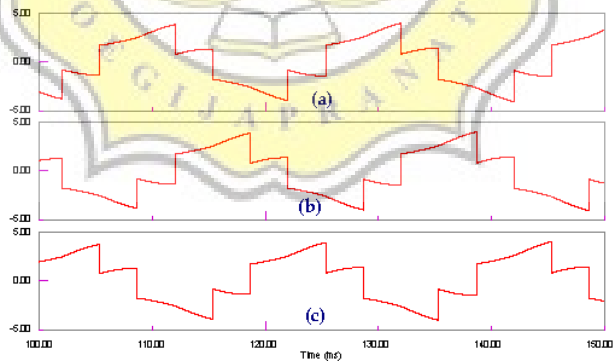
Gambar-4.21. Hasil simulasi referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



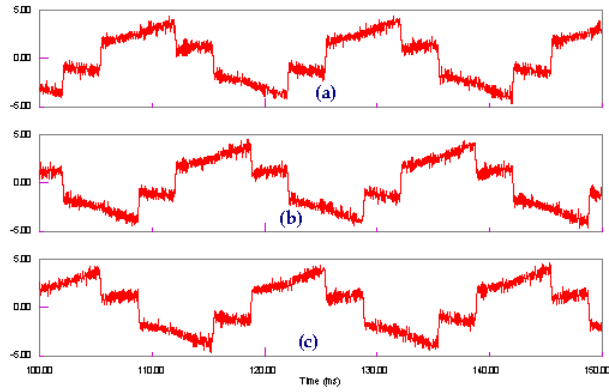
Gambar-4.22. Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



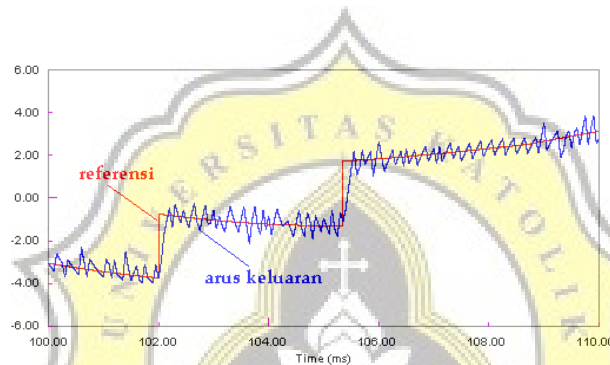
Gambar-4.23. Hasil simulasi proses tracking arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat pada referensi gelombang persegi



Gambar-4.24. Hasil simulasi referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c

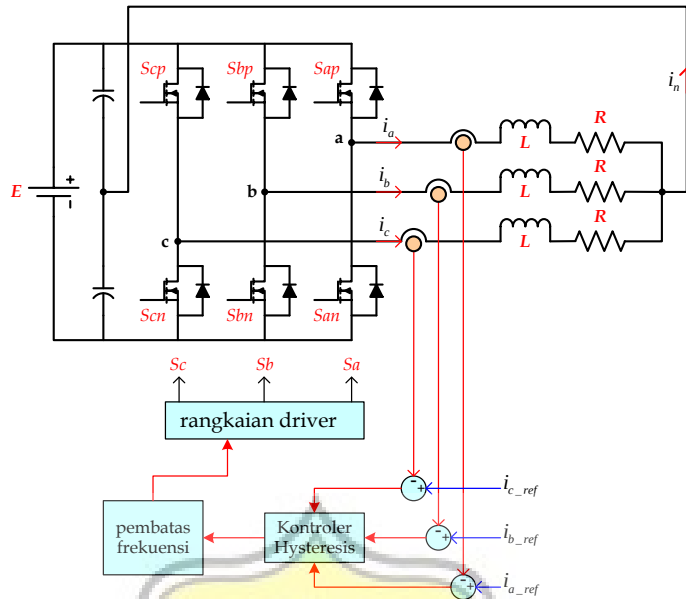


Gambar-4.25. Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



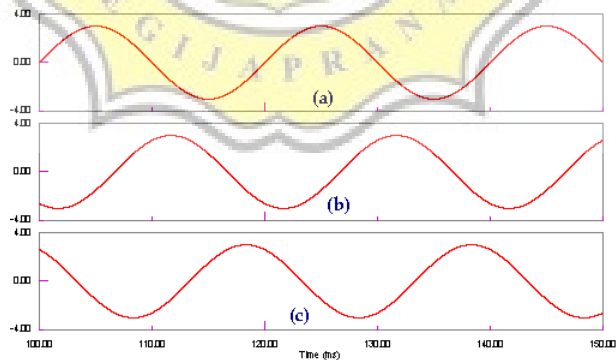
Gambar-4.26. Hasil simulasi proses tracking arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat pada referensi gelombang harmonisa

Untuk aplikasi pada sistem tiga fasa dengan kawat netral (empat kawat) maka digunakan konverter MLP dengan *mid-point capacitor*. Pada konfigurasi ini maka arus netral dikembalikan pada titik yang terletak pada dua kapasitor yang dipasang paralel dengan sumber tegangan searah.

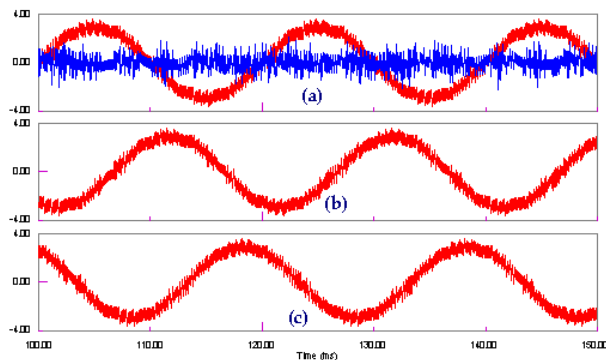


Gambar-4.27. Konverter MLP tiga fasa empat kawat untuk simulasi

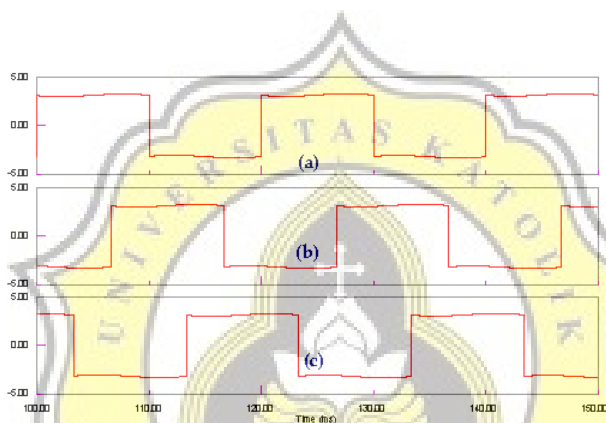
Hasil simulasi untuk sistem tiga fasa empat kawat yang menggunakan referensi berupa gelombang sinusoidal ditunjukkan pada Gambar-4.28 dan Gambar-4.29. Pada simulasi dengan menggunakan referensi gelombang persegi dan gelombang harmonisa maka pada kawat netral akan muncul arus. Hasil simulasi untuk referensi berupa gelombang persegi disajikan pada Gambar-4.30 dan Gambar-4.31 sedangkan untuk referensi berupa gelombang harmonisa ditunjukkan pada Gambar-4.32 dan Gambar-4.33. Referensi berupa gelombang persegi dan harmonisa akan menghadapi kendala saat arus keluaran harus naik secara vertikal.



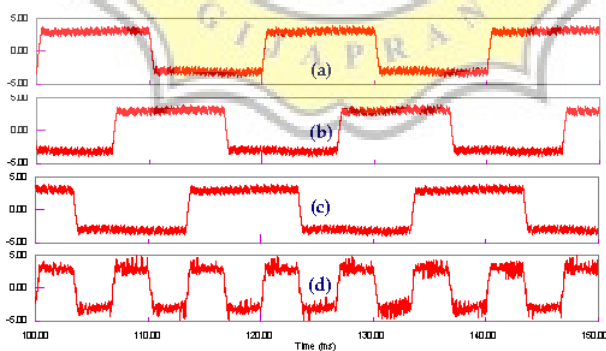
Gambar-4.28. Hasil simulasi referensi gelombang sinusoidal untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



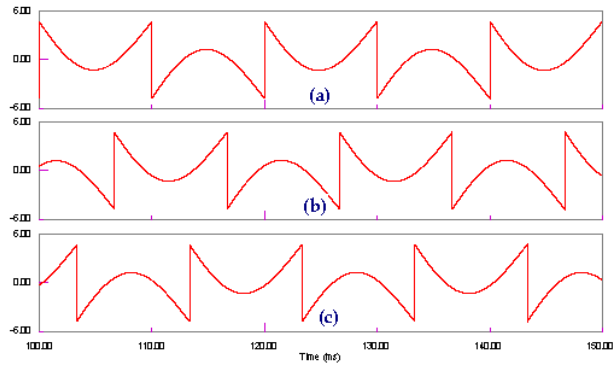
Gambar-4.29. Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang sinusoidal (a) fasa a dan netral (b) fasa b (c) fasa c



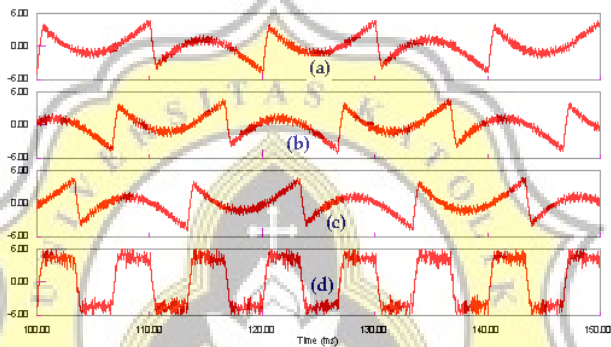
Gambar-4.30. Hasil simulasi referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



Gambar-4.31. Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a dan netral (b) fasa b (c) fasa c (d) netral



Gambar-4.32. Hasil simulasi referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c



Gambar-4.33. Hasil simulasi arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa-a dan netral (b) fasa b (c) fasa c (d) netral

4.6 PERANCANGAN PROTOTIP DAN PENGUJIAN LABORATORIUM

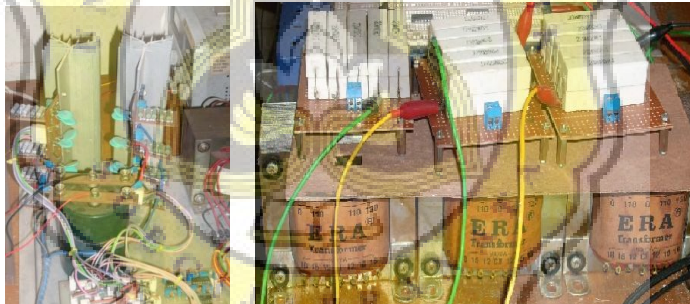
Setelah selesai melakukan tahap simulasi maka dilakukan perancangan alat (prototip) skala laboratorium. MOSFET IRFP 460 diimplementasikan sebagai saklar statis yang mampu bekerja pada frekuensi cukup tinggi. Dalam pengujian ini, frekuensi pensaklaran MOSFET dibatasi pada frekuensi 20 kHz. Untuk menghidupkan saklar ini maka diperlukan tegangan sebesar 15 Volt pada terminal *Gate-Source*. Tegangan ini selanjutnya akan diberikan melalui rangkaian *driver* yang dilengkapi dengan *optocoupler* TLP 250 untuk memberikan isolasi antara rangkaian kendali dan rangkaian daya konverter MLP (Gambar-4.34).

Untuk merealisasikan rangkaian kendali maka digunakan IC LF 347 sebagai OP-AMP yang dipakai pada *error amplifier* dan kontroler hysteresis bersama IC SR FLIP-FLOP. Sedangkan untuk membatasi frekuensi pensaklaran MOSFET digunakan IC JK FLIP-FLOP. Frekuensi *clock* pada IC ini digunakan sebagai batas maksimal frekuensi pensaklaran MOSFET. Untuk memperoleh arus keluaran dari konverter MLP digunakan *current transducer* LEM LA 50-P sebagai sensor arus (Gambar-4.36).

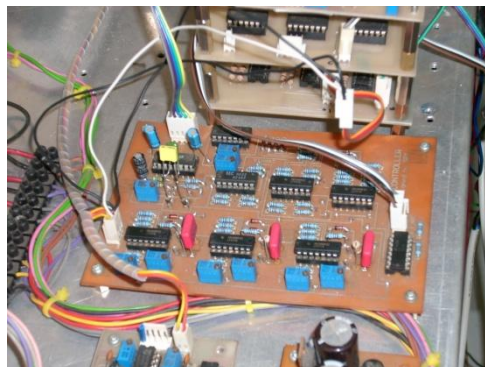
Pada Gambar-4.37 hingga Gambar-4.41 ditampilkan gambar-gambar prototip hasil perancangan. Rangkaian *driver* dan catu daya rangkaian *driver* yang berada pada PCB terpisah ditampilkan pada Gambar-4.37. Pada Gambar-4.38 ditunjukkan saklar MOSFET yang diletakkan pada *heat-sink* dilengkapi dengan rangkaian *snubber*, sisi rangkaian daya ini terhubung dengan beban yang terdiri dari resistor dan induktor. Rangkaian kendali untuk memfungsikan konverter MLP sebagai sumber arus terkendali ditunjukkan pada Gambar-4.39. Pelaksanaan pengujian dilakukan di dalam laboratorium karena ketersediaan alat ukur dan prasarana lainnya (Gambar-4.40 dan Gambar-4.41).



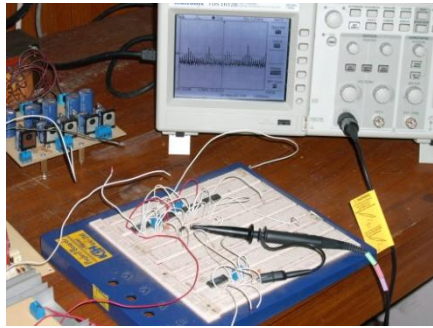
Gambar-4.37. Foto rangkaian driver dan catu daya driver



Gambar-4.38. Foto rangkaian daya konverter MLP dan beban resistor induktor (induktif)



Gambar-4.39. Foto kontroler hysteresis dan pembatas frekuensi

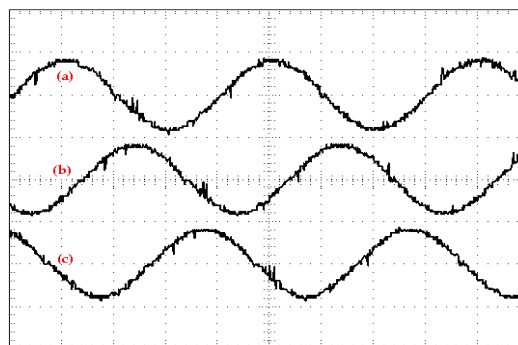


Gambar-4.40. Foto oscilloscope untuk pengamatan gelombang sesaat

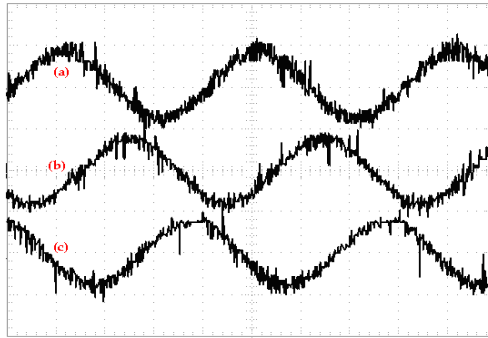


Gambar-4.41. Foto aktivitas pengujian prototipe di laboratorium

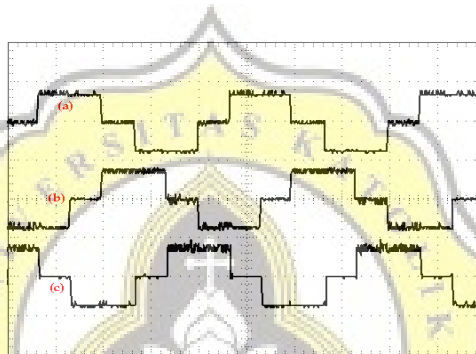
Pengujian laboratorium untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat disajikan pada Gambar-4.42 hingga Gambar-4.47 yang meliputi pemakaian gelombang sinusoidal, persegi dan harmonisa sebagai referensi. Dari hasil pengamatan tampak bahwa arus keluaran konverter MLP mampu membentuk gelombang keluaran sesuai referensi yang diberikan. Sedangkan pengujian laboratorium untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat disajikan pada Gambar-4.48 hingga Gambar-4.52. Pada sistem empat kawat maka untuk pengujian dengan referensi berupa gelombang persegi dan harmonisa akan menyebabkan munculnya arus pada kawat netral.



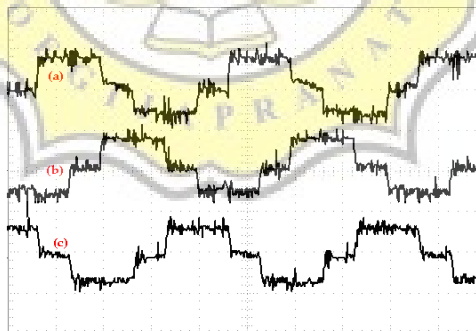
Gambar-4.42. Hasil pengujian referensi gelombang sinusoidal untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



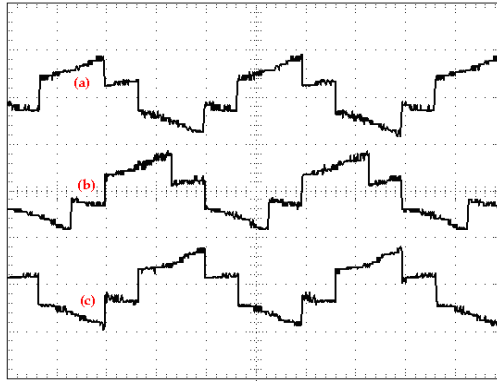
Gambar-4.43. Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang sinusoidal (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



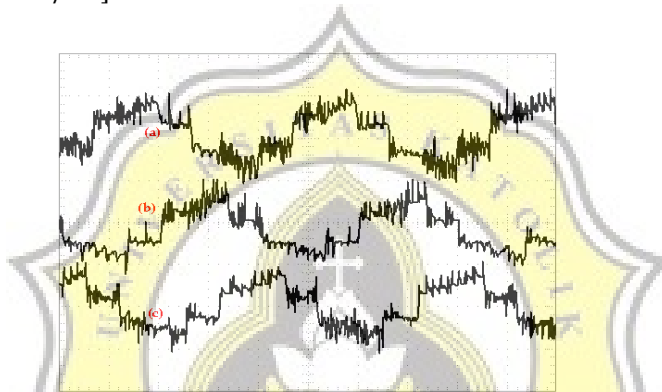
Gambar-4.44. Hasil pengujian referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



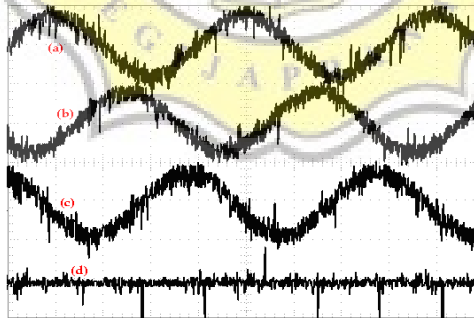
Gambar-4.45. Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



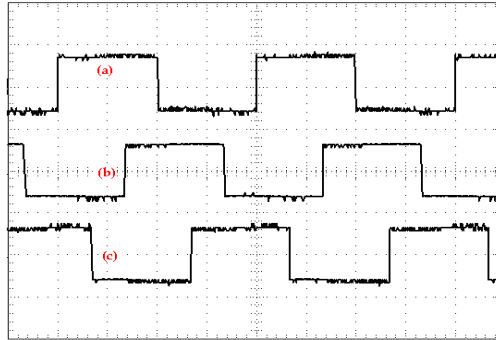
Gambar-4.46. Hasil pengujian referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa tiga kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



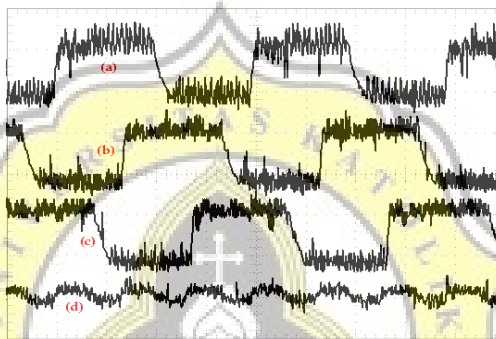
Gambar-4.47. Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa tiga kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



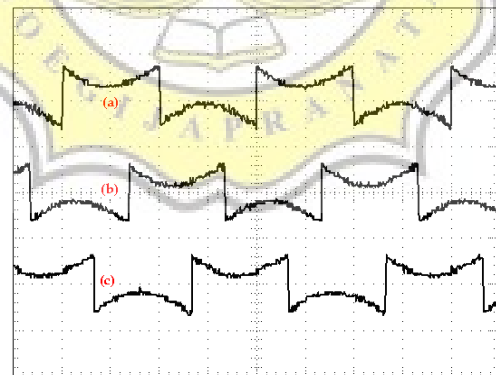
Gambar-4.48. Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang sinusoidal (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c (d) netral [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



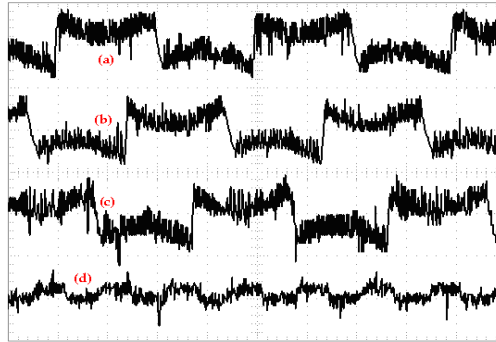
Gambar-4.49. Hasil pengujian referensi gelombang persegi untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



Gambar-4.50. Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang persegi (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c (d) netral [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



Gambar-4.51. Hasil pengujian referensi gelombang harmonisa untuk konverter MLP tiga fasa empat kawat (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c [skala: 5 A/div – 5 ms/div]



Gambar-4.52. Hasil pengujian arus keluaran konverter MLP tiga fasa empat kawat dengan referensi gelombang harmonisa (a) fasa a (b) fasa b (c) fasa c (d) netral [skala: 5 A/div – 5 ms/div]

4.7 KESIMPULAN

Untuk mengubah tegangan DC menjadi tegangan AC diperlukan suatu inverter. Dengan kendali berbasis modulasi lebar pulsa maka inverter akan mampu melakukan fungsi yang lebih kompleks. Inverter tiga fasa dapat dibedakan menjadi tiga fasa tiga kawat dan tiga fasa empat kawat. Suatu inverter MLP dapat difungsikan sebagai suatu sumber arus terkendali, inverter ini mampu menghasilkan arus keluaran sesuai dengan nilai referensinya.

4.8 DAFTAR PUSTAKA

1. Akagi, H., Tsukamoto, Y., dan Nabae, A. (1990), **Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-Series Voltage Source PWM Converters**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.26, no.1, 93-98
2. Akagi, H. (1996), **New Trends in Active Filter for Power Conditioning**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.32, no.6, 1312-1322
3. Aredes, M., Hafner, J., dan Heumann, K. (1997), **Three-Phase Four-Wired Shunt Active Filter Control Strategies**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.12, no.2, 311-318
4. Bhattacharya, S., Cheng, P., dan Divan, D. (1997), **Hybrid Solution for Improving Passive Filter Performance in High-Power Application**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.33, no.3, 567-577
5. Chen, C.C. dan Hsu, Y.Y. (2000), **A Novel Approach to the Design of a Shunt Active Filter for an Unbalanced Three-Phase Four-Wire System under Nonsinusoidal Conditions**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.15, no.4, 1258-1264
6. Cheng, P., Bhattacharya, S., dan Divan, D.M. (1998), **Control of Square-Wave Inverters in High Power Hybrid Active Filter Systems**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.34, no.3, 458-472
7. Peng, F.Z., Akagi, H., dan Nabae, A. (1990), **A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltage Source PWM Converters for Harmonic Compensation**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.5, no.1, 9-15
8. Peng, F.Z., McKeever, J.W., dan Adams, D.J. (1998), **A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.34, no.6, 1293-1298

9. Torrey, D.A. dan Al-Zamel, M.A. (1995), **Single-Phase Active Power Filters for Multiple Nonlinear Loads**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.10, no.3, 263-272
10. Verdelho, P. dan Maques, G.D. (1998), **Four-Wire Current-Regulated PWM Voltage Converter**, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.45, no.5, 761-770





TAPIS DAYA AKTIF SHUNT SISTEM TIGA FASA

BAB 5

Suatu konverter MLP yang difungsikan sebagai sumber arus terkendali pada tapis daya aktif shunt akan menginjeksikan arus kompensasi ke dalam sistem untuk melakukan penapisan secara aktif. Arus kompensasi ditentukan oleh referensi yang diturunkan berdasarkan komponen daya sesaat. Dengan menguraikan daya sesaat menjadi komponen-komponen tertentu maka berbagai kompensasi akan dapat dilakukan. Pada sistem tiga fasa tanpa kawat netral, dengan menggunakan tiga buah sumber arus terkendali maka kompensasi dapat dilakukan. Sedangkan untuk sistem tiga fasa dengan kawat netral, dibutuhkan sumber arus terkendali yang terhubung ke konduktor netral sistem untuk melakukan kompensasi arus urutan nol. Pada bab ini diuraikan berbagai kompensasi yang dapat dilakukan oleh tapis daya aktif shunt baik untuk sistem tiga fasa tiga kawat maupun empat kawat.

5.1 KOMPENSASI BEBAN TAK LINIER PADA SISTEM TIGA FASA TIGA KAWAT

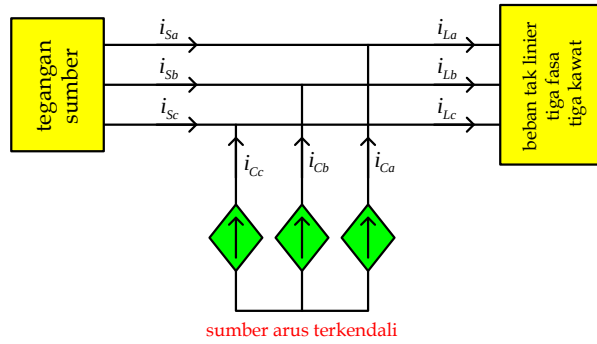
Pada Gambar-5.1 disajikan suatu beban tak linier tiga fasa tiga kawat terhubung paralel dengan tapis daya aktif shunt tiga fasa tiga kawat yang direpresentasikan dengan tiga buah sumber arus terkendali. Dengan asumsi bahwa tegangan sistem merupakan tegangan ideal maka pemasangan beban tak linier tersebut mengakibatkan terjadinya distorsi arus (Gambar-5.2) dan dinyatakan dengan

$$i_{La} = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-1a)$$

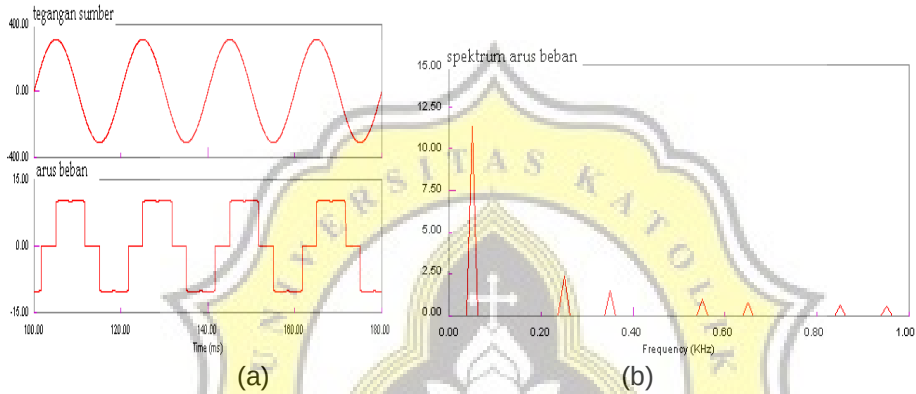
$$i_{Lb} = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\omega t - 120^\circ + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-1b)$$

$$i_{Lc} = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\omega t + 120^\circ + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-1c)$$

Persamaan (5-1) menunjukkan bahwa arus beban tidak mengandung komponen harmonisa orde kelipatan tiga (*triplen harmonics*) akibat tidak adanya kawat netral.



Gambar-5.1. Kompensasi arus tak linier pada sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.2. Distorsi yang ditimbulkan beban tak linier (penyearah thyristor berbeban induktif) (a) tegangan fasa dan arus fasa (b) spektrum arus fasa

Dengan menggunakan transformasi Clarke, persamaan (5-1) dapat ditransformasikan ke dalam koordinat- $\alpha\beta$ dan disajikan dengan persamaan berikut

$$i_{L\alpha} = \sqrt{3}I_{L1} \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3\dots}} \sqrt{3}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-2a)$$

$$i_{L\beta} = -\sqrt{3}I_{L1} \cos(\omega t + \theta_1) - \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3\dots}} \sqrt{3}I_{Lh} \cos(h\omega t + \theta_h) \quad (5-2b)$$

Jika tegangan sumber ideal yang digunakan adalah

$$v_{Sa} = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \varphi) \quad (5-3a)$$

$$v_{Sb} = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi) \quad (5-3b)$$

$$v_{Sc} = \sqrt{2}V \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi) \quad (5-3c)$$

Transformasi persamaan (5-3) ke dalam koordinat- $\alpha\beta$ menghasilkan

$$v_{S\alpha} = \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi) \quad (5-4a)$$

$$v_{S\alpha} = -\sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi) \quad (5-4b)$$

Dengan melakukan substitusi persamaan (5-2) dan (5-4) ke dalam persamaan daya sesaat maka daya sesaat beban dapat ditentukan

$$\begin{aligned} p_{L\alpha\beta} &= \left\{ \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ \sqrt{3}I_{L1} \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{3}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \right\} \\ &+ \left\{ -\sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ -\sqrt{3}I_{L1} \cos(\omega t + \theta_1) - \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{3}I_{Lh} \cos(h\omega t + \theta_h) \right\} \\ &= 3VI_{L1} \cos(\varphi - \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} 3VI_{Lh-1} \cos\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \end{aligned} \quad (5-5)$$

$$\begin{aligned} q_{L\alpha\beta} &= \left\{ \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ -\sqrt{3}I_{L1} \cos(\omega t + \theta_1) - \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{3}I_{Lh} \cos(h\omega t + \theta_h) \right\} \\ &- \left\{ -\sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi) \right\} \left\{ \sqrt{3}I_{L1} \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{3}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \right\} \\ &= -3VI_{L1} \sin(\varphi - \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} 3VI_{Lh-1} \sin\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \end{aligned} \quad (5-6)$$

Melalui invers persamaan daya sesaat berikut

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{A_s} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} \quad (5-7)$$

maka referensi arus kompensasi dapat ditentukan. Dengan menggunakan tapis, komponen-komponen yang terkandung dalam besaran daya sesaat akan dapat dipisahkan sehingga berbagai kompensasi dapat dilakukan

5.1.1 Kompensasi Daya Reaktif Fundamental

Kompensasi daya reaktif fundamental dapat dilakukan oleh tapis daya aktif shunt jika nilai komponen

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \overline{q}_{L\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

Pada kompensasi jenis ini hanya diinjeksikan komponen fundamental dari daya reaktif sebesar

$$q_{\alpha\beta}^* = \overline{q}_{L\alpha\beta} = 3V I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \quad (5-9)$$

Implementasi dari daya reaktif fundamental yang diinjeksikan berupa arus berbentuk gelombang sinusoidal dengan frekuensi sama dengan sumber tetapi tergeser 90° terhadap tegangan fasa dan dinyatakan dengan persamaan

$$i_{Ca}^* = \sqrt{2} I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi) \quad (5-10a)$$

$$i_{Cb}^* = \sqrt{2} I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi) \quad (5-10b)$$

$$i_{Cc}^* = \sqrt{2} I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi) \quad (5-10c)$$

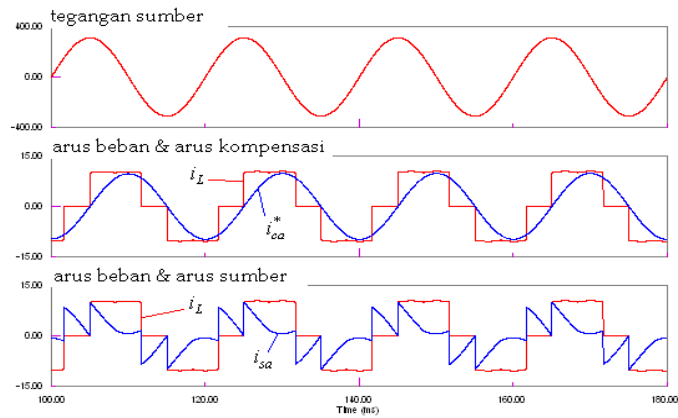
Karena hanya daya reaktif fundamental yang dibangkitkan maka dapat dikatakan bahwa tapis daya aktif shunt berfungsi sebagai *Fundamental Reactive Power Compensator* sehingga arus sumber masih tetap mengandung komponen harmonisa baik harmonisa yang disebabkan oleh komponen riak dari daya nyata maupun daya reaktif (Gambar-5.3 dan Gambar-5.4) dan disajikan dengan persamaan

$$i_{Sa} = \sqrt{2} I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi) + \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t + \varphi - \theta_h) \quad (5-11a)$$

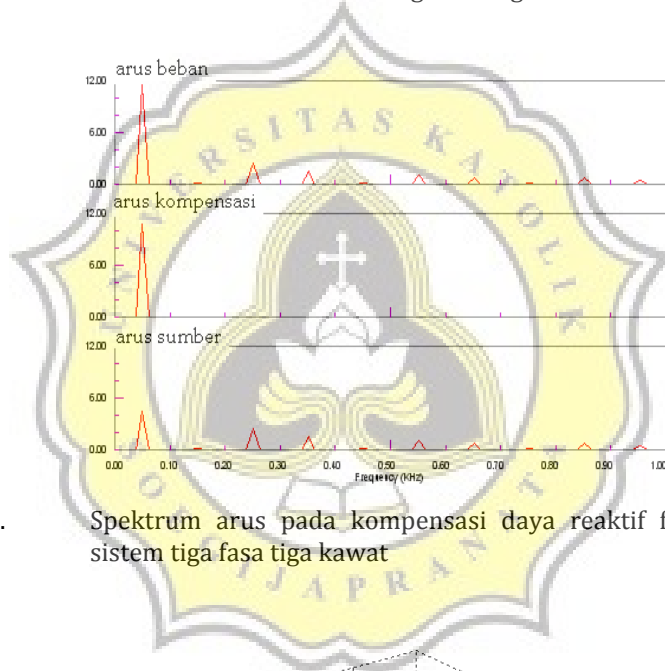
$$i_{Sb} = \sqrt{2} I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi) + \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2} I_h \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \varphi - \theta_h) \quad (5-11b)$$

$$i_{Sc} = \sqrt{2} I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi) + \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2} I_h \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \varphi - \theta_h) \quad (5-11c)$$

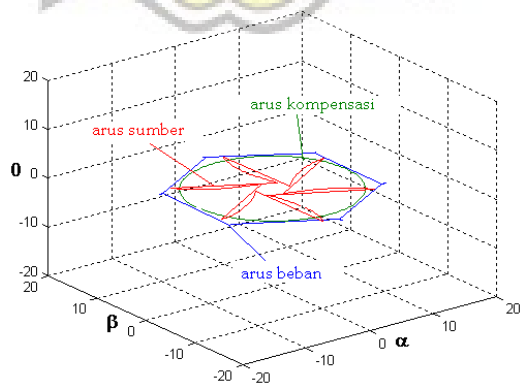
Arus kompensasi yang disajikan melalui trayektori arus pada Gambar-5.5 merupakan suatu lingkaran pada bidang- $\alpha\beta$, hal ini menunjukkan arus kompensasi memiliki bentuk sinusoidal tiga fasa pada koordinat-abc.



Gambar-5.3. Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya reaktif fundamental untuk sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.4. Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif fundamental untuk sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.5. Trayektori arus pada kompensasi daya reaktif fundamental untuk sistem tiga fasa tiga kawat

5.1.2 Kompensasi Daya Reaktif

Kompensasi jenis ini dapat dilakukan oleh tapis daya aktif shunt jika nilai komponen

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ q_{L\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (5-12)$$

sehingga dibangkitkan daya reaktif sebesar

$$q_{\alpha\beta}^* = -3V_1 \sin(\varphi - \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} 3V_{h-1} \sin\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \quad (5-13)$$

Semua daya reaktif baik yang memiliki frekuensi fundamental maupun harmonisa akan dieliminasi. Arus kompensasi yang diinjeksikan mengandung komponen harmonisa dan komponen fundamental (Gambar-5.6 dan Gambar-5.7). Persamaan arus kompensasinya dinyatakan

$$\begin{aligned} i_{Ca}^* &= \sqrt{2}I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \sin(\varphi - \theta_h) \sin\{h(\omega t - 90^\circ + \varphi)\} \end{aligned} \quad (5-14a)$$

$$\begin{aligned} i_{Cb}^* &= \sqrt{2}I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \sin(\varphi - \theta_h) \sin\{h(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi)\} \end{aligned} \quad (5-14b)$$

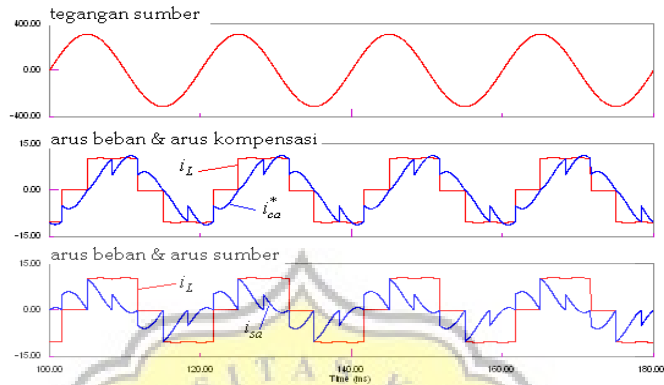
$$\begin{aligned} i_{Cc}^* &= \sqrt{2}I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + 90^\circ + \varphi) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \sin(\varphi - \theta_h) \sin\{h(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi)\} \end{aligned} \quad (5-14c)$$

Setelah kompensasi, arus sumber masih memiliki kandungan harmonisa akibat komponen riak dari daya nyata sesaat. Kandungan harmonisa arus sumber pada kompensasi jenis ini lebih kecil dari kompensasi daya reaktif fundamental, disajikan dengan persamaan (5-15) dan trajektori arus ditunjukkan pada Gambar-5.8.

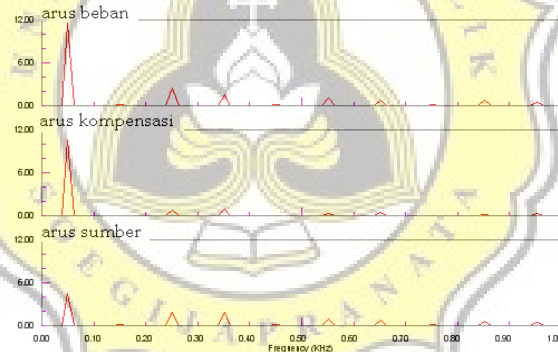
$$\begin{aligned} i_{Sa} &= \sqrt{2}I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \cos(\varphi - \theta_h) \sin\{h(\omega t + \varphi)\} \end{aligned} \quad (5-15a)$$

$$\begin{aligned} i_{Sb} &= \sqrt{2}I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \cos(\varphi - \theta_h) \sin\{h(\omega t - 120^\circ + \varphi)\} \end{aligned} \quad (5-15b)$$

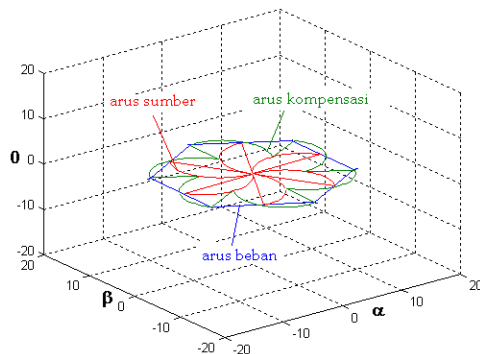
$$i_{Sc} = \sqrt{2}I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_h \cos(\varphi - \theta_h) \sin\{h(\omega t + 120^\circ + \varphi)\} \quad (5-15c)$$



Gambar-5.6. Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya reaktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.7. Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.8. Trayektori arus pada kompensasi daya reaktif untuk sistem tiga fasa tiga kawat

5.1.3 Kompensasi Daya Harmonisa

Kompensasi daya harmonisa dapat dilakukan oleh tapis daya aktif shunt jika nilai komponen

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{L\alpha\beta} \\ \tilde{q}_{L\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (5-16)$$

sehingga

$$p_{\alpha\beta}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V I_{h-1} \cos\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \quad (5-17a)$$

$$q_{\alpha\beta}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V I_{h-1} \sin\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \quad (5-17b)$$

Pada kompensasi jenis ini, arus yang diinjeksikan merupakan komponen harmonisa baik terkait daya nyata maupun daya reaktif dan dinyatakan

$$i_{Ca}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-18a)$$

$$i_{Cb}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-18b)$$

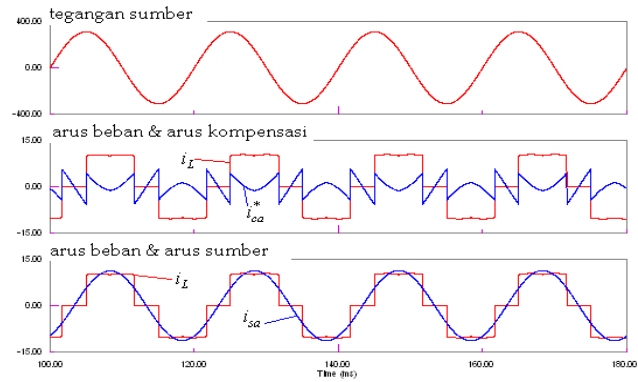
$$i_{Cc}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\{h + (\omega t - 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-18c)$$

Fungsi demikian sering dinamakan *Harmonic Compensator*. Akibatnya arus sumber tidak lagi mengandung komponen harmonisa tetapi hanya komponen fundamental yang muncul (Gambar-5.9 dan Gambar-5.10) dan dinyatakan dengan

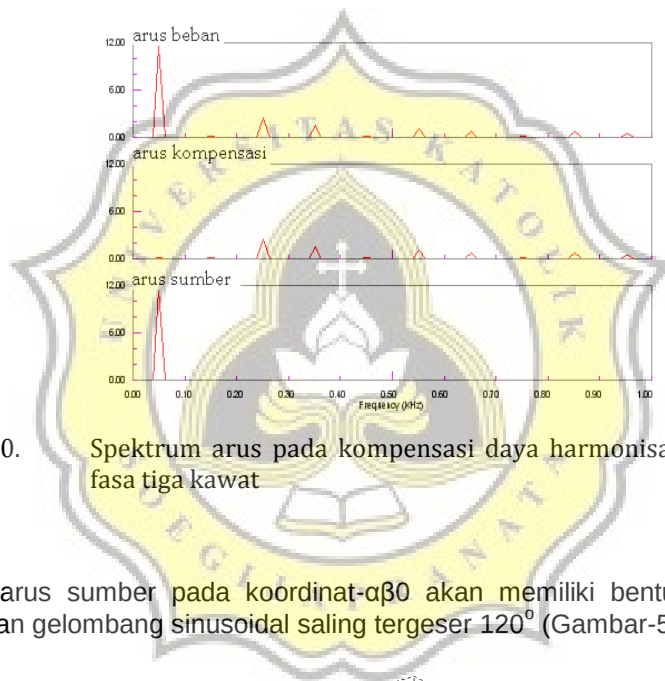
$$\begin{aligned} i_{Sa} &= \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \theta_1) \\ &= \sqrt{2} I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi) \\ &\quad + \sqrt{2} I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi) \end{aligned} \quad (5-19a)$$

$$\begin{aligned} i_{Sb} &= \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t - 120^\circ + \theta_1) \\ &= \sqrt{2} I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi) \\ &\quad + \sqrt{2} I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi) \end{aligned} \quad (5-19b)$$

$$\begin{aligned} i_{Sc} &= \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + 120^\circ + \theta_1) \\ &= \sqrt{2} I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi) \\ &\quad + \sqrt{2} I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi) \end{aligned} \quad (5-19c)$$

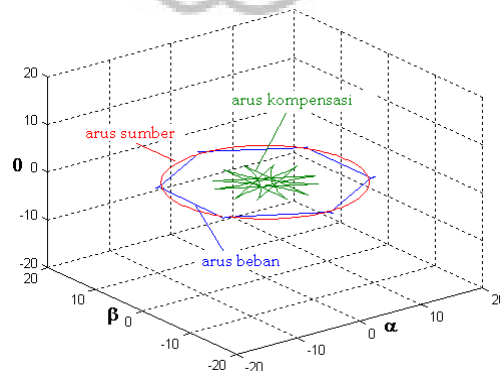


Gambar-5.9. Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.10. Spektrum arus pada kompensasi daya harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat

Trayektori arus sumber pada koordinat- $\alpha\beta_0$ akan memiliki bentuk lingkaran yang menunjukkan gelombang sinusoidal saling tergeser 120° (Gambar-5.11).



Gambar-5.11. Trayektori arus pada kompensasi daya harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat

5.1.4 Kompensasi Daya Reaktif dan Harmonisa

Kompensasi ini dapat dilakukan oleh tapis daya aktif shunt jika nilai komponen

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{L\alpha\beta} \\ \tilde{q}_{L\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (5-20)$$

sehingga

$$p_{\alpha\beta}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_{h-1} \cos\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \quad (5-21a)$$

$$q_{\alpha\beta}^* = -3V_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_{h-1} \sin\{(h-1)\omega t - \varphi + \theta_h\} \quad (5-21b)$$

Arus kompensasi yang diinjeksikan pada kompensasi jenis ini sebesar

$$i_{Ca}^* = \sqrt{2}I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-22a)$$

$$i_{Cb}^* = \sqrt{2}I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-22b)$$

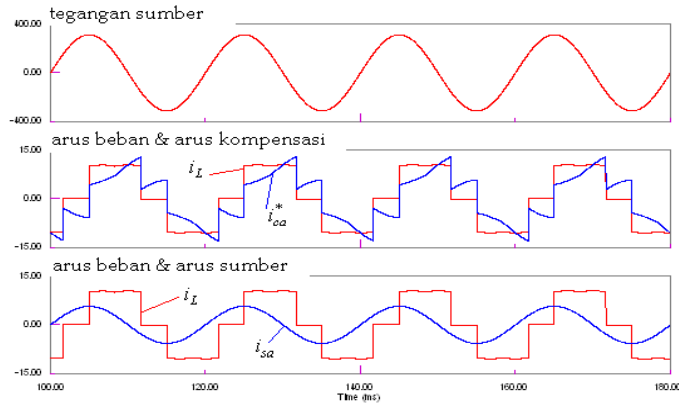
$$i_{Cc}^* = \sqrt{2}I_1 \sin(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin\{h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-22c)$$

Pada kondisi ini, tapis daya aktif shunt akan berusaha membuat arus sumber selalu sinusoidal dan sefasa dengan tegangan sumber karena semua komponen harmonisa dan daya reaktif fundamental dikompensasi (Gambar-5.12). Spektrum arus pada Gambar-5.13 menunjukkan bahwa amplituda komponen harmonisa arus kompensasi sama dengan amplituda komponen harmonisa arus beban, sedangkan amplituda komponen fundamental arus kompensasi lebih kecil dari amplituda komponen fundamental arus beban. Jumlah kuadrat dari amplituda komponen fundamental arus sumber dan arus kompensasi merupakan kuadrat amplituda komponen fundamental arus beban. Besarnya arus sumber setelah kompensasi dinyatakan dengan persamaan

$$i_{Sa} = \sqrt{2}I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi) \quad (5-23a)$$

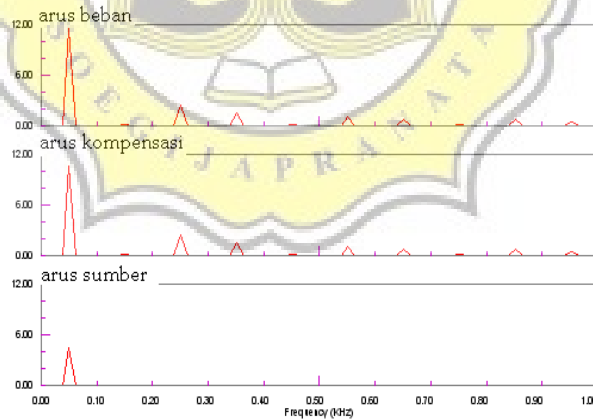
$$i_{Sb} = \sqrt{2}I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi) \quad (5-23b)$$

$$i_{Sc} = \sqrt{2}I_1 \cos(\varphi - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi) \quad (5-23c)$$

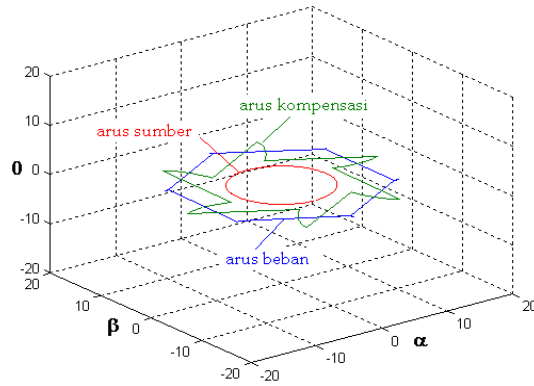


Gambar-5.12. Gelombang tegangan dan arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat

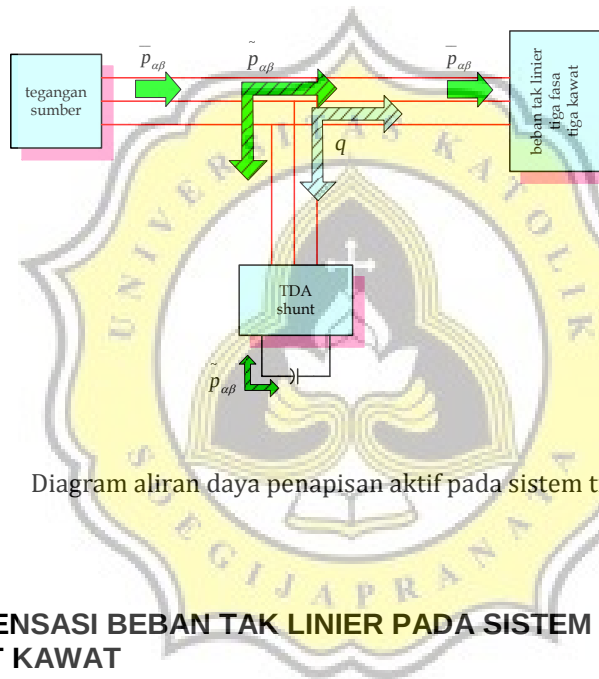
Trayektori arus sumber memiliki bentuk lingkaran di dalam arus beban, berbeda dengan kompensasi harmonisa karena pada kompensasi ini arus sumber hanya mengandung komponen arus aktif fundamental (Gambar-5.14). Pada Gambar-5.15 disajikan aliran daya pada sistem tiga fasa tanpa kawat netral yang mencatu beban tak linier. Pada sisi beban akan terlihat adanya penyerapan komponen rata-rata maupun riak dari daya nyata dan daya reaktif. Dengan pemasangan tapis daya aktif shunt ideal, diharapkan sumber hanya akan memberikan komponen rata-rata dari daya nyata, sehingga tapis daya aktif shunt harus menginjeksikan komponen riak dari daya nyata dan daya reaktif (baik komponen rata-rata maupun komponen riak).



Gambar-5.13. Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.14. Trayektori arus arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa untuk sistem tiga fasa tiga kawat



Gambar-5.15. Diagram aliran daya penapisan aktif pada sistem tiga fasa tiga kawat

5.2 KOMPENSASI BEBAN TAK LINIER PADA SISTEM TIGA FASA EMPAT KAWAT

Untuk memperbaiki kualitas daya sistem yang menurun akibat pemakaian beban tak linier, tapis daya aktif shunt dikembangkan baik untuk sistem tiga fasa tiga kawat maupun empat kawat. Jika suatu beban tak linier tiga fasa empat kawat terpasang pada sistem dengan tegangan sumber ideal maka beban tersebut akan menarik arus fasa yang mengandung harmonisa yang berdampak pada mengalirnya arus pada kawat netral. Secara matematis arus yang mengalir pada kawat fasanya dapat dinyatakan dengan persamaan

$$i_{Lk} = i_{Lk1} + i_{Lkh} \quad (5-24)$$

di mana

i_{Lk1} = komponen fundamental arus beban fasa k ($k = a, b, c$)

i_{Lkh} = komponen harmonisa orde- h arus beban fasa k ($k = a, b, c$)

maka arus yang mengalir pada kawat netral merupakan jumlah dari ketiga arus fasa dan dinyatakan

$$i_{Ln} = - \sum_{k=a,b,c} i_{Lk} \quad (5-25)$$

Jika beban tak linier diasumsikan beban yang seimbang, maka arus yang mengalir pada kawat netral (5-25) merupakan jumlah komponen arus harmonisa orde kelipatan tiga dari masing-masing arus fasa beban

$$i_{Ln} = -3 \sum_{\substack{h=3(2m-1) \\ m=1,2,\dots}} i_{Lh} \quad (5-26)$$

Jika diasumsikan tapis daya aktif shunt tiga fasa bekerja ideal, tidak adanya kawat netral pada tapis daya tersebut akan menyebabkan komponen harmonisa orde kelipatan tiga tidak dapat diinjeksikan sehingga arus kompensasinya hanya mengandung komponen harmonisa orde-5,7,11,13,...dan dinyatakan dengan

$$i_{Ck} = \sum_{\substack{h=6(m+1) \\ m=1,2,\dots}} i_{Lh} \quad (5-27)$$

Setelah injeksi arus kompensasi maka nilai arus sumber merupakan selisih antara arus beban dan arus kompensasi

$$i_{Sk} = i_{Lk} - i_{Ck} \quad (5-28)$$

dengan melakukan substitusi (5-24) dan (5-27) ke dalam (5-28) maka diperoleh

$$i_{Sk} = i_{Lk} - \sum_{\substack{h=6(m+1) \\ m=1,2,\dots}} i_{Lk} = i_{Lk1} + i_{Lkh} \quad (5-29)$$

persamaan (5-29) menunjukkan bahwa setelah kompensasi maka arus sumber akan mengandung komponen fundamental dan harmonisa orde kelipatan tiga, hal ini mengindikasikan masih adanya arus yang mengalir pada kawat netral.

Selanjutnya jika beban tak linier tiga fasa empat kawat yang terpasang pada sistem merupakan beban satu fasa yang tidak identik maka kondisi ini menyebabkan amplituda masing-masing orde harmonisa berbeda. Dengan menggunakan transformasi komponen simetris,

$$\begin{bmatrix} V^0 \\ V^+ \\ V^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \text{ dan } \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^0 \\ V^+ \\ V^- \end{bmatrix} \quad (5-30)$$

$$\text{di mana } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

maka komponen-komponen harmonisa yang tidak seimbang dapat disajikan sebagai penjumlahan komponen harmonisa yang seimbang

$$i_{Lkh} = i_{Lkh}^0 + i_{Lkh}^+ + i_{Lkh}^- \quad (5-31)$$

Jika tapis daya aktif shunt tiga fasa tiga kawat digunakan untuk melakukan kompensasi maka arus yang diinjeksikan ke sistem merupakan arus tanpa komponen urutan nol, dinyatakan sebagai

$$i_{Ck} = i_{Ck}^+ + i_{Ck}^- \quad (5-32)$$

karena

$$i_{Ck}^0 = 0 \quad (5-33)$$

Selanjutnya dengan menggunakan persamaan (5-24), (5-28) dan (5-32) maka arus sumber dapat ditentukan sebagai berikut

$$i_{Sk} = i_{Lk1} + i_{Lkh} \quad (5-34)$$

dan kawat netral di sisi sumber akan dialiri arus sebesar

$$i_{Sn} = -(i_{Lk1}^0 + i_{Lkh}^0) \quad (5-35)$$

Persamaan (5-35) menunjukkan bahwa tapis daya aktif shunt tiga fasa tiga kawat tidak dapat melakukan kompensasi secara optimal pada sistem tiga fasa empat kawat.

Pemasangan beban tak linier empat kawat akan menyebabkan adanya arus yang mengalir pada kawat netral sehingga untuk melakukan kompensasi dibutuhkan sumber arus terkendali pada tiap-tiap kawat. Gambar-5.16 menunjukkan suatu tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat yang diwakili oleh empat buah sumber arus terkendali terpasang pada ketiga fasa dan kawat netral. Dengan mengasumsikan beban yang terpasang pada sistem tiga fasa empat kawat adalah tiga buah beban tak linier satu fasa maka dapat diturunkan persamaan arus beban (Gambar-5.17) sebagai berikut

$$i_{La} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lah} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-36a)$$

$$i_{Lb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lbh} \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-36b)$$

$$i_{Lc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lch} \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-36c)$$

dan arus yang mengalir pada kawat netral dari sistem ditentukan dengan persamaan

$$i_{Ln} = i_{La} + i_{Lb} + i_{Lc} \quad (5-36d)$$

Selanjutnya jika tegangan sumber yang digunakan tidak ideal maka dapat dinyatakan

$$v_{Sa} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{ah} \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (5-37a)$$

$$v_{Sb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{bh} \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \varphi_h) \quad (5-37b)$$

$$v_{Sc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{ch} \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \varphi_h) \quad (5-37c)$$

Adanya ketidakidealan sistem dan penggunaan beban satu fasa maka ketidakseimbangan pada tegangan dan arus akan muncul. Agar besaran-besaran tersebut dapat disajikan sebagai besaran yang seimbang maka transformasi komponen simetris digunakan sehingga diperoleh persamaan arus beban

$$\begin{aligned} i_{La} = & \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+) \\ & + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^- \sin(h\omega t + \theta_h^-) \end{aligned} \quad (5-38a)$$

$$i_{Lb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^+ \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h^+) \quad (5-38b)$$

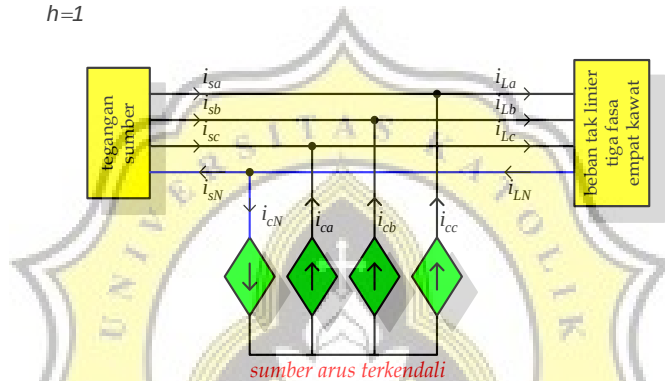
$$+ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^- \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h^-)$$

$$i_{Lc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^+ \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h^+) \quad (5-38c)$$

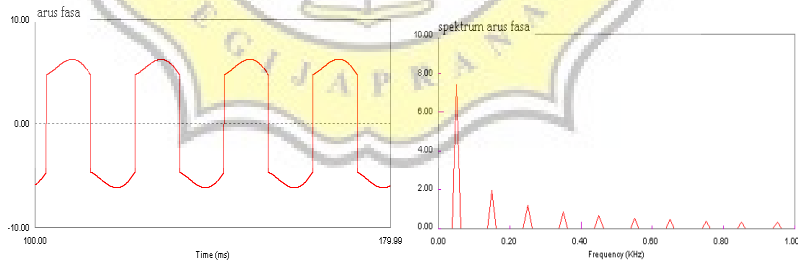
$$+ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^- \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h^-)$$

dan arus yang mengalir pada kawat netral dinyatakan dengan

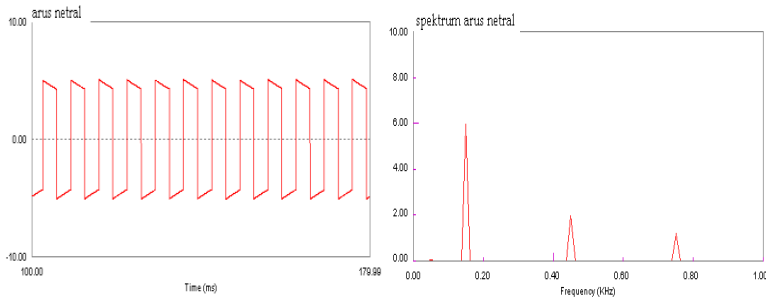
$$i_{Ln} = 3 \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh}^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) \quad (5-38d)$$



Gambar-5.16. Konverter MLP dioperasikan sebagai sumber arus terkendali untuk menginjeksikan arus kompensasi pada sistem tiga fasa empat kawat



Gambar-5.17. Arus fasa penyearah thyristor satu fasa (beban induktif) dan spektrumnya



Gambar-5.18. Arus netral tiga buah penyearah thyristor satu fasa (beban induktif) dan spektrumnya

Secara analogi, tegangan sumber dapat diturunkan sebagai berikut

$$v_{Sa} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^0 \sin(h\omega t + \phi_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^+ \sin(h\omega t + \phi_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^- \sin(h\omega t + \phi_h^-) \quad (5-39a)$$

$$v_{Sb} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^0 \sin(h\omega t + \phi_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^+ \sin(h\omega t - 120^\circ + \phi_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^- \sin(h\omega t + 120^\circ + \phi_h^-) \quad (5-39b)$$

$$v_{Sc} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^0 \sin(h\omega t + \phi_h^0) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^+ \sin(h\omega t + 120^\circ + \phi_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h^- \sin(h\omega t - 120^\circ + \phi_h^-) \quad (5-39c)$$

Selanjutnya transformasi Clarke digunakan untuk mengubah besaran dari sistem koordinat-abc menjadi besaran dalam koordinat- $\alpha\beta 0$ yang saling tegak lurus, sehingga persamaan arus beban (5-38) dan tegangan sumber (5-39) dapat ditransformasikan menjadi besaran arus dan tegangan dalam koordinat- $\alpha\beta 0$ seperti dinyatakan pada persamaan (5-40) dan (5-41)

$$i_{L\alpha} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{Lh}^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{Lh}^- \sin(h\omega t + \theta_h^-) \quad (5-40a)$$

$$i_{L\beta} = -\sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{Lh}^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{Lh}^- \cos(h\omega t + \theta_h^-) \quad (5-40b)$$

$$i_{L0} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{6}I_{Lh}^0 \sin(h\omega t + \theta_h^0) \quad (5-40c)$$

dan

$$v_{S\alpha} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}V_h^+ \sin(h\omega t + \varphi_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}V_h^- \sin(h\omega t + \varphi_h^-) \quad (5-41a)$$

$$v_{S\beta} = -\sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}V_h^+ \cos(h\omega t + \varphi_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3}V_h^- \cos(h\omega t + \varphi_h^-) \quad (5-41b)$$

$$v_{S0} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{6}V_h^0 \sin(h\omega t + \varphi_h^0) \quad (5-41c)$$

Untuk menyederhanakan perhitungan maka digunakan

- Persamaan daya sesaat tanpa memasukkan komponen arus urutan nol

$$\begin{bmatrix} p_{L\alpha\beta} \\ q_{L\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \\ -v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (5-42)$$

- Persamaan daya sesaat yang hanya dipengaruhi komponen arus urutan nol

$$\begin{bmatrix} p_{L0} \\ q_{L\alpha0} \\ q_{L\beta0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S0} & 0 & 0 \\ -v_{S\alpha} & v_{S0} & 0 \\ v_{S\beta} & 0 & v_{S0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L0} \\ i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (5-43)$$

Dengan menggunakan kedua persamaan (5-42) dan (5-43) maka proses kompensasi arus pada sistem tiga fasa empat kawat dapat diperlakukan seperti proses kompensasi arus pada sistem tiga fasa tiga kawat dengan penambahan kompensasi arus urutan nol. Arus kompensasi pada sumbu- $\alpha\beta$ ditentukan dengan

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \\ -v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \end{bmatrix} \quad (5-44)$$

dan selanjutnya transformasi ke koordinat-abc menghasilkan

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta0_abc}] \begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} \quad (5-45)$$

di mana i_{C0}^* merupakan i_{L0} . Berdasarkan persamaan arus kompensasi maka berbagai kompensasi dapat dilakukan oleh tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat, di antaranya adalah :

- Kompensasi daya reaktif fundamental
- Kompensasi daya reaktif
- Kompensasi daya harmonisa
- Kompensasi daya reaktif dan harmonisa
- Kompensasi arus urutan nol
- Kompensasi daya nyata harmonisa, daya reaktif dan arus urutan nol

Agar kompensasi yang dilakukan pada sistem tiga fasa empat kawat dapat dibandingkan dengan kompensasi pada sistem tiga fasa tiga kawat maka dipakai kondisi yang sama yaitu tegangan sumber ideal dan beban tak linier yang seimbang sehingga komponen tegangan dan arus hanya memiliki komponen urutan positif.

5.2.1 Kompensasi Daya Reaktif Fundamental

Pada kompensasi daya reaktif fundamental maka tapis daya aktif shunt hanya akan membangkitkan komponen rata-rata daya reaktif sesaat, kondisi ini menyebabkan

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \overline{q}_{L\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-46)$$

sehingga

$$q_{\alpha\beta}^* = -3V_1 I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \quad (5-47)$$

dengan melakukan transformasi balik maka diperoleh arus kompensasi yang diinjeksikan tapis daya aktif shunt sebesar

$$i_{Ca}^* = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi_1) \quad (5-48a)$$

$$i_{Cb}^* = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) \quad (5-48b)$$

$$i_{Cc}^* = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) \quad (5-48c)$$

$$i_{Cn}^* = 0 \quad (5-48d)$$

karena hanya komponen rata-rata dari daya reaktif sesaat yang dibangkitkan maka akan diinjeksikan arus berbentuk gelombang sinusoidal tiga fasa yang tergeser 90° terhadap tegangan fasa (arus reaktif fundamental) seperti tampak pada Gambar-5.19. Jumlah arus kompensasi ketiga fasa akan bernilai nol, hal ini menunjukkan tidak adanya kompensasi arus urutan nol dan membuat arus sumber mengandung komponen fundamental (arus aktif) ditambah seluruh komponen harmonisa arus beban (Gambar-5.20) dan dinyatakan

$$i_{Sa} = \sqrt{2} I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \varphi_h - \theta_h) \quad (5-59a)$$

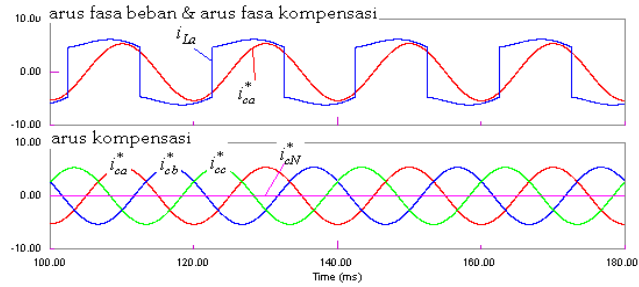
$$i_{Sb} = \sqrt{2} I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2} I_{Lh} \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \varphi_h - \theta_h\} \quad (5-59b)$$

$$i_{Sc} = \sqrt{2} I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2} I_{Lh} \sin\{h(\omega t + 120^\circ) + \varphi_h - \theta_h\} \quad (5-59c)$$

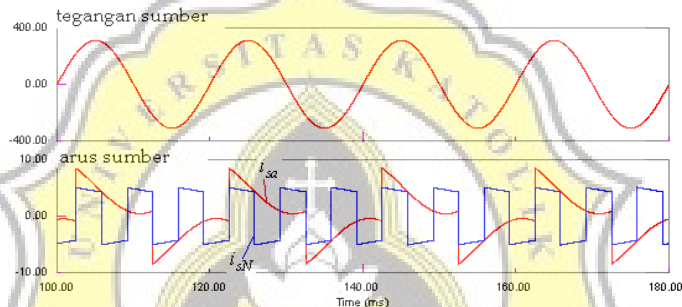
$$i_{Sn} = 3 \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-59d)$$

Pada gambar spektrum arus sumber (Gambar-5.21) tampak bahwa komponen harmonisa arus beban tetap muncul pada sisi sumber sedangkan komponen fundamental arus beban akan tereduksi akibat adanya injeksi arus reaktif fundamental dari tapis daya aktif shunt. Dampak dari munculnya seluruh komponen harmonisa arus beban pada sisi sumber adalah bahwa arus netral sisi beban akan sama dengan arus netral sisi sumber. Pada Gambar-5.22 tampak trayektori arus kompensasi berbentuk lingkaran sejajar dengan bidang- $\alpha\beta$ yang mengandung arti bahwa

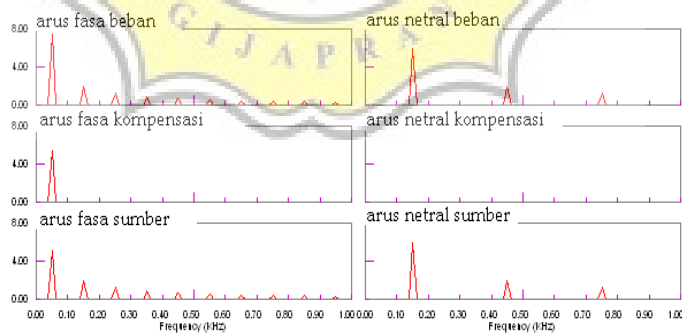
gelombang tersebut berbentuk sinusoidal tiga fasa ideal. Hal ini mengindikasikan tidak adanya kompensasi arus urutan nol.



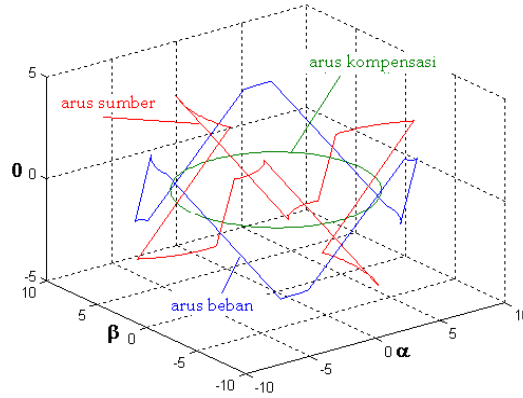
Gambar-5.19. Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya reaktif fundamental



Gambar-5.20. Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif fundamental



Gambar-5.21. Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif fundamental



Gambar-5.22. Trayektori pada kompensasi daya reaktif fundamental

5.2.2 Kompensasi Daya Reaktif

Jika semua komponen daya reaktif **dibangkitkan oleh tapis daya aktif shunt** maka

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ q_{L\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-60)$$

sehingga

$$\begin{aligned} q_{\alpha\beta}^* &= -3V_1 I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} 3V_1 I_{Lh-1} \sin((h-1)\omega t - \varphi_1 + \theta_h) \end{aligned} \quad (5-61)$$

Kompensasi daya reaktif ini menyebabkan arus kompensasi mengandung komponen fundamental dan harmonisa tetapi jumlah ketiga arus fasa tapis daya aktif shunt tetap sama dengan nol karena tidak adanya kompensasi arus urutan nol (Gambar-5.23), dan dinyatakan

$$\begin{aligned} i_{Ca}^* &= \sqrt{2} I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi_1) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(\varphi_1 - \theta_h) \sin(h(\omega t - 90^\circ + \varphi_1)) \end{aligned} \quad (5-62a)$$

$$\begin{aligned} i_{Cb}^* &= \sqrt{2} I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(\varphi_1 - \theta_h) \sin(h(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1)) \end{aligned} \quad (5-62b)$$

$$i_{Cb}^* = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) + \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(\varphi_1 - \theta_h) \sin\{h(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1)\} \quad (5-62c)$$

$$i_{Cn}^* = 0 \quad (5-62d)$$

Injeksi arus kompensasi di atas menyebabkan arus sumber mengandung komponen fundamental dan komponen harmonisa yang tereduksi (kecuali komponen harmonisa orde kelipatan tiga yang tidak tereduksi) sehingga arus netral sisi sumber sama dengan arus netral sisi beban (Gambar-5.24 dan Gambar-5.25) dan dinyatakan dengan persamaan

$$i_{Sa} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2}I_{Lh} \cos(\varphi_1 - \theta_h) \sin\{h(\omega t + \varphi_1)\} \quad (5-63a)$$

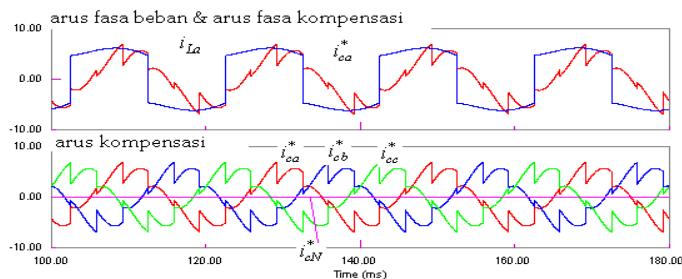
$$i_{Sb} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2}I_{Lh} \cos(\varphi_1 - \theta_h) \sin\{h(\omega t - 120^\circ + \varphi_1)\} \quad (5-63b)$$

$$i_{Sc} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2}I_{Lh} \cos(\varphi_1 - \theta_h) \sin\{h(\omega t + 120^\circ + \varphi_1)\} \quad (5-63c)$$

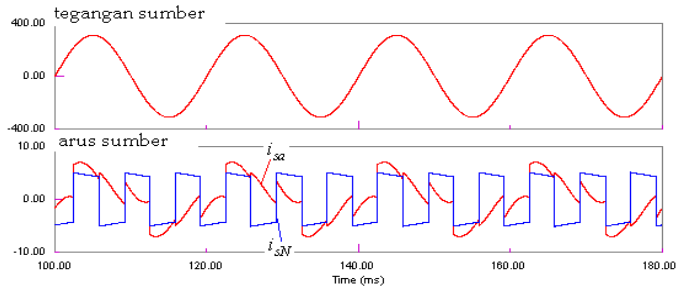
$$i_{Sn}(t) = 3 \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-63d)$$

$$i_{Sn} = 3 \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h)$$

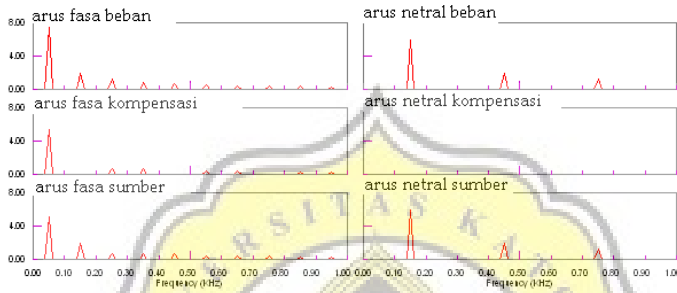
Trayektori arus kompensasi tapis daya aktif shunt (Gambar-5.26) berada pada bidang- $\alpha\beta$ (tetapi tidak berbentuk lingkaran) yang mengindikasikan adanya kandungan harmonisa (tanpa orde kelipatan tiga).



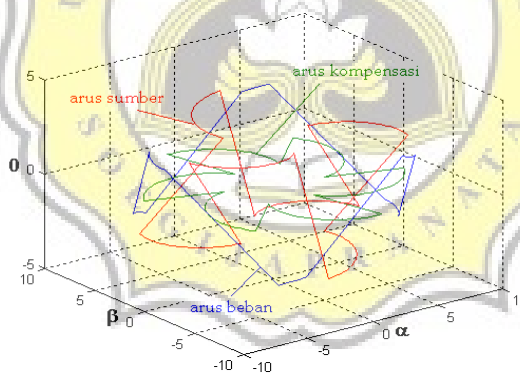
Gambar-5.23. Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya reaktif



Gambar-5.24. Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif



Gambar-5.25. Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif



Gambar-5.26. Trayektori pada kompensasi daya reaktif

5.2.3 Kompensasi Daya Harmonisa

Kompensasi jenis ini membuat tapis daya aktif shunt hanya membangkitkan komponen riak dari daya sesaat

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{L\alpha\beta} \\ \tilde{q}_{L\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-64)$$

sehingga

$$p_{\alpha\beta}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_1 I_{Lh-1} \cos\{(h-1)\omega t - \varphi_1 + \theta_h\} \quad (5-65a)$$

$$q_{\alpha\beta}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_1 I_{Lh-1} \sin\{(h-1)\omega t - \varphi_1 + \theta_h\} \quad (5-65b)$$

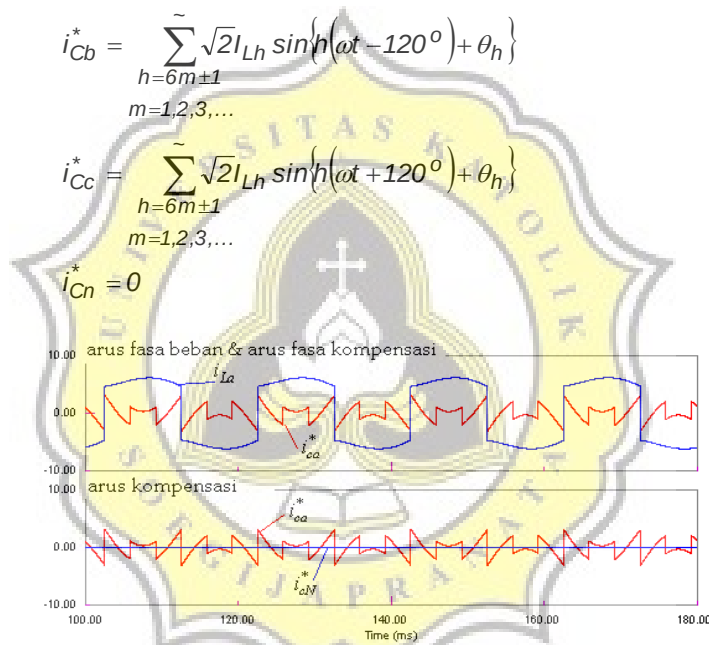
Kompensasi ini berupa injeksi arus harmonisa (tanpa orde kelipatan tiga) pada kawat fasanya sehingga arus kompensasi netral sama dengan nol (Gambar-5.27).

$$i_{Ca}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-66a)$$

$$i_{Cb}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-66b)$$

$$i_{Cc}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-66c)$$

$$i_{Cn}^* = 0 \quad (5-66d)$$



Gambar-5.27. Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya harmonisa

Hal ini mengakibatkan komponen harmonisa bukan orde kelipatan tiga dari arus sumber akan dieliminasi sehingga arus fasa sumber mengandung komponen fundamental (arus aktif dan arus reaktif) ditambah komponen harmonisa orde kelipatan tiga yang berdampak masih munculnya arus netral pada sisi sumber (Gambar-5.28 dan Gambar-5.29), secara matematis dinyatakan oleh persamaan (5-67).

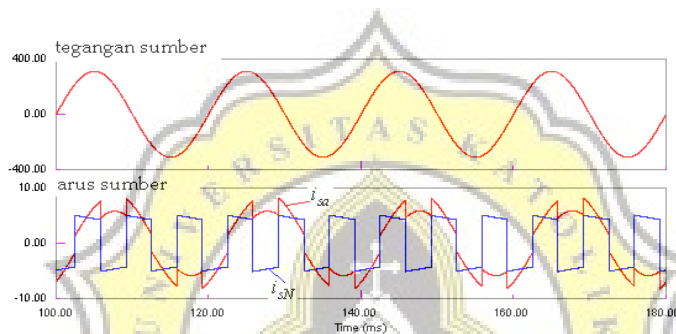
$$i_{Sa} = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-67a)$$

$$i_{Sb} = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\omega t - 120^\circ + \theta_1) + \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-67b)$$

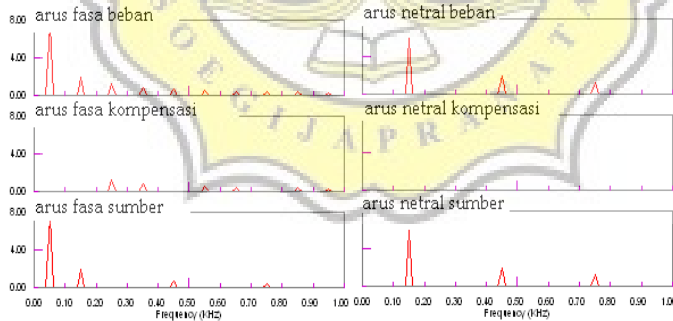
$$i_{Sc} = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\omega t + 120^\circ + \theta_1) + \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h) \quad (5-67c)$$

$$i_{Sn} = 3 \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-67d)$$

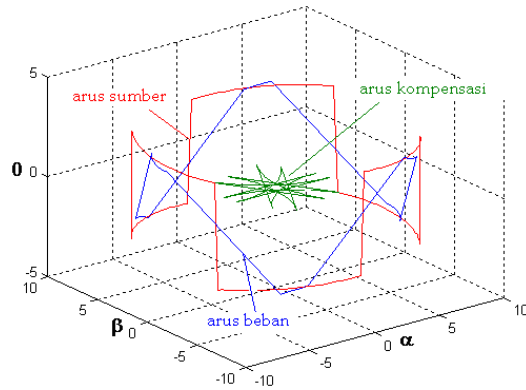
Trayektori arus kompensasi terletak pada sumbu- $\alpha\beta$ karena tidak adanya komponen arus urutan nol (Gambar-5.30).



Gambar-5.28. Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya harmonisa.



Gambar-5.29. Spektrum arus pada kompensasi daya harmonisa



Gambar-5.30. Trayektori pada kompensasi daya harmonisa

5.2.4 Kompensasi Daya Reaktif dan Harmonisa

Kompensasi ini dilakukan tapis daya aktif shunt dengan membangkitkan komponen riak daya nyata sesaat ditambah seluruh daya reaktif

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{L\alpha\beta} \\ \tilde{q}_{L\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-68)$$

sehingga

$$p_{\alpha\beta}^* = \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_1 I_{Lh-1} \cos\{(h-1)\omega t - \varphi_1 + \theta_h\} \quad (5-69a)$$

$$\begin{aligned} q_{\alpha\beta}^* &= -3V_1 I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_1 I_{Lh-1} \sin\{(h-1)\omega t - \varphi_1 + \theta_h\} \end{aligned} \quad (5-69b)$$

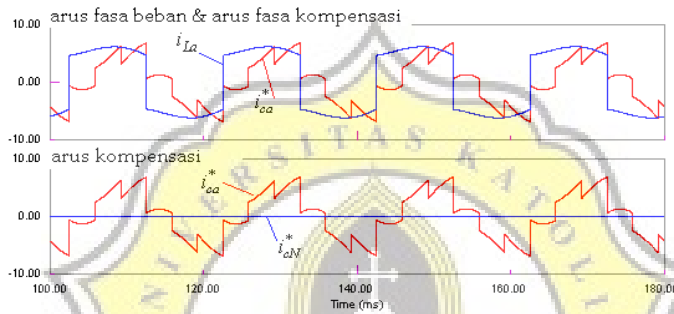
Kompensasi dilakukan dengan menginjeksikan komponen arus harmonisa (kecuali komponen harmonisa orde kelipatan tiga) ditambah dengan komponen arus reaktif fundamental ke sistem (Gambar-5.31) sehingga arus sumber akan mengandung komponen arus aktif ditambah komponen harmonisa orde kelipatan tiga. Munculnya komponen harmonisa orde kelipatan tiga pada sisi sumber berdampak arus netral beban sama dengan arus netral sumber (Gambar-5.32). Persamaan arus kompensasi dinyatakan sebagai

$$\begin{aligned} i_{Ca}^* &= \sqrt{2} I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi_1) \\ &+ \sum_{\substack{h=6m\pm1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \end{aligned} \quad (5-70a)$$

$$i_{Cb}^* = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_{Lh} \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-70b)$$

$$i_{Cc}^* = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_{Lh} \sin\{h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-70c)$$

$$i_{Cn}^* = 0 \quad (5-70d)$$



Gambar-5.31. Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa

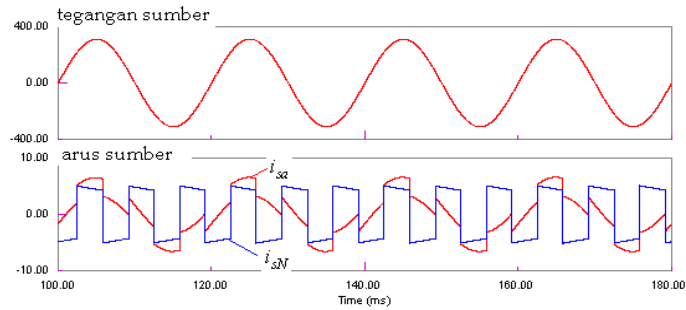
Sedangkan arus sumbernya disajikan dengan persamaan

$$i_{Sa} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (5-71a)$$

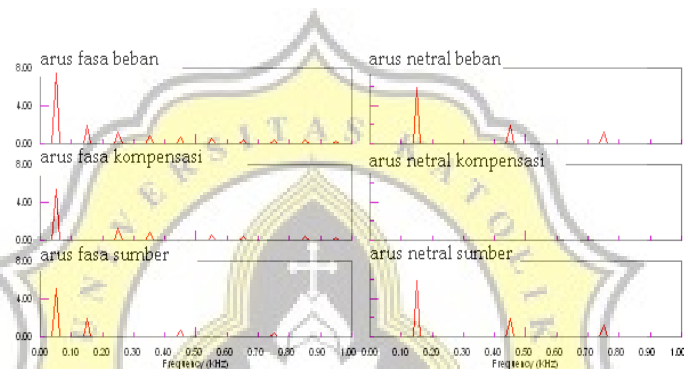
$$i_{Sb} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_1) + \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_{Lh} \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \varphi_h\} \quad (5-71b)$$

$$i_{Sc} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi_1) + \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_{Lh} \sin\{h(\omega t + 120^\circ) + \varphi_h\} \quad (5-71c)$$

$$i_{Sn} = 3 \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}}^{\infty} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-71d)$$

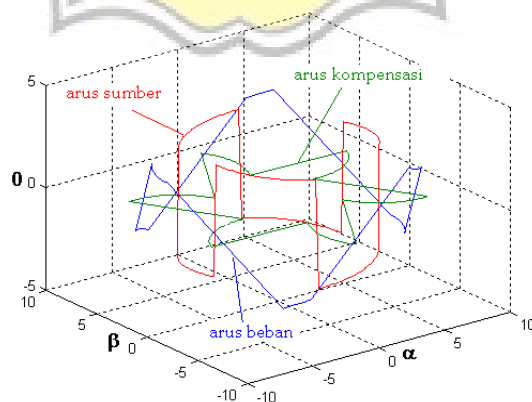


Gambar-5.32. Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa



Gambar-5.33. Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa

Pada Gambar-5.34 tampak trayektori arus kompensasi yang terletak pada bidang- $\alpha\beta$, hal ini menunjukkan tidak adanya injeksi arus netral pada tapis daya aktif shunt.



Gambar-5.34. Trayektori pada kompensasi daya reaktif dan harmonisa

5.2.5 Kompensasi Arus Urutan Nol

Kompensasi ini dilakukan dengan membuat

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{L0} \end{bmatrix} \quad (5-72)$$

sehingga

$$i_{C0}^* = \sum_{h=3m}^{\infty} \sqrt{6} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-73)$$

$m=1,3,5,\dots$

Gambar-5.35 menunjukkan bahwa arus kompensasi pada tiap fasa yang diinjeksikan oleh tapis daya aktif shunt adalah sama karena merupakan komponen arus urutan nol (komponen harmonisa orde kelipatan tiga), dinyatakan dengan

$$i_{Ca}^* = i_{Cb}^* = i_{Cc}^* = \sum_{h=3m}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-74a)$$

$m=1,3,5,\dots$

$$i_{Cn}^* = 3 \sum_{h=3m}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-74b)$$

$m=1,3,5,\dots$

Injeksi arus kompensasi tersebut hanya akan mengeliminasi komponen harmonisa orde kelipatan tiga dari arus beban sehingga arus sumber akan mengandung semua komponen kecuali komponen harmonisa orde kelipatan tiga (Gambar-5.36 dan Gambar-5.37), dinyatakan dengan

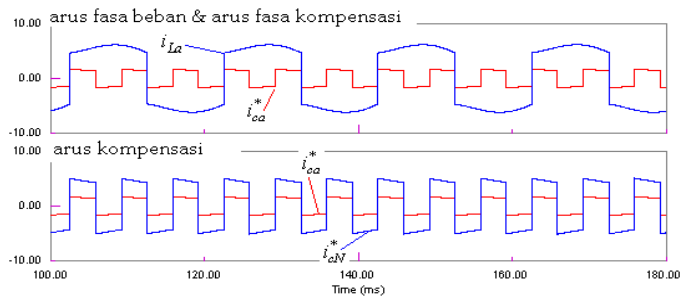
$$i_{Sa} = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-75a)$$

$$i_{Sb}(t) = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\omega t - 120^\circ + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h\}$$

$$i_{Sb} = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\omega t - 120^\circ + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-75b)$$

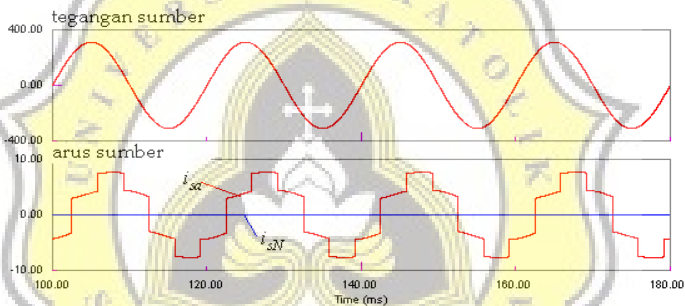
$$i_{Sc} = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\omega t + 120^\circ + \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin\{h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5-75c)$$

$$i_{Sn} = 0 \quad (5-75d)$$

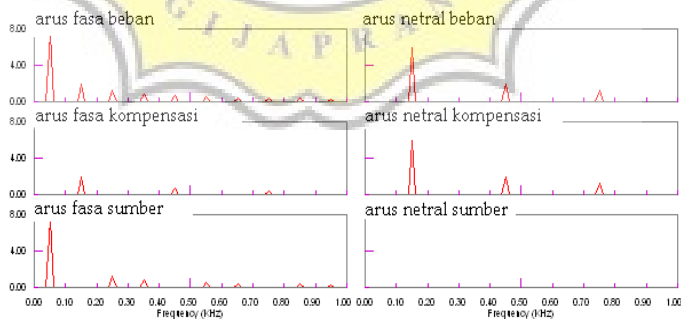


Gambar-5.35. Arus beban dan arus kompensasi tapis daya aktif shunt pada kompensasi arus urutan nol

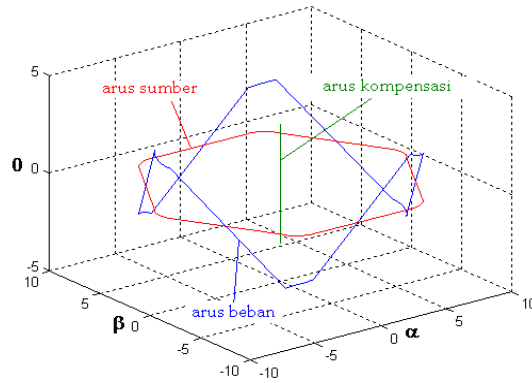
Pada trayektori arus tampak arus kompensasi hanya memiliki komponen yang sejajar sumbu-0 (komponen arus urutan nol), sedangkan arus sumber akan sejajar dengan bidang- $\alpha\beta 0$ karena tidak adanya arus netral pada sisi sumber (Gambar-5.38).



Gambar-5.36. Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi arus urutan nol



Gambar-5.37. Spektrum arus pada kompensasi arus urutan nol



Gambar-5.38. Trayektori pada kompensasi arus urutan nol

5.2.6 Kompensasi Daya Reaktif, Harmonisa dan Arus Urutan Nol

Kompensasi ini dilakukan oleh tapis daya aktif shunt dengan membangkitkan komponen rata-rata daya nyata sesaat, daya reaktif dan arus urutan nol

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{L\alpha\beta} \\ \tilde{q}_{L\alpha\beta} \\ \tilde{i}_{L0} \end{bmatrix} \quad (5-76)$$

sehingga

$$p_{\alpha\beta}^* = \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_1 I_{Lh-1} \cos((h-1)\omega t - \varphi_1 + \theta_h) \quad (5-77a)$$

$$q_{\alpha\beta}^* = -3V_1 I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) + \sum_{\substack{h=6m+1 \\ m=1,2,3,\dots}}^{\infty} 3V_1 I_{Lh-1} \sin((h-1)\omega t - \varphi_1 + \theta_h) \quad (5-77b)$$

$$i_{C0}^* = \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}}^{\infty} \sqrt{6} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5-77c)$$

Realisasi penapisan dilakukan dengan menginjeksikan seluruh komponen harmonisa ditambah arus reaktif (Gambar-5.39) yang dinyatakan dengan

$$i_{Ca}^* = \sqrt{2} I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5.78a)$$

$$i_{Cb}^* = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2}I_{Lh} \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5.78b)$$

$$i_{Cc}^* = \sqrt{2}I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2}I_{Lh} \sin\{h(\omega t + 120^\circ) + \theta_h\} \quad (5.78c)$$

$$i_{Cn}^* = 3 \sum_{\substack{h=3m \\ m=1,3,5,\dots}} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (5.78d)$$

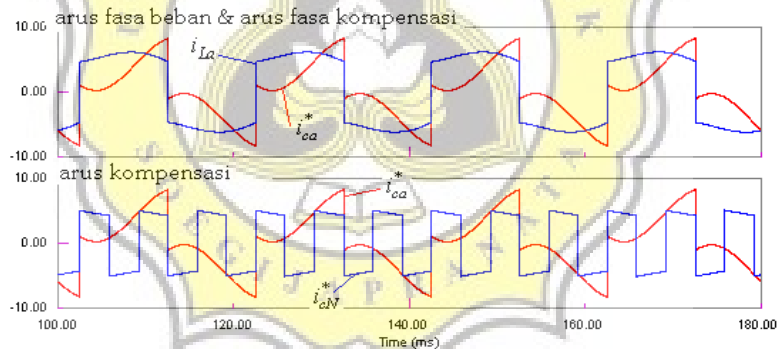
Kompensasi jenis ini akan memaksa arus sumber hanya akan mengandung arus aktif sehingga arus netral sisi sumber akan sama dengan nol (Gambar-5.40 dan Gambar-5.41), secara matematis disajikan

$$i_{Sa} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (5.79a)$$

$$i_{Sb} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_1) \quad (5.79b)$$

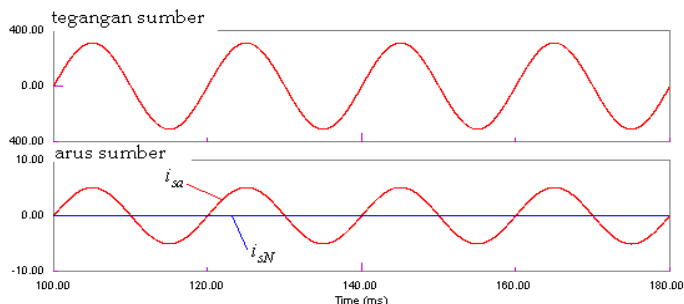
$$i_{Sc} = \sqrt{2}I_{L1} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi_1) \quad (5.79c)$$

$$i_{Sn} = 0 \quad (5.79d)$$

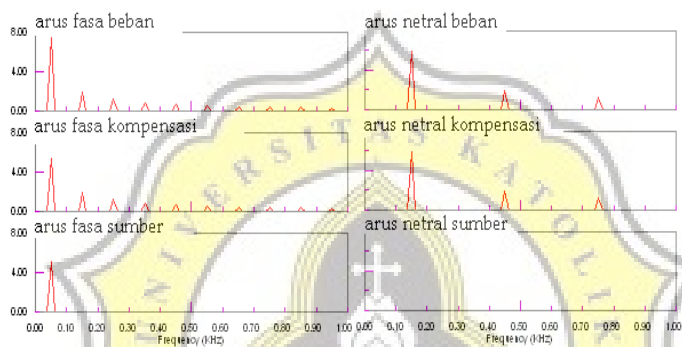


Gambar-5.39. Arus beban dan arus kompensasi pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol

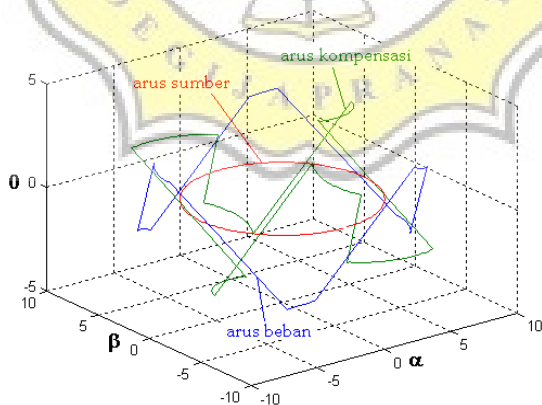
Pada trayektori, arus sumber yang demikian memiliki bentuk lingkaran yang sejajar pada bidang- $\alpha\beta 0$.



Gambar-5.40. Tegangan fasa dan arus sumber pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol

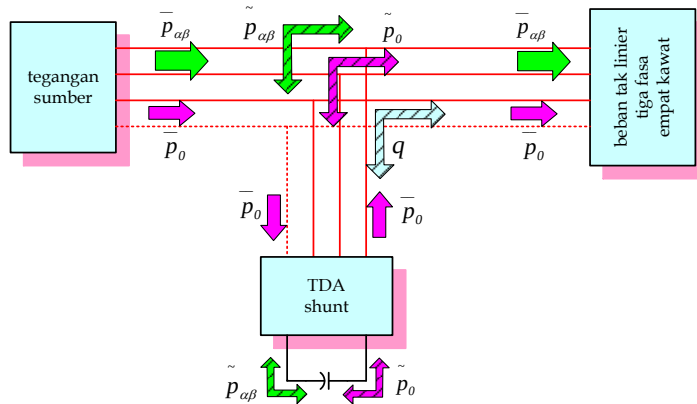


Gambar-5.41. Spektrum arus pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol



Gambar-5.42. Trayektori pada kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol

Diagram aliran daya proses penapisan aktif pada sistem tiga fasa empat kawat disajikan pada Gambar-5.43. Gambar tersebut menunjukkan seluruh komponen daya reaktif dan harmonisa beban akan dicatu oleh tapis daya aktif.



Gambar-5.43. Diagram aliran daya pada sistem tiga fasa empat kawat dengan beban tak linier

5.3 KESIMPULAN

Penapisan aktif secara shunt pada sistem tiga fasa dibedakan menjadi dua yaitu penapisan dengan sistem tiga kawat dan empat kawat. Untuk sistem tiga kawat maka tapis daya aktif shunt dapat diwakili oleh tiga buah sumber arus terkendali yang terpasang pada masing-masing fasa. Dengan mengacu pada konsep daya sesaat maka berbagai komponen daya sesaat dapat diuraikan, dengan menggunakan invers matriks tegangan maka referensi arus kompensasi dapat ditentukan. Selanjutnya berbagai kompensasi dapat dilakukan oleh tapis daya aktif shunt melalui injeksi arus kompensasi.

Pada sistem tiga fasa dengan empat kawat, tapis daya aktif shunt dapat direpresentasikan oleh empat buah sumber arus terkendali terpasang pada ketiga fasa dan kawat netral. Aplikasi konsep daya sesaat pada metoda pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat menghadapi kendala akibat kompleksitas persamaan daya sesaatnya. Pada tulisan ini dijabarkan penyederhanaan persamaan daya sesaat melalui pemisahan komponen daya sesaat pada sumbu- $\alpha\beta$ dan sumbu-0. Dengan cara demikian maka proses penentuan referensi arus kompensasi pada pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat dapat diperlakukan seperti pada sistem tiga fasa tiga kawat. Perbedaannya terletak pada kompensasi arus urutan nol. Dari analisis yang dilakukan, suatu diagram aliran daya pada sistem yang mengandung beban tak linier dan tapis daya aktif shunt disajikan guna memudahkan pemahaman atas komponen daya yang harus dibangkitkan sumber dan komponen daya yang harus dibangkitkan oleh tapis daya aktif shunt.

5.4 DAFTAR PUSTAKA

1. Akagi, H. (1994), **Trends in Active Power Line Conditioner**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.9, no.3, 263-268

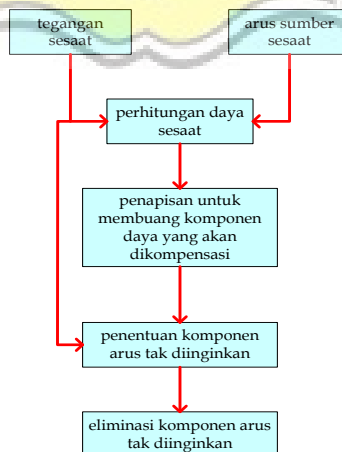
2. Akagi, H. dan Fujita, H. (1995), **A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems**, IEEE Trans. on Power Delivery , vol.10, no.3, 1570-1575
3. Akagi, H. (1996), **New Trends in Active Filter for Power Conditioning**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.32, no.6, 1312-1322
4. Aredes, M. dan Watanabe, E.H. (1995), **New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.10, no.3, 1649-1656
5. Aredes, M., Hafner, J., dan Heumann, K. (1997), **Three-Phase Four-Wired Shunt Active Filter Control Strategies**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.12, no.2, 311-318
6. Chen, C.C. dan Hsu, Y.Y. (2000), **A Novel Approach to the Design of a Shunt Active Filter for an Unbalanced Three-Phase Four-Wire System under Nonsinusoidal Conditions**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.15, no.4, 1258-1264
7. Depenbrock, M., Staudt, V., dan Wrede, H. (2003), **A Theoretical Investigation of Original and Modified Instantaneous Power Theory Applied to Four-Wire Systems**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.39, no.4, 1160-1167
8. Huang, S.J. dan Wu, J. C. (1999), **A Control Algorithm for Three-Phase Three-Wired Active Power Filter under Nonideal Mains Voltages**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.14, no.4, 753-760
9. Peng, F.Z. dan Lai, J. S. (1996), **Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems**, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol.45, no.1, 293-297
10. Zuniga, T.E.N. dan Pomilio, J.A. (2002), **Shunt Active Power Filters Sinthesizing Resistive Loads**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.17, no.2 , 273-278
11. Watanabe, E.H., Stephan, R.M., dan Aredes, M. (1993), **New Concepts of Instantaneous Active and Ractive Powers in Electrical Systems with Generic Loads**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.8, no.2, 697-703

DESAIN DAN PENGUJIAN

BAB 6

Berbagai kompensasi yang telah disajikan pada bab sebelumnya menunjukkan bahwa dengan proses dekomposisi maka referensi dapat ditentukan sesuai arus sumber yang dikehendaki. Untuk mendapatkan arus sumber sinusoidal yang sefasa dengan tegangan sumber maka dibutuhkan arus kompensasi dengan komponen paling banyak. Sumber yang mencatu beban tak linier akan memiliki kelima komponen arus. Dengan kompensasi daya reaktif, harmonisa dan arus urutan nol maka diharapkan hanya komponen arus i_{Skpf} yang mengalir pada sisi sumber. Kondisi ini dapat tercapai jika tapis daya aktif menginjeksikan komponen riak dari daya nyata sesaat $\tilde{p}_{Sa\beta}$, daya reaktif sesaat $q_{Sa\beta}$ serta komponen arus akibat munculnya arus netral i_{Sk0} . Dengan asumsi bahwa jika suatu sumber dipaksa hanya memberikan komponen rata-rata dari daya nyata sesaat maka arus sumber hanya mengandung komponen arus i_{Skpf} .

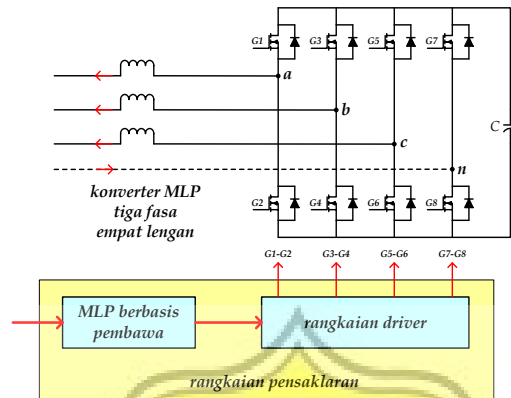
Mengacu pada proses dekomposisi arus maka agar dapat dilakukan kompensasi, komponen arus yang tak diinginkan i_{Sk}^{**} harus dieliminasi dari sisi sumber. Hal ini dapat dicapai jika komponen arus tersebut diinjeksikan ke dalam sistem. Pada bab ini dijabarkan hasil pengujian prototip tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat. Metoda pengendalian yang dipakai berbasis pada kesamaan daya sesaat sumber. Prinsip operasi metoda pengendalian ini terdiri dari beberapa blok seperti ditunjukkan oleh diagram alir pada Gambar-6.1.



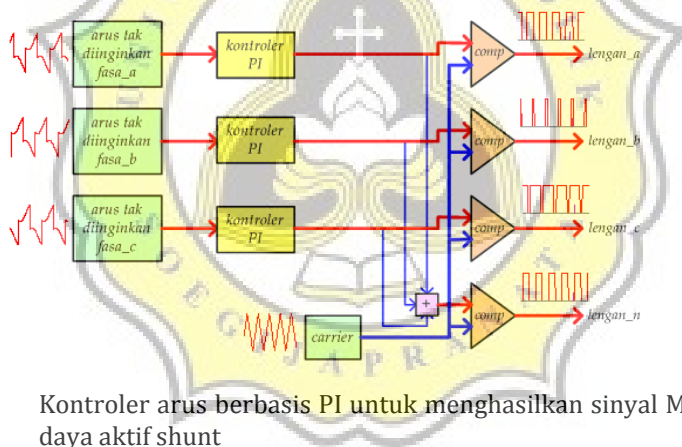
Gambar-6.1.

Diagram alir prinsip dasar metoda pengendalian berbasis daya sesaat sumber

Pada diagram alir di atas terdapat satu blok yang berisikan proses eliminasi komponen arus tak diinginkan, proses ini direalisasikan melalui injeksi komponen arus kompensasi ke dalam sistem oleh tapis daya aktif shunt. Besaran arus tak diinginkan dipakai sebagai sinyal masukan kontroler PI untuk menghasilkan sinyal modulasi bagi *ramp comparison* (Gambar-6.3).



Gambar-6.2. Konverter tiga fasa empat lengan dikendalikan dengan modulasi lebar pulsa berbasis pembawa sebagai tapis daya aktif shunt

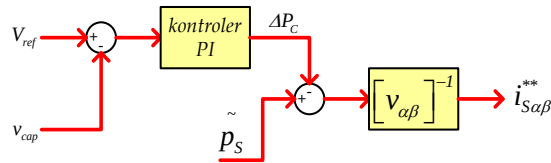


Gambar-6.3. Kontroler arus berbasis PI untuk menghasilkan sinyal MLP bagi tapis daya aktif shunt

6.1 KOMPENSASI DAYA URUTAN NOL DAN RUGI-RUGI DAYA

Metoda pengendalian yang digunakan harus mampu melakukan kompensasi terhadap komponen daya urutan nol p_0 melalui injeksi arus kompensasi pada kawat netral. Adanya rugi-rugi konduksi dan pensaklaran dari konverter MLP juga harus dikompensasi karena tidak ada sumber tegangan searah yang digunakan (hanya elemen penyimpan energi). Oleh karena itu deteksi adanya aliran daya nyata pada konverter MLP harus dilakukan. Metoda yang digunakan di sini adalah dengan mendeteksi tegangan kapasitor pada *dc-link* (Gambar-6.4). Penurunan tegangan kapasitor pada sisi tegangan searah konverter MLP menunjukkan adanya pemberian daya nyata ke sistem sedangkan jika tegangan kapasitor naik maka terjadi penyerapan daya dari sistem. Sehingga untuk menjamin tidak adanya penyerapan

ataupun pelepasan daya maka tegangan kapasitor harus dijaga konstan. Implementasi dalam metoda ini dilakukan dengan cara melengkapi konverter MLP dengan peregulasi tegangan.



Gambar-6.4. Loop peregulasi tegangan dc-link

Dengan adanya tambahan daya ΔP_c yang diserap/dibangkitkan oleh konverter MLP dari sistem, maka

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{L\alpha\beta} + \Delta P_c \\ q_{L\alpha\beta} \\ i_{L0} \end{bmatrix} \quad (6-1)$$

persamaan (6-1) merupakan modifikasi dari persamaan (5-76) dengan penambahan komponen ΔP_c yang akan menghasilkan penambahan arus sumber sebesar

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{S\alpha\Delta P} \\ i_{S\beta\Delta P} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\Delta_s} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_c \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{S\alpha\Delta P} \\ i_{S\beta\Delta P} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\Delta_s} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \Delta P_c \\ v_{S\beta} \Delta P_c \end{bmatrix} = \frac{\Delta P_c}{\Delta_s} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{S\alpha\Delta P} \\ i_{S\beta\Delta P} \end{bmatrix} &= \frac{\Delta P_c}{3V^2} \begin{bmatrix} \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi_1) \\ -\sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi_1) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{Sa\Delta P} \\ i_{Sb\Delta P} \\ i_{Sc\Delta P} \end{bmatrix} &= \frac{\Delta P_c}{3V} \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \sqrt{2} \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_1) \\ \sqrt{2} \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6-2)$$

Persamaan (6-2) merupakan arus tambahan yang harus diberikan oleh tapis daya aktif shunt untuk melakukan kompensasi daya urutan nol dan rugi-rugi daya pada

konverter MLP. Jika $\Delta I = \frac{\Delta P_c}{3V}$ maka arus kompensasi akan menjadi

$$\begin{aligned} i_{Ca}^* &= \sqrt{2}I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 90^\circ + \varphi_1) \\ &\quad - \Delta I \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2}I_{Lh} \sin(h\omega t + \theta_h) \end{aligned} \quad (6-3a)$$

$$\begin{aligned} i_{Cb}^* &= \sqrt{2}I_{L1} \sin(\varphi_1 - \theta_1) \sin(\omega t - 120^\circ - 90^\circ + \varphi_1) \\ &\quad - \Delta I \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_1) + \sum_{h=3,5,7,\dots} \sqrt{2}I_{Lh} \sin\{h(\omega t - 120^\circ) + \theta_h\} \end{aligned} \quad (6-3b)$$

6.2 PENGARUH KONDISI TEGANGAN SUMBER

Metoda pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat yang berbasis pada daya sesaat membutuhkan nilai sesaat dari tegangan sumber dan arus beban. Kedua besaran sesaat tersebut selanjutnya ditransformasikan ke dalam koordinat- $\alpha\beta$ melalui transformasi Clarke untuk menentukan besarnya daya nyata sesaat dan daya reaktif sesaat. Dengan menggunakan suatu tapis (*Low Pass Filter* atau *High Pass Filter*) maka daya sesaat beban akan dipisahkan menjadi daya sesaat yang harus dibangkitkan oleh sumber dan daya sesaat yang harus dibangkitkan oleh tapis daya aktif shunt. Arus sumber dapat ditentukan dengan menggunakan komponen rata-rata daya nyata sebagai berikut

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_s} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{p_{L\alpha\beta}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6-5)$$

Pada kondisi tegangan ideal, nilai tegangan sumber pada koordinat- $\alpha\beta$ merupakan suatu fungsi sinusoidal dan kosinusoidal dengan amplituda sama sehingga nilai Δ_s akan merupakan suatu konstanta. Dengan mengacu persamaan (6-5) akan diperoleh arus sumber pada koordinat- $\alpha\beta$ yang hasilnya juga merupakan suatu fungsi sinusoidal dan kosinusoidal dengan amplituda sama. Arus sumber pada koordinat-abc dapat ditentukan dengan menggunakan invers transformasi Clarke. Dengan mengacu pada persamaan tersebut maka pada tegangan sumber ideal akan didapatkan arus sumber yang merupakan tiga buah gelombang sinusoidal saling tergeser 120° . Pada Gambar-6.6 ditunjukkan karakteristik penapisan sistem tiga fasa empat kawat pada tegangan sumber ideal.

Untuk melihat pengaruh pada kondisi tegangan sumber yang tidak ideal, maka akan diasumsikan kondisi tegangan yang tidak seimbang sehingga dapat diturunkan persamaan berikut

$$v_{Sa} = \sqrt{2}V^0 \sin(\omega t + \varphi_0) + \sqrt{2}V^+ \sin(\omega t + \varphi_+) + \sqrt{2}V^- \sin(\omega t + \varphi_-) \quad (6-6a)$$

$$v_{Sb} = \sqrt{2}V^0 \sin(\omega t + \varphi_0) + \sqrt{2}V^+ \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_+) + \sqrt{2}V^- \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi_-) \quad (6-6b)$$

$$v_{Sc} = \sqrt{2}V^0 \sin(\omega t + \varphi_0) + \sqrt{2}V^+ \sin(\omega t + 120^\circ + \varphi_+) + \sqrt{2}V^- \sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_-) \quad (6-6c)$$

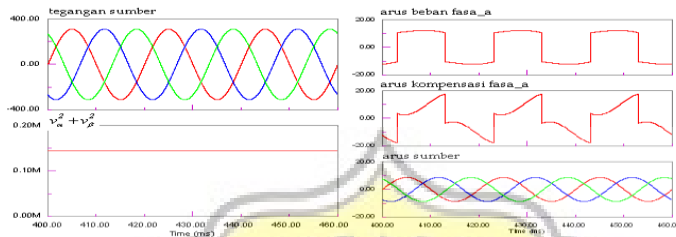
dengan menggunakan transformasi Clarke, tegangan pada koordinat- $\alpha\beta$ dapat ditentukan

$$\begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V^+ \sin(\omega t + \varphi_+) + \sqrt{3}V^- \sin(\omega t + \varphi_-) \\ \sqrt{3}V^+ \cos(\omega t + \varphi_+) + \sqrt{3}V^- \cos(\omega t + \varphi_-) \end{bmatrix} \quad (6-7)$$

selanjutnya

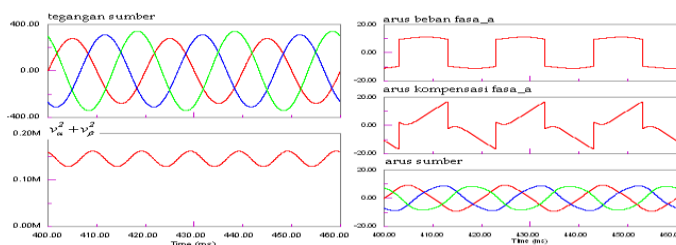
$$\Delta_s = v_{S\alpha}^2 + v_{S\beta}^2$$

$$\begin{aligned}
\Delta_s &= 3(V^+)^2 \sin^2(\omega t + \varphi_+) + 3(V^-)^2 \sin^2(\omega t + \varphi_-) \\
&\quad + 4V^+ \sin(\omega t + \varphi_+) V^- \sin(\omega t + \varphi_-) \\
&\quad + 3(V^+)^2 \cos^2(\omega t + \varphi_+) + 3(V^-)^2 \cos^2(\omega t + \varphi_-) \\
&\quad + 4V^+ \cos(\omega t + \varphi_+) V^- \cos(\omega t + \varphi_-) \\
\Delta_s &= 3 \left\{ 1 + 2V^+ \sin(\omega t + \varphi_+) V^- \sin(\omega t + \varphi_-) \right. \\
&\quad \left. + 4V^+ \cos(\omega t + \varphi_+) V^- \cos(\omega t + \varphi_-) \right\} \quad (6-8)
\end{aligned}$$

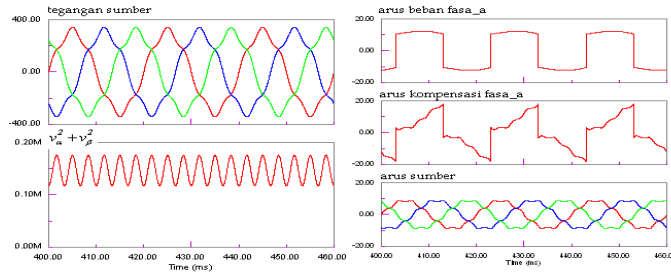


Gambar-6.6. Pengaruh tegangan sumber ideal terhadap proses penapisan pada sistem tiga fasa empat kawat

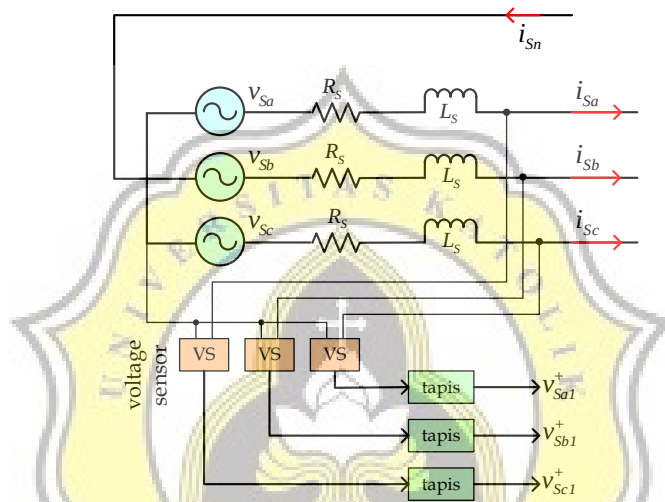
Persamaan (6-8) menunjukkan bahwa nilai Δ_s mengandung komponen rata-rata dan komponen riak, dengan memperhatikan persamaan (6-5) dan transformasi Clarke maka pada kondisi seperti ini akan didapatkan arus sumber yang mengandung komponen fundamental dan komponen harmonisa. Gambar-6.7 menunjukkan karakteristik penapisan pada tegangan sumber tak seimbang. Sedangkan untuk kasus tegangan sumber yang terdistorsi ditunjukkan pada Gambar-6.8. Dari analisis di atas tampak bahwa untuk dapat melakukan penapisan secara optimal maka dibutuhkan besaran tegangan sumber tiga fasa yang ideal. Secara hipotesis, jika dapat dibangkitkan gelombang sinusoidal tiga fasa ideal sebagai informasi besaran tegangan dalam penentuan daya sesaat pada kondisi tegangan sumber apapun maka proses penapisan akan menghasilkan arus sumber yang mendekati sinusoidal tiga fasa. Sebenarnya kondisi ini dapat diantisipasi dengan menggunakan tapis seperti tampak pada Gambar-6.9, tetapi cara ini kurang efektif dikarenakan karakteristik tapis yang tidak ideal serta dibutuhkannya sensor tegangan yang harganya cukup mahal.



Gambar-6.7. Pengaruh tegangan sumber tak seimbang terhadap proses penapisan pada sistem tiga fasa empat kawat



Gambar-6.8. Pengaruh tegangan sumber terdistorsi terhadap proses penapisan pada sistem tiga fasa empat kawat

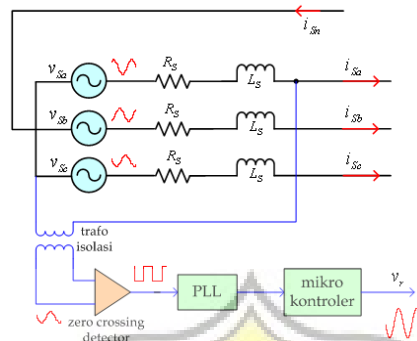


Gambar-6.9. Deteksi tegangan sumber melalui sensor tegangan & tapis

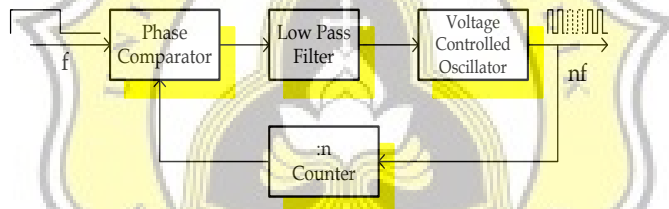
Agar selalu dihasilkan gelombang sinusoidal tiga fasa sebagai besaran tegangan maka digunakan informasi fasa. Mula-mula tegangan salah satu fasa dideteksi sudut fasanya dengan menggunakan suatu trafo dan rangkaian ZCD (*zero crossing detector*). Karena yang dibutuhkan hanya informasi fasa maka tegangan pada kondisi apapun akan menghasilkan informasi fasa yang sama (Gambar-6.10). Dari informasi fasa tersebut, selanjutnya PLL akan membuat pulsa dengan frekuensi n kali frekuensi tegangan sumber. Dengan bantuan "*look-up table*", suatu mikrokontroler digunakan untuk menghasilkan gelombang sinusoidal tiga fasa yang sefasa dengan tegangan sumber sebagai besaran tegangan dalam penentuan daya sesaat. Karena besaran tegangan bukan merupakan tegangan sumber sesungguhnya maka besaran tegangan ini dinamakan tegangan representatif dan daya hasil perhitungan yang menggunakan besaran tegangan representatif merupakan daya representatif. Pada Gambar-6.11 disajikan suatu skema rangkaian PLL yang terdiri dari empat buah elemen yaitu :

- ❖ *phase comparator*, berfungsi untuk membandingkan pulsa masukan berfrekuensi f dan pulsa keluaran dari *counter* dengan frekuensi nf , pada kondisi normal maka kedua sinyal tersebut akan selalu terkunci (*locked*)

- ❖ LPF dan VCO yang berfungsi mengolah perbedaan fasa kedua sinyal tersebut di atas sehingga dihasilkan sinyal keluaran VCO yang *matched* frekuensinya
- ❖ *Counter*, berfungsi untuk membagi frekuensi gelombang masukan *counter* (nf) dengan n

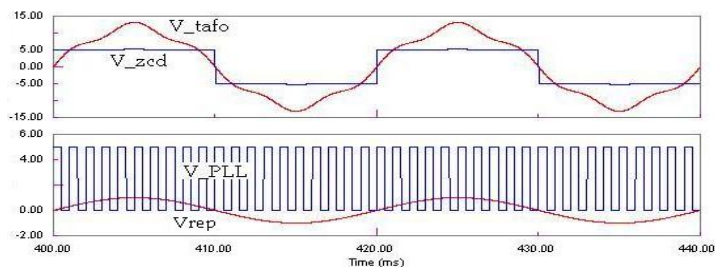


Gambar-6.10. Pembentukan besaran tegangan melalui PLL dan look-up table bagi mikrokontroler



Gambar-6.11. Skema PLL (Phase Locked Loop)

Keluaran elemen *counter* inilah yang digunakan sebagai sinyal masukan bagi mikrokontroler untuk membaca “*look-up table*” sehingga dihasilkan gelombang sinusoidal yang ideal. Makin besar nilai n (faktor pembagi frekuensi pada *counter*) maka akan semakin baik resolusi dari gelombang sinusoidal yang dihasilkan mikrokontroler (Gambar-6.12).

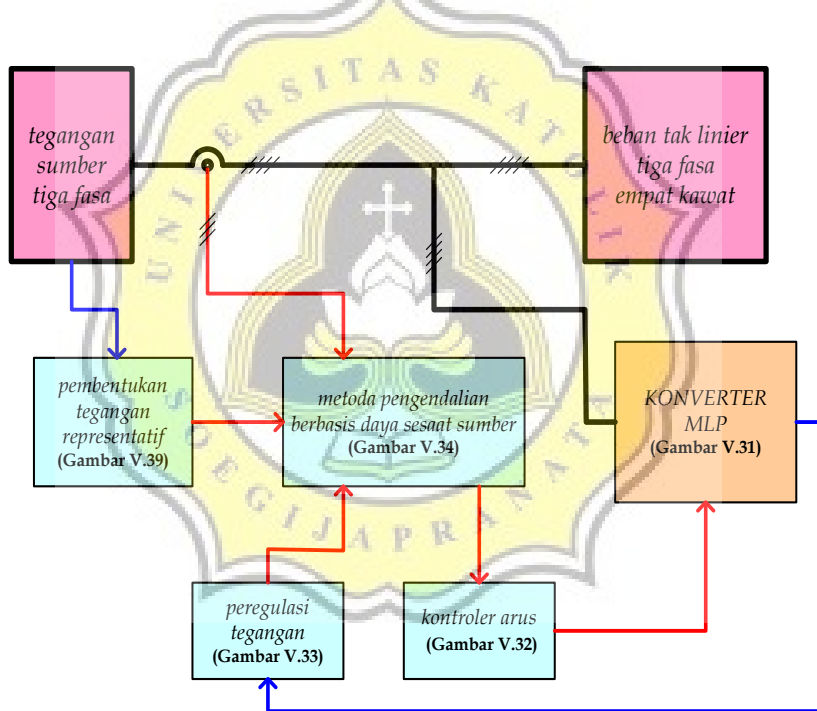


Gambar-6.12. (a) tegangan trafo & ZCD (b) tegangan PLL & V_r

Dengan mengacu pada analisis di atas maka suatu kesimpulan dalam menurunkan metoda pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat dapat diberikan, yaitu :

- ❖ Metoda pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat berbasis daya sesaat sumber memerlukan deteksi arus sumber dan besaran tegangan guna menentukan daya sesaat sumber, agar mampu bekerja pada kondisi tegangan sumber tak ideal maka tegangan representatif yang selalu sinusoidal mutlak diperlukan.
- ❖ Pemakaian tegangan representatif juga memungkinkan metoda pengendalian tersebut mampu bekerja pada pembebanan yang tak seimbang.
- ❖ Penggunaan deteksi arus pada sisi sumber yang menggantikan deteksi arus pada sisi beban dan sisi tapis daya aktif mengurangi jumlah sensor arus yang dibutuhkan.

Sehingga akhirnya suatu modifikasi skema pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat berbasis daya sumber dapat disajikan pada Gambar-6.13.



Gambar-6.13. Skema pengendalian tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat berbasis daya sesaat sumber dengan menggunakan tegangan representatif

Untuk mendukung analisis yang telah diuraikan pada bab-bab sebelumnya maka disajikan hasil simulasi dan percobaan laboratorium. Analisis harmonisa dilakukan untuk verifikasi hasil simulasi dan percobaan didasarkan kriteria yang mengacu pada *IEEE 519-1992 Standard*. Simulasi dan percobaan yang dilakukan ditujukan untuk

- ❖ Menguji kemampuan metoda pengendalian tapis daya aktif shunt untuk beroperasi pada kondisi tegangan sumber ideal maupun tak ideal

- ❖ Menguji kemampuan metoda pengendalian tapis daya aktif shunt untuk beroperasi pada pembebanan tak linier seimbang maupun tak seimbang
- ❖ Mengetahui pengaruh nilai tegangan *dc-link* konverter MLP terhadap karakteristik penapisan.

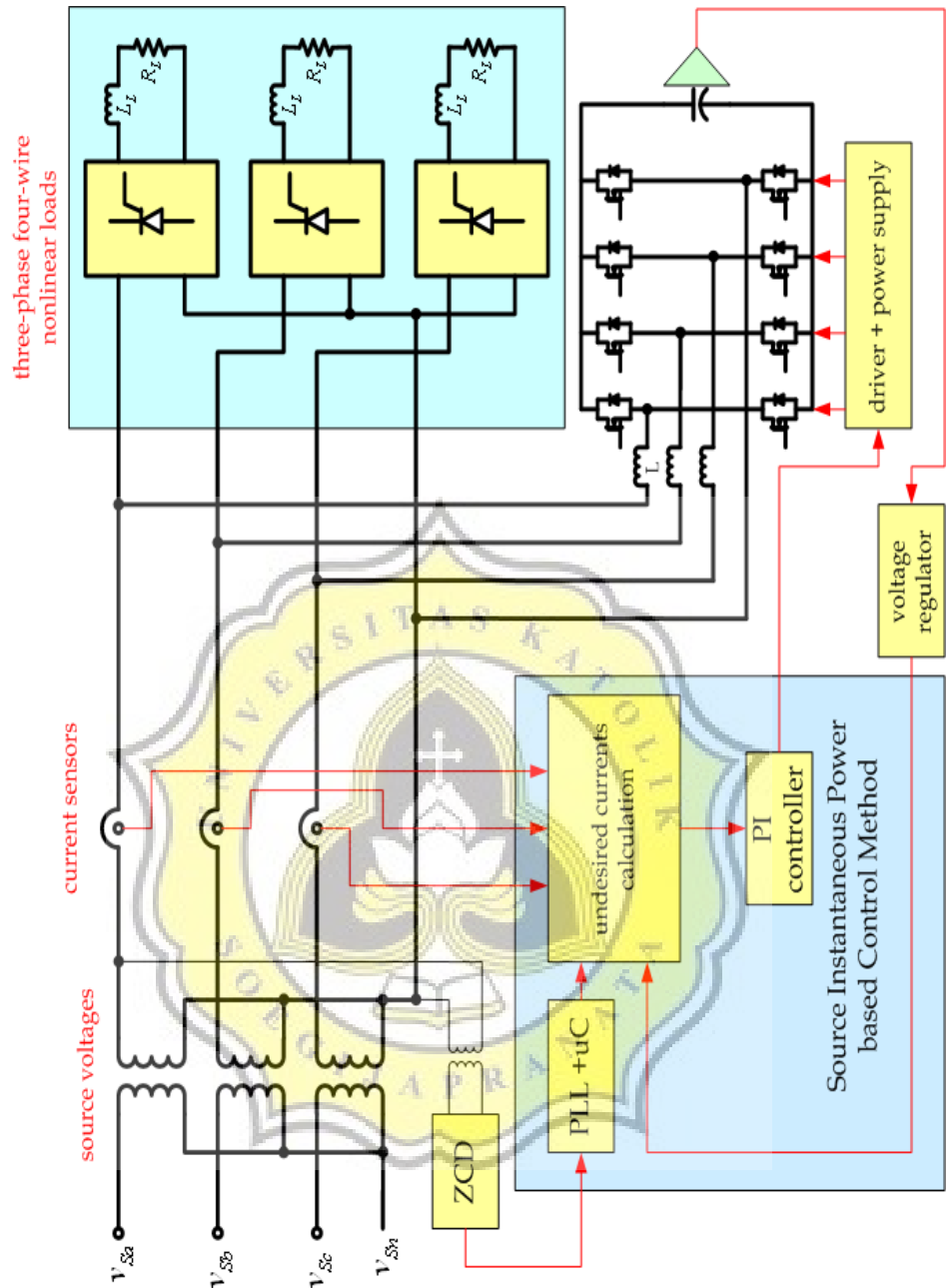
6.3 HASIL SIMULASI

Gambar-6.14 menyajikan rangkaian yang digunakan untuk melakukan simulasi dan percobaan laboratorium (Parameter rangkaian ditunjukkan Tabel-6.1). Tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat mengimplementasikan konverter MLP empat lengan dilengkapi pengendali arus dan tegangan berbasis kontroler PI. Tiga buah penyearah thyristor satu fasa berbeban induktif dipakai untuk merepresentasikan beban tak linier jenis arus tiga fasa empat kawat. Kondisi tegangan sumber yang digunakan ada dua macam, yaitu :

- ❖ **Tegangan ideal** sinusoidal tiga fasa dengan amplituda tiap fasa sama dan tanpa kandungan harmonisa
- ❖ **Tegangan tak ideal** dengan karakteristik mendekati tegangan sumber yang digunakan dalam percobaan laboratorium seperti disajikan pada Tabel-6.2.

Tabel-6.1. Parameter rangkaian untuk simulasi

Sumber	$V_s = 30 \text{ Vrms}$ $R_s = 0,2 \text{ Ohm}$ $L_s = 0,2 \text{ mH}$
Beban tak linier tiga fasa empat kawat	<i>penyearah thyristor satu fasa berbeban induktif</i> $R = \text{Variabel}$ $L = 20 \text{ mH}$
	<i>Konverter MLP empat lengan</i>
Tapis daya aktif shunt	$R_{ds} = 0,27 \text{ Ohm}$ $L_c = 10 \text{ mH}$ $C = 6600 \text{ uF}$ $F_s = 2,5 \text{ kHz}$ $V_{dc-link} = 120 \text{ Vdc}$



Gambar-6.14. Skema rangkaian yang digunakan untuk melakukan simulasi dan pengujian laboratorium

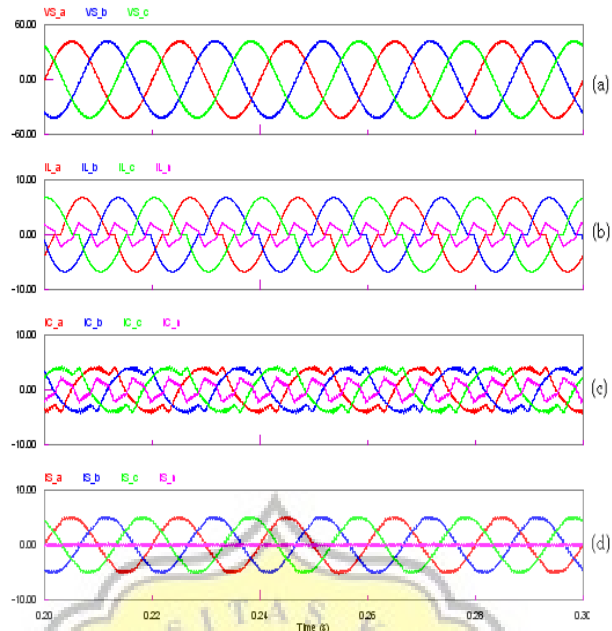
Tabel-6.2. Komponen tegangan tak seimbang-terdistorsi yang digunakan untuk simulasi

Orde	TEGANGAN (Vrms)		
	fasa_a	fasa_b	fasa_c
1	30,81	26,02	39,45
3	5,95	5,93	6,30
5	0,84	0,44	1,18
7	0,49	0,25	0,47
9	1,78	1,83	1,81
11	0,19	0,35	0,05
13	0,22	0,20	0,29
15	0,92	0,91	0,96

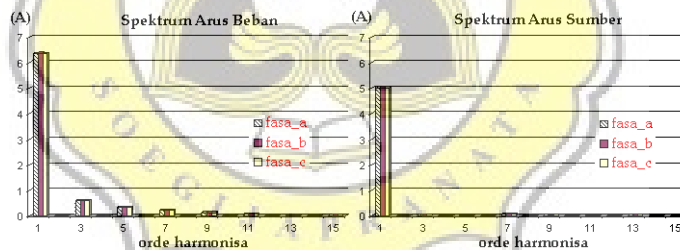
6.3.1 Simulasi dengan Menggunakan Deteksi Fasa Sumber pada Tegangan Sumber Ideal

Untuk membuat metoda pengendalian tapis daya aktif shunt tidak terpengaruh oleh kondisi tegangan sumber maka digunakan deteksi fasa sumber untuk membangkitkan tegangan representatif sebagai pengganti deteksi tegangan sumber. Gambar-6.15 – Gambar-6.18 menunjukkan simulasi yang menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber ideal, selain melakukan simulasi pada beban tak linier seimbang, pemakaian beban tak linier tiga fasa empat kawat yang menyebabkan ketidakseimbangan arus beban juga dilakukan guna menguji kemampuan metoda pengendalian.

Gambar-6.15 dan Gambar-6.16 menunjukkan hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber ideal dan pembebanan dengan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang. Gambar tersebut menunjukkan bahwa tapis daya aktif shunt mampu melakukan kompensasi secara optimal sehingga arus sumber memiliki bentuk sinusoidal yang sefasa terhadap tegangan sumber. Metoda pengendalian tapis daya aktif juga mampu melakukan penapisan dengan optimal pada pembebanan tak linier tak seimbang (Gambar-6.17 dan Gambar-6.18).

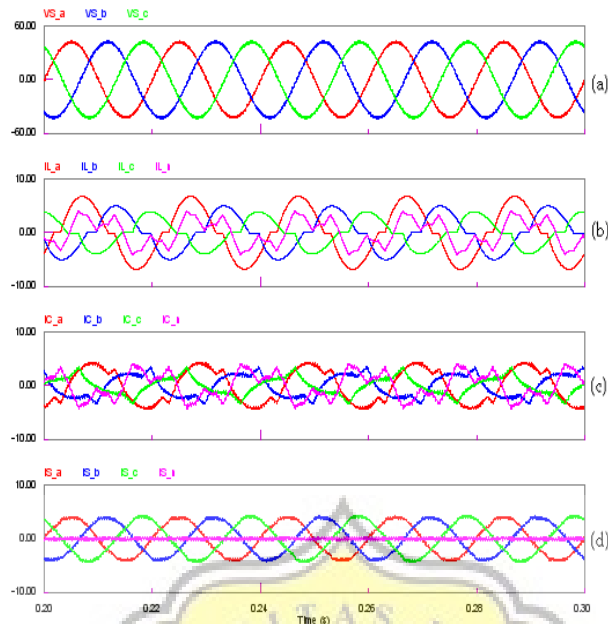


Gambar-6.15. Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (a) tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber



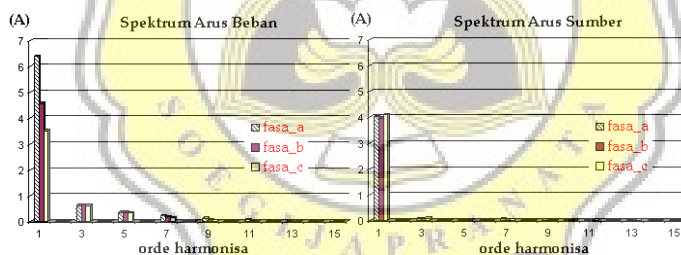
Gambar-6.16. Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (deteksi fasa sumber)

Pada kondisi tegangan sumber yang ideal, besaran tegangan representatif yang digunakan untuk melakukan perhitungan daya sesaat memiliki bentuk yang sama dengan tegangan sumber yaitu gelombang sinusoidal tiga fasa. Perbedaannya terletak pada besarnya amplituda, jika pada deteksi tegangan sumber secara langsung maka amplitudanya merupakan amplituda tegangan fasa sistem, sedangkan pada deteksi fasa sumber, gelombang sinusoidal yang digunakan untuk perhitungan daya sesaat memiliki amplituda tertentu.



Gambar-6.17..

Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (a) tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber

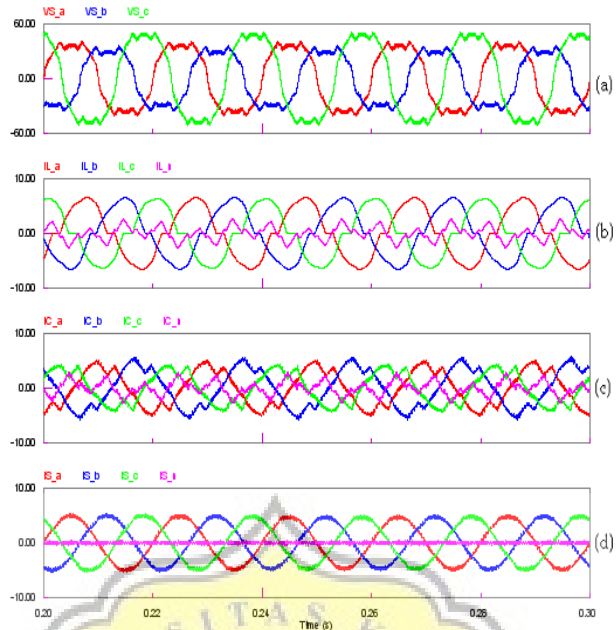


Gambar-6.18.

Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (deteksi fasa sumber)

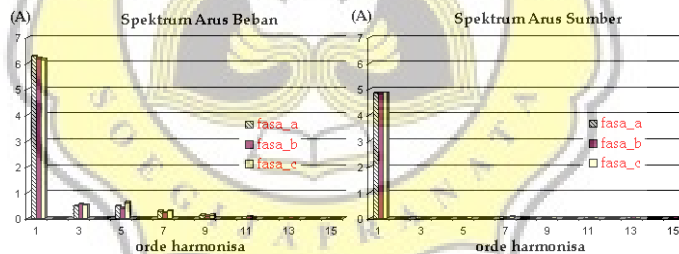
6.3.2 Simulasi dengan Menggunakan Deteksi Fasa Sumber pada Tegangan Sumber Tak Ideal

Simulasi pada kondisi tegangan sumber tak ideal dilakukan dengan menggunakan pembebanan tak linier yang seimbang (Gambar-6.19 dan Gambar-6.20) dan beban tak linier yang tak seimbang (Gambar-6.21 dan Gambar-6.22). Besaran tegangan yang diambil dari tegangan representatif (dibangkitkan melalui deteksi fasa) membuat metoda pengendalian tidak terpengaruh oleh kondisi tegangan sumber sehingga arus sumber selalu dipaksa sinusoidal tiga fasa dengan THD yang relatif kecil serta memiliki faktor daya mendekati satu.



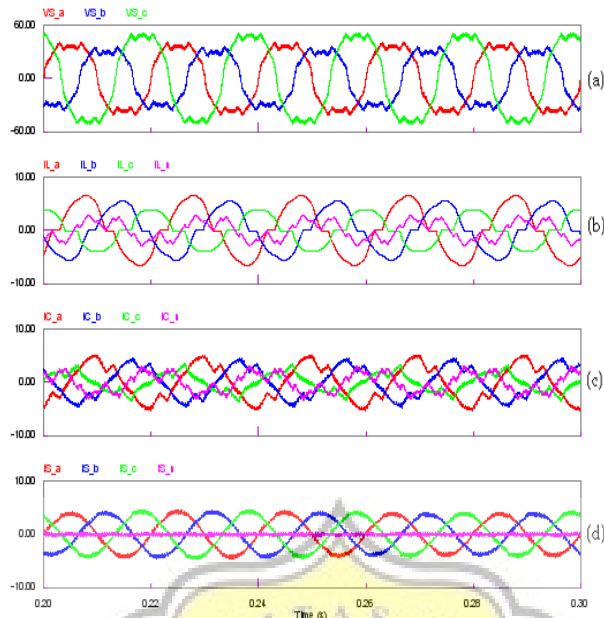
Gambar-6.19.

Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (a) tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber

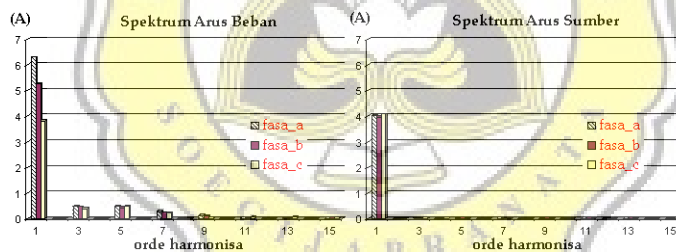


Gambar-6.20.

Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (deteksi fasa sumber)



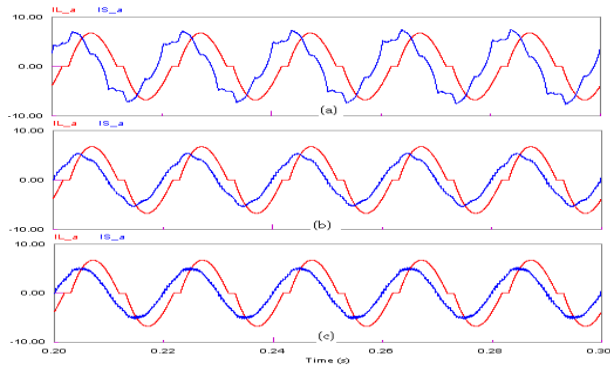
Gambar-6.21. Hasil simulasi dengan menggunakan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (a) tegangan sumber (b) arus beban (c) arus kompensasi (d) arus sumber



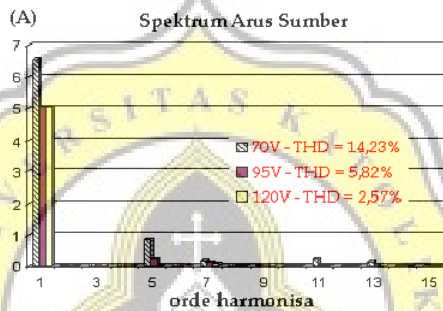
Gambar-6.22. Spektrum arus beban dan spektrum arus sumber dari hasil simulasi pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (deteksi fasa sumber)

6.3.3 Simulasi dengan Menggunakan Deteksi Fasa Sumber pada Nilai Tegangan *dc-link* Berbeda

Untuk melihat pengaruh tegangan pada sisi *dc-link* dari konverter MLP terhadap karakteristik penapisan maka dilakukan simulasi dengan menggunakan nilai tegangan *dc-link* yang berbeda. Pada tegangan *dc-link* yang terlalu kecil akan mengakibatkan kompensasi tidak optimal sehingga arus sumber masih mengandung distorsi (Gambar-6.23 dan Gambar-6.24).



Gambar-6.23. Hasil simulasi untuk arus beban dan arus sumber dengan menggunakan tegangan dc-link sebesar (a) 70 Volt (b) 95 Volt (c) 120 Volt



Gambar-6.24. Spektrum arus sumber dari hasil simulasi dengan tegangan dc-link berbeda

6.4 HASIL PERCOBAAN

Dalam melakukan pengujian laboratorium, suatu prototip tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat dibuat dengan mengimplementasikan konverter MLP empat lengan. MOSFET IRFP 460 digunakan sebagai saklar elektronik untuk melakukan proses pensaklaran pada frekuensi 2,5 kHz. Untuk mengoperasikan saklar elektronik tersebut, suatu rangkaian *driver* dengan implementasi IC TLP 250 dan tegangan +15V digunakan karena MOSFET yang digunakan adalah jenis *N-type enhancement*. Untuk mengaplikasikan metoda pengendalian berbasis daya sesaat sumber maka dibutuhkan deteksi arus sumber yang diimplementasikan dengan *current transducer* LEM LA-50P dan deteksi tegangan *dc-link* yang diimplementasikan dengan *voltage transducer* LEM LV-25P.

Perhitungan daya sesaat sumber direalisasikan melalui kombinasi rangkaian digital dan rangkaian analog. Rangkaian digital diperlukan untuk membentuk tegangan representatif pada koordinat- $\alpha\beta$ didasarkan deteksi fasa sumber melalui implementasi IC PLL MC4046 dan mikrokontroler AT89S52, sedangkan rangkaian analog menggunakan IC MC1495 sebagai pengali untuk merealisasikan transformasi Clarke. Setelah diperoleh komponen arus sumber tak diinginkan, kontroler arus

berbasis PI yang diimplementasikan dengan IC LF347 sebagai *op-amp* digunakan untuk memaksa komponen arus sumber tak diinginkan tersebut selalu mendekati nol.

Pengujian laboratorium dilakukan dengan menggunakan dua kondisi tegangan sumber, yaitu tegangan sumber mendekati ideal dan tegangan sumber yang tak ideal (mengalami distorsi dan tak seimbang), selain itu untuk menguji kemampuan metoda pengendalian maka juga dilakukan pengujian dengan beban tak linier seimbang maupun tak seimbang. Parameter percobaan disajikan pada Tabel-6.3.

Tabel-6.3. Parameter rangkaian untuk percobaan

Tegangan Sumber	$V_s = 30 \text{ Vrms}$
Beban tak linier tiga fasa empat kawat	<i>penyearah thyristor satu fasa berbeban induktif</i> $R = \text{Variabel}$ $L = 20 \text{ mH}$
Tapis daya aktif shunt	<i>Konverter MLP empat lengan</i> $L_c = 10 \text{ mH}$ $C = 6600 \text{ uF}$ $F_s = 2,5 \text{ kHz}$ $V_{dc-link} = 90 \text{ Vdc}$

Tabel-6.4. Komponen tegangan tak ideal yang digunakan untuk percobaan

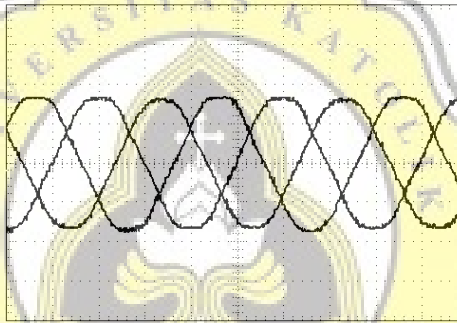
orde	tegangan ideal (Vrms)			tegangan tak ideal (Vrms)		
	fasa_a	fasa_b	fasa_c	fasa_a	fasa_b	fasa_c
1	31,72	31,21	30,53	30,81	26,02	39,45
3	0,28	0,21	0,23	5,95	5,93	6,30
5	0,91	0,91	0,68	0,84	0,44	1,18
7	0,21	0,19	0,14	0,49	0,25	0,47
9	0,03	0,05	0,07	1,78	1,83	1,81
11	0,16	0,14	0,16	0,19	0,35	0,05
13	0,01	0,08	0,02	0,22	0,20	0,29
15	0,04	0,04	0,05	0,92	0,91	0,96

6.4.1 Pengujian pada Kondisi Tegangan Sumber Mendekati Ideal

Gambar-6.25 menyajikan tegangan sumber mendekati ideal yang dipakai dalam percobaan laboratorium, selanjutnya tegangan sumber tersebut dibebani dengan beban tak linier tiga fasa empat kawat baik seimbang maupun tak seimbang. Pada pembebanan tak linier seimbang, arus beban yang ditarik oleh beban tak linier ditunjukkan pada Gambar-6.26 (arus fasa dan arus netral beban). Gambar-6.27 menunjukkan bahwa arus fasa sisi beban mengandung distorsi yang cukup besar.

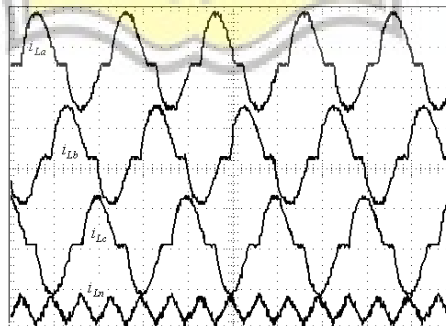
Metoda pengendalian akan memaksa komponen arus sumber tak diinginkan i_S^{**} selalu mendekati nol, proses ini direalisasikan melalui injeksi arus kompensasi i_{CK} ke sistem (Gambar-6.28). Injeksi arus kompensasi tersebut akan memaksa arus fasa sisi sumber berbentuk sinusoidal tiga fasa mendekati ideal, kondisi tersebut mengakibatkan arus netral sisi sumber menjadi cukup kecil amplitudanya (Gambar-6.29). Metoda pengendalian mampu menekan distorsi arus sumber (Gambar-6.30) dan menjadikan arus sumber tetap sefasa dengan tegangan sumber (diwakili tegangan representatif sumber seperti tampak pada Gambar-6.31).

Penggunaan beban tak linier yang tak seimbang akan menyebabkan arus beban selain mengalami distorsi juga mengalami ketidakseimbangan (Gambar-6.32), spektrum arus beban tersebut ditunjukkan pada Gambar-6.33. Metoda pengendalian berbasis daya sesaat sumber tetap mampu memaksa arus fasa sumber memiliki bentuk sinusoidal yang relatif seimbang dengan THD yang cukup kecil, kondisi ini membuat arus netral sisi sumber mendekati nol (Gambar-6.34 dan Gambar-6.35).



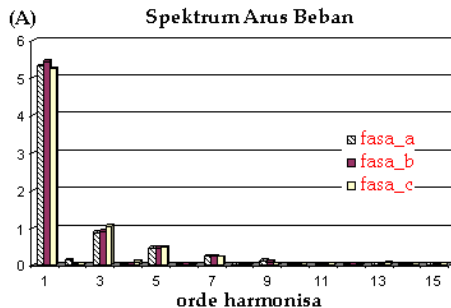
Gambar-6.25.

Hasil pengukuran tegangan sumber yang mendekati ideal (skala: 25V/div-5ms/div)

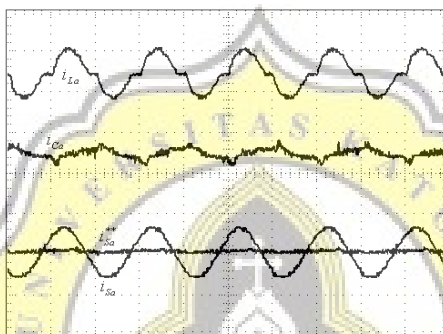


Gambar-6.26.

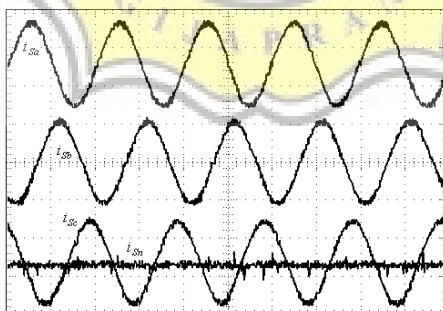
Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)



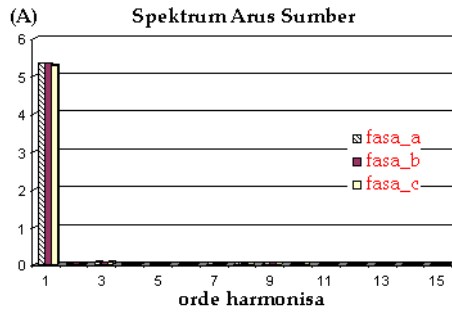
Gambar-6.27. Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang



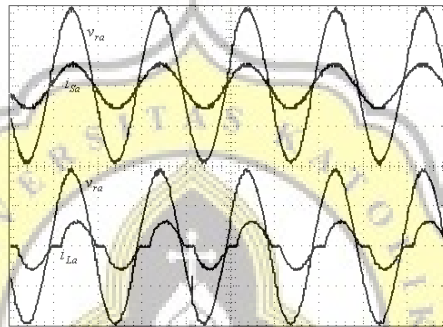
Gambar-6.28. Hasil pengukuran arus beban, arus kompensasi dan komponen arus sumber tak diinginkan pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 10A/div-10ms/div)



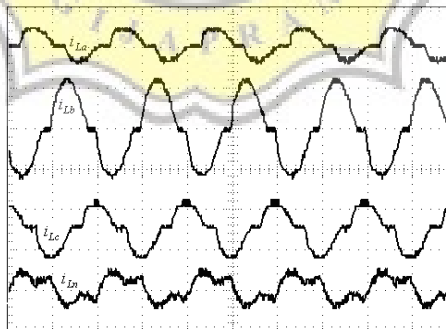
Gambar-6.29. Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)



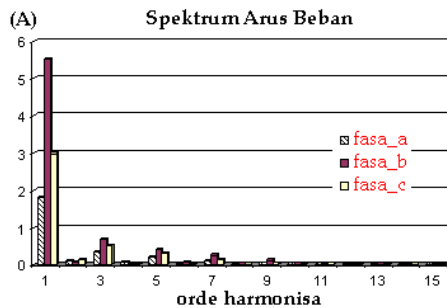
Gambar-6.30. Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang



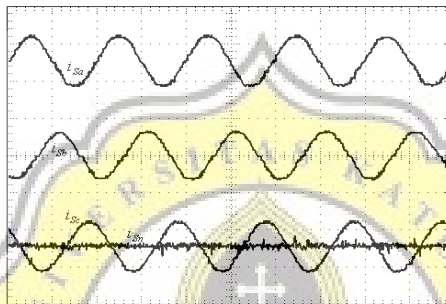
Gambar-6.31.. Hasil pengukuran arus sumber, arus beban (skala: 10A/div-10ms/div) dan tegangan representatif (skala: 5V/div-10ms/div) pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang



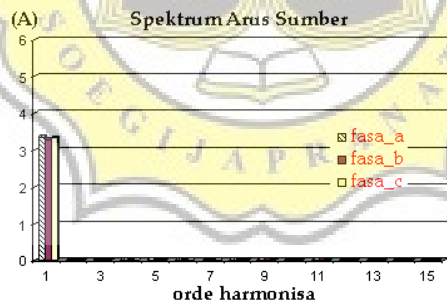
Gambar-6.32. Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)



Gambar-6.33. Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang



Gambar-6.34.. Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)

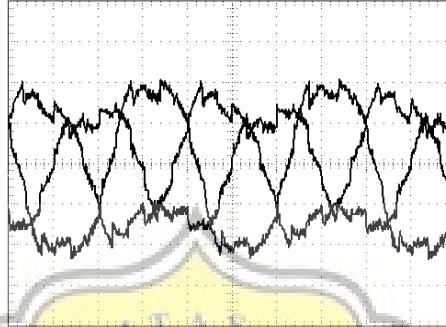


Gambar-6.35. Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang

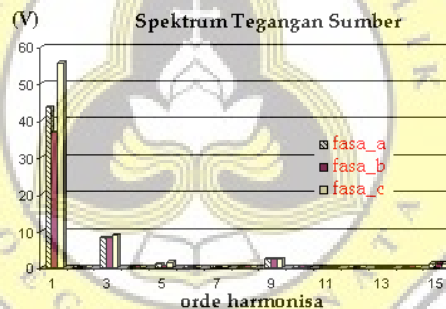
6.4.2 Pengujian pada Kondisi Tegangan Sumber Tak Ideal

Untuk menguji kemampuan metoda pengendalian terhadap pengaruh kondisi tegangan sumber, maka digunakan tegangan sumber tak ideal seperti tampak pada Gambar-6.36 dengan tingkat distorsi yang cukup tinggi (Gambar-6.37). Beban tak linier dalam pengujian diatur agar menghasilkan arus terdistorsi yang relatif seimbang (Gambar-6.38 dan Gambar-6.39). Setelah proses kompensasi maka arus fasa sisi

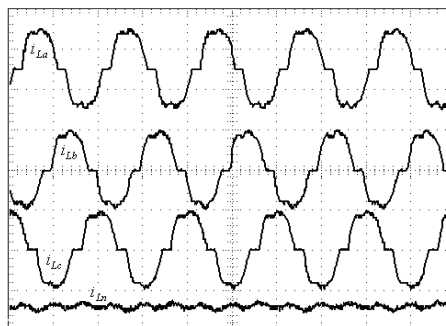
sumber dipaksa sinusoidal tiga fasa dengan THD yang relatif kecil (Gambar-6.40 dan Gambar-6.41). Pada pembebanan yang menyebabkan arus beban terdistorsi dan mengalami ketidakseimbangan cukup besar (Gambar-6.42 dan Gambar-6.43), tapis daya aktif shunt tetap mampu melakukan kompensasi yang diinginkan sehingga arus sumber selalu berbentuk sinusoidal tiga fasa yang relatif seimbang dengan THD cukup kecil sehingga arus netral sisi sumber dapat ditekan (Gambar-6.44 dan Gambar-6.45).



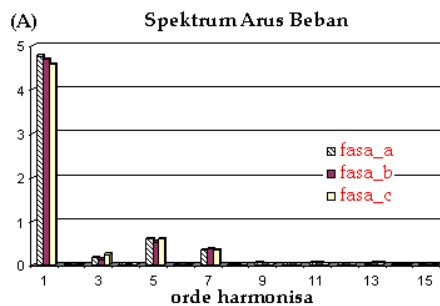
Gambar-6.36. Hasil pengukuran tegangan sumber yang tidak ideal (skala: 25V/div-5ms/div)



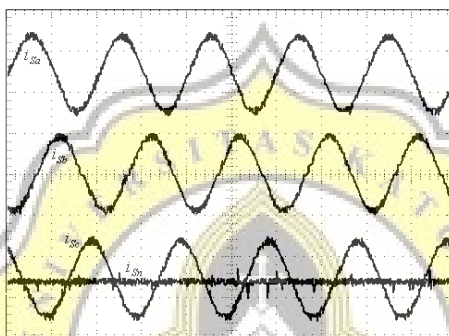
Gambar-6.37. Spektrum tegangan sumber tak ideal yang digunakan untuk percobaan laboratorium



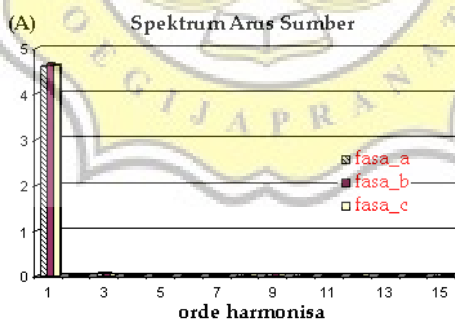
Gambar-6.38. Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)



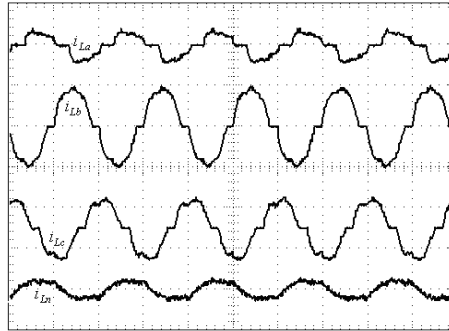
Gambar-6.39. Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang



Gambar-6.40. Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)

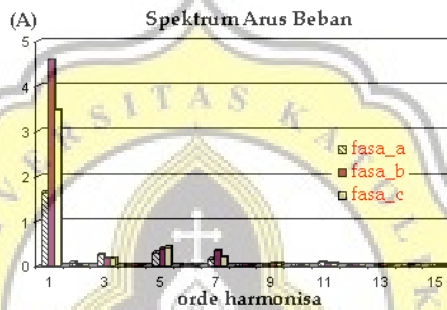


Gambar-6.41. Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat seimbang



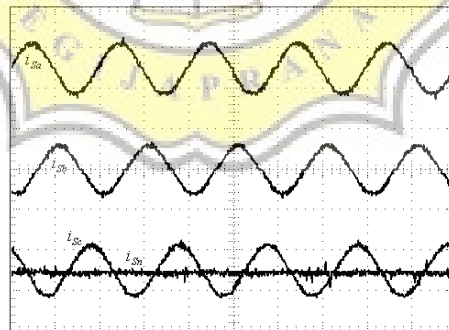
Gambar-6.42.

Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi beban pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)



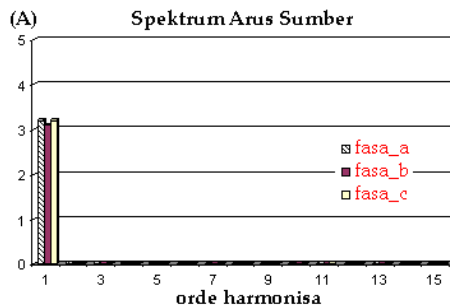
Gambar-6.43.

Spektrum arus beban hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang



Gambar-6.44.

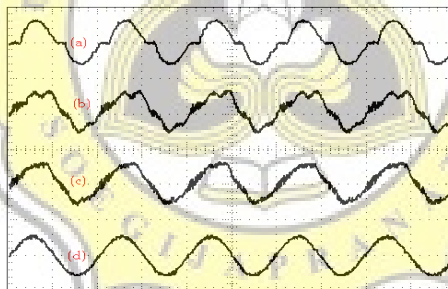
Hasil pengukuran arus fasa dan netral sisi sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang (skala: 5A/div-10ms/div)



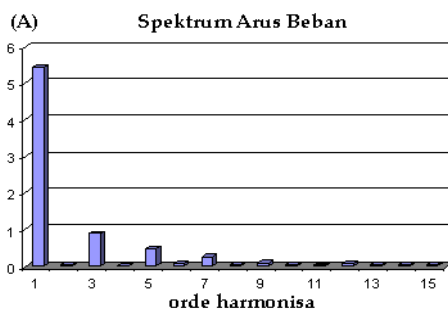
Gambar-6.45. Spektrum arus sumber hasil pengukuran pada kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tiga fasa empat kawat tak seimbang

6.4.3 Pengujian dengan Tegangan *dc-link* berbeda

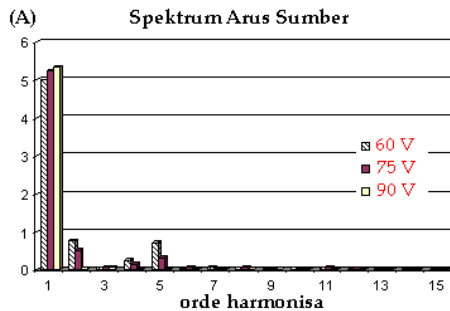
Untuk melihat seberapa jauh pengaruh besarnya tegangan *dc-link* terhadap karakteristik penapisan maka dilakukan pengujian laboratorium dengan menggunakan nilai tegangan *dc-link* yang berbeda. Dalam pengujian ini digunakan tegangan sumber ideal dengan arus terdistorsi yang relatif seimbang. Dengan nilai tegangan *dc-link* yang relatif kecil maka arus sumber akan memiliki tingkat distorsi yang cukup besar sedangkan untuk tegangan *dc-link* yang cukup besar, tingkat distorsi arus sumber dapat ditekan menjadi lebih kecil (Gambar-6.46 – Gambar-6.48).



Gambar-6.46. Hasil pengujian pengaruh tegangan *dc-link* konverter MLP terhadap arus sumber (a) arus beban (b) arus sumber saat tegangan *dc-link* = 60V (c) arus sumber saat tegangan *dc-link* = 75V (d) arus sumber saat tegangan *dc-link* = 90V



Gambar-6.47. Spektrum arus beban yang digunakan untuk pengujian dengan tegangan *dc-link* berbeda (THD = 19,80%)



Gambar-6.48. Spektrum arus sumber saat penapisan menggunakan tegangan dc-link sebesar (a) 60V dengan THD = 22,19% (b) 75V dengan THD = 12,52% (c) 90V dengan THD = 2,21%

6.5 PEMBAHASAN

Untuk melakukan analisis terhadap hasil penapisan suatu tapis daya aktif shunt tiga fasa empat kawat berbasis daya sesaat sumber maka digunakan kriteria yang mengacu pada standar harmonisa yang dikeluarkan oleh IEEE, di mana pada rekomendasi tersebut kandungan arus harmonisa suatu sistem dibatasi oleh TDD dan IHD. Karena TDD memerlukan pengukuran yang cukup lama (dalam rentang waktu bulan) maka besaran TDD digantikan dengan THD yang dapat merepresentasikan pengukuran sesaat. Tapis daya aktif yang mengambil besaran tegangan sumber untuk penentuan daya sesaat tidak dapat bekerja secara optimal pada kondisi tegangan sumber tak ideal. Fenomena ini dapat dijelaskan sebagai berikut, komponen arus sumber tak diinginkan akan sama dengan nol jika daya sesaat sumber hasil perhitungan hanya mengandung komponen rata-rata daya nyata, kondisi demikian memberi konsekuensi :

Jika besaran tegangan yang digunakan dalam perhitungan daya sesaat merupakan gelombang sinusoidal tiga fasa ideal (memiliki frekuensi fundamental) maka daya sesaat hanya akan mengandung komponen rata-rata daya nyata hanya jika arus sumber juga merupakan gelombang sinusoidal yang sefasa terhadap tegangan masing-masing fasa.

Jika besaran tegangan yang digunakan dalam perhitungan daya sesaat bukan merupakan gelombang sinusoidal tiga fasa ideal maka daya sesaat hanya akan mengandung komponen rata-rata daya nyata hanya jika arus sumber juga merupakan gelombang yang bukan sinusoidal ideal. Mengacu pada penjelasan tersebut maka penggunaan deteksi fasa sumber sebagai informasi untuk membangkitkan tegangan representatif akan memaksa komponen arus sumber tak diinginkan selalu sama dengan nol jika daya representatif sesaat dari sumber hanya mengandung komponen rata-rata daya nyata representatif. Kondisi ini akan terpenuhi jika tegangan representatif sumber merupakan gelombang sinusoidal. Dengan menggunakan informasi fasa sumber, PLL dan mikrokontroler akan selalu membangkitkan gelombang sinusoidal yang mendekati ideal. Mengacu hasil simulasi pada Gambar-6.15 – Gambar-6.22, ditunjukkan bahwa metoda pengendalian berbasis daya sesaat yang menggunakan deteksi fasa sumber selalu mampu melakukan penapisan secara optimal pada kondisi tegangan ideal maupun tak ideal. Trayektori arus pada Gambar 6-49 dan Gambar 6-50 menunjukkan bahwa arus sumber mendekati bentuk lingkaran pada bidang- $\alpha\beta$ 0. Tabel-6.5 hingga Tabel-6.9 menunjukkan bahwa arus sumber

setelah proses kompensasi selalu memenuhi kriteria IEEE tentang batasan harmonisa. Pada spektrum arus hasil simulasi (Gambar-6.16, Gambar-6.18, Gambar-6.20 dan Gambar-6.22), amplituda komponen fundamental arus sumber lebih kecil dari pada amplituda komponen fundamental arus beban, kondisi ini disebabkan karena komponen fundamental arus beban terdiri dari komponen arus aktif dan reaktif sedangkan komponen fundamental arus sumber merupakan arus aktif saja.

Tabel-6.5. Total Harmonic Distortion (%) dari arus beban dan arus sumber untuk kondisi tegangan sumber berbeda dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)

BEBAN TAK LINIER SEIMBANG						
Kondisi Sumber	I_{La}	I_{Lb}	I_{Lc}	I_{Sa}	I_{Sb}	I_{Sc}
Ideal	11,98	11,91	11,97	2,57	2,39	2,55
Tak Ideal	12,79	12,18	14,72	1,95	1,86	2,47
BEBAN TAK LINIER TAK SEIMBANG						
Kondisi Sumber	I_{La}	I_{Lb}	I_{Lc}	I_{Sa}	I_{Sb}	I_{Sc}
Ideal	12,03	17,46	20,78	3,82	3,19	3,91
Tak Ideal	12,77	13,53	18,32	2,74	2,70	2,85

Tabel-6.6. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)

orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	0,06	0,07	0,05	0,05	0,03	0,07
3	9,59	0,37	9,52	0,30	9,58	0,31
4	0,02	0,06	0,02	0,12	0,01	0,10
5	5,64	1,12	5,60	0,93	5,62	1,02
6	0,03	0,11	0,01	0,12	0,01	0,18
7	3,51	1,98	3,51	1,91	3,51	2,00
8	0,02	0,03	0,01	0,07	0,00	0,07
9	2,20	0,28	2,21	0,17	2,20	0,27
10	0,01	0,07	0,01	0,08	0,00	0,05
11	1,31	0,73	1,32	0,68	1,31	0,67
12	0,01	0,09	0,01	0,09	0,00	0,06
13	0,70	0,47	0,71	0,48	0,70	0,51
14	0,01	0,09	0,01	0,06	0,00	0,10
15	0,29	0,08	0,30	0,10	0,29	0,06

Tabel-6.7. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)

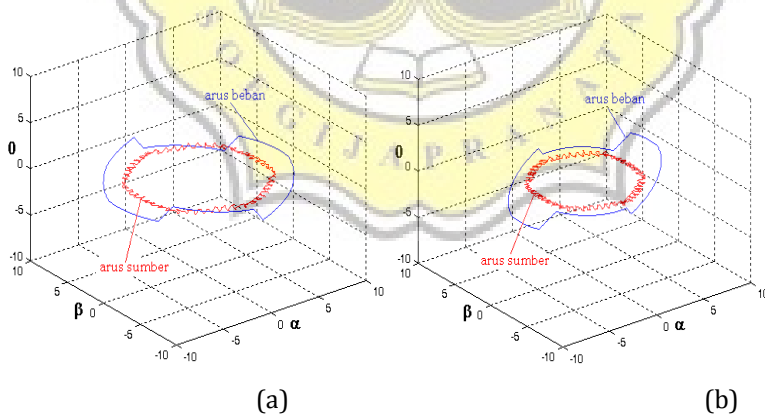
orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	0,04	0,05	0,03	0,17	0,01	0,15
3	9,62	2,62	14,53	1,93	17,45	2,97
4	0,01	0,08	0,01	0,18	0,01	0,04
5	5,67	1,30	8,21	1,32	9,80	1,35
6	0,02	0,22	0,01	0,13	0,01	0,12
7	3,53	1,97	4,40	1,81	4,73	1,78
8	0,02	0,13	0,01	0,08	0,01	0,09
9	2,20	0,53	2,06	0,06	1,82	0,25
10	0,01	0,18	0,01	0,25	0,00	0,20
11	1,31	0,77	0,75	0,33	1,06	0,63
12	0,01	0,04	0,00	0,05	0,00	0,05
13	0,69	0,70	0,60	0,63	1,29	0,44
14	0,01	0,08	0,01	0,09	0,00	0,05
15	0,28	0,13	0,79	0,14	1,18	0,28

Tabel-6.8. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)

orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	0,01	0,10	0,07	0,14	0,02	0,08
3	8,17	0,32	9,16	0,25	8,81	0,13
4	0,01	0,07	0,04	0,05	0,01	0,10
5	8,12	0,69	6,40	1,00	10,11	1,37
6	0,02	0,07	0,02	0,10	0,01	0,09
7	4,80	1,46	3,99	1,09	5,31	1,64
8	0,01	0,08	0,01	0,22	0,01	0,16
9	2,29	0,17	1,86	0,24	2,34	0,37
10	0,01	0,17	0,01	0,05	0,00	0,14
11	1,09	0,55	1,43	0,62	0,50	0,51
12	0,00	0,13	0,01	0,11	0,00	0,09
13	0,50	0,26	1,03	0,48	0,92	0,54
14	0,00	0,07	0,01	0,07	0,00	0,06
15	0,35	0,11	0,86	0,29	0,89	0,23

Tabel-6.9. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil simulasi)

orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	0,05	0,14	0,05	0,23	0,02	0,18
3	8,14	1,31	9,10	1,39	10,63	1,57
4	0,02	0,09	0,02	0,32	0,03	0,32
5	8,12	1,34	8,23	1,56	13,07	1,15
6	0,03	0,04	0,01	0,05	0,02	0,01
7	4,81	1,69	4,85	1,19	5,80	1,43
8	0,03	0,09	0,01	0,14	0,01	0,12
9	2,30	0,31	2,52	0,47	1,72	0,30
10	0,01	0,07	0,01	0,12	0,01	0,15
11	1,08	0,62	1,06	0,46	2,10	0,77
12	0,01	0,12	0,01	0,19	0,01	0,23
13	0,49	0,34	0,56	0,40	2,35	0,75
14	0,01	0,14	0,01	0,13	0,02	0,19
15	0,34	0,04	0,45	0,18	1,70	0,39

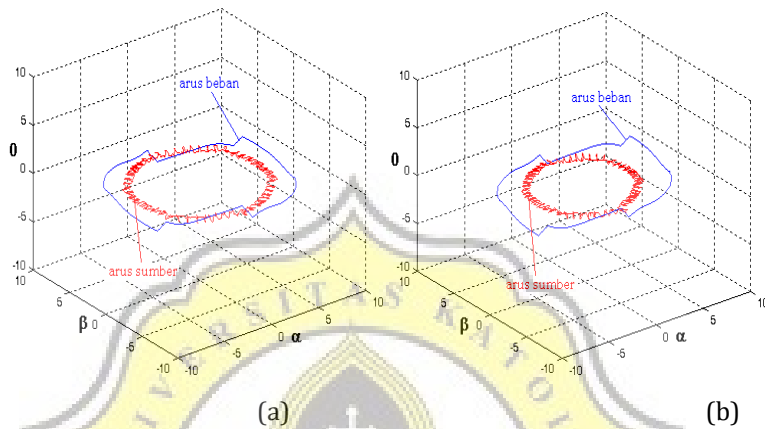


Gambar-6.49. Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil simulasi dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang

Analisis hasil pengujian laboratorium terhadap kemampuan metoda pengendalian tapis daya aktif shunt juga dilakukan. Tabel-6.10 menyajikan nilai THD dari hasil percobaan yang dilakukan pada kondisi tegangan sumber ideal maupun tak ideal untuk pembebanan dengan beban tak linier seimbang maupun tak seimbang. Dari

tabel tersebut, arus sumber untuk semua kondisi dapat dipaksa memiliki THD yang relatif rendah. Selain nilai THD dapat diminimisasi, nilai IHD juga berada di bawah batasan yang direkomendasikan oleh IEEE (Tabel-6.11 – Tabel-6.14).

Analisis juga dilakukan dengan membawa nilai sesaat arus beban dan arus sumber ke dalam koordinat- $\alpha\beta$ untuk dibentuk menjadi suatu trayektori arus (Gambar-6.51 dan Gambar-6.52). Arus sumber dalam trayektori selalu memiliki bentuk mendekati lingkaran yang mengandung arti bahwa dalam koordinat-abc arus tersebut berbentuk sinusoidal tiga fasa.



Gambar-6.50.

Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil simulasi dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang

Tabel-6.10.

Total Harmonic Distortion (%) dari arus beban dan arus sumber untuk kondisi tegangan sumber berbeda dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)

BEBAN TAK LINIER SEIMBANG						
Kondisi Sumber	I_{La}	I_{Lb}	I_{Lc}	I_{Sa}	I_{Sb}	I_{Sc}
Ideal	20,07	19,75	22,94	2,12	1,98	2,36
Tak Ideal	15,40	14,76	16,40	2,32	2,08	1,96
BEBAN TAK LINIER TAK SEIMBANG						
Kondisi Sumber	I_{La}	I_{Lb}	I_{Lc}	I_{Sa}	I_{Sb}	I_{Sc}
Ideal	25,02	15,99	22,00	2,49	2,19	2,37
Tak Ideal	27,70	12,40	14,99	1,83	2,49	2,06

Tabel-6.11. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)

orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	2,87	0,96	0,88	0,33	1,04	0,97
3	16,60	1,32	16,58	1,21	20,03	1,54
4	0,70	0,74	0,37	0,85	2,05	0,93
5	8,99	0,75	8,75	0,88	9,43	0,74
6	0,91	0,06	1,21	0,03	0,82	0,10
7	4,98	0,45	4,88	0,52	4,48	0,52
8	0,36	0,41	0,88	0,48	0,74	0,30
9	2,47	0,24	1,93	0,34	1,29	0,23
10	0,51	0,15	0,93	0,21	0,32	0,30
11	0,55	0,10	0,64	0,20	1,27	0,16
12	0,84	0,14	1,15	0,20	0,49	0,19
13	1,23	0,17	0,88	0,08	1,78	0,04
14	0,57	0,12	0,93	0,13	0,31	0,18
15	1,04	0,15	0,78	0,06	1,05	0,08

Tabel.6-12. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber ideal dan beban tak linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)

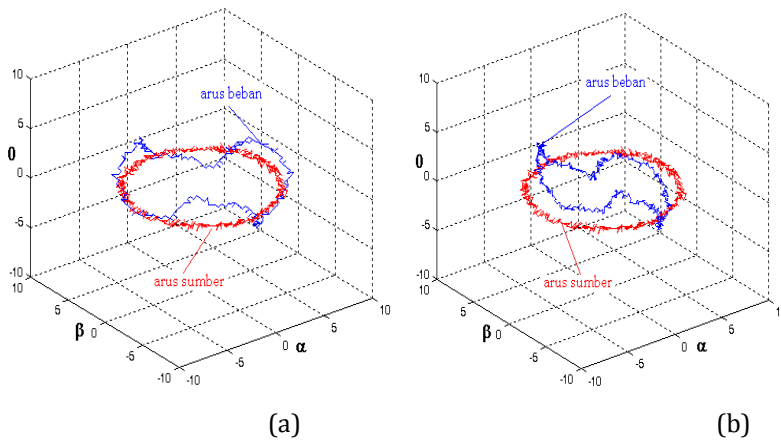
orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	6,22	0,30	1,35	0,85	5,04	0,89
3	19,38	0,95	12,54	1,16	17,18	1,47
4	3,98	0,55	0,51	0,32	1,01	0,54
5	11,47	1,87	7,58	1,35	10,73	1,18
6	1,76	0,54	1,38	0,35	1,43	0,56
7	6,23	0,27	4,98	0,11	5,08	0,43
8	0,53	0,36	1,07	0,21	0,61	0,12
9	3,04	0,66	2,42	0,48	2,17	0,31
10	1,27	0,08	1,00	0,04	1,40	0,19
11	1,31	0,49	0,81	0,48	1,94	0,30
12	1,50	0,22	0,52	0,08	1,28	0,12
13	1,57	0,05	0,42	0,04	0,91	0,16
14	0,29	0,07	0,74	0,16	0,63	0,04
15	1,34	0,05	0,67	0,20	1,40	0,14

Tabel-6.13. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)

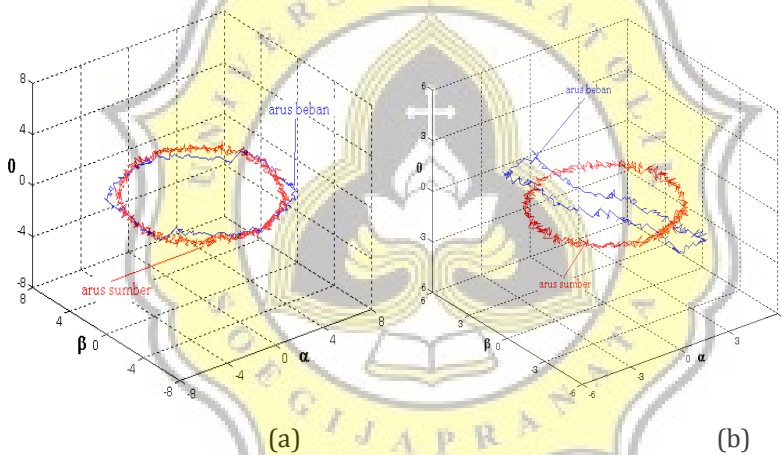
orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	0,71	0,81	0,37	0,80	0,94	0,55
3	3,75	1,51	3,00	1,32	5,49	1,23
4	0,29	0,88	0,92	0,75	1,08	0,74
5	12,63	0,92	11,66	0,75	13,26	0,87
6	0,13	0,05	0,40	0,01	0,65	0,13
7	7,37	0,53	8,00	0,48	7,29	0,47
8	0,18	0,31	0,72	0,51	0,38	0,33
9	1,38	0,22	1,21	0,24	1,00	0,24
10	0,27	0,29	0,38	0,10	0,29	0,15
11	1,49	0,20	1,24	0,15	1,11	0,17
12	0,21	0,16	0,38	0,13	0,44	0,22
13	0,78	0,05	1,23	0,18	1,30	0,19
14	0,13	0,15	0,16	0,16	0,10	0,12
15	0,73	0,22	0,33	0,19	0,84	0,16

Tabel-6.14. Individual Harmonic Distortion (%) dari arus sumber untuk kondisi tegangan sumber tak ideal dan beban tak linier tak seimbang dengan deteksi fasa sumber (hasil percobaan)

orde	I_{La}	I_{Sa}	I_{Lb}	I_{Sb}	I_{Lc}	I_{Sc}
1	100	100	100	100	100	100
2	5,58	0,36	0,96	0,79	0,46	0,81
3	15,94	0,63	3,61	1,59	4,77	1,16
4	1,93	0,81	0,39	0,77	0,99	0,69
5	18,01	1,18	8,54	1,21	12,23	1,06
6	1,49	0,23	0,53	0,17	0,78	0,03
7	9,68	0,20	7,57	0,42	6,06	0,18
8	0,99	0,13	0,24	0,09	0,66	0,15
9	1,31	0,27	1,59	0,21	2,06	0,21
10	1,07	0,21	0,20	0,34	0,44	0,15
11	6,04	0,40	1,66	0,41	1,99	0,52
12	0,51	0,21	0,22	0,04	0,59	0,08
13	2,67	0,43	1,13	0,33	1,01	0,25
14	0,59	0,04	0,10	0,07	0,40	0,18
15	1,13	0,06	0,12	0,23	0,79	0,07



Gambar-6.51. Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil percobaan dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber mendekati ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang



Gambar-6.52. Trayaktori arus beban dan arus sumber dari hasil percobaan dengan deteksi fasa sumber pada kondisi tegangan sumber tak ideal (a) untuk beban tak linier seimbang (b) untuk beban tak linier tak seimbang

Suatu tapis daya aktif shunt yang mengimplementasikan konverter MLP sebagai sumber arus terkendali akan mendorong arus kompensasi mengalir ke sistem. Karakteristik arus kompensasi tersebut dipengaruhi oleh beberapa faktor, di antaranya tegangan *dc-link* dan induktansi induktor pada sisi tegangan bolak-balik konverter MLP. Pada penggunaan tegangan *dc-link* yang cukup besar menyebabkan arus kompensasi memiliki kemiringan cukup curam sehingga memungkinkan tapis daya aktif shunt menginjeksikan arus kompensasi yang memaksa komponen arus sumber yang tak diinginkan selalu mendekati nol. Kondisi demikian membuat arus sumber memiliki bentuk sinusoidal. Di sisi lain, karena kemiringan arus kompensasi cukup besar maka berakibat riak arus kompensasi makin besar. Sedangkan jika tegangan

dc-link terlalu kecil maka arus kompensasi tidak mampu mengikuti tingkat perubahan arus terhadap waktu yang diinginkan sehingga tapis daya aktif shunt tidak dapat memaksa komponen arus sumber yang tak diinginkan mendekati nol. Kondisi ini menyebabkan arus pada sisi sumber masih mengandung komponen yang tak diinginkan yang selanjutnya membuat arus sumber tidak berbentuk sinusoidal.

6.6 KESIMPULAN

Penapisan aktif shunt mampu melakukan injeksi arus kompensasi ke sistem untuk mereduksi komponen reaktif dan harmonisa. Kendali berbasis deteksi arus sumber memerlukan sensor arus lebih sedikit. Karena tidak digunakan sumber tegangan DC pada sisi DC *link* inverter maka digunakan kapasitor yang dilengkapi dengan *loop* peregulasi tegangan. Hasil pengujian menunjukkan reduksi harmonisa dapat dilakukan secara signifikan.

6.7 DAFTAR PUSTAKA

1. Akagi, H. (1994), **Trends in Active Power Line Conditioner**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.9, no.3, 263-268
2. Akagi, H. dan Fujita, H. (1995), **A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.10, no.3, 1570-1575
3. Akagi, H. (1996), **New Trends in Active Filter for Power Conditioning**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.32, no.6, 1312-1322
4. Aredes, M. dan Watanabe, E.H. (1995), **New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.10, no.3, 1649-1656
5. Aredes, M., Hafner, J., dan Heumann, K. (1997), **Three-Phase Four-Wired Shunt Active Filter Control Strategies**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.12, no.2, 311-318
6. Chen, C.C. dan Hsu, Y.Y. (2000), **A Novel Approach to the Design of a Shunt Active Filter for an Unbalanced Three-Phase Four-Wire System under Nonsinusoidal Conditions**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.15, no.4, 1258-1264
7. Depenbrock, M., Staudt, V., dan Wrede, H. (2003), **A Theoretical Investigation of Original and Modified Instantaneous Power Theory Applied to Four-Wire Systems**, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.39, no.4, 1160-1167
8. Huang, S.J. dan Wu, J. C. (1999), **A Control Algorithm for Three-Phase Three-Wired Active Power Filter under Nonideal Mains Voltages**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.14, no.4, 753-760
9. Peng, F.Z. dan Lai, J. S. (1996), **Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems**, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol.45, no.1, 293-297
10. Zuniga, T.E.N. dan Pomilio, J.A. (2002), **Shunt Active Power Filters Sinthesizing Resistive Loads**, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.17, no.2, 273-278
11. Watanabe, E.H., Stephan, R.M., dan Aredes, M. (1993), **New Concepts of Instantaneous Active and Ractive Powers in Electrical Systems with Generic Loads**, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.8, no.2, 697-703





Penulis lahir di Semarang tahun 1967. Setelah tamat dari SMA Negeri 3 Semarang, melanjutkan ke Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Diponegoro (UNDIP) dan lulus sebagai Insinyur tahun 1991. Selanjutnya bekerja pada PT KGD Indonesia Inc sebagai Senior Technical Expert (STE), sejak tahun 1992 mejadi tenaga pengajar di Universitas Katolik Soegijapranata Semarang hingga sekarang. Memperoleh gelar Magister Teknik dalam bidang Konversi Energi dan Elektronika Daya dari Institut Teknologi Bandung (ITB) tahun 1997. Kemudian aktif lagi mengajar dan melakukan penelitian. Penulis mendapat kesempatan melanjutkan studi S3 di Institut Teknologi Bandung, selama masa studi juga memperoleh bea siswa dari ASEM DUO-FRANCE untuk melaksanakan penelitian (PhD Partial Research) di Institute Nationale Polytechnique de Toulouse (INPT) Perancis.

Dr. Slamet Riyadi juga aktif dalam menulis publikasi ilmiah dan diktat kuliah, menjadi pembicara, mengikuti seminar serta melakukan penelitian. Beberapa penelitian kompetisi telah didapatkan, antara lain

- ❖ PhD Partial Research dari ASEM DUO-FRANCE
- ❖ RISTEK dari KNRT
- ❖ HIBER dari DIKTI
- ❖ Dosen Muda dari DIKTI
- ❖ RUD dari Balitbang Prov. Jateng
- ❖ DIKNAS Prov. Jateng
- ❖ APTIK

Dewasa ini topik penelitian yang menjadi fokus adalah kualitas daya listrik terkait harmonisa, tapis daya aktif, PWM Rectifier, sumber arus terkendali, photovoltaic (PV) dan PV-Grid Connected System

e-mail : s_riyadi672003@yahoo.com