

**STUDI ANALISIS PENGARUH INDUKTANSI SUMBER  
TERHADAP KINERJA KONVERTER TERKONTROL  
PENUH TIGA FASA**

**SKRIPSI**

**Diajukan untuk memenuhi sebagian persyaratan  
memperoleh gelar Sarjana Teknik**



**Disusun oleh:**

**ERICK ELSAFAN**

**NIM. 0210630042**

**DEPARTEMEN PENDIDIKAN NASIONAL  
UNIVERSITAS BRAWIJAYA  
FAKULTAS TEKNIK  
MALANG**

**2007**

**STUDI ANALISIS PENGARUH INDUKTANSI SUMBER  
TERHADAP KINERJA KONVERTER TERKONTROL  
PENUH TIGA FASA**

**SKRIPSI**

**Diajukan untuk memenuhi sebagian persyaratan  
memperoleh gelar Sarjana Teknik**



**Disusun oleh:**

**ERICK ELSAFAN**

**NIM. 0210630042**

**Telah diperiksa dan disetujui oleh  
DOSEN PEMBIMBING:**

Ir. Soeprpto, MT.  
NIP. 131 837 968

Ir. H. Soemarwanto  
NIP. 130 873 485

**STUDI ANALISIS PENGARUH INDUKTANSI SUMBER  
TERHADAP KINERJA KONVERTER TERKONTROL  
PENUH TIGA FASA**

Disusun oleh:

**ERICK ELSAFAN**

**NIM. 0210630042**

Skripsi ini telah diuji dan dinyatakan lulus pada

Tanggal 13 Juli 2007

**DOSEN PENGUJI**

Ir. Drs. Moch. Dhofir, MT.

NIP. 131 879 031

Ir. H. Choiri.

NIP. 130 703 042

Ir. Hery Purnomo.

NIP. 131 131 027

Ir. H. Harry Soekotjo Dahlan, MSc.

NIP. 131 586 562

Mengetahui

Ketua Jurusan Teknik Elektro

Ir. Heru Nurwarsito, M.Kom

NIP. 131 879 033

## PENGANTAR

*Salam Sejahtera dalam kasih Kristus,*

Segala puji dan syukur penulis panjatkan kepada Tuhan Yesus Kristus yang hanya dengan berkat hikmat, dan anugerah-Nya, sehingga penulis dapat menyelesaikan skripsi ini dengan baik. Hanya karena pertolongan-Nya semata penulis mampu melewati segala kendala yang ada selama penyusunan skripsi ini.

Skripsi berjudul “**Studi Analisis Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Kinerja Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa**” ini disusun sebagai salah satu syarat untuk mendapatkan gelar Sarjana Teknik di Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya Malang.

Penulis menyadari bahwa penyusunan skripsi ini tidak terlepas dari bantuan berbagai pihak. Oleh karena itu, dengan segala kerendahan hati penulis menyampaikan terima kasih kepada:

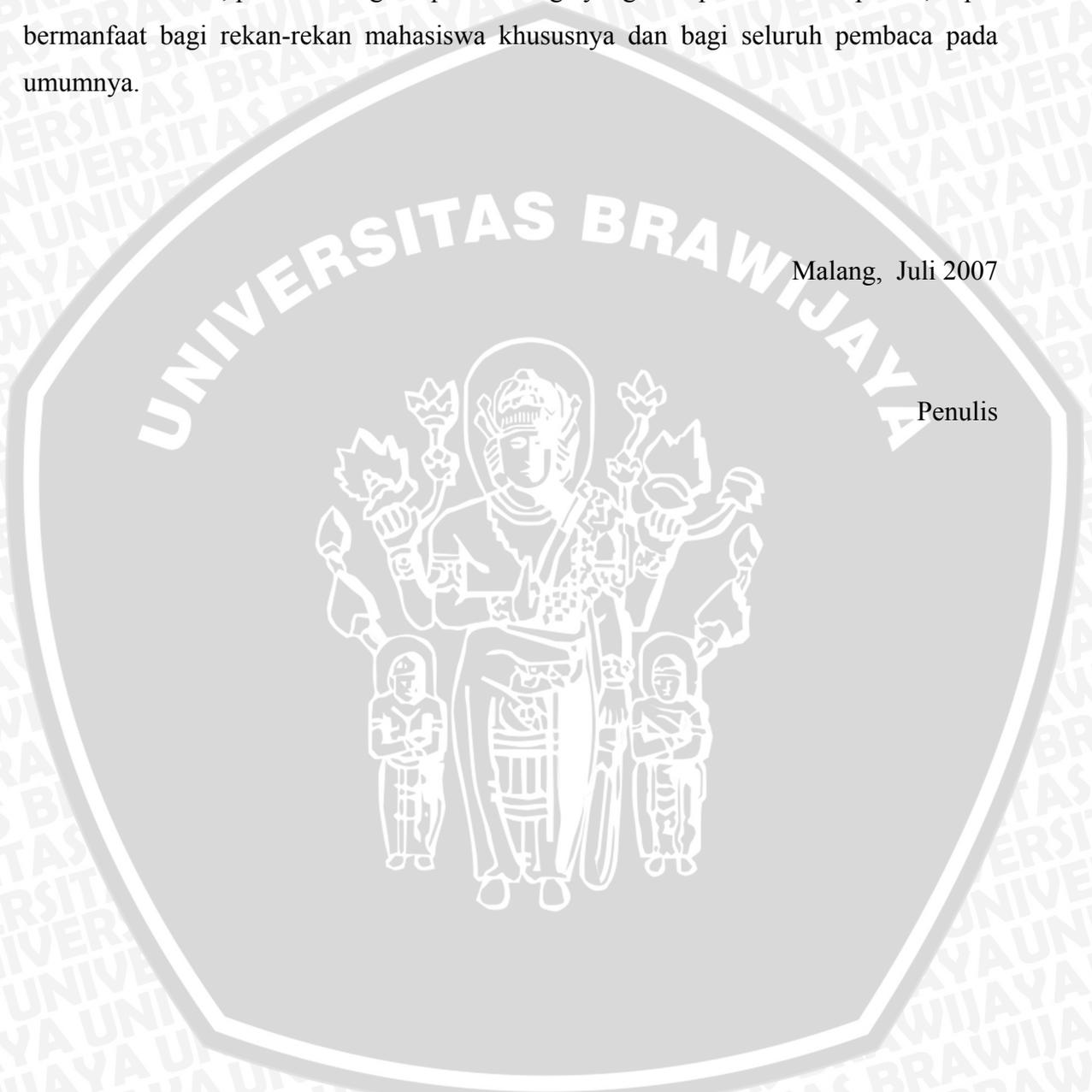
- Ayah, Ibunda dan Adik-adikku yang aku cintai yang telah memberikan inspirasi, motivasi dan semangat pantang menyerah hingga terselesaikannya skripsi ini,
- Ir. Heru Nurwarsito, M.Kom selaku Ketua Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya Malang,
- Rudy Yuwono, ST, MSc selaku Sekretaris Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya Malang,
- Ir. Choiri selaku KKDK Sistem Tenaga Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya Malang,
- Ir. Soeprapto, MT selaku dosen pembimbing I yang telah banyak memberikan ide, bimbingan, motivasi, pengarahan serta saran dalam penyusunan skripsi ini,
- Ir. H. Soemarwanto selaku dosen pembimbing II yang telah banyak memberikan ide, bimbingan, motivasi, pengarahan serta saran dalam penyusunan skripsi ini,
- *All Kersent 27 Crews* (Aditya Budiman, Imam Sumarsono, Yandy Suwandoko, Andhik Wahyu Widodo, M. Denica Elsa, Bobby Marjaya H), terima kasih atas dukungan dan kebersamaan yang telah kalian berikan selama saya di Malang ini,
- Teman-teman seperjuangan di Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Brawijaya Malang yang tidak memungkinkan untuk kutulis semua namanya disini, terima kasih atas bantuan dan dukungannya.

Penyusun menyadari bahwa yang tersusun dalam skripsi ini masih banyak kekurangan-kekurangan dan jauh dari sempurna, hal ini tidak lain karena keterbatasan materi dan pengetahuan yang dimiliki penulis. Karena itu kritik dan saran yang membangun sangat diharapkan demi kesempurnaan penyusunan skripsi ini.

Akhir kata, penulis mengharapkan semoga yang terdapat dalam skripsi ini, dapat bermanfaat bagi rekan-rekan mahasiswa khususnya dan bagi seluruh pembaca pada umumnya.

Malang, Juli 2007

Penulis

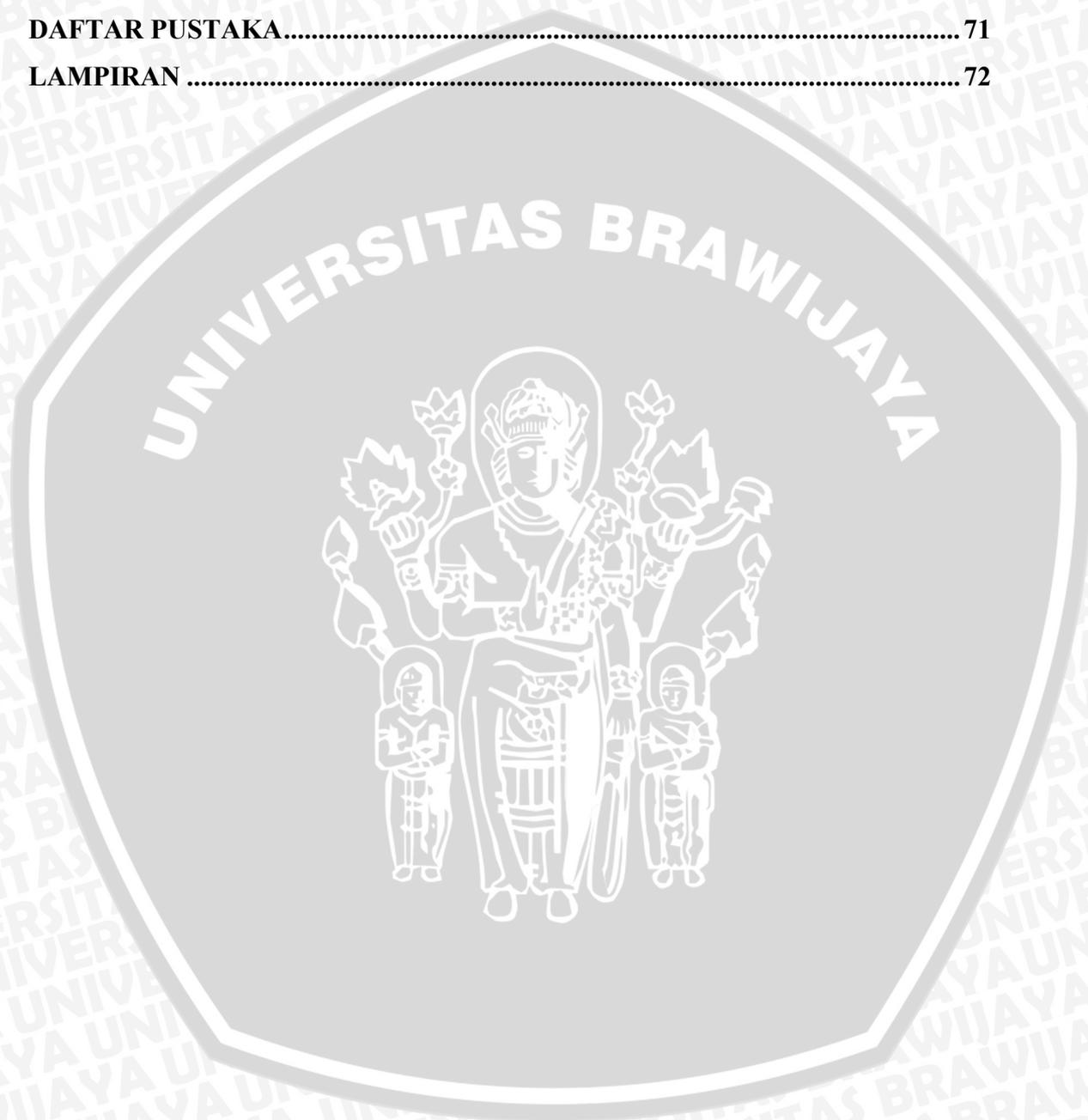


## DAFTAR ISI

<b>PENGANTAR</b> .....	<b>i</b>
<b>DAFTAR ISI</b> .....	<b>iii</b>
<b>DAFTAR TABEL</b> .....	<b>vi</b>
<b>DAFTAR GAMBAR</b> .....	<b>vii</b>
<b>ABSTRAK</b> .....	<b>ix</b>
<b>BAB I PENDAHULUAN</b> .....	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang .....	1
1.2 Rumusan Masalah .....	2
1.3 Batasan Masalah.....	3
1.4 Tujuan.....	3
1.5 Sistematika Pembahasan .....	3
<b>BAB II TINJAUAN PUSTAKA</b> .....	<b>4</b>
2.1 Umum.....	4
2.2 Thyristor .....	4
2.2.1 Karakteristik Thyristor .....	4
2.2.2 Penyalaan Thyristor.....	6
2.2.3 Pemadaman Thyristor.....	8
2.3 Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa.....	8
2.3.1 Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan $L_s = 0$ .....	9
2.3.2 Harmonisa Arus Sumber dengan Nilai $L_s = 0$ .....	14
2.3.3 Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan $L_s \neq 0$ .....	18
2.3.4 Harmonisa Arus Sumber dengan Nilai $L_s \neq 0$ .....	22
2.3.5 Mode Operasi Konverter .....	23
2.4 Induktansi Sumber.....	24
2.5 Harmonisa .....	25
2.6 Distorsi Harmonisa Total Arus Masukan dan Faktor Daya Masukan .....	26
2.7 Simulasi Rangkaian Thyristor pada Simulasi PSPICE .....	26

<b>BAB III METODOLOGI .....</b>	<b>31</b>
3.1 Studi Pustaka .....	31
3.2 Penyusunan Simulasi pada PSPICE .....	31
3.3 Analisis Hasil dan Pembahasan .....	32
3.4 Diagram Alir Pengerjaan Skripsi dan Diagram Alir Analisis .....	33
3.5 Kesimpulan dan Saran .....	34
<b>BAB IV PERENCANAAN DAN PEMBUATAN SIMULASI KONVERTER TERKONTROL PENUH TIGA FASA.....</b>	<b>36</b>
4.1 Rating Thyristor .....	36
4.2 Pemodelan Thyristor .....	38
4.3 Nilai Beban dan Nilai Induktansi Sumber .....	40
4.4 Sudut Penyalaan Thyristor .....	41
4.5 Pemicuan Thyristor .....	42
4.6 Rangkaian Simulasi PSPICE Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa.....	45
4.6.1 Konverter dengan Nilai $L_s = 0$ .....	45
4.6.2 Konverter dengan Nilai $L_s \neq 0$ .....	45
<b>BAB V ANALISIS PENGARUH INDUKTANSI SUMBER TERHADAP KINERJA KONVERTER TERKONTROL PENUH TIGA FASA.....</b>	<b>46</b>
5.1 Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Distorsi Harmonisa Total (THD) Arus Masukan Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa.....	46
5.1.1 Perhitungan THD Arus Masukan Tanpa Induktansi Sumber .....	46
5.1.2 Perhitungan THD Arus Masukan dengan Adanya Induktansi Sumber ...	49
5.1.3 Analisis Hasil Simulasi dan Perhitungan THD Arus Masukan Konverter Tanpa Induktansi Sumber dan dengan Adanya Induktansi Sumber .....	53
5.2 Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Unjuk Kerja Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa .....	57
5.2.1 Tegangan Keluaran Konverter .....	58
5.2.2 Sudut Overlap .....	61
5.3 Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Faktor Daya Masukan Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa .....	64

<b>BAB VI PENUTUP</b> .....	<b>68</b>
6.1 Kesimpulan.....	68
6.2 Saran.....	70
<b>DAFTAR PUSTAKA</b> .....	<b>71</b>
<b>LAMPIRAN</b> .....	<b>72</b>



## DAFTAR TABEL

<b>Tabel 4.1</b>	Pasangan-pasangan Thyristor Konduksi pada Sudut Penyalaan $\alpha$ .....	42
<b>Tabel 5.1</b>	Perhitungan Komponen Harmonisa Arus Masukan Tanpa Induktansi Sumber pada Sudut Penyalaan $30^\circ$ .....	48
<b>Tabel 5.2</b>	Perhitungan Komponen Harmonisa Arus Masukan dengan $0,5L_s$ pada Sudut Penyalaan $30^\circ$ .....	51
<b>Tabel 5.3</b>	Hasil Perhitungan $I_1, I_{21}, I_2, THD_i$ dan $u$ pada Berbagai Kondisi $L_s$ Pada Sudut Penyalaan $30^\circ$ .....	52
<b>Tabel 5.4</b>	Hasil Perhitungan $I_1, I_{21}, I_2, THD_i$ dan $u$ pada Berbagai Kondisi $L_s$ Pada Sudut Penyalaan $45^\circ$ .....	53
<b>Tabel 5.5</b>	Hasil Perhitungan $I_1, I_{21}, I_2, THD_i$ dan $u$ pada Berbagai Kondisi $L_s$ Pada Sudut Penyalaan $60^\circ$ .....	53
<b>Tabel 5.6</b>	Nilai Arus Keluaran dan Tegangan Keluaran Pada Berbagai Kondisi $L_s$ dan Berbagai Sudut Penyalaan .....	59
<b>Tabel 5.7</b>	Sudut <i>Overlap</i> ( $u$ ) pada Berbagai Kondisi $L_s$ dan Berbagai Sudut Penyalaan .....	63
<b>Tabel 5.8</b>	Sudut Pergeseran dari Komponen Fundamental Arus Masukan ( $\phi_1$ ) pada Berbagai Kondisi $L_s$ dan Berbagai Sudut Penyalaan .....	65
<b>Tabel 5.9</b>	Nilai Faktor Daya pada Berbagai Kondisi $L_s$ dan Berbagai Sudut Penyalaan .....	66

## DAFTAR GAMBAR

<b>Gambar 2.1</b>	Simbol Thyristor dan Tiga <i>pn-junction</i> .....	4
<b>Gambar 2.2</b>	Rangkaian dan Karakteristik $v-i$ dari Thyristor .....	5
<b>Gambar 2.3</b>	Pengaruh Arus <i>Gate</i> pada Tegangan <i>Forward Blocking</i> Thyristor .....	6
<b>Gambar 2.4</b>	Karakteristik Penyalaan Thyristor.....	7
<b>Gambar 2.5</b>	Komutasi Jala – jala pada Thyristor.....	8
<b>Gambar 2.6</b>	Konverter Terkontrol Penuh Frekuensi Jala-jala .....	9
<b>Gambar 2.7</b>	Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Berbeban Induktif dengan $L_s = 0$ .....	10
<b>Gambar 2.8</b>	Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan $L_s \neq 0$ dan Arus DC Konstan .....	18
<b>Gambar 2.9</b>	Komutasi dengan Adanya $L_s$ .....	19
<b>Gambar 2.10</b>	Gelombang Arus Masukan dengan Adanya $L_s$ .....	19
<b>Gambar 2.11</b>	Model Thyristor untuk PSPICE .....	27
<b>Gambar 3.1</b>	Diagram Alir Pengerjaan Skripsi .....	33
<b>Gambar 3.2</b>	Diagram Alir Analisis .....	34
<b>Gambar 4.1</b>	Tegangan Keluaran Konverter pada $\alpha = 0^0$ .....	36
<b>Gambar 4.2</b>	Rangkaian Simulasi Thyristor .....	40
<b>Gambar 4.3</b>	Rangkaian Simulasi Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan $L_s = 0$ .....	45
<b>Gambar 4.4</b>	Rangkaian Simulasi Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan $L_s \neq 0$ .....	45
<b>Gambar 5.1</b>	Arus Masukan Konverter ( $I_s$ ) pada Kondisi Tanpa $L_s$ dan Sudut Penyalaan ( $\alpha$ ) Sebesar $30^\circ$ .....	54
<b>Gambar 5.2</b>	Arus Masukan Konverter ( $I_s$ ) pada Kondisi $6L_s$ dan Sudut Penyalaan ( $\alpha$ ) Sebesar $30^\circ$ .....	54
<b>Gambar 5.3</b>	Nilai rms Arus Masukan dan Induktansi Sumber pada $\alpha = 30^\circ$ .....	55
<b>Gambar 5.4</b>	Nilai rms Arus Masukan dan Induktansi Sumber pada $\alpha = 45^\circ$ .....	55
<b>Gambar 5.5</b>	Nilai rms Arus Masukan dan Induktansi Sumber pada $\alpha = 60^\circ$ .....	56

<b>Gambar 5.6</b>	Nilai Komponen Arus Masukan Fundamental pada Berbagai Kondisi $L_s$ dengan $\alpha = 30^\circ$ .....	56
<b>Gambar 5.7</b>	THD <sub>i</sub> dan Induktansi Sumber ( $L_s$ ) pada $\alpha = 30^\circ$ .....	57
<b>Gambar 5.8</b>	Tegangan Keluaran ( $V_d$ ) pada Kondisi $6L_s$ pada Sudut Penyalaan $\alpha = 30^\circ$ .....	60
<b>Gambar 5.9</b>	Nilai Tegangan Keluaran rata-rata ( $V_{dav}$ ) pada Berbagai Nilai $L_s$ dengan sudut penyalaan $30^\circ$ .....	60
<b>Gambar 5.10</b>	Nilai Tegangan Keluaran rata-rata ( $V_{dav}$ ) pada Berbagai Nilai $L_s$ dengan sudut penyalaan $45^\circ$ .....	61
<b>Gambar 5.11</b>	Nilai Tegangan Keluaran rata-rata ( $V_{dav}$ ) pada Berbagai Nilai $L_s$ dengan sudut penyalaan $60^\circ$ .....	61
<b>Gambar 5.12</b>	Gelombang Arus Thyristor $T_1$ , $T_3$ dan $T_5$ Tanpa Pengaruh Induktansi Sumber ( $L_s$ ) pada Sudut Penyalaan $\alpha = 30^\circ$ .....	62
<b>Gambar 5.13</b>	Gelombang Arus Thyristor $T_1$ , $T_3$ dan $T_5$ Dengan Kondisi $6L_s$ pada Sudut Penyalaan $\alpha = 30^\circ$ .....	63
<b>Gambar 5.14</b>	Sudut overlap ( $u$ ) secara teori pada Berbagai Kondisi $L_s$ .....	64
<b>Gambar 5.15</b>	Nilai $\phi_1$ dan Nilai Induktansi Sumber ( $L_s$ ) pada $\alpha = 30^\circ$ .....	66
<b>Gambar 5.16</b>	Faktor Daya Masukan (PF) dan Induktansi Sumber ( $L_s$ ) pada $\alpha = 30^\circ$ .....	67

## ABSTRAK

Erick Elsafan, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Brawijaya, 2007, *Studi Analisis Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Kinerja Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa*, Dosen Pembimbing: Ir. Soeprpto, MT dan Ir. H. Soemarwanto.

Kebutuhan peralatan-peralatan listrik akan sumber tegangan dan arus searah (DC) dengan nilainya yang tidak hanya konstan tetapi juga variabel dan terkontrol, seperti yang banyak digunakan pada aplikasi penggerak elektrik kecepatan variabel daya tinggi telah diatasi dengan bahan semikonduktor yaitu thyristor atau biasa dikenal dengan *Silicon Controlled Rectifier (SCR)*. Untuk daya yang besar, penyearah yang digunakan biasanya adalah penyearah thyristor dimana tegangan DC keluarannya harus terkendali atau terkontrol. Konverter terkontrol penuh tiga fasa banyak digunakan karena rating dayanya yang besar sampai megawatt, tegangan keluaran rata-rata yang lebih tinggi, serta frekuensi *ripple* pada tegangan keluaran yang tinggi sehingga tegangan keluarannya lebih mendekati tegangan DC murni. Konverter ini juga biasa dikenal sebagai konverter terkontrol penuh tiga fasa (*three phase fully controlled rectifier*).

Dalam skripsi ini akan dibahas analisis pengaruh induktansi sumber pada suplai masukan yang digunakan untuk mencatu konverter tersebut terhadap kinerja dari konverter itu sendiri. Dengan merubah-rubah nilai induktansi sumber pada variasi sudut penyalan thyristor dengan beban yang tetap maka akan diketahui bagaimana pengaruh induktansi sumber terhadap kinerja konverter terkontrol penuh tiga fasa. Dari hasil analisis akan diketahui bahwa induktansi sumber akan mempengaruhi unjuk kerja dari konverter yang mengakibatkan munculnya komutasi *overlap* dimana akibat dari munculnya komutasi *overlap* ini akan merubah bentuk gelombang arus masukan menjadi bentuk trapezoidal, mengurangi tegangan keluaran rata-rata, menurunkan faktor daya masukan dan menurunkan distorsi harmonisa total arus masukan (THD<sub>i</sub>) dari konverter seiring dengan kenaikan induktansi sumber.

Kata kunci : *Silicon Controlled Rectifier (SCR)*, konverter terkontrol penuh tiga fasa (*three phase fully controlled rectifier*), induktansi sumber, komutasi *overlap*.

## BAB I PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Kebutuhan peralatan-peralatan listrik akan sumber tegangan dan arus searah (DC) dengan nilainya yang tidak hanya konstan tetapi juga variabel dan terkontrol, telah diatasi dengan bahan semikonduktor yaitu thyristor atau biasa dikenal dengan *Silicon Controlled Rectifier* (SCR). Thyristor adalah komponen utama dari peralatan elektronika daya yaitu konverter yang fungsi dasarnya adalah mengkonversi dan memindahkan energi dari tegangan dan arus bolak-balik (AC) menjadi tegangan dan arus searah (DC).

Konverter terkontrol penuh adalah merupakan penyearah yang sederhana dan murah. Efisiensi penyearah ini secara umum berada di atas 95%. Karena penyearah ini mengkonversi tegangan AC ke tegangan DC, penyearah ini dikenal sebagai konverter AC ke DC (*AC-to-DC converter*). Konverter terkontrol penuh tiga fasa banyak digunakan dibanding konverter terkontrol penuh satu fasa, karena rating dayanya yang besar sampai megawatt, tegangan keluaran rata-rata yang lebih tinggi, serta frekuensi *ripple* pada tegangan keluaran yang tinggi sehingga tegangan keluarannya lebih mendekati tegangan DC murni. Atas dasar alasan tersebut maka konverter terkontrol penuh tiga fasa banyak digunakan pada aplikasi penggerak elektrik kecepatan variabel daya tinggi. Tegangan keluaran penyearah dengan menggunakan thyristor dapat dikendalikan bergantung pada sudut penyalaan thyristor. Thyristor kontrol-fasa (*phase-control thyristor*) dinyalakan dengan memberikan pulsa pendek pada *gate*-nya dan padam akibat dari proses komutasi alamiah atau komutasi jala-jala (*natural or line commutation*) (Rashid, 1988 : 77).

Pada banyak analisis, suplai masukan yang digunakan untuk mencatu konverter dianggap memiliki kondisi ideal yaitu kondisi dengan nilai impedansi sumber nol. Pada kenyataannya, setiap sumber memiliki suatu nilai induktansi dan resistansi tertentu yang mempengaruhi kinerja dari konverter. Karena nilai resistansi yang sangat kecil maka hanya nilai induktansi sumber saja yang dianggap dapat memberikan pengaruh terhadap konverter (Dubey, 1987 : 94).

Pengertian dari komutasi ialah proses konduksi pensaklaran (*switching*) dari pasangan SCR atau thyristor ke pasangan lainnya atau dengan kata lain transfer aliran arus dari pasangan yang satu ke pasangan lainnya. Munculnya induktansi sumber akan

merubah mode operasi selama komutasi dari konverter terkontrol penuh tiga fasa. Akibat dari induktansi sumber terhadap periode konduksi pasangan-pasangan thyristor ialah aliran arus antar thyristor dari sumber tidak terjadi secara seketika melainkan ada interval waktu sehingga selain pasangan thyristor yang konduksi juga ada sebuah thyristor lain lagi yang konduksi. Interval waktu dimana selain pasangan thyristor yang konduksi juga ada sebuah thyristor lain lagi yang konduksi ini disebut sebagai periode komutasi *overlap*.

Efek dari periode komutasi *overlap* ini adalah pengurangan tegangan keluaran dari konverter terkontrol penuh tiga fasa dan timbulnya lonjakan (*notch*) kenaikan pada tegangan sumber terhadap rangkaian konverter terkontrol tiga fasa selama periode komutasi *overlap*. Tegangan masukan konverter pada umumnya berbentuk gelombang sinusoida murni walaupun arus masukan tidak berbentuk gelombang sinusoida karena adanya komponen arus harmonisa yang muncul pada sisi masukan AC. Arus harmonisa yang mengalir melalui sumber AC ini dapat menyebabkan turunnya faktor daya masukan dari konverter (Dubey, 1987 : 95).

Analisis terhadap komponen-komponen harmonisa arus masukan ini perlu dilakukan untuk menghitung besarnya distorsi harmonisa total dari arus masukan yang berpengaruh juga pada besarnya faktor daya masukan konverter. Dengan adanya perhitungan distorsi harmonisa total arus masukan dan faktor daya masukan dari konverter ini nantinya diharapkan dapat diambil langkah-langkah yang diperlukan untuk mengatasi pengaruh munculnya induktansi sumber terhadap kinerja konverter terkontrol penuh tiga fasa.

## 1.2 Rumusan Masalah

Sesuai dengan permasalahan yang ada maka, rumusan masalah yang akan dibahas dalam skripsi ini ditekankan pada:

1. Bagaimana pengaruh induktansi sumber terhadap kinerja konverter terkontrol penuh tiga fasa.
2. Berapa besarnya distorsi harmonisa total arus masukan dan faktor daya masukan konverter dengan dan tanpa pengaruh induktansi sumber.
3. Bagaimana pengaruh induktansi sumber terhadap distorsi harmonisa total arus masukan konverter terkontrol penuh tiga fasa dan faktor daya masukan dari konverter.

### 1.3 Batasan Masalah

Agar pembahasan tidak terlalu luas dan untuk mencapai tujuan penyusunan, maka perlu adanya pembatasan masalah, yaitu sebagai berikut:

1. Analisis pengaruh induktansi sumber terhadap konverter terkontrol penuh tiga fasa menggunakan simulasi PSPICE.
2. Tanggapan sistem yang dianalisis adalah tanggapan sistem pada kondisi mantap.
3. Komponen elektronika daya yang digunakan adalah thyristor.
4. Komutasi pada thyristor adalah komutasi jala-jala.
5. Beban yang terhubung dengan konverter adalah beban resistif dan induktif.
6. Tidak membahas rangkaian pemacu thyristor.
7. Arus yang mengalir pada konverter kontinu dengan *ripple* yang rendah.
8. Induktansi sumber adalah nilai induktansi pada saluran tegangan rendah dari Gardu Distribusi sampai ke Laboratorium Elektronika Daya Teknik Elektro Universitas Brawijaya.

### 1.4 Tujuan

Tujuan dari pembahasan dalam skripsi ini adalah menganalisis pengaruh induktansi sumber terhadap kinerja konverter khususnya terhadap distorsi harmonisa total arus masukan dan faktor daya masukan dari konverter.

### 1.5 Sistematika Pembahasan

Sistematika pembahasan dalam skripsi ini adalah sebagai berikut :

- BAB I** : Meliputi latar belakang, rumusan masalah, tujuan, batasan masalah dan sistematika pembahasan.
- BAB II** : Menyajikan uraian tentang konverter, induktansi sumber dan metode perhitungan yang mendukung analisis dalam skripsi ini.
- BAB III** : Berisi tentang metode perencanaan dan pembuatan simulasi serta metode analisis.
- BAB IV** : Menyajikan perencanaan dan pembuatan simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa.
- BAB V** : Menyajikan analisis pengaruh induktansi sumber terhadap kinerja konverter terkontrol penuh tiga fasa.
- BAB VI** : Berisi kesimpulan dan saran terhadap hasil analisis dari skripsi ini.

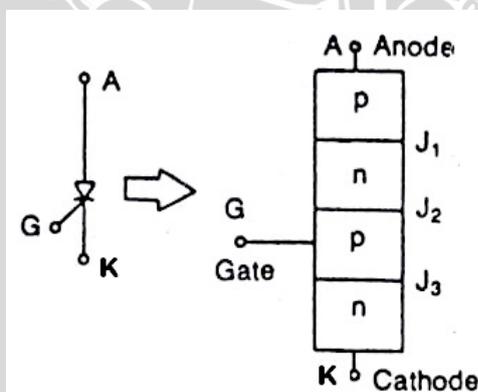
## BAB II TINJAUAN PUSTAKA

### 2.1 Umum

Dalam menganalisis pengaruh induktansi sumber terhadap kinerja konverter terkontrol penuh tiga fasa diperlukan pemahaman tentang berbagai hal yang mendukung. Pengetahuan akan cara kerja serta karakteristik thyristor sebagai bagian utama dari konverter akan sangat bermanfaat untuk memahami konverter terkontrol penuh tiga fasa itu sendiri. Pemahaman yang juga sangat penting yaitu pengetahuan dari harmonisa dan induktansi sumber serta pengertian dari distorsi harmonisa total atau *Total Harmonic Distortion* (THD).

### 2.2 Thyristor

Thyristor adalah salah satu tipe komponen semikonduktor daya yang biasanya digunakan sebagai saklar/bistabil, yang operasinya antara keadaan non konduksi dan konduksi. Thyristor merupakan komponen empat lapis berstruktur *pnpn* dengan tiga *pn-junction*. Komponen ini mempunyai tiga terminal: Anode, Katode (*Cathode*), dan Gate. Gambar 2.1 memperlihatkan simbol dari thyristor dan bagan dari tiga *pn-junction*.



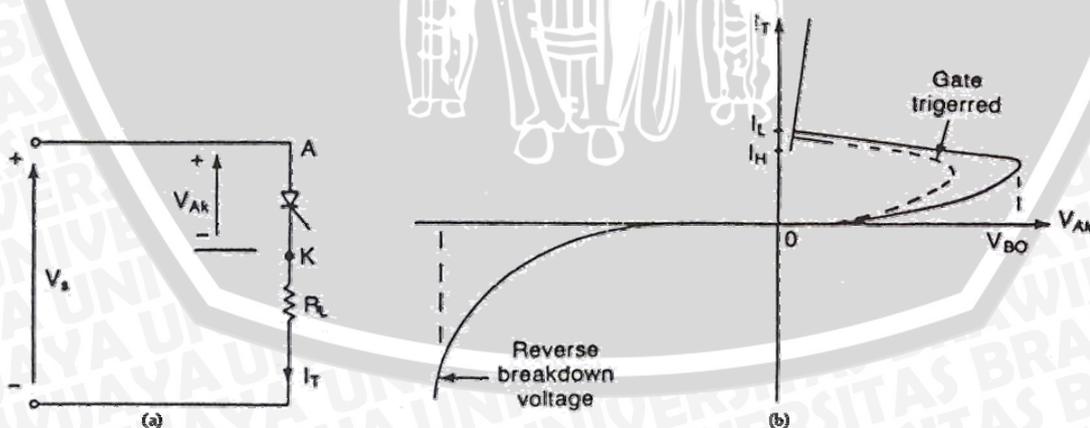
**Gambar 2.1.** Simbol Thyristor dan Tiga *pn-junction*

**Sumber:** Rashid, 1988 : 469

#### 2.2.1 Karakteristik Thyristor

Pada saat tegangan terminal anode dibuat lebih positif terhadap tegangan katode, *junction*  $J_1$  dan  $J_3$  berada pada kondisi *forward bias*, dan *junction*  $J_2$  berada pada kondisi *reverse bias*, sehingga akan mengalir arus bocor yang kecil antara anode dan katode. Pada kondisi ini thyristor dikatakan pada kondisi *forward blocking* atau kondisi *off-state*

dan arus bocor ini dikenal sebagai arus *off-state*  $I_D$ . Jika tegangan antara anode dan katode  $V_{AK}$  dinaikkan hingga pada nilai tertentu, junction  $J_2$  akan bocor. Hal ini disebut *avalanche breakdown* dan tegangan  $V_{AK}$  tersebut dikenal sebagai *forward breakdown voltage*,  $V_{BO}$ . Karena  $J_1$  dan  $J_3$  sudah berada pada kondisi *forward* bias, maka akan terdapat lintasan pembawa muatan bebas melewati ketiga junction, yang akan menghasilkan arus anode yang besar. Thyristor pada kondisi ini disebut dalam keadaan konduksi atau keadaan nyala. Tegangan jatuh yang terjadi akibat resistansi antara empat lapis dan biasanya cukup kecil sekitar 1 V. Pada saat konduksi arus anode dibatasi oleh resistansi atau impedansi luar,  $R_L$  seperti terlihat pada Gambar 2.2. Arus anode harus lebih besar dari suatu nilai yang disebut *latching current*  $I_L$ , agar diperoleh cukup banyak aliran pembawa muatan bebas yang melewati *junction-junction*, jika tidak demikian maka akan kembali ke kondisi *blocking* ketika tegangan anode ke katode berkurang. *Latching current*  $I_L$  adalah arus anode minimum yang diperlukan agar dapat membuat thyristor tetap pada kondisi nyala walaupun sinyal *gate* sudah dihilangkan. Gambar 2.2.(b) menunjukkan karakteristik  $v-i$  suatu thyristor pada umumnya. Ketika berada pada kondisi nyala, thyristor akan bertindak seperti diode yang tidak dapat dikendalikan. Akan tetapi, jika arus maju anode berada dibawah suatu tingkatan yang disebut dengan *holding current*  $I_H$ , maka thyristor akan berada pada kondisi *blocking*. *Holding current* berada pada orde miliampere dan lebih kecil dari *latching current*  $I_L$  ( $I_H < I_L$ ). *Holding current*  $I_H$  adalah arus anode minimum untuk mempertahankan thyristor pada kondisi nyala.



**Gambar 2.2.** Rangkaian dan Karakteristik  $v-i$  dari Thyristor

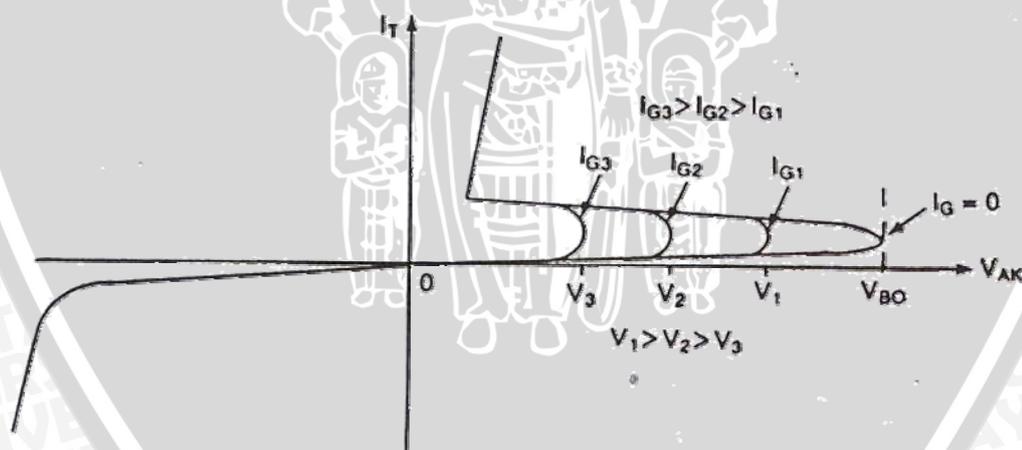
(a). Rangkaian Thyristor (b). Karakteristik  $v-i$

**Sumber:** Rashid, 1988 : 469

Ketika tegangan katode lebih positif dari anode, *junction*  $J_2$  *forward* bias, akan tetapi *junction*  $J_1$  dan  $J_3$  akan *reverse* bias. Maka thyristor akan berada pada kondisi *reverse blocking* dan arus bocor *reverse* yang disebut *reverse current*  $I_R$  akan mengalir melalui komponen. Thyristor akan dapat dinyalakan dengan menaikkan tegangan maju  $V_{AK}$  diatas  $V_{BO}$ , akan tetapi kondisi ini bersifat merusak. Dalam prakteknya, tegangan maju harus dipertahankan dibawah  $V_{BO}$  dan thyristor dinyalakan dengan memberikan tegangan positif antara *gate* dengan katode. Hal ini diperlihatkan pada Gambar 2.2.(b) dengan garis putus-putus. Begitu thyristor dinyalakan dengan sinyal *gate* itu dan arus anode lebih besar dari arus *holding*, maka thyristor akan konduksi, dan bahkan bila sinyal *gate* dihilangkan thyristor masih tetap konduksi (dikategorikan sebagai komponen *latching*).

### 2.2.2 Penyalan Thyristor

Thyristor dapat konduksi dengan meningkatkan arus anode. Bila thyristor diberi tegangan *gate* positif antara terminal *gate* dan katode akan dapat membuat thyristor konduksi. Ketika arus *gate* dinaikan, tegangan *forward blocking* akan menurun seperti Gambar 2.3.

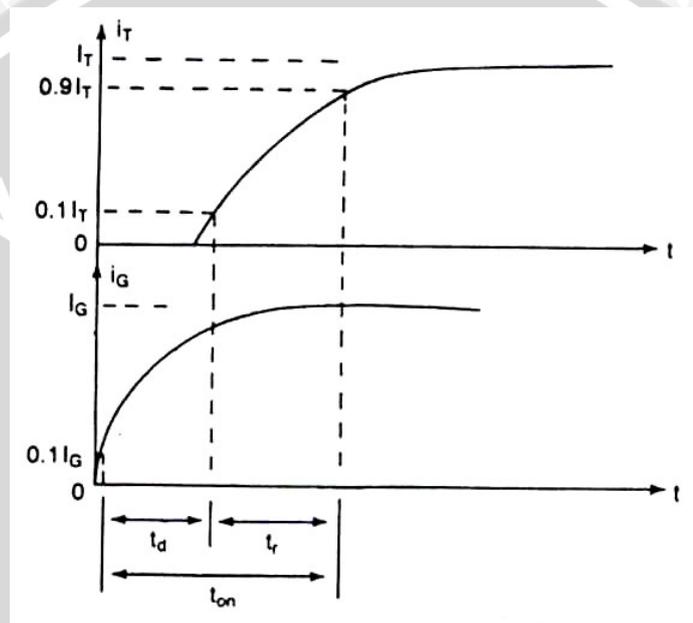


**Gambar 2.3.** Pengaruh Arus Gate pada Tegangan *Forward Blocking* Thyristor

**Sumber:** Rashid, 1988 : 473

Gambar 2.4 menunjukkan bentuk gelombang arus anode, yang diikuti dengan penerapan arus *gate*. Ada waktu tunda yang dikenal sebagai *turn-on time*  $t_{on}$  antara sinyal *gate* dan konduksi sebuah thyristor.  $T_{on}$  didefinisikan sebagai interval waktu

antara 10% nilai arus *gate* keadaan tunak ( $0,1I_G$ ) dan 90% dari arus *on-state* thyristor keadaan tunak ( $0,9I_T$ ).  $t_{on}$  adalah jumlah waktu tunda  $t_d$  dan waktu naik  $t_r$ .  $t_d$  didefinisikan sebagai interval waktu antara 10% arus *gate* ( $0,1I_g$ ) dan 10% arus keadaan thyristor konduksi ( $0,1I_T$ ).  $t_r$  adalah waktu yang diperlukan agar arus anode meningkat dari 10% arus keadaan thyristor konduksi ( $0,1I_T$ ) ke 90% arus keadaan thyristor konduksi ( $0,9I_T$ ).



**Gambar 2.4.** Karakteristik Penyalan Thyristor

Sumber: Rashid, 1988 : 473

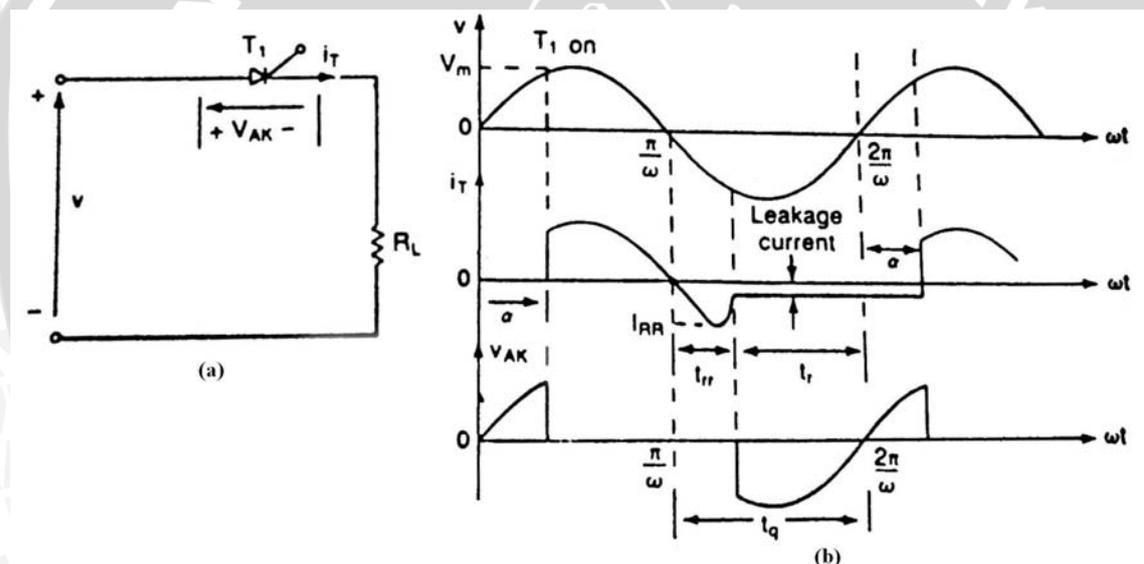
Beberapa hal yang harus diperhatikan ketika merancang rangkaian kendali *gate*:  
(Rashid, 1988 : 473)

1. Sinyal *gate* harus dihilangkan setelah thyristor konduksi. Suatu sinyal *gate* yang kontinyu akan meningkatkan daya yang terbuang pada *junction gate*.
2. Pada saat thyristor kondisi *reverse* bias, tidak boleh ada sinyal *gate*, jika ada sinyal *gate*, thyristor akan rusak karena meningkatnya arus bocor.
3. Lebar pulsa *gate*  $t_G$  harus lebih lama dari waktu yang diperlukan untuk meningkatnya arus anode ke nilai arus *holding*  $I_H$ . Secara praktis, lebar pulsa  $t_G$  biasanya diambil lebih dari waktu *turn-on*  $t_{on}$  thyristor.

### 2.2.3 Pemadaman Thyristor

Sebuah thyristor yang berada dalam kondisi konduksi dapat dipadamkan dengan mengurangi arus maju ketingkat dibawah arus *holding*  $I_H$ . Dalam semua teknik komutasi, arus anode dipertahankan dibawah arus *holding* untuk waktu yang cukup lama, sehingga semua kelebihan pembawa muatan pada keempat *layer* dapat dikeluarkan.

Akibat dua *pn-junction*,  $J_1$  dan  $J_3$ , karakteristik pemadaman serupa dengan diode, yang berkaitan dengan waktu pemulihan balik  $t_{rr}$  dan arus pemulihan balik  $I_{RR}$ .  $I_{RR}$  dapat lebih besar daripada arus *blocking* balik. Pada rangkaian komutasi jala-jala dimana tegangan masukan adalah bolak-balik seperti pada Gambar 2.5.(a), tegangan balik pada thyristor terjadi setelah arus maju menjadi nol. Tegangan balik inilah yang menyebabkan thyristor padam, dengan membuang semua kelebihan muatan pada *pn-junction*  $J_1$  dan  $J_3$ .



**Gambar 2.5.** Komutasi Jala – jala pada Thyristor

(a). Rangkaian (b). Bentuk Gelombang

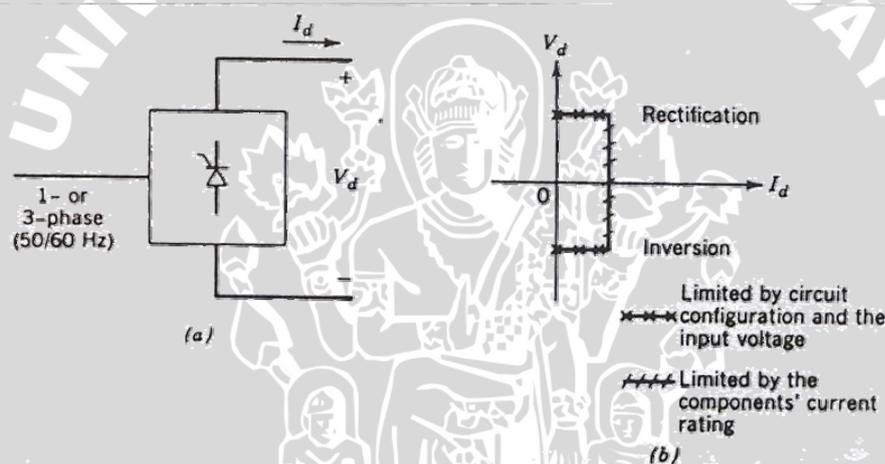
Sumber: Rashid, 1988 : 479

### 2.3 Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa

Konverter terkontrol penuh merupakan suatu rangkaian penyearah yang menggunakan komponen elektronika daya yang dapat dikontrol. Hal ini berarti setiap komponen elektronika daya pada rangkaian penyearah tersebut dapat diatur waktu penyalannya sehingga diperoleh tegangan dan arus keluaran yang dapat diatur pula. Dalam hal ini komponen elektronika daya yang digunakan adalah thyristor. Tegangan keluaran pada penyearah thyristor bervariasi tergantung pada sudut penyalan dari

thyristor. Sedangkan penyalaan thyristor dengan memberikan suatu pulsa pendek pada gerbangnya dan dimatikan melalui komutasi jala – jala.

Konverter terkontrol penuh seperti yang ditunjukkan oleh blok diagram pada Gambar 2.6, menghasilkan tegangan keluaran DC dengan polaritas positif atau negatif tetapi arus keluaran tetap pada satu arah. Oleh karena itu konverter terkontrol penuh dapat beroperasi pada dua kuadran. Pada harga positif dari  $V_d$  dan  $I_d$  konverter beroperasi pada mode penyearahan dimana daya mengalir dari sisi AC ke sisi DC. Pada mode inverter,  $V_d$  menjadi negatif tetapi  $I_d$  tetap pada arah yang sama dengan sebelumnya dan daya mengalir dari sisi DC ke sisi AC. Mode inverter mungkin terjadi jika sudut penyalaan konverter lebih besar dari  $90^\circ$  dan pada sisi keluaran DC dipasang suatu sumber tegangan seperti baterai.



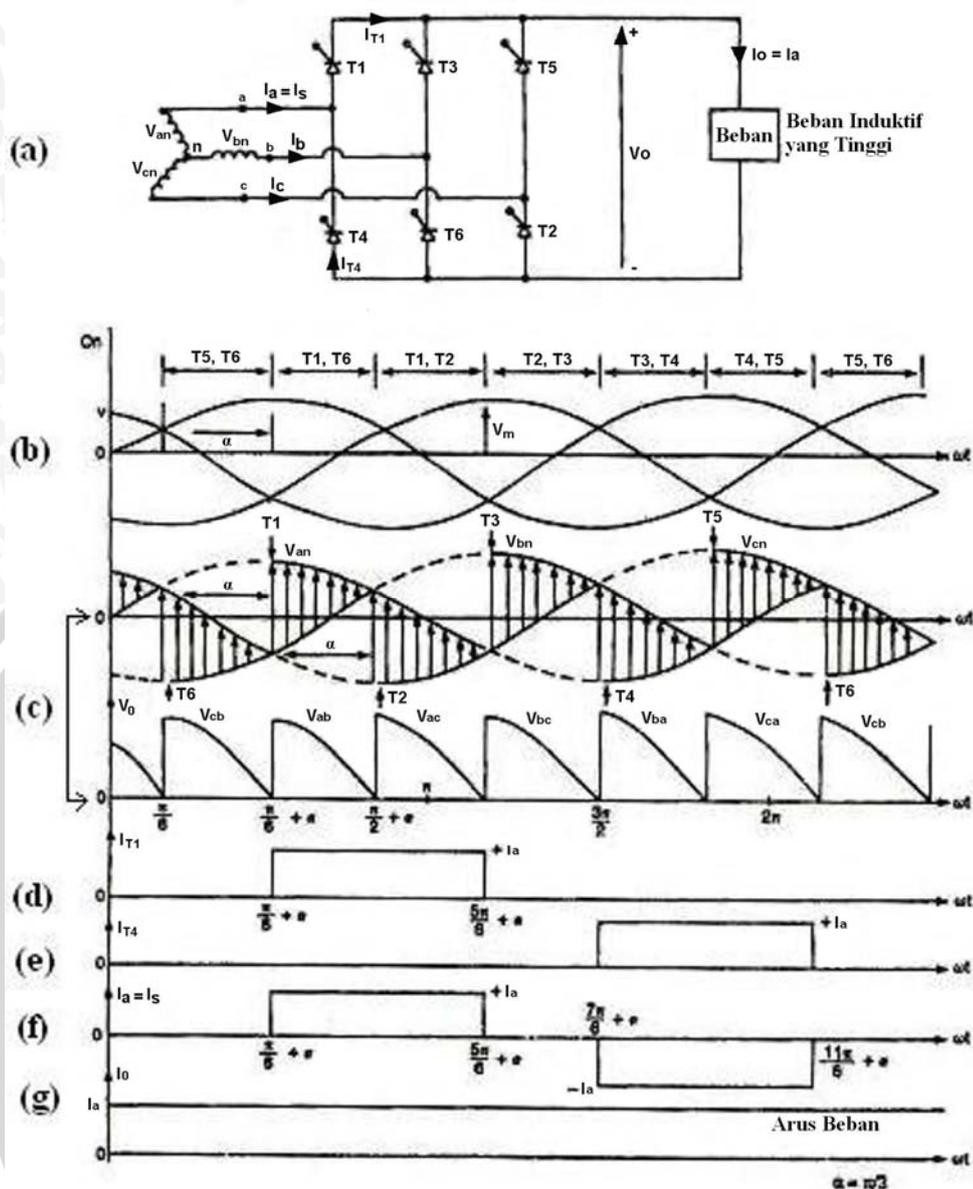
**Gambar 2.6.** Konverter Terkontrol Penuh Frekuensi Jala-jala

(a). Blok Diagram (b). Karakteristik  $V_d - I_d$

**Sumber:** Mohan / Undeland / Robbins, 1988 : 122

### 2.3.1 Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan $L_s = 0$

Pada Gambar 2.7.(a) menunjukkan sebuah rangkaian konverter terkontrol penuh tiga fasa yang mencatu beban sangat induktif dengan induktansi sumber bernilai nol. Arus keluaran dari konverter bersifat kontinyu dan tanpa *ripple*. Arus  $i_d$  yang mengalir melalui sebuah thyristor pada bagian atas (thyristor 1, 3 dan 5) menuju sebuah thyristor pada bagian bawah (thyristor 2, 4 dan 6). Jika arus *gate* diberikan secara kontinyu maka thyristor akan konduksi dan bekerja seperti dioda menyearahkan gelombang.



**Gambar 2.7.** Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Berbeban Induktif dengan  $L_s = 0$

- Rangkaian
- Bentuk Gelombang Tegangan *line-to neutral* Suplai 3 Fasa
- Proses Pembentukan Gelombang Tegangan *Output*
- Bentuk Gelombang Arus SCR 1
- Bentuk Gelombang Arus SCR 4
- Bentuk Gelombang Arus *Input* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa
- Bentuk Gelombang Arus Beban (*ripple free*)

**Sumber:** Rashid, 1984 : 123

Masing-masing pasangan SCR pada Gambar 2.7.(a) akan konduksi selama  $60^\circ$ , sehingga selama satu periode tegangan suplai ( $20\text{ ms}$  atau  $360^\circ$ ) akan terbentuk enam pulsa tegangan *output*. Sehingga penyearah tiga fasa terkontrol penuh tersebut juga sering disebut sebagai penyearah 6-pulsa terkontrol penuh. Tegangan *output* penyearah

6-pulsa terkontrol penuh dapat diatur dengan mengubah nilai sudut penyalaan  $\alpha$ . Nilai sesaatnya,  $v_{dc}$  dapat diturunkan dengan meninjau salah satu interval pulsa tegangan *output*, misalnya pada interval  $\frac{\pi}{6} + \alpha < \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \alpha$  (dalam Gambar 2.7.(c)) yang menghasilkan (Rashid, 1984 : 101)

$$v_{dc} = v_0 = v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = V_m \sin \omega t - V_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_{dc} = V_m \left[ \sin \omega t - \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$v_{dc} = \sqrt{3} V_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2-1)$$

dengan:  $v_{dc} = v_o =$  tegangan DC *output* sesaat (volt)

$V_m =$  tegangan puncak fasa sumber (volt)

$\omega = 2\pi f_s$  (rad/s) dan  $f_s =$  frekuensi tegangan sumber (Hz)

Besar tegangan DC *output* rata-rata dapat ditentukan dengan mencari nilai rata-rata persamaan 2-1, (Rashid, 1984 : 103)

$$V_{dc(avg)} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \sqrt{3} V_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) d \omega t$$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos \alpha$$

karena  $V_m = \frac{\sqrt{2} V_{LL}}{\sqrt{3}}$  maka, (Mohan, 1988 : 140)

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2} V_{LL}}{\pi} \cos \alpha \quad (2-2)$$

dengan:  $V_{dc(avg)} =$  tegangan DC *ouput* rata-rata (volt)

$V_{LL} =$  tegangan *line-to-line* sumber (volt)

dengan (Mohan, 1988 : 140)

$$V_{dc(max)} = \frac{3\sqrt{2} V_{LL}}{\pi} \quad (2-3)$$

dengan:  $V_{dc(max)}$  = tegangan DC *ouput* maksimum ( $\alpha = 0^0$ ) (volt)

$V_{LL}$  = tegangan *line-to-line* sumber (volt)

sedangkan besar tegangan rms *output* ditentukan oleh (Rashid, 1984 : 103)

$$V_{dc,rms} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \left[ \sqrt{3} V_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right]^2 d \omega t}$$

$$V_{dc,rms} = \sqrt{3} V_m \sqrt{\left[ \frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right]}$$

$$V_{dc,rms} = \sqrt{2} V_{LL} \sqrt{\left[ \frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right]} \quad (2-4)$$

dengan:  $V_{dc,rms}$  = tegangan DC rms *output* (volt)

$V_{LL}$  = tegangan *line-to-line* sumber (volt)

$\alpha$  = sudut penyalan thyristor / SCR ( $^{\circ}$ )

Tegangan pada induktansi beban adalah selisih antara tegangan sumber dengan tegangan pada resistansi beban. Tegangan pada induktansi setara dengan kecepatan peningkatan dan penurunan arus. Laju peningkatan arus akan sama dengan laju penurunan arus. Hal ini menunjukkan bahwa nilai rata-rata tegangan pada induktansi adalah nol sehingga tegangan rata-rata pada beban adalah tegangan rata-rata pada resistansi saja (PC Sen, 1987 : 320). Oleh karena arus *output* merupakan arus DC konstan (*ripple free*), sehingga dalam keadaan mantap, arus beban (arus *output*) rata-rata dirumuskan sebagai (PC Sen, 1987 : 488)

$$I_{dc(avg)} = I_o = I_a = \frac{V_{dc(avg)}}{R} \quad (2-5)$$

dengan:  $I_{dc(avg)}$  = arus beban (arus *output*) rata-rata (ampere)

$V_{dc(avg)}$  = tegangan DC *ouput* rata-rata (volt)

R = resistansi beban ( $\Omega$ )

dan arus beban rms adalah (PC Sen, 1987 : 488)

$$I_{dc,rms} = \frac{V_{dc,rms}}{R} \quad (2-6)$$

dengan:  $I_{dc,rms}$  = arus beban (arus *output*) rms (ampere)

$V_{dc,rms}$  = tegangan DC rms *output* (volt)

R = resistansi beban ( $\Omega$ )

Pada Gambar 2.7.(e) dan 2.7.(g) terlihat bahwa pada SCR  $T_1$  akan mengalir arus beban selama periode konduksinya ( $120^\circ$ ). Gelombang arus SCR  $T_1$  sama dengan  $\frac{1}{3}$  bagian dari gelombang arus beban. Sehingga diperoleh arus SCR rata-rata, (PC Sen, 1987 : 488)

$$I_{T1} = \frac{I_{dc,rms}}{3} \quad (2-7)$$

dengan:  $I_{T1}$  = arus SCR rata-rata (ampere)

$I_{dc,rms}$  = arus beban (arus *output*) rms (ampere)

dan nilai arus rms SCR adalah (Rashid, 1984 : 103)

$$I_{T1,rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_a^2 d\omega t}$$

$$I_{T1,rms} = \sqrt{\frac{2}{6}} I_{dc,rms} \quad (2-8)$$

dengan:  $I_{T1,rms}$  = arus rms SCR (ampere)

$I_{dc,rms}$  = arus beban (arus *output*) rms (ampere)

Bila SCR  $T_1$  konduksi, terminal anoda dan katodanya akan terhubung singkat, sehingga arus beban mengalir melalui SCR tersebut dan kembali menuju sumber melalui terminal negatif beban. Saat SCR  $T_4$  konduksi, arus beban akan mengalir melalui SCR tersebut menuju sumber. Sedangkan saat SCR  $T_1$  dan  $T_4$  tidak konduksi,

SCR-SCR tersebut cenderung seperti rangkaian terbuka (saklar *open*). Akibatnya, arus beban tidak mengalir pada SCR tersebut. Berdasarkan hukum *Kirchoff* pertama, resultan antara gelombang arus yang terbentuk pada SCR  $T_1$  (dalam Gambar 2.7.(e)) dan gelombang arus SCR  $T_4$  (dalam Gambar 2.7.(f)) menghasilkan gelombang arus sumber fasa A (seperti Gambar 2.7.(g)) sebagai berikut

$$i_s = i_{T1} - i_{T4} \quad (2-9)$$

karena  $i_{T1} = -i_{T4}$  (lihat Gambar 2.7.(e) dan 2.7.(f)), maka besarnya nilai rms arus sumber adalah (Rashid, 1984 : 105)

$$I_s = \sqrt{2 \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_a^2 d\omega t}$$

$$I_s = I_a \sqrt{\frac{2}{3}} = 0,8165 I_a \quad (2-10)$$

dengan:  $I_s$  = arus rms sumber (ampere)

$I_a = I_{dc(avg)}$  = arus beban (arus *output*) rata-rata (ampere)

### 2.3.2 Harmonisa Arus Sumber dengan Nilai $L_s = 0$

Persamaan 2-10 merupakan total nilai rms arus sumber yang ditarik oleh konverter terkontrol penuh tiga fasa. Namun, dalam persamaan tersebut tidak terlihat pengaruh masing-masing komponen harmonik. Untuk melihat pengaruh dari komponen-komponen harmonik dari arus sumber dapat dilakukan dengan menerapkan teorema *Fourier* pada persamaan gelombang arus sumber.

Melalui teorema *Fourier*, bentuk umum persamaan gelombang sesaat arus sumber yang diserap konverter terkontrol penuh tiga fasa (untuk fasa  $a$ ) dituliskan sebagai, (Rashid, 1984 : 104)

$$i_s(t) = I_{s0} + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{sn} \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (2-11)$$

dengan, (Rashid, 1984 : 104)

$$I_{s0} = \frac{1}{T} \int_0^T i_s(t) d(\omega t) \quad (2-12)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_s(t) \cos(n\omega)t d(\omega t) \quad (2-13)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_s(t) \sin(n\omega)t d(\omega t) \quad (2-14)$$

$$I_{sn} = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} \quad (2-15)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (2-16)$$

dengan:  $i_s(t)$  = arus sumber sesaat (ampere)  
 $I_{s0}$  = komponen DC arus sumber (ampere)  
 $a_n$  &  $b_n$  = komponen deret Fourier  
 $I_{sn}$  = nilai rms dari komponen harmonisa arus sumber ke-n (ampere)  
 $\phi_n$  = sudut pergeseran (beda fasa) dari komponen arus harmonisa ke-n (°)

Mengacu pada Gambar 2.7.(f), komponen DC arus sumber dapat dihitung dengan persamaan 2-12 sebagai berikut, (Rashid, 1984 : 104)

$$\begin{aligned} I_{s0} &= \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_a d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6} + \alpha}^{\frac{11\pi}{6} + \alpha} I_a d(\omega t) \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} I_a \left[ \frac{5\pi}{6} + \alpha - \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] - \left[ \frac{11\pi}{6} + \alpha - \left( \frac{7\pi}{6} + \alpha \right) \right] \\ I_{s0} &= 0 \end{aligned} \quad (2-17)$$

Perlu diingat bahwa, pada prakteknya, persamaan 2-17 tidak memberi nilai nol, akan tetapi karena bentuk gelombang arus sumber mengandung riak, komponen DC arus sumber akan tetap muncul namun nilainya dapat diabaikan. Dengan acuan yang sama, persamaan 2-13 dapat diselesaikan sebagai berikut, (Rashid, 1984 : 104)

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6} + \alpha}^{\frac{11\pi}{6} + \alpha} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$a_n = \frac{4I_a}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin(n\alpha) \quad \text{untuk } n \text{ ganjil} \quad (2-18)$$

$$a_n = 0 \quad \text{untuk } n \text{ genap} \quad (2-19)$$

dan persamaan 2-14 dapat diselesaikan sebagai berikut, (Rashid, 1984 : 104)

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_a \sin(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6} + \alpha}^{\frac{11\pi}{6} + \alpha} I_a \sin(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_n = -\frac{4I_a}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cos(n\alpha) \quad \text{untuk } n \text{ ganjil} \quad (2-20)$$

$$b_n = 0 \quad \text{untuk } n \text{ genap} \quad (2-21)$$

Persamaan 2-18 dan 2-20, untuk  $n$  kelipatan 3 (*triplen harmonics*) memberikan nilai 0, maka hanya harmonik ke-1 (fundamental), 5, 7, 11, 13, 17, 19 sampai tak berhingga yang memberi pengaruh pada arus *input* konverter terkontrol penuh tiga fasa.

Nilai rms masing-masing komponen harmonik arus sumber diperhitungkan dengan persamaan 2-15 sehingga diperoleh (Rashid, 1984 : 104)

$$I_{sn} = \sqrt{\frac{\left(\frac{4I_a}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin(n\alpha)\right)^2 + \left(-\frac{4I_a}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cos(n\alpha)\right)^2}{2}}$$

$$I_{sn} = \frac{2\sqrt{2} I_{dc(av)}}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \quad (2-22)$$

dan beda fasa komponen harmonik ke- $n$  (dari persamaan 2-16) dapat dinyatakan sebagai, (Rashid, 1984 : 104)

$$\phi_n = \tan^{-1} \left[ \frac{\frac{4I_a}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin(n\alpha)}{-\frac{4I_a}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cos(n\alpha)} \right]$$

$$\phi_n = -n\alpha \quad (2-23)$$

Bentuk umum persamaan gelombang sesaat arus sumber dapat ditulis kembali menjadi,

$$i_s = i_{s1} + i_{s,dist} \quad (2-24)$$

dengan nilai rms arus sumber fundamental,  $I_{s1}$  diperoleh melalui persamaan 2-22 untuk  $n = 1$ ,

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2} I_d}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = \frac{2\sqrt{2} I_d}{\pi} \frac{1}{2} \sqrt{3} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2-25)$$

sedangkan beda fasanya untuk komponen fundamental diperoleh melalui persamaan 2-23

$$\phi_1 = -\alpha \quad (2-26)$$

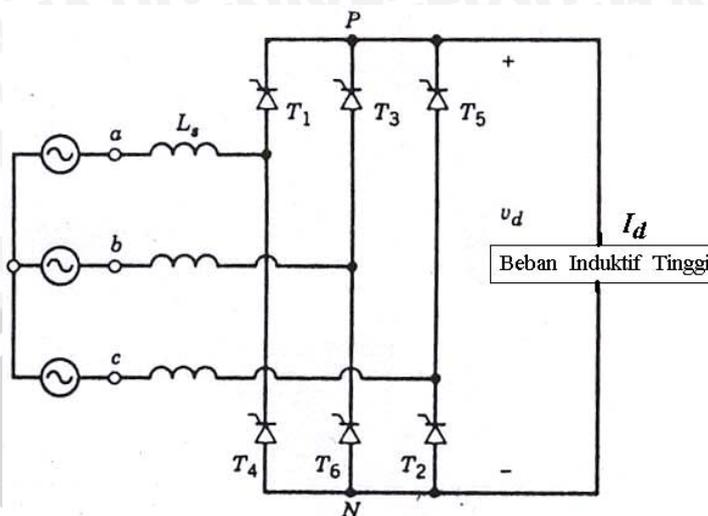
Bila persamaan 2-24 dicari nilai rmsnya, maka akan diperoleh persamaan 2-27 yang dituliskan sebagai

$$I_s = \sqrt{\sum_{n=1,5,7,11,\dots}^n I_n^2}$$

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{s,dist}^2} \quad (2-27)$$

### 2.3.3 Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan $L_s \neq 0$

Pada Gambar 2.8 adalah gambar konverter terkontrol penuh tiga fasa dengan adanya pengaruh induktansi sumber, dimana pada prakteknya tidak dapat diabaikan.

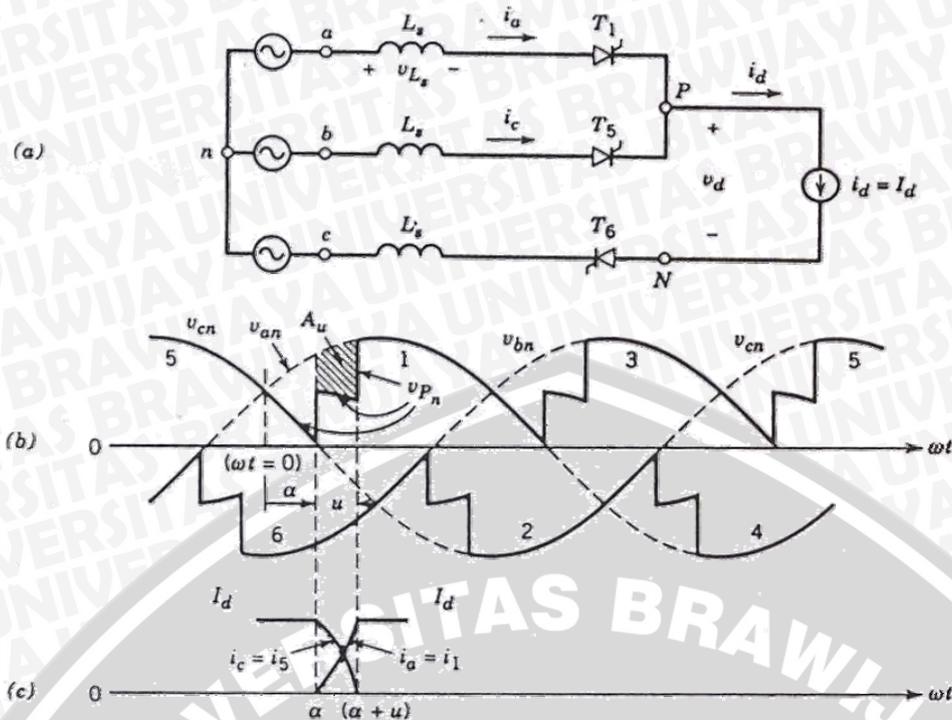


**Gambar 2.8.** Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan  $L_s \neq 0$

**Sumber:** Mohan / Undeland / Robbins, 1988 : 144

Dengan sudut penyalan  $\alpha$ , arus komutasi adalah interval komutasi  $u$  atau dengan kata lain perubahan arus sumber  $I_s$  dari harga  $+I_d$  menjadi  $-I_d$  atau sebaliknya tidak dapat terjadi secara seketika sehingga dibutuhkan proses peralihan yang disebut waktu arus komutasi. Dianggap situasi dimana thyristor 5 dan 6 telah lebih dahulu konduksi sebelumnya, dan pada  $\omega t = \alpha$  arus mulai komutasi dari thyristor 5 ke 1. Hanya thyristor yang terlibat pada arus konduksi saja yang digambar pada Gambar 2.9.(a). Segera ketika  $v_{an}$  menjadi lebih positif dari  $v_{cn}$  (konduksi alamiah seketika untuk thyristor 1) dipilih pada daerah kawasan waktu  $\omega t = 0$  pada Gambar 2.9.(b).

Selama interval arus komutasi  $u$ , thyristor 1 dan 5 konduksi serentak dan tegangan fasa  $v_{an}$  dan  $v_{cn}$  dihubungkan bersama melalui  $L_s$  pada setiap fasanya. Arus  $i_a$  meningkat dari 0 ke  $I_d$ , dimana  $i_c$  menurun dari  $I_d$  ke nol, disaat itu juga arus komutasi dari thyristor 5 ke 1 telah selesai. Arus  $i_5$  dan  $i_1$  yang melalui terlihat seperti pada Gambar 2.9.(c).



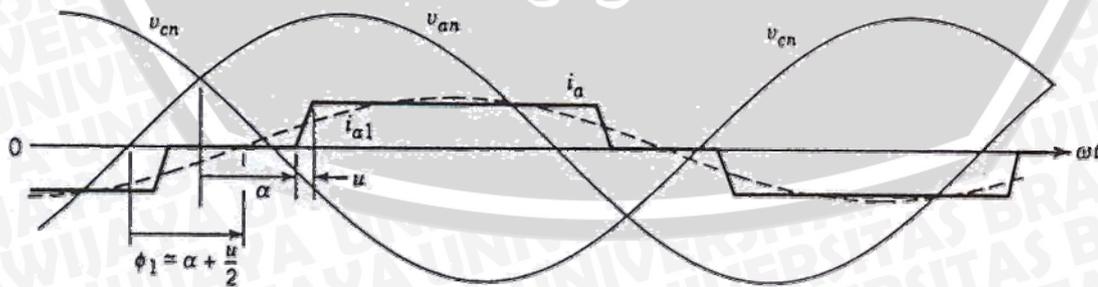
**Gambar 2.9.** Komutasi dengan Adanya  $L_s$

- a. Rangkaian Saat Thyristor Konduksi pada Periode Komutasi
- b. Bentuk Gelombang Tegangan Thyristor pada Periode Komutasi
- c. Bentuk Gelombang Arus Thyristor pada Periode Komutasi

**Sumber:** Mohan / Undeland / Robbins, 1988 : 144

Pada Gambar 2.10.(a) selama interval komutasi  $\alpha < \omega t < \alpha + u$  (Mohan, 1988 : 144)

$$v_{Pn} = v_{an} - v_{L_s} \quad (2-28)$$



**Gambar 2.10.** Gelombang Arus Masukan dengan Adanya  $L_s$

**Sumber:** Mohan / Undeland / Robbins, 1988 : 145

Dimana (Mohan, 1988 : 144)

$$v_{L_s} = L_s \frac{di_a}{dt} \quad (2-29)$$

Pengurangan pada area volt-radian ( $A_u$ ) yang disebabkan oleh interval komutasi (pada Gambar 2.9.(b)) adalah (Mohan, 1988 : 145)

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+u} v_{L_s} d(\omega t) \quad (2-30)$$

Dengan menggunakan persamaan 2-29 pada persamaan 2-30 dan dengan mengetahui bahwa  $i_a$  berubah dari nol ke  $I_d$  pada interval  $\omega t = \alpha$  ke  $\omega t = \alpha + u$ , maka (Mohan, 1988 : 145)

$$A_u = \omega L_s \int_0^{I_d} di_a = \omega L_s I_d \quad (2-31)$$

Oleh karena itu, tegangan keluaran DC rata-rata berkurang dari  $V_{dc(avg)}$  (diberikan oleh persamaan 2-2) oleh  $A_u / (\pi/3)$ : (Mohan, 1988 : 145)

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \quad (2-32)$$

Pada turunan sebelumnya, berikutnya perlu dicatat: Selama arus komutasi, fasa  $a$  dan  $c$  dihubungkan bersama. Oleh karena itu, selama komutasi (Mohan, 1988 : 145)

$$v_{Pn} = v_{an} - L_s \frac{di_a}{dt} \quad (2-33)$$

Juga (Mohan, 1988 : 145)

$$v_{pn} = v_{cn} - L_s \frac{di_c}{dt} \quad (2-34)$$

Oleh karena itu, dari persamaan 2-33 dan 2-34 (Mohan, 1988 : 145)

$$v_{pn} (\text{selama komutasi}) = \frac{v_{an} + v_{cn}}{2} - \frac{L_s}{2} \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) \quad (2-35)$$

Diasumsikan  $I_d (=i_a + i_c)$  konstan selama interval komutasi, (Mohan, 1988 : 145)

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_c}{dt} \quad (2-36)$$

Oleh karena itu, persamaan 2-35 menjadi (Mohan, 1988 : 145)

$$v_{pn} = \frac{1}{2} (v_{an} + v_{cn}) \quad (2-37)$$

Bentuk gelombang  $v_{pn}$  selama interval komutasi ditunjukkan pada Gambar 2.9.(b). Menggabungkan persamaan 2-33 dan 2-37 pada rangkaian seperti Gambar 2.9.(a) menghasilkan (Mohan, 1988 : 146)

$$L_s \frac{di_a}{dt} = \frac{v_{an}}{2} - \frac{v_{cn}}{2} = \frac{v_{ac}}{2} \quad (2-38)$$

Dengan kawasan waktu yang dipilih pada Gambar 2.9.(b),  $v_{ac} = \sqrt{2} V_{LL} \text{Sin } \omega t$ . Oleh karena itu (Mohan, 1988 : 146)

$$\frac{di_a}{d(\omega t)} = \sqrt{2} \frac{V_{LL} \text{Sin } \omega t}{2\omega L_s} \quad (2-39)$$

Integral antara  $\omega t = \alpha$  dan  $\omega t = \alpha + u$ , dengan mengetahui bahwa selama interval tersebut  $i_a$  berubah dari nol ke  $I_d$ , menghasilkan (Mohan, 1988 : 146)

$$\int_0^{I_d} di_a = \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L_s} \int_{\alpha}^{\alpha+u} \sin \omega t d(\omega t) \quad (2-40)$$

Atau (Mohan, 1988 : 146)

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2} V_{LL}} I_d \quad (2-41)$$

Dengan demikian, dengan mengetahui  $\alpha$  dan  $I_d$ , interval komutasi  $u$  dapat ditentukan.

### 2.3.4 Harmonisa Arus Sumber dengan Nilai $L_s \neq 0$

Bentuk gelombang  $i_a$  seperti pada Gambar 2.10 diasumsikan berbentuk gelombang trapesium. Dengan asumsi tersebut, sudut  $\phi_1$  diperkirakan sama dengan  $\alpha + \frac{1}{2} u$ . Oleh karena itu, (Mohan, 1988 : 146)

$$DPF \approx \cos\left(\alpha + \frac{1}{2} u\right) \quad (2-42)$$

dengan:  $DPF$  (Displacement Power Factor) = Pergeseran faktor daya  
 $u$  = Interval komutasi

Nilai rms dari komponen arus fundamental-frekuensi dapat ditentukan dengan menyamakan daya pada sisi ac dan sisi DC:

$$3V_s I_{s1} DPF = V_d I_d \quad (2-43)$$

Dengan menggunakan persamaan 2-32 dan 2-43 menghasilkan komponen arus fundamental dari konverter yang mencatu beban sangat induktif dengan adanya pengaruh induktansi sumber adalah sebagai berikut:

$$I_{s1} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} I_d \cos \alpha - \frac{1}{\pi} \omega L_s I_d^2}{V_s \cos \left( \alpha + \frac{u}{2} \right)} \quad (2-44)$$

Untuk menentukan nilai komponen harmonisa dari arus masukan, terlebih dahulu ditentukan nilai arus keluaran rata-rata  $I_d$  dengan persamaan 2-32. Untuk mencari sudut *overlap* dapat ditentukan dengan persamaan 2-41.

Arus masukan sesaat dapat dinyatakan dalam bentuk deret Fourier sebagai berikut:

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2-45)$$

Komponen arus DC yang muncul merupakan nilai rata-rata arus masukan selama satu siklus tegangan masukan yang didapatkan dari persamaan:

$$a_0 = I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t) d(\omega t) \quad (2-46)$$

Untuk arus keluaran DC murni dan tanpa *ripple*, nilai komponen DC pada arus masukan adalah nol. Konverter diasumsikan mencatu beban yang bersifat sangat induktif sehingga arus keluaran konstan dan memiliki *ripple* yang sangat kecil.

Koefisien  $a_n$  dan  $b_n$  dari gelombang arus masukan yang berbentuk gelombang trapesium adalah:

$$a_n = -\frac{2I_d}{n\pi} [\sin n(\alpha) + \sin n(\alpha+u)]$$

$$b_n = \frac{2I_d}{n\pi} [\cos n(\alpha) + \cos n(\alpha+u)] \quad (2-47)$$

### 2.3.5 Mode Operasi Konverter

Dengan nilai induktansi beban tertentu, mode operasi dari konverter dapat menjadi mode operasi arus diskontinyu atau mode operasi arus kontinyu tergantung dari

sudut penyalaaan konverter. Bila sudut penyalaaan konverter lebih besar daripada nilai

$\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{\omega L_s}{R} \right]$  maka konverter akan beroperasi pada mode arus diskontinyu,

sebaliknya jika sudut penyalaaan konverter lebih kecil daripada  $\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{\omega L_s}{R} \right]$  maka

konverter akan beroperasi pada mode arus kontinyu.

Sesuai dengan rumusan masalah pada bab I di sini hanya akan dibahas operasi konverter dengan induktansi sumber pada mode arus kontinyu.

#### 2.4 Induktansi Sumber

Pada banyak analisis, sumber tegangan yang digunakan untuk mensuplai peralatan diasumsikan sebagai sumber tegangan ideal. Sumber tegangan ideal didefinisikan sebagai sebuah alat yang tegangan terminalnya tidak tergantung pada arus yang melaluinya (William Hayt Jr, 1991 : 66). Sebagai contoh sebuah sumber DC ideal 1 V akan menghasilkan arus sebesar 1 A melalui tahanan 1  $\Omega$  dan juga arus sebesar 1.000.000 A melalui tahanan 1  $\mu\Omega$ ; sumber itu dapat memberikan daya dalam jumlah yang tak terbatas, hal yang sama juga terjadi pada sumber tegangan bolak-balik.

Pada kenyataannya, tidak ada alat yang dapat memberikan karakteristik seperti di atas. Suatu sumber tegangan dapat dikatakan ideal hanya selama sumber tersebut mensuplai beban dengan daya yang kecil. Untuk itu sebuah sumber tegangan secara praktek digambarkan sebagai sumber tegangan yang diseri dengan impedansi dalam yang mewakili penurunan tegangan apabila sumber tegangan tersebut mensuplai beban yang cukup besar. Dengan adanya impedansi dalam dari suatu sumber tegangan maka tegangan terminal dari sumber tersebut akan mengalami penurunan karena adanya jatuh tegangan pada impedansi dalam. Karena nilai induktansi sumber jauh lebih besar daripada nilai resistansinya maka seringkali dalam perhitungan nilai resistansi sumber diabaikan dan impedansi dari sumber hanya diwakili oleh nilai induktansinya saja.

Induktansi sumber memberikan pengaruh yang sama dengan nilai induktansi yang muncul pada sisi masukan suatu rangkaian dalam hal ini adalah konverter terkontrol penuh tiga fasa. Nilai induktansi pada sisi masukan dari konverter tersebut dipengaruhi oleh beberapa faktor antara lain adalah nilai induktansi pada belitan sumber misalkan pada belitan dari generator yang dinyatakan dengan suatu nilai reaktansi

sinkron generator, nilai induktansi bocor pada transformator masukan dan nilai induktansi pada penghantar yang menghubungkan sumber dengan konverter.

Apabila konverter dipandang sebagai peralatan yang tergabung dalam suatu sistem jala-jala PLN, maka nilai induktansi yang menghubungkan pembangkit tenaga listrik PLN dengan konverter, tetapi apabila konverter dipandang sebagai suatu sistem tersendiri yang dicatu dari sebuah sumber tersendiri maka nilai induktansi pada penghantar dapat dapat diabaikan karena jarak yang pendek antara sumber dan konverter, sehingga pada sistem seperti ini nilai induktansi sumber hanya dipengaruhi oleh induktansi dari sumber misalkan nilai reaktansi sinkron dari generator dan nilai induktansi dari trafo masukan.

Adanya induktansi sumber pada konverter akan menyebabkan proses transfer arus dari pasangan thyristor yang terkonduksi ke pasangan thyristor yang lain tidak dapat berlangsung secara seketika. Dengan adanya induktansi, laju peningkatan arus yang mengalir pada thyristor akan terjadi secara bertahap demikian juga laju penurunan arus akan terjadi secara bertahap pula.

Pada penelitian ini induktansi sumber yang digunakan adalah nilai induktansi pada saluran tegangan rendah dari Gardu Distribusi sampai ke Laboratorium Elektronika Daya Teknik Elektro Universitas Brawijaya.

## 2.5 Harmonisa

Beban-beban nonlinier, terutama peralatan-peralatan listrik berbasis elektronik yang banyak terhubung pada sistem distribusi tenaga listrik telah menyebabkan arus jala-jala sistem menjadi sangat terdistorsi, sehingga arus jala-jala sistem banyak mengandung harmonisa. Beban listrik yang digunakan jika berpengaruh pada bentuk gelombang (sinus) sumbernya, maka disebut beban nonlinear karena naik dan turunnya arus (gelombang) tidak sesuai dengan bentuk gelombang tegangan. Bila tegangan sumber sinusoidal maka arus lewat beban tidak sinusoidal lagi. Beban nonlinear akibat komponen nonlinear yang digunakan akan berpengaruh terhadap kecacatan bentuk gelombang catuan *input* baik arus maupun tegangan dan kecacatan gelombang ini akan menimbulkan harmonisa. Gelombang arus dan tegangan sebagai suatu gelombang periodik, tersusun dari penjumlahan komponen-komponen gelombang yaitu komponen DC, komponen fundamental serta komponen-komponen sinusoidal lain dengan frekuensi kelipatan dari frekuensi fundamentalnya. Komponen gelombang dengan frekuensi yang merupakan kelipatan frekuensi fundamental tersebut disebut komponen harmonisa.

## 2.6 Distorsi Harmonisa Total Arus Masukan dan Faktor Daya Masukan

Distorsi harmonisa total (THD) dari arus masukan merupakan akar kuadrat perbandingan antara distorsi arus masukan dengan komponen fundamental arus masukan tersebut. Untuk menghitung THD diperoleh dari persamaan: (Mohan, 1988 : 42)

$$\%THD_i = 100 \times \frac{I_{s,dist}}{I_{s1}} = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2-48)$$

Perhitungan faktor daya diperoleh dari perbandingan antara daya nyata dengan daya total yang diberikan kepada beban. Daya nyata sendiri diperoleh dari perkalian antara komponen arus fundamental dengan tegangan masukan, sedangkan komponen arus harmonisa yang lain tidak memberi daya nyata pada beban, sehingga persamaan faktor daya menjadi: (Mohan, 1988 : 43)

$$\begin{aligned} PF &= \frac{P}{S} \\ PF &= \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} \\ PF &= \frac{I_{s1} \cos \phi_1}{I_s} \end{aligned} \quad (2-49)$$

Substitusi persamaan 2-48 dengan persamaan 2-49 akan memberikan hubungan antara faktor daya dengan distorsi harmonisa total (THD) sebagai berikut: (Mohan, 1988 : 43)

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cos \phi_1 \quad (2-50)$$

## 2.7 Simulasi Rangkaian Thyristor pada Simulasi PSPICE

Untuk mensimulasikan model rangkaian konverter terkontrol penuh tiga fasa yang terdiri atas komponen elektronika daya dalam hal ini adalah thyristor, perlu terlebih dahulu dilakukan pendekatan model rangkaian dari thyristor.

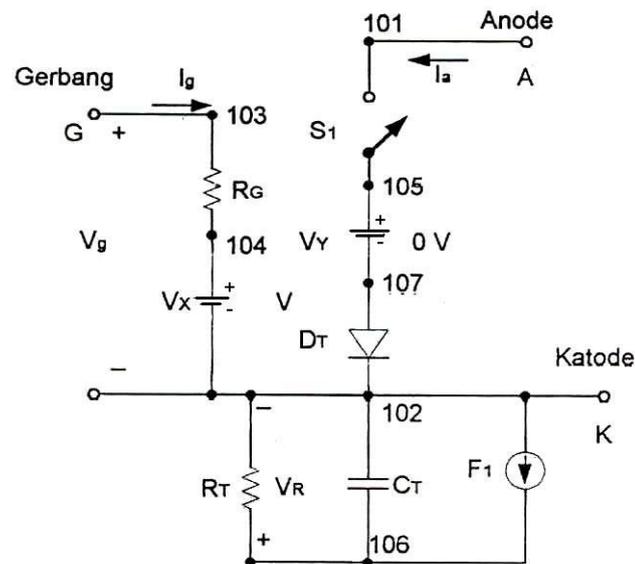
Pendekatan model rangkaian thyristor pada simulasi PSPICE harus memenuhi karakteristik-karakteristik sebagai berikut [Rasyid, 1993 : 96]

1. Harus menjadi menyala ketika diberi tegangan gerbang kecil positif, dengan tegangan antara anode ke katode positif.
2. Harus tetap dalam keadaan menyala selama arus anode mengalir.
3. Harus kembali padam ketika arus anode ke nol menuju arah negatif.

Aksi pensaklaran dari thyristor dimodelkan sebagai saklar yang dikontrol tegangan dan sumber arus polynomial [Rasyid, 1993 : 96]. Hal ini diperhatikan pada Gambar 2.11.

Proses penyalaan dapat diterangkan oleh langkah-langkah berikut:

1. Untuk tegangan positif gerbang  $V_g$  antara node 3 dan node 2 arus gerbang diberikan sebagai  $I_g = I(V_x) = \frac{V_g}{R_G}$ .
2. Arus gerbang  $I_g$  akan mengaktifkan sumber arus yang dikontrol arus  $F_1$  dan menghasilkan arus yang bernilai  $F_g = P_1 I_g = P_1 I(V_x)$  sehingga  $F_1 = F_g + F_a$ .
3. Sumber arus  $F_g$  akan menghasilkan tegangan  $V_R$  yang naik dengan cepat sepanjang resistansi  $R_T$ .



**Gambar 2.11.** Model Thyristor untuk PSPICE

**Sumber:** Rashid, 1993 : 96

4. Ketika tegangan  $V_R$  meningkat di atas nol, resistansi  $R_S$  dari saklar yang dikontrol tegangan  $S_1$  menurun dari  $R_{OFF}$  menjadi  $R_{ON}$ .
5. Ketika resistansi  $R_S$  dari saklar  $S_1$  menurun, arus anode  $I_a = I(V_Y)$  meningkat, mengingat tegangan anode ke katode positif. Peningkatan arus

anode  $I_a$  menghasilkan arus  $F_a = P_2 I_a = P_2 I(V_Y)$ . Hal ini meningkatkan nilai tagangan  $V_R$ .

- Hal ini menghasilkan kondisi regeneratif dengan saklar secara cepat dipaksa menuju resistansi rendah (keadaan on). Saklar tetap on jika tegangan gerbang  $V_g$  dihilangkan.
- Arus anode  $I_a$  terus mengalir sepanjang tegangan saklar positif dan saklar pada kondisi on.

Selama masa pemadaman (kondisi *turn-off*), arus gerbang akan padam dan  $I_g = 0$ . Yaitu  $F_g = 0$ ,  $F_1 = F_g + F_a = F_a$ . Operasi pemadaman dapat diterangkan dalam langkah-langkah berikut:

- Begitu arus anode  $I_a$  menjadi negatif, arus  $F_1$  akan membalik mengingat tegangan gerbang  $V_g$  tidak lagi ada.
- Dengan  $F_1$  negatif, kapasitor  $C_T$  dikosongkan melalui sumber arus  $F_1$  dan resistansi  $R_T$ .
- Dengan tegangan  $V_R$  jatuh ke tingkat yang rendah, resistansi  $R_S$  dari saklar  $S_1$  akan meningkat dari rendah ( $R_{ON}$ ) ke tinggi ( $R_{OFF}$ ).
- Hal ini juga merupakan kondisi regeneratif dengan resistansi saklar dipaksa untuk berubah dengan cepat ke  $R_{OFF}$  begitu  $V_R$  menjadi nol.

Diode  $D_T$  ditambahkan untuk mencegah aliran arus balik melalui thyristor yang mengakibatkan pemicuan pada thyristor lain pada rangkaian. Model thyristor ini dapat digunakan sebagai suatu subrangkaian. Saklar  $S_1$  dikendalikan oleh tegangan pengendali  $V_R$ . Parameter saklar dan diode dapat dipilih untuk menghasilkan tegangan jatuh thyristor pada keadaan on yang diinginkan.

Untuk memodelkan thyristor seperti model rangkaian simulasi PSPICE di atas, perlu diketahui parameter-parameter dari thyristor seperti yang tercantum pada data sheet thyristor yang akan dipilih. Langkah-langkah perhitungan pemodelan rangkaian thyristor adalah sebagai berikut:

- Parameter saklar yaitu  $V_{ON}$  dan  $V_{OFF}$  dapat dipilih secara bebas.
- Nilai  $R_T$  dapat dipilih secara bebas.

3. Nilai  $R_{ON}$  dipilih berdasarkan nilai resistansi pada saat kondisi thyristor terkonduksi, dalam hal ini nilai  $R_{ON}$  didapatkan dari data sheet thyristor dengan persamaan  $R_{ON} = \frac{V_{TM}}{I_{TM}}$  pada suhu normal.
4.  $R_{OFF}$  dipilih dari nilai resistansi thyristor pada kondisi padam dan dapat dilihat pada data sheet dengan persamaan  $R_{OFF} = \frac{V_{RRM}}{I_{RRM}}$  pada suhu normal.
5. Nilai resistansi seri saklar ( $R_S$ ) bervariasi antara  $R_{ON}$  dan  $R_{OFF}$  sesuai dengan nilai tegangan  $V_R$ . Untuk  $V_R = 0$ ,  $R_S = R_{OFF}$  dan untuk  $V_R = 1$ ,  $R_S = R_{ON}$ . Dengan variasi nilai  $V_R$  dari 0 sampai 1 maka  $R_S$  akan berubah dari  $R_{OFF}$  ke  $R_{ON}$ .
6. Nilai  $P_2$  ditentukan agar thyristor dalam keadaan padam (dengan nilai arus gerbang  $I_g = 0$ ) pada tegangan reverse balik anode ke katode maksimum adalah  $V_{DRM}$ . Jika nilai  $V_{R1}$  adalah 15% dari  $V_R$ , saklar akan berada pada kondisi padam dan bila pada nilai latching current saklar harus berada pada kondisi menyala, pada saat nilai  $V_R = 1V$ . Nilai  $P_2$  ditentukan dari rumus sebagai berikut:

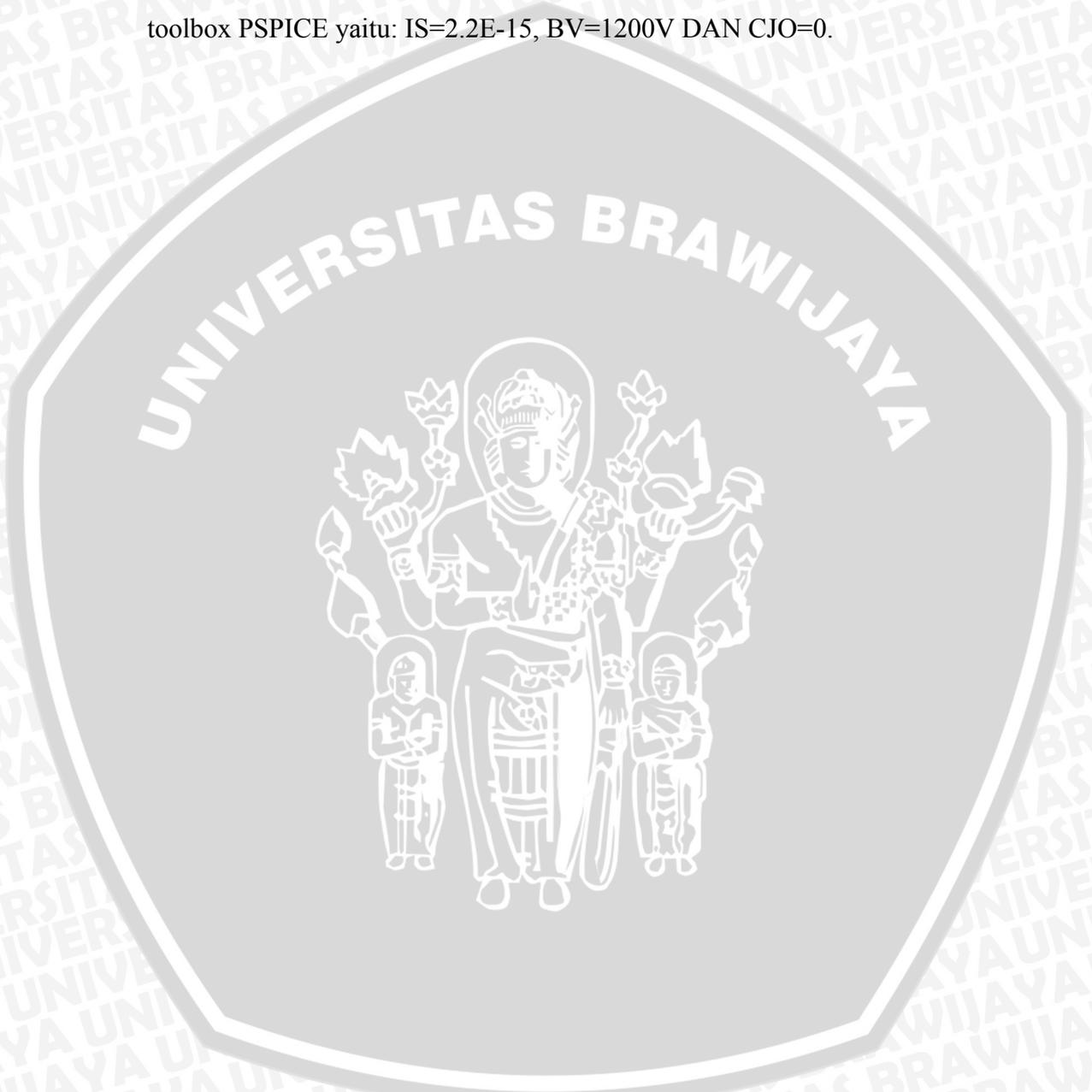
$$\frac{V_R}{I_L} < P_2 < \frac{V_{R1} R_{S1}}{V_{DRM}}$$

7. Nilai  $C_T$  diperlukan agar simulasi PSPICE konvergen. Jika nilai  $C_T$  terlalu kecil maka thyristor akan padam sebelum arus anode menjadi nol. Jika nilai  $C_T$  terlalu besar, thyristor akan tetap konduksi meskipun tegangan masukan sudah melewati nol. Konstanta waktu  $C_T R_T$  harus lebih kecil dari periode  $T$  tegangan masukan, sehingga diperoleh nilai  $C_T R_T \leq 0.01T$ . Dan nilai  $C_T$  dipilih  $10 \mu F$ .
8. Nilai resistansi gerbang  $R_G$  dapat dipilih berdasarkan persamaan  $R_G = \frac{V_g}{I_g}$ .
9. Nilai konstanta  $P_1$  diperoleh dari persamaan:

$$P_1 = \frac{V_{ON}}{R_T I_g} = \frac{V_{ON} R_G}{R_T V_{g(peak)}}$$

Dengan  $V_{g(peak)}$  adalah tegangan puncak dari pulsa gerbang. Nilai  $P_1$  yang lebih besar dibutuhkan untuk menyalakan thyristor, nilai  $P_1$  yang dibutuhkan kurang lebih 5 kali lebih besar dari nilai yang didapatkan dari perhitungan.

10. Parameter diode dapat dipilih secara bebas. Dalam hal ini dipilih diode dengan model D1N4002 dengan parameter yang sudah tersedia dalam toolbox PSPICE yaitu:  $IS=2.2E-15$ ,  $BV=1200V$  DAN  $CJO=0$ .



## BAB III METODOLOGI

Metodologi yang digunakan dalam penyusunan skripsi ini adalah sebagai berikut:

### 3.1 Studi Pustaka

Studi pustaka dilakukan dengan tujuan untuk mempelajari dan memahami teori-teori dasar yang diperlukan dalam penelitian mengenai pengaruh induktansi sumber terhadap konverter terkontrol penuh tiga fasa. Studi pustaka tersebut dilakukan pada hal-hal sebagai berikut:

1. Induktansi sumber.
2. Harmonisa khususnya mengenai munculnya harmonisa pada arus masukan.
3. Karakteristik terkontrol penuh tiga fasa baik tanpa induktansi sumber maupun dengan adanya induktansi sumber yang mencatu beban resistif dan induktif.
4. Distorsi harmonisa arus masukan pada konverter terkontrol penuh tiga fasa baik tanpa induktansi sumber maupun dengan adanya induktansi sumber.

### 3.2 Penyusunan Simulasi pada PSPICE

Simulasi yang dilakukan dengan program PSPICE adalah simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa baik tanpa nilai induktansi sumber maupun dengan nilai induktansi sumber tertentu. Dalam hal ini beban yang dikenakan pada konverter adalah beban resistif dan induktif. Adapun simulasi tersebut dilakukan dengan langkah-langkah sebagai berikut:

1. Menentukan rating dari komponen elektronika daya yang digunakan dalam rangkaian konverter terkontrol penuh tiga fasa.
2. Menentukan komponen elektronika daya yang akan digunakan yaitu thyristor yang sesuai dengan rating konverter yang telah ditentukan sebelumnya.
3. Membuat subrangkaiannya dari thyristor dan menentukan parameter-parameter thyristor sesuai karakteristik yang diinginkan.
4. Penentuan nilai beban konverter. Pembebanan pada konverter adalah beban yang bersifat induktif dengan nilai *ripple* arus keluaran yang sangat kecil.

5. Melakukan simulasi sistem dengan menggunakan keseluruhan subrangkaiannya dan model yang telah dibuat. Untuk mengetahui pengaruh dari induktansi sumber maka simulasi dilakukan dengan dan tanpa induktansi sumber.
6. Mengambil nilai parameter-parameter yang diperlukan dari hasil simulasi.

### 3.3 Analisis Hasil dan Pembahasan

Analisis hasil dilakukan berdasarkan hasil simulasi yang telah dilakukan.

Analisis yang dilakukan adalah sebagai berikut:

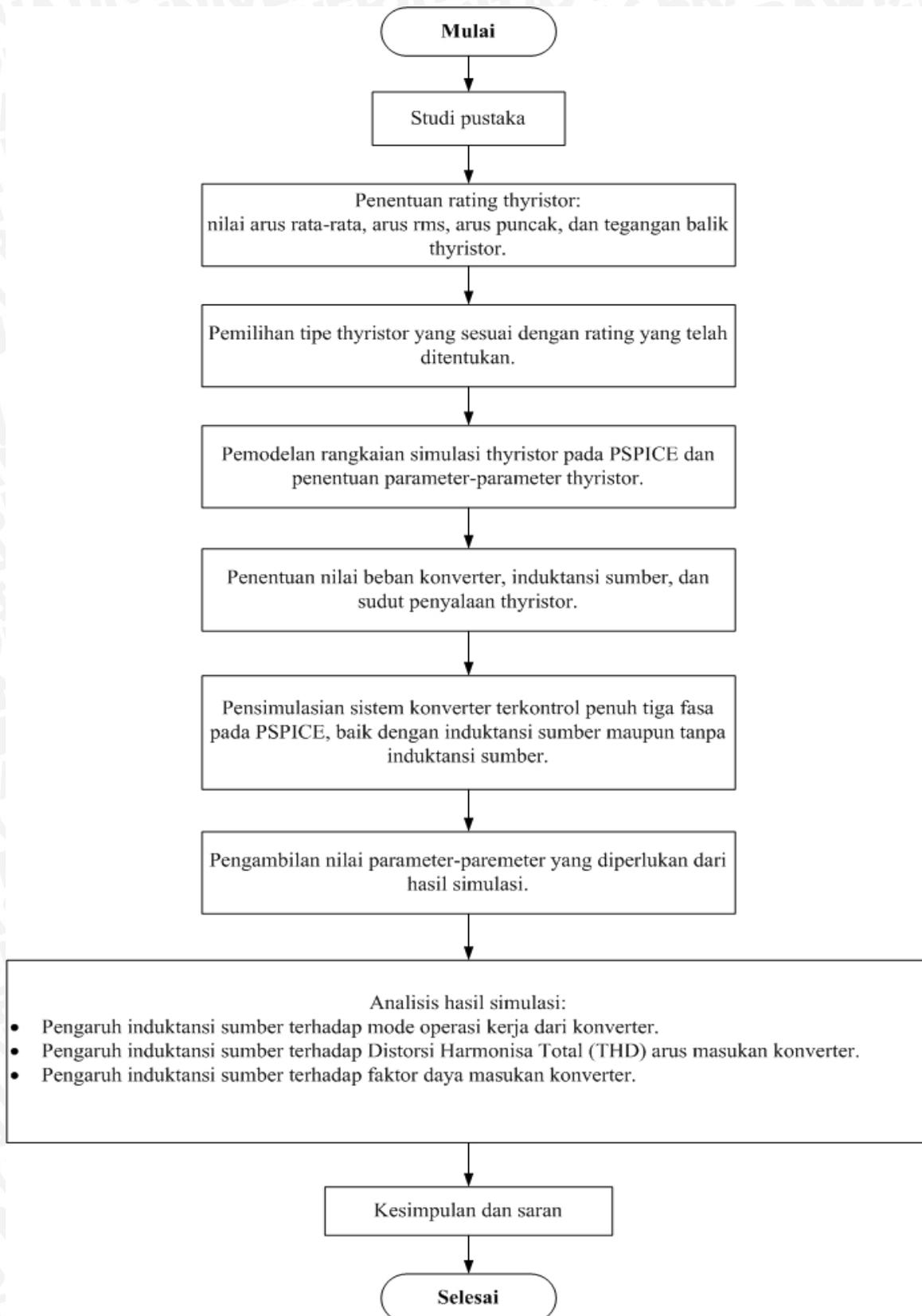
1. Analisis pengaruh munculnya induktansi sumber terhadap mode operasi kerja dari konverter terkontrol penuh tiga fasa.
2. Analisis gelombang arus masukan dari konverter terkontrol penuh tiga fasa pada besarnya nilai harmonisa total dari arus masukan.
3. Pengaruh berbagai nilai induktansi sumber terhadap nilai distorsi harmonisa pada arus masukan.
4. Pengaruh adanya induktansi sumber terhadap kinerja dari konverter terkontrol penuh tiga fasa.

Sedangkan parameter kinerja konverter terkontrol penuh tiga fasa yang akan dibahas dalam analisis hasil adalah sebagai berikut:

1. Nilai tegangan keluaran dan arus keluaran dari konverter.
2. Nilai rms arus masukan pada konverter terkontrol penuh tiga fasa dengan dan tanpa induktansi sumber.
3. Sudut pergeseran arus masukan terhadap tegangan masukan konverter, khususnya sudut pergeseran pada komponen fundamental arus masukan.
4. Sudut *overlap* dengan adanya pengaruh induktansi sumber.
5. Perhitungan distorsi harmonisa total (THD, *Total Harmonic Distortion*) arus masukan dengan simulasi dan teori.
6. Perhitungan faktor daya masukan pada konverter dari hasil simulasi dan teori.

### 3.4 Diagram Alir Pengerjaan Skripsi dan Diagram Alir Analisis

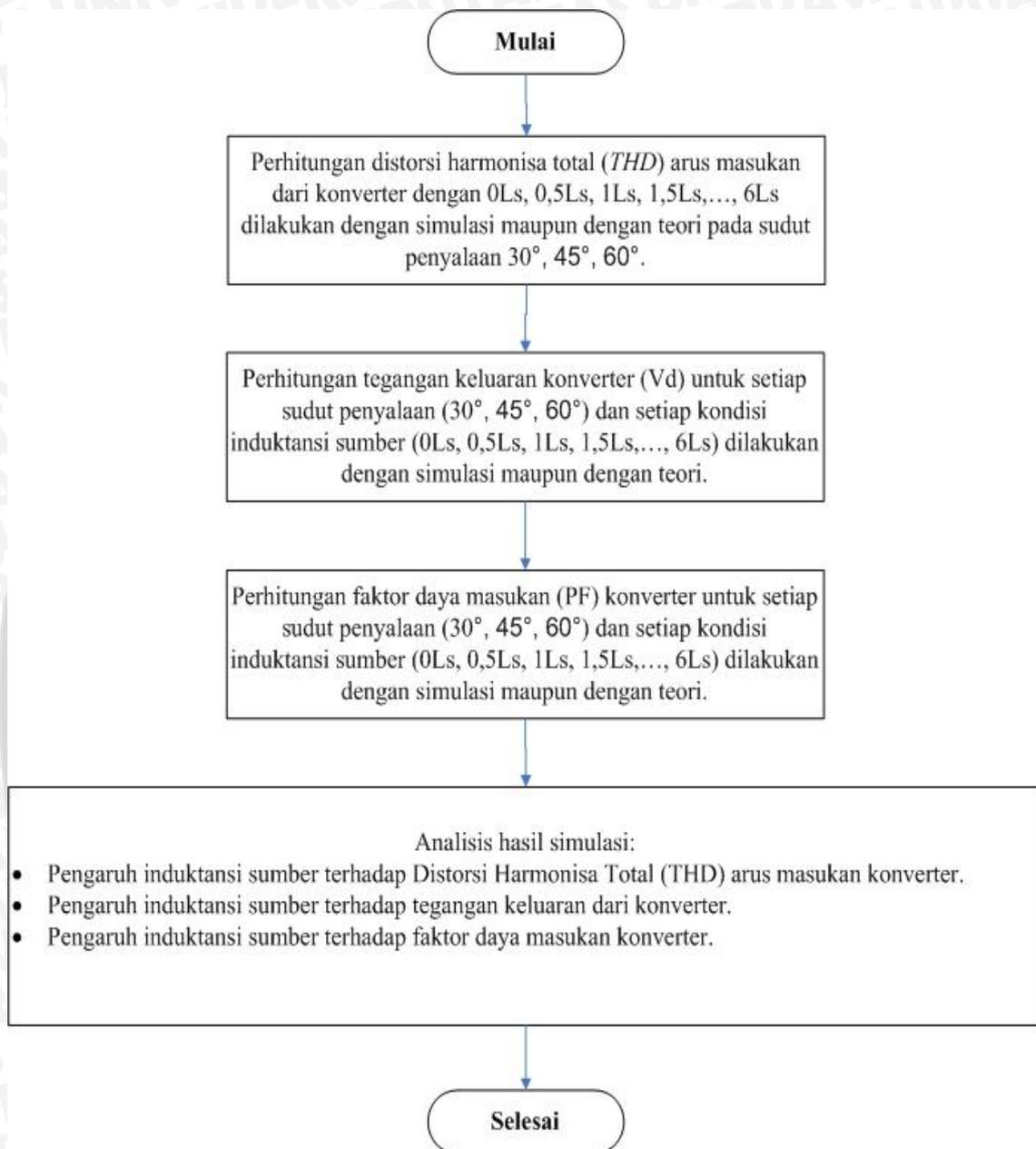
Diagram alir pengerjaan skripsi adalah sebagai berikut:



**Gambar 3.1.** Diagram Alir Pengerjaan Skripsi

**Sumber:** Perencanaan

Diagram alir analisis seperti terlihat pada gambar 3.2 berikut ini:



**Gambar 3.2.** Diagram Alir Analisis

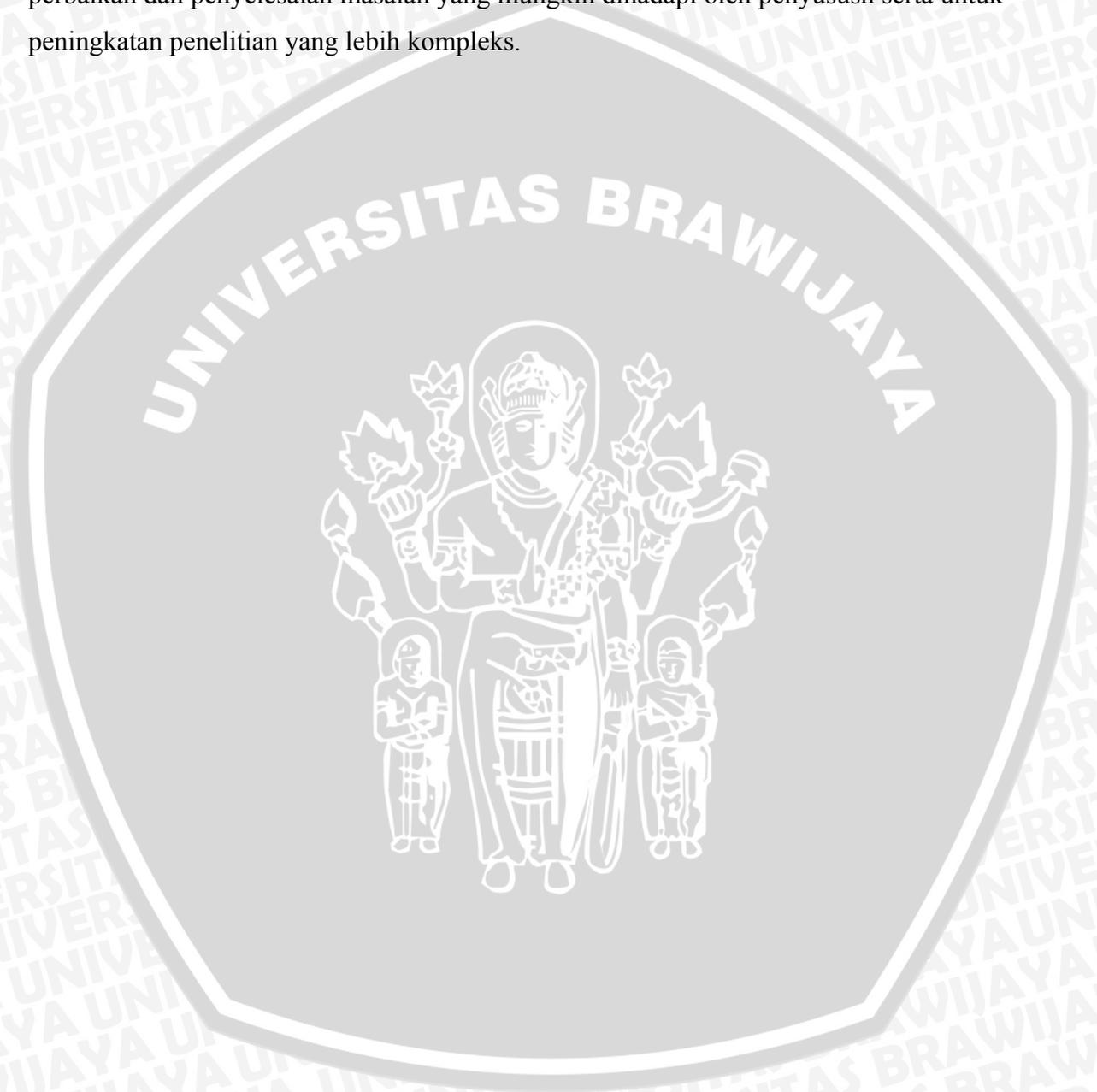
**Sumber:** Perencanaan

### 3.5 Kesimpulan dan Saran

Kesimpulan dan saran dapat diambil setelah proses simulasi, analisa hasil dan pembahasan dilaksanakan. Kesimpulan yang diambil menyangkut hal-hal sebagai berikut:

1. Pengaruh induktansi sumber terhadap konverter terkontrol penuh tiga fasa yang berhubungan dengan proses kerja konverter, gelombang arus masukan yang dihasilkan yang mempengaruhi nilai distorsi harmonisa arus masukan.
2. Pengaruh induktansi sumber terhadap faktor daya masukan dari konverter.

Sedangkan saran yang diberikan bertujuan untuk memberikan arahan pada usaha perbaikan dan penyelesaian masalah yang mungkin dihadapi oleh penyusun serta untuk peningkatan penelitian yang lebih kompleks.



## BAB IV

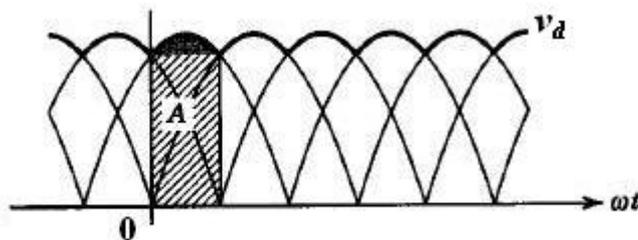
### PERENCANAAN DAN PEMBUATAN SIMULASI KONVERTER TERKONTROL PENUH TIGA FASA

Untuk melakukan simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa perlu dilakukan terlebih dahulu penentuan komponen-komponen yang akan disimulasikan. Perencanaan dan pembuatan simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa meliputi penentuan rating thyristor, pemodelan thyristor, penentuan nilai beban dan nilai induktansi sumber, penentuan sudut penyalan thyristor, pemicuan thyristor serta melakukan simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa dengan rangkaian simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa yang terdiri dari rangkaian konverter tanpa induktansi sumber dan rangkaian konverter dengan induktansi sumber.

#### 4.1 Rating Thyristor

Perancangan rangkaian konverter terkontrol penuh tiga fasa memerlukan penentuan rating komponen elektronika daya yang akan digunakan dalam konverter dalam hal ini adalah penentuan rating dari thyristor. Thyristor dispesifikasikan dengan nilai arus rata-rata, arus rms, arus puncak dan tegangan balik puncak. Pada konverter terkontrol penuh, rating arus dari thyristor bergantung pada sudut penyalan.

Penetapan rating dari thyristor berdasarkan tegangan masukan dan arus keluaran dari konverter terkontrol penuh. Pada penelitian ini, konverter terkontrol penuh tiga fasa disuplai dari sumber tegangan sinusoida murni tiga fasa 380 Volt, 50 Hz. Beban adalah induktif tinggi dengan arus beban rata-rata  $I_{d_{av}} = 30 \text{ A}$  dengan komponen *ripple* diabaikan. Thyristor diasumsikan dipicu pada sudut penyalan  $0^\circ$ . Gambar 4.1 berikut memperlihatkan bentuk gelombang keluaran konverter pada sudut penyalan  $0^\circ$ .



**Gambar 4.1.** Tegangan Keluaran Konverter pada  $\alpha = 0^\circ$

**Sumber:** Mohan / Undeland / Robbins, 1988 : 141

Dengan sumber tegangan sinusoida murni tiga fasa dan arus beban rata-rata sebagai berikut:

$$v_s = 220\sqrt{2} \sin(\omega t) \text{ V}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$I_{dav} = 30 \text{ A}$$

Maka rating thyristor akan didapatkan dengan perhitungan sebagai berikut:

- Nilai tegangan keluaran rata-rata dari konverter dihitung dengan persamaan 2-2 sebagai berikut:

$$V_{dav} = \frac{3\sqrt{2}V_{LL}}{\pi} \cos \alpha$$

$$V_{dav} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{3,14} \cos(0^\circ)$$

$$V_{dav} = 513,44 \text{ V}$$

- Daya keluaran dari konverter adalah hasil perkalian antara tegangan keluaran rata-rata dengan arus beban rata-rata, didapatkan sebagai berikut:

$$P_{dc} = V_{dav} \cdot I_{dav}$$

$$P_{dc} = 513,44 \times 30$$

$$P_{dc} = 15403,2 \text{ W}$$

- Arus rata-rata yang melalui tiap thyristor dihitung dengan persamaan 2-7 sebagai berikut:

$$I_{Tav} = \frac{I_{dav}}{3} = \frac{30}{3} = 10 \text{ A}$$

- Arus rms yang melalui tiap thyristor dihitung dengan persamaan 2-8:

$$I_T = \sqrt{\frac{2}{6}} I_{dav} = \sqrt{\frac{2}{6}} \times 30 = 17,32 \text{ A}$$

- Arus puncak melalui thyristor:

$$I_{TM} = I_{dav} = 30 \text{ A}$$

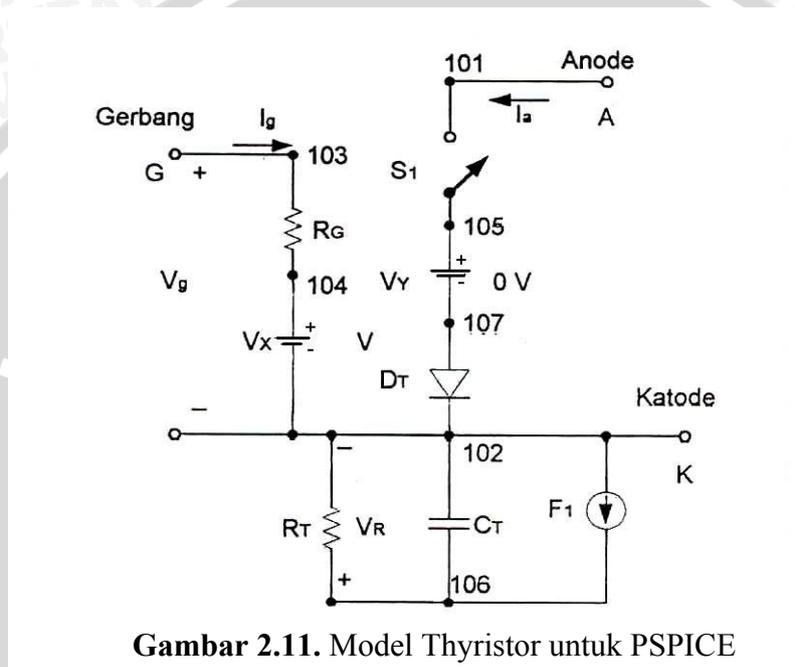
- Tegangan balik puncak yang dialami oleh thyristor:

$$V_{RRM} = V_m = 220 \times \sqrt{2} = 311,13 \text{ V}$$

Berdasarkan perhitungan nilai arus rata-rata, arus rms, arus puncak dan tegangan balik pada thyristor maka dipilih thyristor dari manufaktur IXYS dengan tipe phase control thyristor ISOPLUS220<sup>TM</sup>. Data sheet untuk thyristor tersebut terlampir.

## 4.2 Pemodelan Thyristor

Agar simulasi yang dilakukan mendekati kondisi nyata, diperlukan pemodelan thyristor dengan karakteristik sesuai yang tertera pada data sheet. Pada penelitian ini pemodelan thyristor yang digunakan dalam simulasi berdasarkan pemodelan yang telah tersedia pada program PSPICE. Thyristor pada program simulasi PSPICE diwakili dengan sebuah saklar (*switch*) yang dikendalikan oleh sumber polynomial. Adapun rangkaian pengganti thyristor pada simulasi PSPICE seperti yang terlihat pada Gambar 2.11.



**Gambar 2.11.** Model Thyristor untuk PSPICE

Sumber: Rashid, 1993 : 96

Data-data yang diperlukan untuk pemodelan thyristor yang didapat dari *datasheet* IXYS phase control thyristor ISOPLUS220<sup>TM</sup> yang terlampir adalah sebagai berikut:

- $V_{TM}$  (tegangan maksimum pada kondisi thyristor konduksi / on - state) = 1,5 V
- $I_{TM}$  (arus maksimum pada kondisi thyristor konduksi / on - state) = 45 A
- $V_{RRM}$  (tegangan balik maksimum / reverse off - state blocking voltage) = 800 V
- $V_{DRM}$  (tegangan maju maksimum / forward off - state withs tan d voltage) = 1200V
- $I_{RRM}$  (arus balik maksimum / reverse off - state blocking current) = 2 mA
- $V_G$  (tegangan DC pada gate untuk pemicuan) = 1 V
- $I_G$  (arus DC pada gate untuk pemicuan) = 65 mA
- $I_L$  (arus latching / latching current) = 150 mA

Langkah-langkah untuk menghitung parameter-parameter rangkaian pengganti thyristor seperti yang dijelaskan pada subbab 2.7.

$$1. V_{Y(ON)} = 1 \text{ V}, V_{Y(OFF)} = 0 \text{ V}$$

$$2. R_T = 1 \Omega$$

$$3. R_{ON} = \frac{V_{TM}}{I_{TM}} = \frac{1,5}{45} = 0,033 \Omega$$

$$4. R_{OFF} = \frac{V_{RRM}}{I_{RRM}} = \frac{800}{2 \times 10^{-3}} = 400 \text{ k}\Omega$$

5. Nilai resistansi ( $R_s$ ) pada saklar  $S_1$  berubah sesuai dengan perubahan nilai  $V_R$ .

$R_s$  akan sama dengan  $R_{OFF}$  untuk nilai  $V_R = 0$  dan  $R_s$  akan sama dengan  $R_{ON}$

untuk nilai  $V_R = 1$ . Nilai  $V_R$  sendiri bervariasi dari 0 ke 1 sehingga nilai  $R_s$

berubah dari  $R_{OFF}$  ke  $R_{ON}$ .

$$6. \frac{V_R}{I_L} < P_2 < \frac{V_{R1} R_{OFF}}{V_{DRM}}$$

$$\frac{1}{150 \times 10^{-3}} < P_2 < \frac{0,15 \times 400 \times 10^3}{1200}$$

$$6,67 < P_2 < 50$$

Nilai  $P_2$  ditentukan secara bebas di antara nilai-nilai maksimum dan minimum di atas. Untuk penelitian ini nilai  $P_2$  ditetapkan 11.<sup>[5]</sup>

$$7. C_T R_T \leq 0,01T$$

$$C_T R_T \leq 0,01 \times \frac{1}{50}$$

$$C_T R_T \leq 200 \mu F$$

Nilai  $C_T$  ditetapkan secara bebas berdasarkan batasan di atas.<sup>[5]</sup>

Nilai  $C_T$  yang dipilih adalah  $10 \mu F$ .

$$8. R_G = \frac{V_G}{I_G} = \frac{1}{65 \times 10^{-3}} = 15,38 \Omega$$

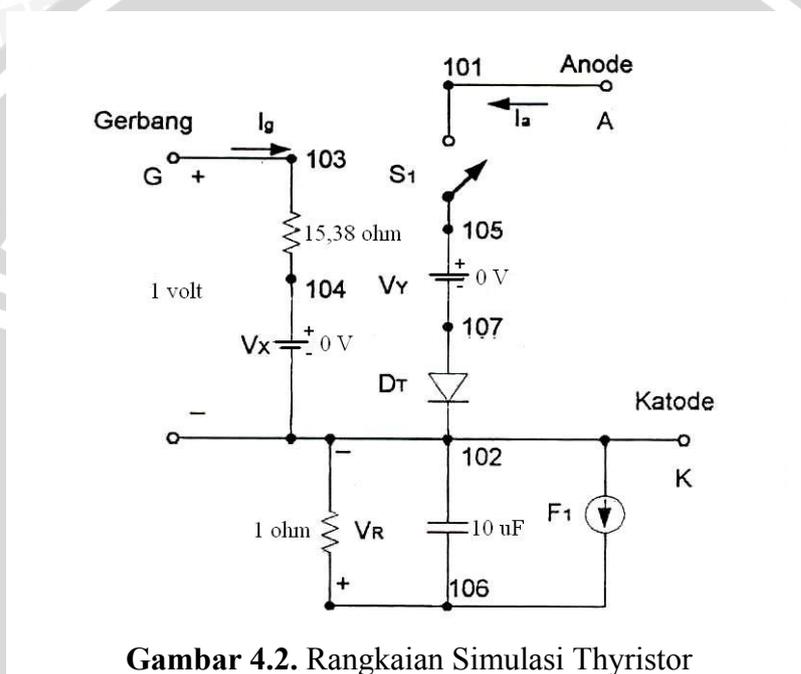
$$9. P_1 = \frac{V_{ON}}{R_T I_G} = \frac{V_{ON} R_G}{R_T V_{G(peak)}}$$

$$P_1 = \frac{1 \times 15,38}{1 \times 1} = 15,38$$

Nilai  $P_1$  yang lebih besar dibutuhkan untuk menyalakan thyristor, nilai  $P_1$  yang dibutuhkan kurang lebih 5 kali lebih besar dari nilai yang didapatkan dari perhitungan. Maka ditetapkan nilai  $P_1 = 75$ .<sup>[5]</sup>

10. Parameter diode dapat dipilih secara bebas. Dalam hal ini dipilih diode dengan model D1N4002 dengan parameter yang sudah tersedia dalam toolbox PSPICE yaitu:  $I_S = 2.2E-15$ ,  $BV = 1200$  V,  $TT = 0$  dan  $CJO = 0$ .

Dari hasil perhitungan didapatkan nilai-nilai komponen pada sub rangkaian thyristor seperti yang diperlihatkan pada Gambar 4.2 berikut ini:



**Gambar 4.2.** Rangkaian Simulasi Thyristor

Sumber: Hasil perhitungan

#### 4.3 Nilai Beban dan Nilai Induktansi Sumber

Beban yang dicatu oleh konverter terkontrol penuh tiga fasa adalah beban yang bersifat sangat induktif, yaitu dengan nilai resistansi ditetapkan sebesar  $R = 10$  Ohm dan nilai induktansi sebesar  $L_{beban} = 200$  mH.

Nilai induktansi sumber yang akan digunakan pada simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa adalah induktansi pada saluran tegangan rendah dari Gardu Distribusi sampai ke Laboratorium Elektronika Daya Teknik Elektro Universitas Brawijaya. Laboratorium Elektronika Daya yang berada di Gedung Rekording Teknik Elektro Universitas Brawijaya disuplai dari trafo distribusi ACEC **20 KV/220 V**, 1250 kVA,

persen impedansi sebesar **6 %** dan dengan saluran kabel tanah jenis NYY 0,6/1 KV yang ditarik sepanjang **164 m**. Kabel NYY yang digunakan adalah *round cable* (RM) dengan 4 inti dan luas penampang **25 mm<sup>2</sup>**. Dari data *Power Cable* NYY mengacu pada VDE 0276-620 (*Databook* terlampir) nilai karakteristik listrik induktansi dari saluran adalah sebesar **0,280 mH/km**.

Karena untuk transformator dengan daya besar komponen resistansinya sangat kecil, maka persen impedansi transformator dianggap sama dengan persen reaktansi induktifnya. Besarnya induktansi per fasa dari transformator didapat dari persamaan berikut: (*Magnetek Application Note*)

$$L_{\text{per fasa}} = \frac{X_{pu} \cdot V_{ac} \cdot V_{ac}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot 1000 \cdot \text{kVA}}$$

dengan:  $L_{\text{per fasa}}$  = Induktansi per fasa (H)

$$X_{pu} = \text{Reaktansi induktif (pu)} = 6\% = 0,06 \text{ pu}$$

$$V_{ac} = \text{Tegangan line-to-line sekunder transformator (V)} = 380 \text{ V}$$

$$f = \text{Frekuensi (Hz)} = 50 \text{ Hz}$$

$$\text{kVA} = \text{Daya transformator (KVA)} = 1250 \text{ kVA}$$

Sehingga besarnya induktansi per fasa dari transformator adalah:

$$L_{(\text{transformator})\text{per fasa}} = \frac{0,06 \cdot 380 \cdot 380}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1000 \cdot 1250} = 0,022 \text{ mH}$$

Besarnya induktansi per fasa dari saluran kabel dapat dihitung dengan mengalikan jarak panjang saluran dengan nilai karakteristik listrik induktansi dari saluran **0,280 mH/km**:

$$L_{(saluran)per\ fasa} = 164 \times \frac{1}{1000} \times 0,280 = 0,046\ mH$$

Jadi, nilai induktansi sumber total dari sumber yang mensuplai ke Laboratorium Elektronika Daya Teknik Elektro Universitas Brawijaya adalah:

$$L_{(total)per\ fasa} = L_{(transformator)per\ fasa} + L_{(saluran)per\ fasa}$$

$$L_{(total)per\ fasa} = 0,022 + 0,046 = 0,068\ mH$$

#### 4.4 Sudut Penyalaan Thyristor

Untuk menjamin agar arus keluaran dari konverter kontinyu maka sudut penyalaan dari thyristor diperoleh dari persamaan pada sub bab 2.3.5:

$$\alpha \leq \tan^{-1} \left[ \frac{\omega L}{R} \right]$$

$$\alpha \leq \tan^{-1} \left[ \frac{2 \times \pi \times 50 \times 0,2}{10} \right]$$

$$\alpha \leq 80,95^\circ$$

Pada penelitian ini sudut penyalaan  $\alpha$  ditetapkan sebesar  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  dan  $60^\circ$ .

#### 4.5 Pemicuan Thyristor

Pada simulasi, thyristor diasumsikan dipicu oleh pembangkit pulsa yang berulang setiap satu siklus tegangan masukan. Penentuan pulsa tegangan yang digunakan untuk menyalakan thyristor adalah sebagai berikut:

- Dari datasheet, nilai  $V_G = 1\ V$ .
- Waktu naik dan waktu turun dari pulsa tegangan diasumsikan sangat kecil, sekitar  $1\ ns$ . Maka nilai  $t_r = 1\ ns$  dan nilai  $t_f = 1\ ns$ .
- Apabila sudut penyalaan thyristor adalah  $0^\circ$ , maka thyristor  $T_1$  akan terpicu ketika  $\theta = 30^\circ$ . Hal ini berarti sinyal yang dikenakan pada gerbang thyristor untuk memicu thyristor  $T_1$  akan tertinggal  $30^\circ$  dari tegangan sumber fasa a ( $V_{sa}$ ). Jika sudut penyalaan thyristor adalah  $\alpha$ , maka thyristor  $T_1$  akan dipicu pada  $\theta = \alpha + 30^\circ$ . Pada Tabel 4.1 berikut menunjukkan pasangan-pasangan thyristor konduksi secara kontinyu pada sudut penyalaan  $\alpha$ :

**Tabel 4.1.** Pasangan-pasangan Thyristor Keduksi pada Sudut Penyalaan  $\alpha$ 

Periode Penyalaan ( $\theta$ )	Pasangan Konduksi Thyristor
$\alpha + 30^\circ$ sampai $\alpha + 90^\circ$	$T_1$ dan $T_6$
$\alpha + 90^\circ$ sampai $\alpha + 150^\circ$	$T_1$ dan $T_2$
$\alpha + 150^\circ$ sampai $\alpha + 210^\circ$	$T_2$ dan $T_3$
$\alpha + 210^\circ$ sampai $\alpha + 270^\circ$	$T_3$ dan $T_4$
$\alpha + 270^\circ$ sampai $\alpha + 330^\circ$	$T_4$ dan $T_5$
$\alpha + 330^\circ$ sampai $\alpha + 360^\circ$ dan $\alpha + 0^\circ$ sampai $\alpha + 30^\circ$	$T_5$ dan $T_6$

**Sumber:** Interactive Power Electronics Online Text

Waktu penyalaan untuk tiap thyristor:

- Thyristor 1:

$$t_{d1} = \frac{(\alpha + 30^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{f} \times 1000 \mu s$$

- Thyristor 2:

$$t_{d2} = \frac{(\alpha + 90^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{f} \times 1000 \mu s$$

- Thyristor 3:

$$t_{d3} = \frac{(\alpha + 150^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{f} \times 1000 \mu s$$

- Thyristor 4:

$$t_{d4} = \frac{(\alpha + 210^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{f} \times 1000 \mu s$$

- Thyristor 5:

$$t_{d5} = \frac{(\alpha + 270^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{f} \times 1000 \mu s$$

- Thyristor 6:

$$t_{d6} = \frac{(\alpha + 330^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{f} \times 1000 \mu s$$

Besarnya waktu penyalan untuk tiap thyristor:

- Untuk  $\alpha = 30^\circ$

$$- t_{d1} = \frac{(30^\circ + 30^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{50} \times 1000 = 3333,33 \mu s$$

$$- t_{d2} = \frac{(30^\circ + 90^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{50} \times 1000 = 6666,667 \mu s$$

$$- t_{d3} = \frac{(30^\circ + 150^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{50} \times 1000 = 10000 \mu s$$

$$- t_{d4} = \frac{(30^\circ + 210^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{50} \times 1000 = 13333,33 \mu s$$

$$- t_{d5} = \frac{(30^\circ + 270^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{50} \times 1000 = 16666,667 \mu s$$

$$- t_{d6} = \frac{(30^\circ + 330^\circ)}{360^\circ} \times \frac{1000}{50} \times 1000 = 20000 \mu s$$

- Untuk  $\alpha = 45^\circ$

Dengan cara yang sama seperti diatas maka didapat waktu penyalan untuk setiap thyristor pada sudut penyalan  $45^\circ$  adalah sebagai berikut:

$$- t_{d1} = 4166,667 \mu s$$

$$- t_{d2} = 7500 \mu s$$

$$- t_{d3} = 10833,33 \mu s$$

$$- t_{d4} = 14166,667 \mu s$$

$$- t_{d5} = 17500 \mu s$$

$$- t_{d6} = 20833,33 \mu s$$

- Untuk  $\alpha = 60^\circ$

Dengan cara yang sama seperti diatas maka didapat waktu penyalan untuk setiap thyristor pada sudut penyalan  $60^\circ$  adalah sebagai berikut:

- $t_{d1} = 5000 \mu s$
- $t_{d2} = 8333,33 \mu s$
- $t_{d3} = 11666,667 \mu s$
- $t_{d4} = 15000 \mu s$
- $t_{d5} = 18333,33 \mu s$
- $t_{d6} = 21666,667 \mu s$

Periode tegangan pulsa yang dikenakan pada tiap pasang thyristor adalah:

$$T = \frac{10^6}{f} = \frac{10^6}{50} = 20000 \mu s$$

Maka, periode tegangan pulsa yang dikenakan pada tiap thyristor adalah:

$$T = \frac{20000}{2} = 10000 \mu s$$

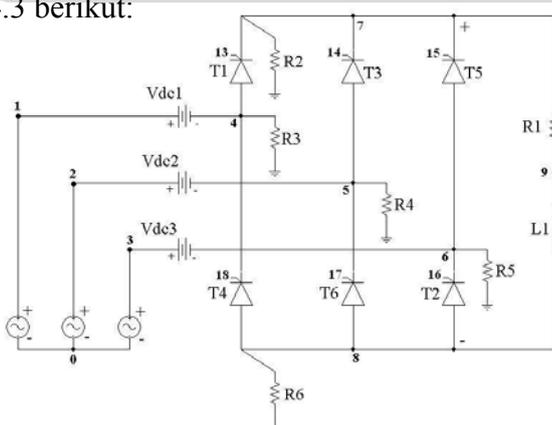
Lebar pulsa yang dikenakan untuk tiap thyristor dibuat cukup lebar sehingga thyristor dapat dinyalakan ketika sinyal gerbang dikenakan padanya. Lebar pulsa penyalan ditentukan  $t_w = 100 \mu s$ . [5]

#### 4.6 Rangkaian Simulasi PSPICE Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa

Rangkaian simulasi PSPICE konverter terkontrol penuh tiga fasa terdiri dari rangkaian konverter tanpa induktansi sumber dan rangkaian konverter dengan induktansi sumber.

##### 4.6.1 Konverter dengan Nilai $L_s = 0$

Rangkaian konverter terkontrol penuh tiga fasa tanpa induktansi sumber dapat dilihat pada gambar 4.3 berikut:

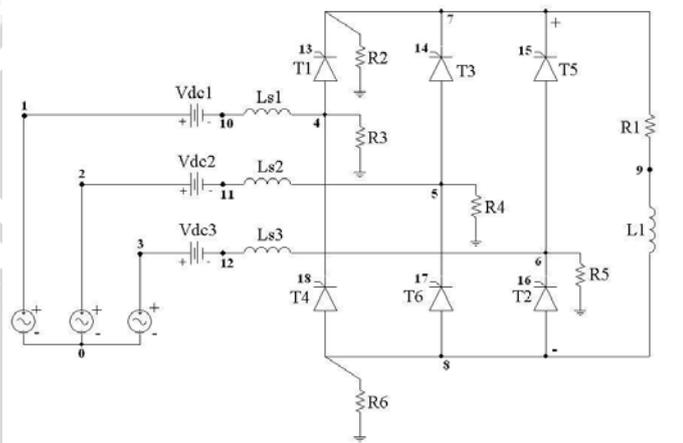


**Gambar 4.3.** Rangkaian Simulasi Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan  $L_s = 0$

**Sumber:** Perancangan

#### 4.6.2 Konverter dengan Nilai $L_s \neq 0$

Rangkaian konverter terkontrol penuh tiga fasa dengan induktansi sumber dapat dilihat pada gambar 4.4 berikut:



**Gambar 4.4.** Rangkaian Simulasi Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan  $L_s \neq 0$

**Sumber:** Perancangan

*Netlist* program untuk rangkaian simulasi konverter terkontrol penuh tiga fasa dengan dan tanpa pengaruh induktansi sumber dapat dilihat pada lampiran.

## BAB V

### ANALISIS PENGARUH INDUKTANSI SUMBER TERHADAP KINERJA KONVERTER TERKONTROL PENUH TIGA FASA

#### 5.1 Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Distorsi Harmonisa Total (THD) Arus Masukan Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa

Pengaruh induktansi sumber terhadap distorsi harmonisa total (THD) arus masukan dari konverter terkontrol penuh tiga fasa dilakukan baik dengan simulasi maupun dengan teori. Untuk mengetahui pengaruh induktansi sumber terhadap distorsi harmonisa total arus masukan konverter tersebut, maka simulasi dan perhitungan secara teori dilakukan pada konverter dengan dan tanpa induktansi sumber. Perhitungan distorsi harmonisa total arus masukan dilakukan pada sudut penyalan  $30^{\circ}$ ,  $45^{\circ}$  dan  $60^{\circ}$ .

##### 5.1.1 Perhitungan THD Arus Masukan Tanpa Induktansi Sumber

Nilai arus beban ditentukan dari tegangan keluaran rata-rata dibagi dengan resistansi beban sesuai dengan persamaan 2-5:

$$I_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}V_{LL}}{\pi R} \cos \alpha$$

Besar arus beban untuk sudut penyalan  $30^{\circ}$  adalah:

$$I_d = I_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2} \times 380}{\pi 10} \cos(30^{\circ})$$

$$I_d = 44,465 \text{ A}$$

Konstanta Fourier yang digunakan untuk menghitung komponen arus harmonisa dihitung dengan persamaan 2-18 dan 2-20:

$$a_n = \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin(n\alpha)$$

$$b_n = -\frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cos(n\alpha)$$

dengan nilai  $n = 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, \dots$

Nilai arus masukan untuk tiap-tiap komponen arus harmonisa diperoleh dari persamaan 2-15:

$$I_{sn} = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}}$$

Besar arus masukan untuk tiap-tiap komponen arus harmonisa pada sudut penyalaan  $30^\circ$  adalah:

- Untuk  $n = 1$

$$a_1 = \frac{4 \times 44,465}{1 \cdot \pi} \sin \frac{1 \cdot \pi}{3} \sin(1 \times 30^\circ)$$

$$a_1 = 24,515$$

$$b_1 = -\frac{4 \times 44,465}{1 \cdot \pi} \sin \frac{1 \cdot \pi}{3} \cos(1 \times 30^\circ)$$

$$b_1 = -42,461$$

Maka didapatkan  $I_{s1}$  adalah sebagai berikut:

$$I_{s1} = \sqrt{\frac{(24,515)^2 + (-42,461)^2}{2}}$$

$$I_{s1} = 34,669 \text{ A}$$

- Untuk  $n = 5$

$$a_5 = \frac{4 \times 44,465}{5 \cdot \pi} \sin \frac{5 \cdot \pi}{3} \sin(5 \times 30^\circ)$$

$$a_5 = -4,903$$

$$b_5 = -\frac{4 \times 44,465}{5 \cdot \pi} \sin \frac{5 \cdot \pi}{3} \cos(5 \times 30^\circ)$$

$$b_5 = -8,500$$

Maka didapatkan  $I_{s5}$  adalah sebagai berikut:

$$I_{s5} = \sqrt{\frac{(-4,903)^2 + (-8,500)^2}{2}}$$

$$I_{s5} = 6,934 \text{ A}$$

Demikian seterusnya untuk menghitung komponen arus harmonisa ke-7, 11, 13,...

Komponen harmonisa tersebut dapat dilihat pada tabel 5.1.

Dari nilai-nilai komponen harmonisa arus masukan tersebut dapat dihitung nilai arus masukan dari konverter dengan persamaan  $I_s = \sqrt{\sum_{n=1,5,7,11,\dots}^n I_n^2}$  sehingga didapatkan nilai arus masukan:  $I_{s(simulasi)} = 35,915 \text{ A}$  dan  $I_{s(teori)} = 36,538 \text{ A}$ .

Dari perhitungan tersebut didapatkan nilai komponen arus harmonisa baik secara teori dan simulasi seperti terlihat pada tabel 5.1 berikut:

**Tabel 5.1.** Perhitungan Komponen Harmonisa Arus Masukan Tanpa Induktansi Sumber pada Sudut Penyalaan  $30^\circ$

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,457	34,669
5	6,976	6,934
7	4,827	4,953
11	3,132	3,152
13	2,613	2,667
17	2,021	2,039
19	1,792	1,825
23	1,493	1,507
25	1,365	1,387
29	1,185	1,195
31	1,103	1,118

**Sumber:** Hasil Perhitungan

Dari komponen arus harmonisa tersebut dapat dihitung nilai distorsi harmonisa total (THD) arus masukan dengan menggunakan persamaan 2-48. Besarnya distorsi harmonisa total (THD) arus masukan baik secara simulasi maupun secara teori adalah:

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^s}}{I_{s1}}$$

$$\%THD_{i(simulasi)} = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^s}}{I_{s1}} = 100 \times \frac{\sqrt{(35,915)^2 - (34,457)^2}}{34,457}$$

$$\%THD_{i(simulasi)} = 29,398 \%$$

$$\%THD_{i(teori)} = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^s}}{I_{s1}} = 100 \times \frac{\sqrt{(36,538)^2 - (34,669)^2}}{34,669}$$

$$\%THD_{i(teori)} = 34,075 \%$$

Untuk berbagai sudut penyalaan dan pada berbagai variasi kondisi dari induktansi sumber, dapat dilihat pada tabel 5.3 sampai tabel 5.5.

### 5.1.2 Perhitungan THD Arus Masukan dengan Adanya Induktansi Sumber

Pada penelitian ini, induktansi sumber ( $L_s$ ) didapatkan dari hasil perhitungan pada sub bab sebelumnya. Dan nilai induktansi sumber dinaikkan secara bertahap dari  $0,5 L_s$  sampai dengan  $6 L_s$  dengan masing-masing kenaikan 0,5.

Nilai arus beban rata-rata  $I_d$  didapatkan dari persamaan 2-32 sebagai berikut:

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

Nilai sudut *overlap* ditentukan dengan persamaan 2-41 sebagai berikut:

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2} V_{LL}} I_{dc(avg)}$$

Konstanta Fourier yang digunakan untuk menghitung nilai komponen harmonisa arus masukan dengan  $n > 1$  dapat ditentukan dengan persamaan 2-47 berikut:

$$a_n = -\frac{2I_{dc(avg)}}{n\pi} [\sin n(\alpha) + \sin n(\alpha + u)]$$

$$b_n = \frac{2I_{dc(avg)}}{n\pi} [\cos n(\alpha) + \cos n(\alpha + u)]$$

Sedangkan untuk  $n = 1$  nilai arus masukan didapatkan dari persamaan 2-44 sebagai berikut:

$$I_{s1} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} I_d \cos \alpha - \frac{1}{\pi} \omega L_s I_d^2}{V_s \cos\left(\alpha + \frac{u}{2}\right)}$$

Besarnya distorsi harmonisa total (THD) pada sudut penyalan  $30^\circ$  dan kondisi  $0,5 L_s$ :

a. Perhitungan  $I_{dc(avg)} = I_d$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d$$

$$I_d R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d$$

$$10I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times \cos(30^\circ) - \frac{3 \times 2 \times \pi \times 50 \times 0,5 \times 0,068 \times 10^{-3}}{\pi} \times I_d$$

$$10I_d = 444,652 - 0,000204I_d$$

$$I_d = 44,419 \text{ A}$$

b. Perhitungan sudut *overlap* ( $u$ )

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2} V_{LL}} I_d$$

$$\cos(30^\circ + u) = \cos(30^\circ) - \frac{2 \times 2 \times \pi \times 50 \times 0,5 \times 0,068 \times 10^{-3}}{\sqrt{2} \times 380} \times 44,419$$

$$\cos(30^\circ + u) = 0,866 - 1,764 \times 10^{-3}$$

$$30^\circ + u = \arccos(0,864235)$$

$$30^\circ + u = 30,201^\circ$$

$$u = 0,201^\circ$$

c. Perhitungan komponen harmonisa dari arus masukan:

– Untuk  $n = 1$

$$I_{s1} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} I_d \cos \alpha - \frac{1}{\pi} \omega L_s I_d^2}{V_s \cos\left(\alpha + \frac{u}{2}\right)}$$

$$I_{s1} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times 44,419 \times \cos(30^\circ) - \frac{1}{\pi} \times 2 \times \pi \times 50 \times 0,5 \times 0,068 \times 10^{-3} \times (44,419)^2}{220 \times \cos\left(30^\circ + \frac{0,201^\circ}{2}\right)}$$

$$I_{s1} = 34,556 \text{ A}$$

– Untuk  $n = 5$

$$a_n = -\frac{2I_d}{n\pi} [\sin n(\alpha) + \sin n(\alpha + u)]$$

$$a_5 = -\frac{2 \times 44,419}{5 \cdot \pi} [\sin 5(30^\circ) + \sin 5(30^\circ + 0,201^\circ)]$$

$$a_5 = -5,571$$

$$b_5 = \frac{2I_d}{n\pi} [\cos n(\alpha) + \cos n(\alpha + u)]$$

$$b_5 = \frac{2 \times 44,419}{5 \cdot \pi} [\cos 5(30^\circ) + \cos 5(30^\circ + 0,201^\circ)]$$

$$b_5 = -9,849$$

Dari nilai  $a_5$  dan  $b_5$  didapatkan nilai  $I_{s5}$  sebagai berikut:

$$I_{s5} = \sqrt{\frac{(-5,571)^2 + (-9,849)^2}{2}}$$

$$I_{s5} = 8,002 \text{ A}$$

– Untuk  $n = 7$

$$a_7 = -\frac{2 \times 44,419}{7 \cdot \pi} [\sin 7(30^\circ) + \sin 7(30^\circ + 0,201^\circ)]$$

$$a_7 = 4,127$$

$$b_7 = \frac{2 \times 44,419}{7 \cdot \pi} [\cos 7(30^\circ) + \cos 7(30^\circ + 0,201^\circ)]$$

$$b_7 = -6,949$$

Dari nilai  $a_7$  dan  $b_7$  didapatkan nilai  $I_{s7}$  sebagai berikut:

$$I_{s7} = \sqrt{\frac{(4,127)^2 + (-6,949)^2}{2}}$$

$$I_{s7} = 5,715 \text{ A}$$

Untuk nilai  $n = 11, 13, 17, 19, \dots$  perhitungan komponen arus harmonisa sama dengan perhitungan untuk  $n = 5$  dan  $n = 7$ .

Dari perhitungan tersebut didapatkan nilai komponen arus harmonisa baik secara teori dan simulasi seperti terlihat pada tabel 5.2 berikut:

**Tabel 5.2.** Perhitungan Komponen Harmonisa Arus Masukan dengan  $0,5 L_s$  pada Sudut Penyalaan  $30^\circ$

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,344	34,556
5	6,955	8,002
7	4,807	5,715
11	3,122	3,636
13	2,599	3,077
17	2,014	2,352
19	1,780	2,104
23	1,487	1,738
25	1,354	1,598
29	1,178	1,377
31	1,092	1,288

**Sumber:** Hasil Perhitungan

Nilai arus masukan dari konverter dengan persamaan  $I_s = \sqrt{\sum_{n=1,5,7,11,\dots}^n I_n^2}$

sehingga didapatkan nilai arus masukan:  $I_{s(\text{simulasi})} = 35,796 \text{ A}$  dan  $I_{s(\text{teori})} = 36,505 \text{ A}$ .

- d. Dari komponen arus harmonisa tersebut dapat dihitung nilai distorsi harmonisa total (THD) arus masukan baik secara simulasi maupun secara teori dengan menggunakan persamaan:

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2-57)$$

$$\%THD_{i(simulasi)} = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = 100 \times \frac{\sqrt{(35,796)^2 - (34,344)^2}}{34,344}$$

$$\%THD_{i(simulasi)} = 29,387 \%$$

$$\%THD_{i(teori)} = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = 100 \times \frac{\sqrt{(36,505)^2 - (34,556)^2}}{34,556}$$

$$\%THD_{i(teori)} = 34,056 \%$$

Perhitungan komponen harmonisa arus masukan dan nilai distorsi harmonisa arus masukan untuk nilai induktansi sumber yaitu  $0,5 L_s$ , sampai  $6 L_s$ , dengan sudut penyalaan  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  dan  $60^\circ$  didapatkan dengan cara yang sama dengan mengganti nilai induktansi sumber dan sudut penyalaan sesuai dengan yang diinginkan. Hasil perhitungan nilai arus rms masukan, nilai fundamental arus masukan, **THD** arus masukan serta sudut *overlap* untuk tiap—tiap sudut penyalaan dapat dilihat pada tabel 5.3 sampai tabel 5.5 di bawah ini, sedangkan untuk data komponen harmonisa arus masukan untuk setiap nilai induktansi sumber dapat dilihat pada lampiran.

**Tabel 5.3.** Hasil Perhitungan  $I_s, I_{s1}, I_{dc(avg)}, THD_i$ , dan  $u$  pada Berbagai Kondisi  $L_s$  Pada Sudut Penyalaan  $30^\circ$

Kondisi	$I_s$ (A)		$I_{s1}$ (A)		$I_{dc(avg)}$ (A)	THD <sub>i</sub> (%)		$u$ (°)
	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori		Simulasi	Teori	
Ls = 0	35,915	36,538	34,457	34,669	44,465	29,397	34,075	0
0.5Ls	35,796	36,505	34,344	34,556	44,419	29,387	34,056	0,201
1Ls	35,766	36,465	34,316	34,520	44,374	29,375	34,038	0,401
1.5Ls	35,728	36,425	34,280	34,485	44,329	29,368	34,009	0,600
2Ls	35,690	36,383	34,245	34,449	44,284	29,358	33,968	0,796
2.5Ls	35,652	36,340	34,210	34,414	44,239	29,345	33,917	0,992
3Ls	35,614	36,295	34,174	34,379	44,194	29,328	33,855	1,186
3.5Ls	35,575	36,250	34,139	34,343	44,150	29,310	33,784	1,378
4Ls	35,543	36,204	34,111	34,308	44,105	29,283	33,703	1,569
4.5Ls	35,504	36,157	34,075	34,272	44,060	29,258	33,614	1,758
5Ls	35,465	36,108	34,040	34,237	44,016	29,232	33,515	1,947
5.5Ls	35,425	36,059	34,005	34,201	43,971	29,203	33,409	2,133
6Ls	35,385	36,010	33,969	34,166	43,927	29,171	33,296	2,319

Sumber: Hasil Perhitungan

**Tabel 5.4.** Hasil Perhitungan  $I_s, I_{s1}, I_{dc(avg)}, THD_i$ , dan  $u$  pada Berbagai Kondisi  $L_s$  Pada Sudut Penyalaan  $45^\circ$

Kondisi	$I_s$ (A)		$I_{s1}$ (A)		$I_{dc(avg)}$ (A)	THD <sub>i</sub> (%)		$u$ (°)
	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori		Simulasi	Teori	
Ls = 0	29,388	29,977	28,194	28,308	36,306	29,416	34,086	0
0.5Ls	29,201	29,806	28,017	28,215	36,269	29,378	34,061	0,117
1Ls	29,178	29,775	27,996	28,186	36,232	29,362	34,055	0,233
1.5Ls	29,148	29,744	27,968	28,157	36,195	29,361	34,045	0,349
2Ls	29,119	29,712	27,940	28,129	36,158	29,361	34,031	0,464
2.5Ls	29,088	29,680	27,911	28,100	36,122	29,353	34,013	0,579
3Ls	29,059	29,648	27,883	28,071	36,085	29,349	33,992	0,693
3.5Ls	29,029	29,616	27,855	28,043	36,048	29,345	33,966	0,807
4Ls	28,999	29,583	27,827	28,014	36,012	29,337	33,938	0,920
4.5Ls	28,969	29,550	27,798	27,986	35,975	29,332	33,905	1,033
5Ls	28,939	29,517	27,770	27,957	35,939	29,323	33,870	1,146
5.5Ls	28,909	29,483	27,742	27,929	35,903	29,314	33,830	1,258
6Ls	28,878	29,449	27,713	27,900	35,867	29,303	33,788	1,369

Sumber: Hasil Perhitungan

**Tabel 5.5.** Hasil Perhitungan  $I_s, I_{s1}, I_{dc(avg)}, THD_i$ , dan  $u$  pada Berbagai Kondisi  $L_s$  PadaSudut Penyalaan  $60^\circ$ 

Kondisi	$I_s$ (A)		$I_{s1}$ (A)		$I_{dc(avg)}$ (A)	THD <sub>i</sub> (%)		$u$ (°)
	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori		Simulasi	Teori	
$L_s = 0$	20,903	21,094	20,052	20,016	25,672	29,449	34,063	0
0.5 $L_s$	20,604	21,077	19,769	19,951	25,646	29,367	34,062	0,067
1 $L_s$	20,595	21,055	19,762	19,931	25,620	29,346	34,060	0,135
1.5 $L_s$	20,574	21,033	19,741	19,910	25,594	29,350	34,057	0,202
2 $L_s$	20,552	21,012	19,720	19,890	25,568	29,352	34,052	0,268
2.5 $L_s$	20,536	20,990	19,706	19,870	25,542	29,339	34,046	0,335
3 $L_s$	20,514	20,968	19,684	19,850	25,516	29,345	34,039	0,402
3.5 $L_s$	20,492	20,946	19,663	19,830	25,490	29,346	34,030	0,468
4 $L_s$	20,470	20,924	19,642	19,809	25,464	29,345	34,020	0,534
4.5 $L_s$	20,455	20,903	19,628	19,789	25,439	29,336	34,009	0,600
5 $L_s$	20,433	20,881	19,607	19,769	25,413	29,334	33,997	0,666
5.5 $L_s$	20,411	20,859	19,585	19,749	25,387	29,330	33,983	0,731
6 $L_s$	20,395	20,837	19,571	19,729	25,362	29,320	33,969	0,797

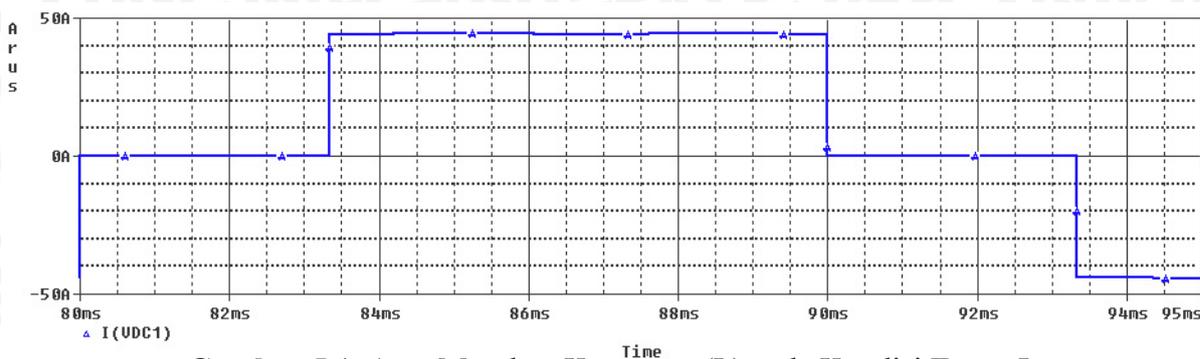
**Sumber:** Hasil Perhitungan

### 5.1.3 Analisis Hasil Simulasi dan Perhitungan THD Arus Masukan Konverter Tanpa Induktansi Sumber dan dengan Induktansi Sumber

Pada konverter terkontrol penuh tiga fasa dengan kondisi induktansi sumber bernilai nol, gelombang arus masukan akan mendekati bentuk gelombang persegi. Hal ini dikarenakan komutasi arus antara kedua pasang thyristor terjadi secara seketika. Bentuk gelombang arus masukan yang seperti ini mengandung nilai harmonisa yang tinggi dan dapat menyebabkan kerugian seperti yang telah dibahas sebelumnya pada bab II.

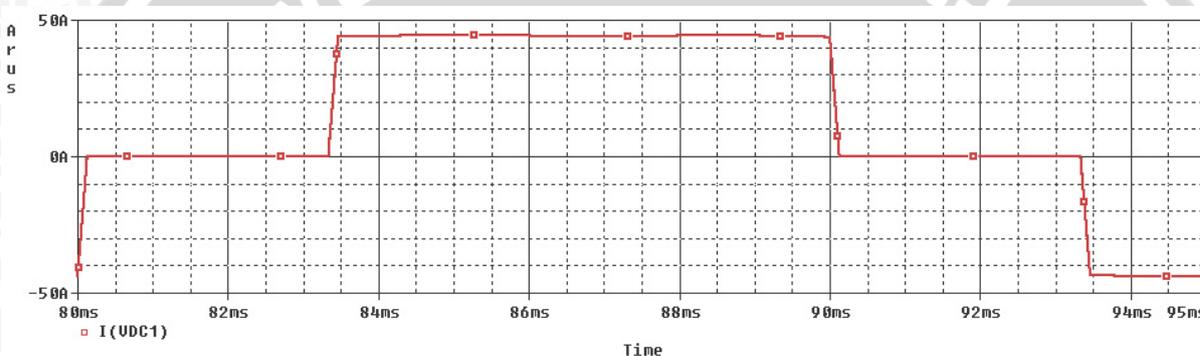
Seperti yang telah dibahas sebelumnya bahwa munculnya induktansi sumber akan menyebabkan komutasi arus tidak dapat terjadi seketika, atau dengan kata lain kecepatan peningkatan dan penurunan arus akan terjadi secara bertahap. Hal ini akan mempengaruhi bentuk gelombang dari arus masukan konverter tersebut. Adanya induktansi sumber akan mengakibatkan gelombang arus masukan tidak lagi berbentuk persegi tetapi akan mendekati bentuk trapezoidal. Semakin besar nilai induktansi sumber ( $L_s$ ) maka kemiringan bentuk gelombang arus masukan akan semakin besar bahkan dapat mendekati bentuk gelombang komponen fundamental dari arus masukan

konverter tersebut seperti yang ditunjukkan pada gambar 5.1 dan gambar 5.2 dibawah ini:



**Gambar 5.1.** Arus Masukan Konverter ( $I_s$ ) pada Kondisi Tanpa  $L_s$  dan Sudut Penyalaan ( $\alpha$ ) Sebesar  $30^\circ$

**Sumber:** Hasil Simulasi

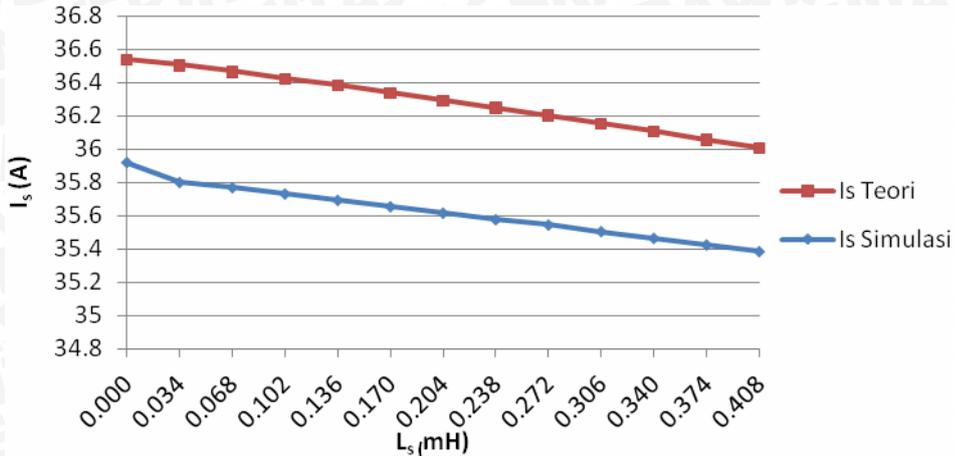


**Gambar 5.2.** Arus Masukan Konverter ( $I_s$ ) pada Kondisi  $6L_s$  dan Sudut Penyalaan ( $\alpha$ ) Sebesar  $30^\circ$

**Sumber:** Hasil Simulasi

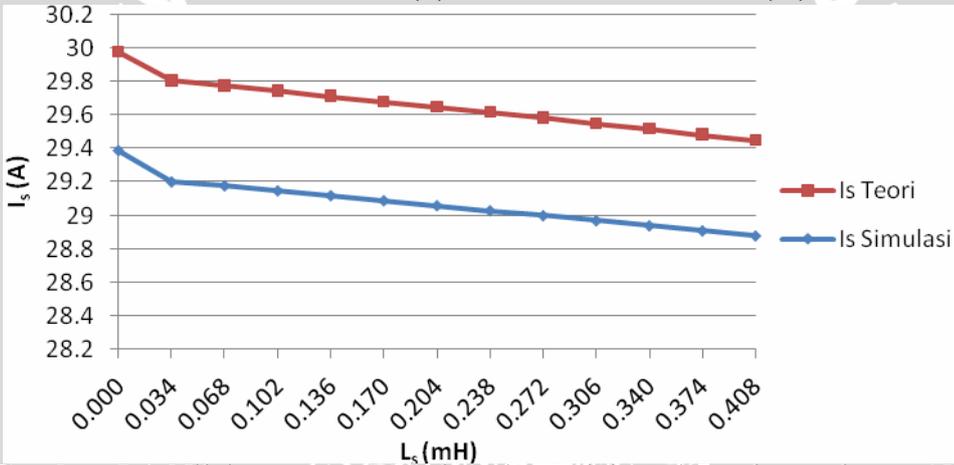
Selain mengakibatkan perubahan bentuk gelombang dari arus masukan, munculnya induktansi sumber juga menyebabkan nilai rms dari arus masukan mengalami penurunan. Semakin besar nilai induktansi sumber maka nilai rms dari arus masukan akan semakin kecil. Gambar 5.3 sampai 5.5 menunjukkan hubungan antara penambahan nilai induktansi sumber yang menyebabkan penurunan nilai rms dari arus masukan.

Nilai Arus Masukan ( $I_s$ ) dan Induktansi Sumber ( $L_s$ )



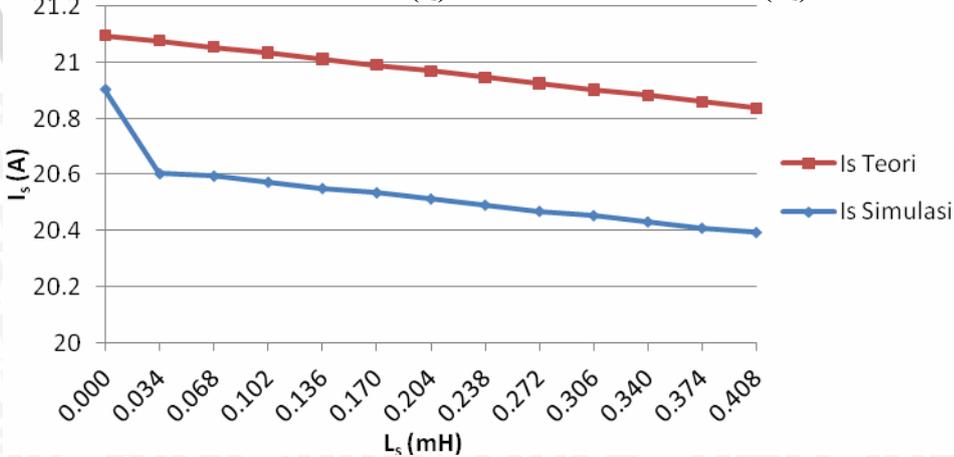
**Gambar 5.3.** Nilai rms Arus Masukan dan Induktansi Sumber pada  $\alpha = 30^\circ$   
**Sumber:** Hasil Perhitungan

Nilai Arus Masukan ( $I_s$ ) dan Induktansi Sumber ( $L_s$ )



**Gambar 5.4.** Nilai rms Arus Masukan dan Induktansi Sumber pada  $\alpha = 45^\circ$   
**Sumber:** Hasil Perhitungan

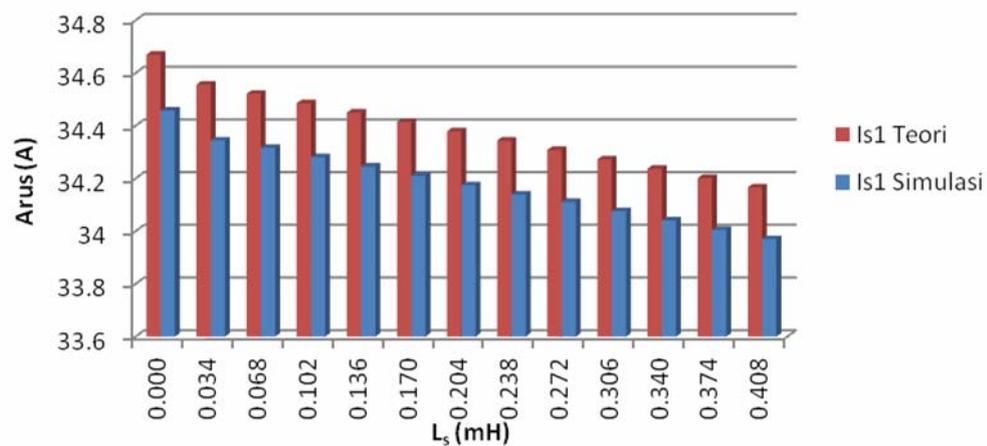
Nilai Arus Masukan ( $I_s$ ) dan Induktansi Sumber ( $L_s$ )



**Gambar 5.5.** Nilai rms Arus Masukan dan Induktansi Sumber pada  $\alpha = 60^\circ$   
**Sumber:** Hasil Perhitungan

Penurunan nilai rms dari arus masukan disebabkan karena penurunan komponen harmonisa dari arus masukan termasuk komponen fundamental dari arus masukan dengan semakin bertambahnya nilai induktansi sumber. Pada tabel 5.3 sampai tabel 5.5 dapat dilihat bahwa semakin besar nilai induktansi sumber maka nilai komponen fundamental arus masukan akan semakin kecil seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 5.6 di bawah ini.

**Komponen Fundamental Arus Masukan pada Berbagai Kondisi  $L_s$**



**Gambar 5.6.** Nilai Komponen Arus Masukan Fundamental pada Berbagai Kondisi  $L_s$  dengan  $\alpha = 30^\circ$

**Sumber:** Hasil Perhitungan

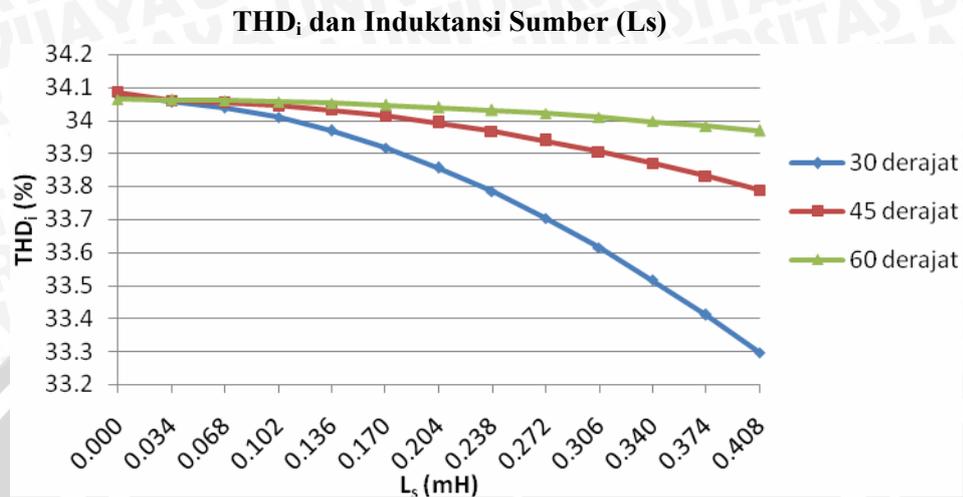
Nilai rms arus masukan termasuk juga komponen harmonisa dari arus masukan serta bentuk gelombang dari arus masukan dari gelombang persegi ke bentuk gelombang trapezoidal akan mempengaruhi nilai distorsi harmonisa total (THD) arus masukan konverter sesuai dengan persamaan 2-48:

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}}$$

Semakin kecil nilai rms arus masukan termasuk juga nilai komponen harmonisa dari arus masukan serta bentuk gelombang arus masukan yang mendekati bentuk gelombang sinusoida akan mengakibatkan nilai THD arus masukan semakin kecil. Pada tabel 5.3 sampai tabel 5.5 dapat dilihat penurunan nilai THD arus masukan.

Dengan demikian peningkatan nilai induktansi sumber akan menyebabkan penurunan nilai THD arus masukan konverter. Hubungan antara peningkatan nilai

induktansi sumber dengan penurunan THD arus masukan konverter untuk sudut penyalan  $30^\circ$  ditunjukkan oleh Gambar 5.7 dibawah ini.



**Gambar 5.7.** THD<sub>i</sub> dan Induktansi Sumber (L<sub>s</sub>) pada  $\alpha = 30^\circ$

Sumber: Hasil Perhitungan

## 5.2 Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Unjuk Kerja Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa

Induktansi sumber akan mempengaruhi unjuk kerja dari konverter terkontrol penuh tiga fasa yang dalam hal ini adalah tegangan keluaran konverter dan sudut *overlap* ( $u$ ).

### 5.2.1 Tegangan Keluaran Konverter

Induktansi sumber akan mempengaruhi nilai tegangan keluaran dari konverter karena selama periode komutasi  $u$ , beban akan terhubung singkat sehingga pada saat itu tegangan pada beban bernilai nol.

Tegangan keluaran konverter akibat munculnya induktansi sumber ditentukan dengan persamaan (2-32):

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

a) Perhitungan Tegangan Keluaran Konverter pada Sudut Penyalan  $30^\circ$

a. Kondisi  $L_s = 0$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times \cos 30^\circ$$

$$V_{dc(avg)} = 444,652 \text{ V}$$

b. Kondisi  $0,5L_s$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times \cos 30^\circ - \frac{3 \times 2 \times \pi \times 50 \times 0,5 \times 0,068 \times 10^{-3} \times 44,419}{\pi}$$

$$V_{dc(avg)} = 444,198 \text{ V}$$

b) Perhitungan Tegangan Keluaran Konverter pada Sudut Penyalaan  $45^\circ$

a. Kondisi  $L_s = 0$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times \cos 45^\circ$$

$$V_{dc(avg)} = 363,057 \text{ V}$$

b. Kondisi  $0,5L_s$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times \cos 45^\circ - \frac{3 \times 2 \times \pi \times 50 \times 0,5 \times 0,068 \times 10^{-3} \times 36,268}{\pi}$$

$$V_{dc(avg)} = 362,687 \text{ V}$$

c) Perhitungan Tegangan Keluaran Konverter pada Sudut Penyalaan  $60^\circ$ a. Kondisi  $L_s = 0$ 

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times \cos 60^\circ$$

$$V_{dc(avg)} = 256,720 \text{ V}$$

b. Kondisi  $0,5L_s$ 

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc(avg)}$$

$$V_{dc(avg)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times 380 \times \cos 60^\circ - \frac{3 \times 2 \times \pi \times 50 \times 0,5 \times 0,068 \times 25,645}{\pi}$$

$$V_{dc(avg)} = 256,458 \text{ V}$$

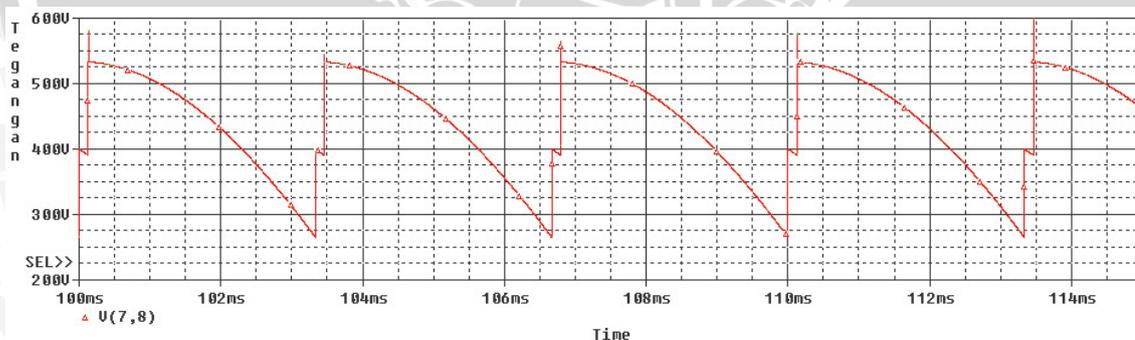
Nilai tegangan keluaran untuk kondisi  $L_s$  yang lain pada sudut penyalaan yang berbeda-beda dapat dicari dengan cara yang sama. Hasil perhitungan untuk tegangan keluaran pada berbagai kondisi  $L_s$  ditunjukkan pada Tabel 5.6 di bawah ini:

**Tabel 5.6.** Nilai Arus Keluaran dan Tegangan Keluaran pada Berbagai Kondisi  $L_s$  dan Berbagai Sudut Penyalaan

Kondisi	30°		45°		60°	
	I <sub>dav</sub> (A)	V <sub>dav</sub> (V)	I <sub>dav</sub> (A)	V <sub>dav</sub> (V)	I <sub>dav</sub> (A)	V <sub>dav</sub> (V)
L <sub>s</sub> = 0	44,465	444,652	36,306	363,057	25,672	256,720
0.5L <sub>s</sub>	44,419	444,198	36,268	362,687	25,645	256,458
1L <sub>s</sub>	44,374	443,746	36,231	362,317	25,619	256,197
1.5L <sub>s</sub>	44,329	443,295	36,194	361,949	25,593	255,936
2L <sub>s</sub>	44,284	442,845	36,158	361,581	25,567	255,676
2.5L <sub>s</sub>	44,239	442,395	36,121	361,214	25,541	255,417
3L <sub>s</sub>	44,194	441,947	36,084	360,848	25,515	255,158
3.5L <sub>s</sub>	44,150	441,499	36,048	360,483	25,490	254,900
4L <sub>s</sub>	44,105	441,053	36,011	360,118	25,464	254,642
4.5L <sub>s</sub>	44,060	440,607	35,975	359,754	25,438	254,384
5L <sub>s</sub>	44,016	440,162	35,939	359,391	25,412	254,127
5.5L <sub>s</sub>	43,971	439,718	35,902	359,028	25,387	253,871
6L <sub>s</sub>	43,927	439,275	35,866	358,666	25,361	253,615

Pada saat tiga thyristor konduksi secara bersamaan pada interval waktu komutasi *overlap*, sisi beban akan terhubung singkat sehingga tegangan pada beban akan bernilai nol. Semakin besar nilai induktansi sumber maka semakin lama pula waktu komutasi sehingga periode waktu hubung singkat pada sisi beban akan semakin lama, hal ini akan menyebabkan nilai tegangan keluaran rata-rata juga akan semakin kecil. Tabel 5.6 menunjukkan penurunan nilai tegangan keluaran rata-rata pada berbagai sudut penyalan dan berbagai kondisi induktansi sumber.

Dari tabel 5.6 terlihat bahwa pada sudut penyalan  $30^\circ$  dari nilai tegangan keluaran rata-rata sebesar 444,652 V pada kondisi tanpa induktansi sumber, turun menjadi 441,947 V pada kondisi nilai induktansi sumber  $3L_s$  atau 0,204 mH kemudian sampai turun menjadi 439,275 V pada kondisi nilai induktansi sumber  $6L_s$  atau 0,408 mH. Penurunan yang sama juga terjadi pada sudut penyalan yang lainnya. Adanya penurunan tegangan akibat munculnya induktansi sumber akan menyebabkan beban yang terhubung pada konverter tersebut tidak dapat bekerja dengan baik. Jika dibiarkan terus-menerus maka hal ini dapat merusak peralatan tersebut. Gelombang tegangan keluaran pada kondisi nilai induktansi sumber  $6L_s$  atau 0,408 mH ditunjukkan pada gambar 5.8.

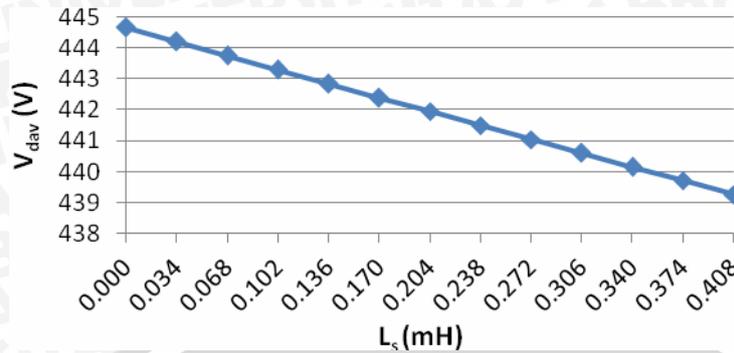


**Gambar 5.8.** Tegangan Keluaran ( $V_d$ ) pada Kondisi  $6L_s$  pada Sudut Penyalan  $\alpha = 30^\circ$

**Sumber:** Hasil Simulasi

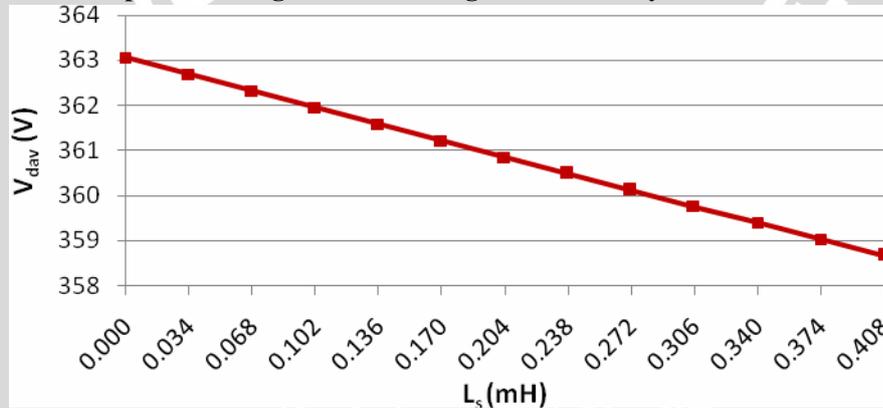
Hubungan antara nilai tegangan keluaran rata-rata dan induktansi sumber ditunjukkan oleh Gambar 5.9 sampai Gambar 5.11 di bawah ini.

**Nilai Tegangan Keluaran Rata-rata ( $V_{\text{dav}}$ )  
pada Berbagai Nilai  $L_s$  dengan Sudut Penyalaan  $30^\circ$**



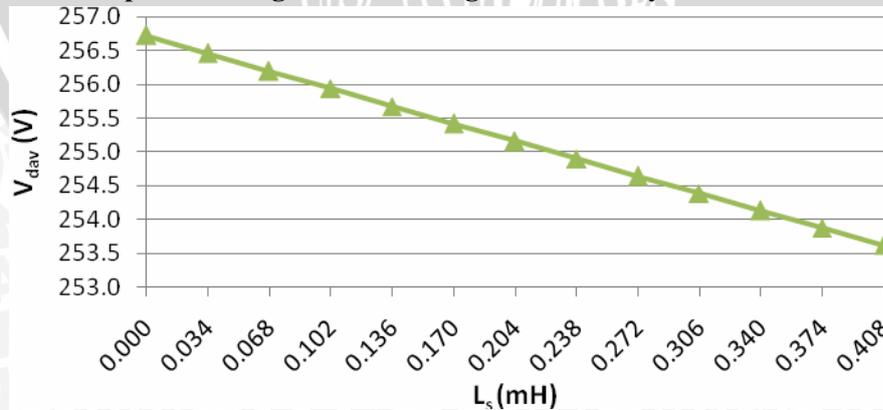
**Gambar 5.9.** Nilai Tegangan Keluaran rata-rata ( $V_{\text{dav}}$ ) pada Berbagai Nilai  $L_s$  dengan Sudut Penyalaan  $30^\circ$

**Nilai Tegangan Keluaran Rata-rata ( $V_{\text{dav}}$ )  
pada Berbagai Nilai  $L_s$  dengan Sudut Penyalaan  $45^\circ$**



**Gambar 5.10.** Nilai Tegangan Keluaran rata-rata ( $V_{\text{dav}}$ ) pada Berbagai Nilai  $L_s$  dengan Sudut Penyalaan  $45^\circ$   
**Sumber:** Hasil Perhitungan

**Nilai Tegangan Keluaran Rata-rata ( $V_{\text{dav}}$ )  
pada Berbagai Nilai  $L_s$  dengan Sudut Penyalaan  $60^\circ$**

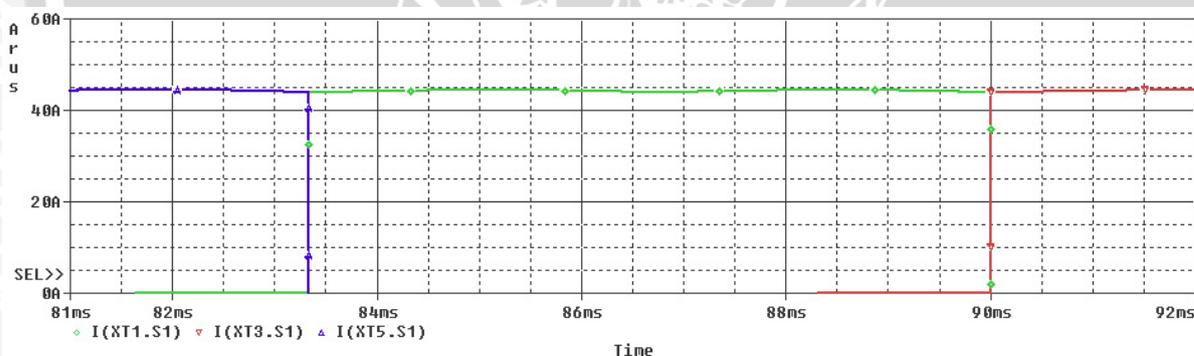


**Gambar 5.11.** Nilai Tegangan Keluaran rata-rata ( $V_{\text{dav}}$ ) pada Berbagai Nilai  $L_s$  dengan Sudut Penyalaan  $60^\circ$   
**Sumber:** Hasil Perhitungan

### 5.2.2 Sudut Overlap

Munculnya induktansi sumber pada sisi masukan konverter terkontrol penuh tiga fasa akan mempengaruhi unjuk kerja konverter tersebut. Induktansi sumber akan mengakibatkan komutasi arus antara pasangan thyristor yang konduksi secara bersamaan dengan pasangan thyristor yang lain tidak dapat berlangsung secara seketika, hal ini dikarenakan adanya persediaan energi yang terdapat pada induktansi sumber yang dilepaskan pada waktu terjadinya komutasi. Akibatnya sepasang thyristor konduksi dan sebuah thyristor yang sebelumnya masih tetap konduksi selama interval waktu  $u$  (sudut komutasi) tertentu (misalnya pasangan thyristor 1 dengan thyristor 6 konduksi, dan selama interval waktu komutasi thyristor 5 tetap konduksi bersama dengan pasangan thyristor 1 dan 6 tersebut).

Gambar 5.11 menunjukkan gelombang arus pada thyristor 1, thyristor 3 dan thyristor 5 pada sudut penyalan  $30^\circ$  tanpa adanya pengaruh induktansi sumber. Komutasi arus antara ketiganya terjadi secara seketika. Dan juga untuk thyristor 2, thyristor 4 dan thyristor 6 menghasilkan bentuk gelombang yang sama seperti gambar 5.12 untuk sudut penyalan  $30^\circ$ . Hal ini ditunjukkan oleh gambar ketiga gelombang arus yang tidak berpotongan.

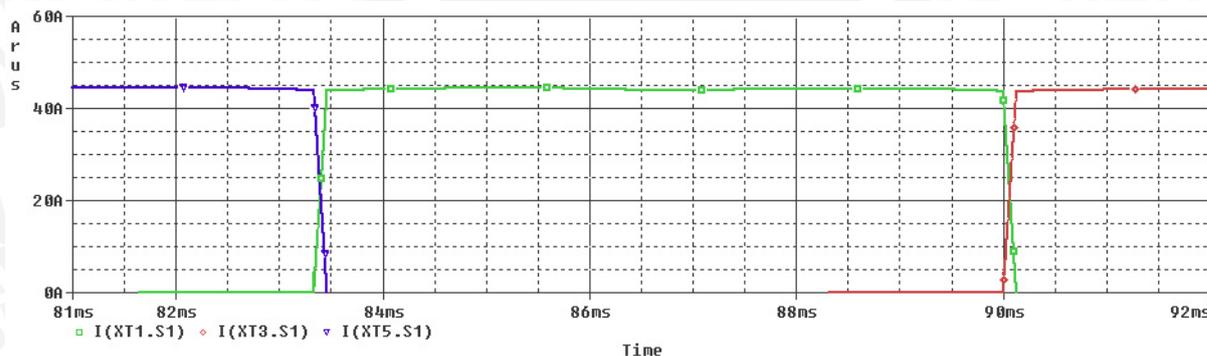


**Gambar 5.12.** Gelombang Arus Thyristor  $T_1$ ,  $T_3$  dan  $T_5$  Tanpa Pengaruh Induktansi Sumber ( $L_s$ ) pada Sudut Penyalan  $\alpha = 30^\circ$

**Sumber:** Hasil Simulasi

Sedangkan gambar 5.13 menunjukkan gelombang arus pada thyristor 1, thyristor 3 dan thyristor 5 pada sudut penyalan  $30^\circ$  dengan adanya pengaruh induktansi sumber yang bernilai  $6L_s$  (0,408 mH). Pada gambar tersebut terlihat bahwa pada interval waktu tertentu secara bergantian tiap sepasang thyristor akan konduksi pada saat yang sama atau pada periode komutasi *overlap*. Hal ini berarti terjadi *overlap* antara gelombang

arus pada thyristor  $T_1$  dan gelombang arus pada thyristor  $T_5$  (gelombang arus  $T_1$  dan  $T_5$  berpotongan pada satu titik pada saat gelombang arus  $T_1$  dan gelombang arus  $T_5$  memiliki nilai yang sama), juga akan berlaku untuk thyristor  $T_1$  dengan thyristor  $T_3$  dan thyristor  $T_3$  dan thyristor  $T_5$ . Dan hal tersebut akan terjadi juga untuk ketiga thyristor yang lain (thyristor  $T_2$ ,  $T_4$  dan  $T_6$ ). Hal ini juga terjadi pada sudut penyalan yang lain dalam hal ini pada sudut penyalan  $45^\circ$  dan  $60^\circ$ .



**Gambar 5.13.** Gelombang Arus Thyristor  $T_1$ ,  $T_3$  dan  $T_5$  Dengan Kondisi  $6L_s$  pada Sudut Penyalan  $\alpha = 30^\circ$

**Sumber:** Hasil Simulasi

Semakin besar nilai induktansi sumber maka periode komutasi yang ditunjukkan oleh sudut *overlap*  $u$  akan semakin besar. Peningkatan nilai sudut *overlap*  $u$  disebabkan pada nilai induktansi sumber yang semakin besar, energi yang tersimpan dalam induktor tersebut akan semakin lama. Tabel 5.7 menunjukkan nilai sudut *overlap*  $u$  pada berbagai kondisi induktansi sumber untuk sudut penyalan yang berbeda-beda.

**Tabel 5.7.** Sudut *Overlap* ( $u$ ) pada Berbagai Kondisi  $L_s$  dan Berbagai Sudut Penyalan

Kondisi	Sudut <i>Overlap</i> ( $u$ )					
	$30^\circ$		$45^\circ$		$60^\circ$	
	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori
$L_s = 0$	0	0	0	0	0	0
$0.5L_s$	0,270	0,201	0,144	0,116	0,054	0,067
$1L_s$	0,486	0,401	0,306	0,232	0,126	0,134
$1.5L_s$	0,684	0,600	0,414	0,348	0,198	0,201
$2L_s$	0,882	0,796	0,576	0,463	0,270	0,268

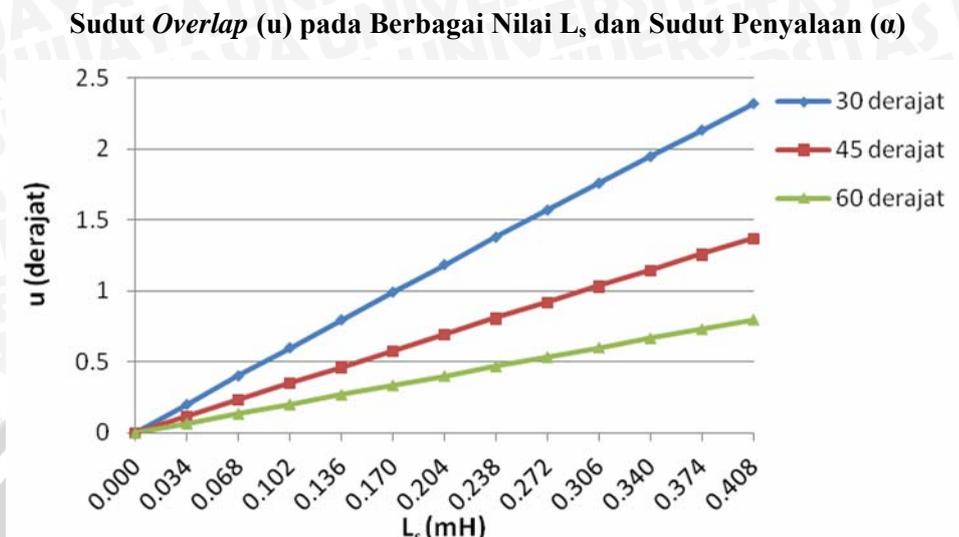
2.5Ls	1,080	0,992	0,666	0,578	0,342	0,335
3Ls	1,260	1,186	0,756	0,692	0,396	0,401
3.5Ls	1,458	1,378	0,864	0,806	0,468	0,467
4Ls	1,674	1,569	1,008	0,920	0,522	0,534
4.5Ls	1,800	1,758	1,152	1,033	0,594	0,600
5Ls	2,052	1,947	1,260	1,145	0,666	0,665
5.5Ls	2,214	2,133	1,332	1,257	0,738	0,731
6Ls	2,394	2,319	1,440	1,369	0,810	0,796

**Sumber:** Hasil Perhitungan

Dari tabel 5.7 dapat dilihat bahwa untuk sudut penyalan yang sama nilai sudut *overlap* akan mengalami kenaikan sesuai dengan peningkatan nilai induktansi sumber. Sedangkan pada nilai induktansi sumber yang sama dengan sudut penyalan yang semakin besar, terjadi penurunan nilai sudut *overlap*. Misalnya pada kondisi 6L<sub>s</sub> (0,408 mH) besarnya sudut *overlap* dengan perhitungan teori pada  $\alpha = 30^\circ$  adalah 2,319°, pada  $\alpha = 45^\circ$  turun menjadi 1,369°, sampai pada nilai  $\alpha = 60^\circ$  sudut *overlap* menjadi sebesar 0,796°.

Penurunan sudut *overlap* ini terjadi karena dengan meningkatnya sudut penyalan nilai arus yang dihasilkan oleh konverter akan berkurang karena periode konduksi masing-masing thyristor akan semakin pendek. Penurunan nilai arus ini akan menyebabkan energi yang tersimpan dalam induktansi sumber akan semakin kecil sehingga dengan semakin kecilnya energi yang tersimpan, maka periode pelepasan energi pun akan menjadi semakin singkat yang berpengaruh pada semakin berkurangnya sudut *overlap*.

Gambar 5.14 menunjukkan hubungan antara sudut *overlap* (sudut komutasi) dengan berbagai nilai induktansi sumber ( $L_s$ ).



**Gambar 5.14.** Sudut *overlap* ( $u$ ) secara teori pada Berbagai Kondisi  $L_s$

**Sumber:** Hasil Perhitungan

### 5.3 Pengaruh Induktansi Sumber Terhadap Faktor Daya Masukan Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa

Faktor daya masukan dari konverter terkontrol penuh tiga fasa didapatkan dari persamaan 2-50 sebagai berikut:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cos \phi_1$$

Nilai  $\phi_1$  merupakan sudut pergeseran dari komponen fundamental arus masukan konverter yang dipengaruhi oleh sudut penyalaan konverter dan sudut *overlap*  $u$  akibat munculnya induktansi sumber.

Secara teori nilai  $\phi_1$  setara dengan  $\alpha + \frac{1}{2} u$  sehingga dapat terlihat bahwa faktor daya masukan konverter dipengaruhi oleh dua faktor, yaitu distorsi harmonisa total dari arus masukan (THD) dan nilai sudut pergeseran  $\phi_1$ .

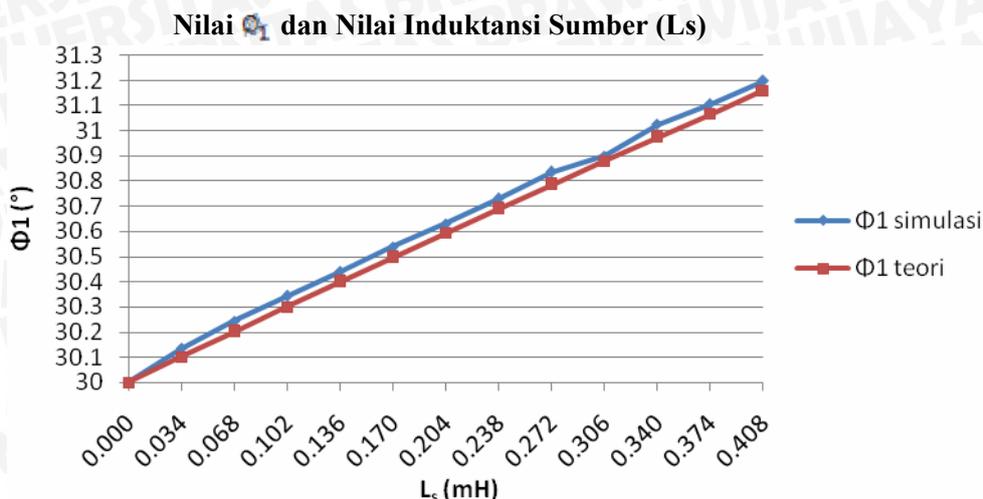
Telah dibahas sebelumnya bahwa semakin besar nilai induktansi sumber maka nilai sudut *overlap*  $u$  juga akan semakin besar sehingga nilai  $\phi_1$  juga akan semakin besar seperti yang ditunjukkan oleh tabel 5.8 di bawah ini.

**Tabel 5.8.** Sudut Pergeseran dari Komponen Fundamental Arus Masukan ( $\phi_1$ ) pada Berbagai Kondisi  $L_s$  dan Berbagai Sudut Penyalaan

Kondisi	$\Phi_1$ (°)					
	30°		45°		60°	
	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori
Ls = 0	30	30	45	45	60	60
0.5Ls	30,135	30,100	45,072	45,058	60,027	60,033
1Ls	30,243	30,200	45,153	45,116	60,063	60,067
1.5Ls	30,342	30,300	45,207	45,174	60,099	60,100
2Ls	30,441	30,398	45,288	45,231	60,135	60,134
2.5Ls	30,540	30,496	45,333	45,289	60,171	60,167
3Ls	30,630	30,593	45,378	45,346	60,198	60,200
3.5Ls	30,729	30,689	45,432	45,403	60,234	60,233
4Ls	30,837	30,784	45,504	45,460	60,261	60,267
4.5Ls	30,900	30,879	45,576	45,516	60,297	60,300
5Ls	31,026	30,973	45,630	45,572	60,333	60,332
5.5Ls	31,107	31,066	45,666	45,628	60,369	60,365
6Ls	31,197	31,159	45,720	45,684	60,405	60,398

**Sumber:** Hasil Perhitungan

Pada tabel 5.8 terlihat adanya peningkatan nilai  $\phi_1$  untuk setiap sudut penyalaan seiring meningkatnya nilai induktansi sumber. Dari tabel tersebut juga dapat dilihat bahwa semakin besar sudut penyalaan dari konverter pada kondisi nilai induktansi yang sama, nilai sudut  $\phi_1$  juga akan semakin besar. Peningkatan nilai sudut  $\phi_1$  sebagai fungsi induktansi sumber untuk sudut penyalaan 30° dapat dilihat pada Gambar 5.15 berikut ini.



**Gambar 5.15.** Nilai  $\phi_1$  dan Nilai Induktansi Sumber (Ls) pada  $\alpha = 30^\circ$

**Sumber:** Hasil Perhitungan

Semakin besar sudut  $\phi_1$ , maka nilai  $\cos\phi_1$  akan semakin kecil sehingga nilai faktor daya masukan juga akan semakin turun. Pengaruh THD<sub>i</sub> terhadap faktor daya masukan akan lebih kecil jika dibandingkan dengan pengaruh  $\phi_1$  karena nilai THD<sub>i</sub> dikuadratkan. Semakin besar nilai induktansi sumber akan mengakibatkan semakin besar sudut  $\phi_1$  dan semakin kecilnya nilai THD<sub>i</sub>; sehingga nilai faktor daya masukan akan semakin turun seperti yang terlihat pada tabel 5.9 berikut ini:

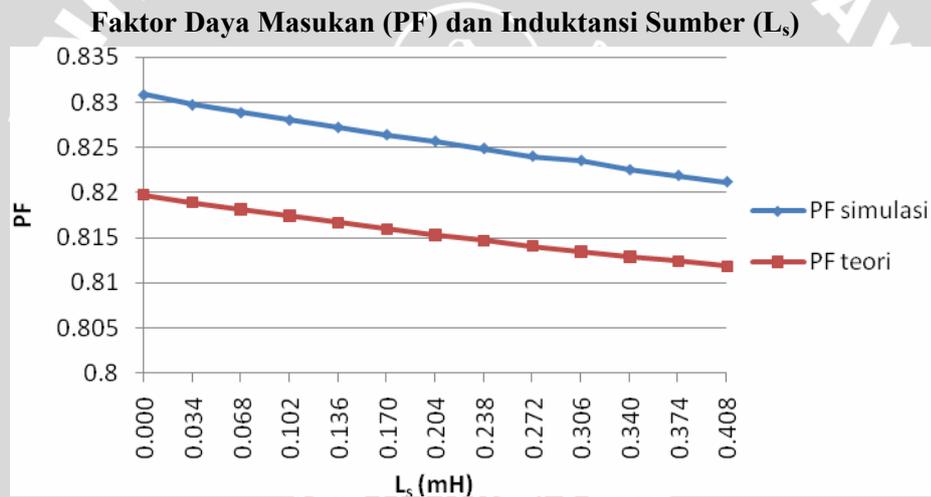
**Tabel 5.9.** Nilai Faktor Daya pada Berbagai Kondisi L<sub>s</sub> dan Berbagai Sudut Penyalaan

Kondisi	Faktor Daya (PF)					
	30°		45°		60°	
	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori	Simulasi	Teori
Ls = 0	0,830866	0,819742	0,678366	0,669294	0,479635	0,473295
0.5Ls	0,829757	0,818954	0,677583	0,668664	0,479350	0,472815
1Ls	0,828874	0,818169	0,676651	0,667997	0,478855	0,472337
1.5Ls	0,828055	0,817416	0,676011	0,667339	0,478327	0,471862
2Ls	0,827236	0,816695	0,675048	0,666692	0,477801	0,471389
2.5Ls	0,826426	0,816005	0,674527	0,666055	0,477295	0,470920
3Ls	0,825695	0,815343	0,673998	0,665427	0,476895	0,470454
3.5Ls	0,824890	0,814709	0,673362	0,664808	0,476370	0,469991
4Ls	0,824025	0,814101	0,672517	0,664198	0,475980	0,469531

4.5Ls	0,823539	0,813519	0,671664	0,663598	0,475467	0,469073
5Ls	0,822510	0,812959	0,671035	0,663006	0,474946	0,468619
5.5Ls	0,821874	0,812422	0,670619	0,662423	0,474427	0,468167
6Ls	0,821164	0,811905	0,669992	0,661848	0,473915	0,467718

**Sumber:** Hasil Perhitungan

Dari tabel 5.9 di atas terlihat penurunan faktor daya untuk setiap sudut penyalan seiring bertambahnya nilai induktansi sumber. Dan juga terlihat bahwa pada nilai induktansi yang sama, faktor daya akan mengalami penurunan apabila sudut penyalan diperbesar. Penurunan faktor daya masukan akibat kenaikan nilai induktansi sumber untuk sudut penyalan  $30^\circ$  ditunjukkan oleh Gambar 5.16 dibawah ini:



**Gambar 5.16.** Faktor Daya Masukan (PF) dan Induktansi Sumber ( $L_s$ ) pada  $\alpha = 30^\circ$

## BAB VI PENUTUP

### 6.1 Kesimpulan

Dari hasil analisis pengaruh induktansi sumber terhadap konverter terkontrol penuh tiga fasa maka dapat disimpulkan sebagai berikut:

1. Induktansi sumber akan menyebabkan komutasi arus antara dua buah thyristor yang konduksi secara bergantian tidak dapat terjadi secara seketika karena adanya pelepasan energi yang tersimpan pada induktansi sumber. Hal ini mengakibatkan munculnya periode *overlap* pada unjuk kerja konverter terkontrol penuh tiga fasa. Semakin besar induktansi sumber maka periode *overlap* yang ditunjukkan oleh sudut *overlap*  $u$  akan semakin besar. Pada sudut penyalan  $30^\circ$  dan dengan kenaikan induktansi sumber 0,5 kali dari kondisi tanpa induktansi sumber ( $0L_s$ ) sampai  $6L_s$  (0,408 mH) besar sudut *overlap*  $u$  akan meningkat dari  $0^\circ$  menjadi  $2,319^\circ$  dan untuk sudut penyalan  $45^\circ$  besar sudut *overlap*  $u$  meningkat dari  $0^\circ$  (kondisi  $0L_s$ ) sampai menjadi  $1,369^\circ$  (kondisi  $6L_s$ ) sedangkan untuk sudut penyalan  $60^\circ$  besar sudut *overlap*  $u$  meningkat dari  $0^\circ$  (kondisi  $0L_s$ ) sampai menjadi  $0,796^\circ$  (kondisi  $6L_s$ ).
2. Peningkatan sudut penyalan pada kondisi nilai induktansi sumber yang sama akan mengakibatkan penurunan sudut *overlap*  $u$ . Hal ini disebabkan dengan semakin meningkatnya sudut penyalan, nilai arus rms yang dikonduksikan oleh konverter akan semakin kecil, akibatnya waktu pelepasan energi yang diperlukan (dalam hal ini ditunjukkan oleh  $u$ ) akan semakin singkat. Pada kondisi induktansi sumber  $3L_s$  (0,204 mH) besar sudut *overlap*  $u$  berkurang berturut-turut untuk sudut penyalan  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  dan  $60^\circ$  adalah  $1,186^\circ$ ;  $0,692^\circ$  dan  $0,401^\circ$ .
3. Induktansi sumber berpengaruh terhadap nilai tegangan keluaran rata-rata dari konverter. Semakin besar nilai induktansi sumber maka tegangan keluaran rata-rata konverter akan semakin kecil. Pada kenaikan kondisi induktansi sumber 0,5 kali dari kondisi tanpa induktansi sumber ( $0L_s$ ) sampai  $6L_s$  (0,408 mH), untuk sudut penyalan  $30^\circ$  besar tegangan keluaran rata-rata konverter berkurang dari 444,652 V menjadi 439,275 V dan untuk

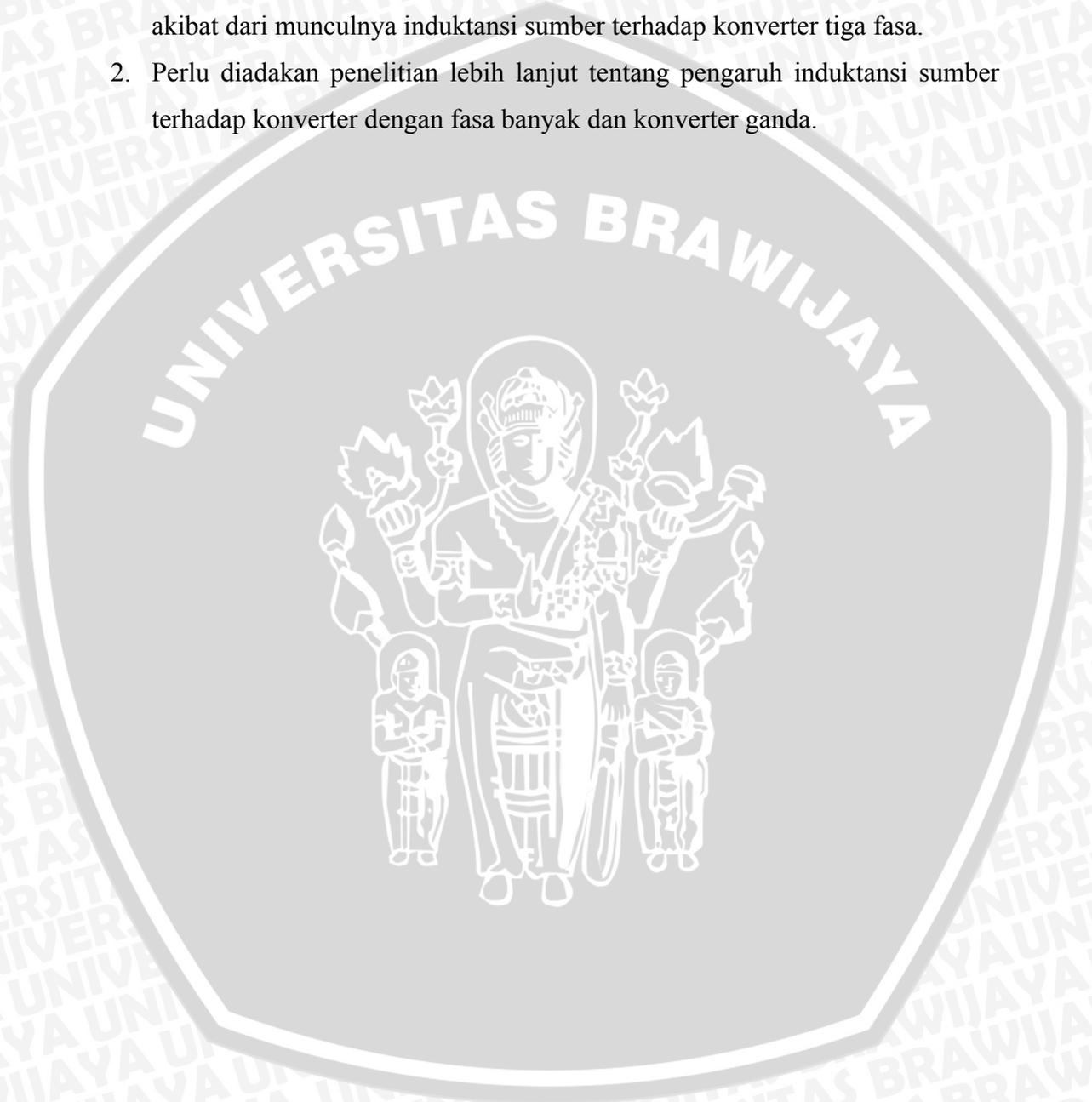
sudut penyalan  $45^\circ$  besar tegangan keluaran rata-rata konverter berkurang dari 363,057 V menjadi 358,666 V serta untuk sudut penyalan  $60^\circ$  besar tegangan keluaran rata-rata konverter berkurang dari 256,720 V menjadi 253,615 V.

4. Bentuk gelombang arus masukan berubah mendekati bentuk trapezoidal. Semakin besar nilai induktansi sumber maka bentuk gelombang arus masukan akan semakin trapezoidal.
5. Distorsi Harmonisa Total arus masukan ( $THD_i$ ) akan turun dengan semakin meningkatnya nilai induktansi sumber. Pada sudut penyalan  $30^\circ$  dan dengan kenaikan induktansi sumber 0,5 kali dari kondisi tanpa induktansi sumber ( $0L_s$ ) sampai  $6L_s$  (0,408 mH) besar  $THD_i$  akan berkurang dari 34,075% menjadi 33,296% dan untuk sudut penyalan  $45^\circ$  besar  $THD_i$  berkurang dari 34,086% (kondisi  $0L_s$ ) menjadi 33,788% (kondisi  $6L_s$ ) sedangkan untuk sudut penyalan  $60^\circ$  besar  $THD_i$  berkurang dari 34,063% (kondisi  $0L_s$ ) menjadi 33,969% (kondisi  $6L_s$ ).
6. Sudut pergeseran  $\phi_1$  akan semakin besar dengan meningkatnya nilai induktansi sumber. Pada sudut penyalan  $30^\circ$  dan dengan kenaikan induktansi sumber 0,5 kali dari kondisi tanpa induktansi sumber ( $0L_s$ ) sampai  $6L_s$  (0,408 mH) besar sudut pergeseran  $\phi_1$  akan meningkat dari  $30^\circ$  menjadi  $31,197^\circ$  dan untuk sudut penyalan  $45^\circ$  besar sudut pergeseran  $\phi_1$  meningkat dari  $45^\circ$  (kondisi  $0L_s$ ) menjadi  $45,684^\circ$  (kondisi  $6L_s$ ) sedangkan untuk sudut penyalan  $60^\circ$  besar sudut pergeseran  $\phi_1$  meningkat dari  $60^\circ$  (kondisi  $0L_s$ ) menjadi  $60,398^\circ$  (kondisi  $6L_s$ ).
7. Munculnya induktansi sumber akan menyebabkan penurunan faktor daya masukan dari konverter. Semakin tinggi nilai induktansi sumber maka faktor daya masukan akan semakin turun. Pada sudut penyalan  $30^\circ$  dan dengan kenaikan induktansi sumber 0,5 kali dari kondisi tanpa induktansi sumber ( $0L_s$ ) sampai  $6L_s$  (0,408 mH) besar faktor daya masukan akan berkurang dari 0,819742 menjadi 0,811905 dan untuk sudut penyalan  $45^\circ$  besar faktor daya masukan berkurang dari 0,669294 (kondisi  $0L_s$ ) menjadi 0,661848 (kondisi  $6L_s$ ) sedangkan untuk sudut penyalan  $60^\circ$  besar faktor daya masukan berkurang dari 0,473295 (kondisi  $0L_s$ ) menjadi 0,467718 (kondisi  $6L_s$ ).

## 6.2 Saran

Saran yang diberikan oleh penulis berkenaan dengan penelitian mengenai pengaruh induktansi sumber terhadap konverter terkontrol penuh tiga fasa adalah sebagai berikut:

1. Perlu diadakan penelitian lebih lanjut tentang cara-cara untuk mengatasi akibat dari munculnya induktansi sumber terhadap konverter tiga fasa.
2. Perlu diadakan penelitian lebih lanjut tentang pengaruh induktansi sumber terhadap konverter dengan fasa banyak dan konverter ganda.



**DAFTAR PUSTAKA**

- Bradley D.A. 1995. *Power Electronics*. Chapman & Hall. London-Glasgow Weinheim-New York-Tokyo-Melbourne-Madras.
- Dubey GK, Doradla SR, Joshi A, Sinha RMK. 1987. *Thyristorised Power Controllers*. India: Department of Electrical Engineering Indian Institute of Technology Kanpur.
- Mohan, Undeland, Robbins. 1995. *Power Electronics Converter, Application, and Design*. Canada: John Wiley & Sons, Inc.
- Rashid H. Muhammad. 1993. *Elektronika Daya: Rangkaian, Devais dan Aplikasinya Jilid I*. Jakarta: PT. Prenhallindo.
- Rashid H. Muhammad. 1993. *SPICE for Power Electronics and Electric Power*. New Jersey: Prentice-Hall International, INC.
- Sen PC. 1987. *Power Electronics*. New Delhi: Mc. Graw-Hill Publishing Company Ltd.
- Kassakian John G, Schlecht Martin F, Verghese 1991. Geroge C. *Principle of Power Electronics*. Massachusetts Institute of Technology: Addison-Wesley Publishing Company, Inc.
- Hayt William H Jr, Kemmerly E. Jack, Silaban Pantur. 1993. *Rangkaian Listrik Jilid I*. Jakarta, Erlangga.
- Ross, J. N. 1997. *The Essence of Power Electronics*. Great Britain: Prentice Hall Europe.
- Soeprapto, Ir MT. 2004. *Diktat Kuliah Elektronika Daya*. Malang.
- Ramshaw R. S. 1993. *Power Electronics Semiconductor Switches*. London: Chapman & Hall.
- Fisher, J. Marvin. 1991. *Power Electronics*. Boston: PWS-KENT Publishing Company.
- Lander, W. Cyril. 1993. *Power Electronics*. United Kingdom, England: McGraw-Hill Book Company.



# LAMPIRAN



## LAMPIRAN 1

Netlist program PSPICE konverter terkontrol penuh tiga fasa pada berbagai sudut penyalan:

### A. Netlist Program Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa tanpa Pengaruh

#### Induktansi Sumber ( $L_s$ )

##### A.1 Pada Sudut Penyalan $30^\circ$

\* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Tanpa Pengaruh

\* Induktansi Sumber ( $L_s$ ) dengan Sudut Penyalan 30 derajat.

.PARAM VDC=0V

VSA	1	0	SIN(0 311.12V	50Hz)			
VSB	2	0	SIN(0 311.12V	50Hz	0	0	-120DEG)
VSC	3	0	SIN(0 311.12V	50Hz	0	0	-240DEG)
VDC1	1	4	{VDC}				
VDC2	2	5	{VDC}				
VDC3	3	6	{VDC}				
XT1	4	7	13	7	SCR		
XT3	5	7	14	7	SCR		
XT5	6	7	15	7	SCR		
XT2	8	6	16	6	SCR		
XT4	8	4	18	4	SCR		
XT6	8	5	17	5	SCR		
VP1	13	7	PULSE(0 1 3333.33U		1N 1N 100U 20M)		
VP3	14	7	PULSE(0 1 10000U		1N 1N 100U 20M)		
VP5	15	7	PULSE(0 1 16666.667U		1N 1N 100U 20M)		
VP2	16	6	PULSE(0 1 6666.667U		1N 1N 100U 20M)		
VP4	18	4	PULSE(0 1 13333.33U		1N 1N 100U 20M)		
VP6	17	5	PULSE(0 1 20000U		1N 1N 100U 20M)		
L1	9	8	200M				
R1	7	9	10				
R2	7	0	1MEG				
R3	4	0	1MEG				
R4	5	0	1MEG				
R5	6	0	1MEG				
R6	8	0	1MEG				

\*Subcircuit for SCR

```
.SUBCKT SCR      101 102 103 102
S1              101 105 106 102 SMOD
RG              103 104 15.38
VX              104 102 DC 0
VY              105 107 DC 0
DT              107 102 DMOD
RT              106 102 1
CT              106 102 10U
F1              102 106 POLY(2) VX VY 0 75 11
.MODEL SMOD VSWITCH(ROFF=4E+5 VON=1 VOFF=0)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200 TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR
```

```
.TRAN 60US 200.0MS 0.0MS 10US
.FOUR 50 31 I(VDC1)
.PROBE
.OPTIONS(ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=1MV)
.END
```

## A.2 Pada Sudut Penyalan 45°

\* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Tanpa Pengaruh

\* Induktansi Sumber (Ls) dengan Sudut Penyalan 45 derajat.

```
.PARAM VDC=0V
```

```
VSA      1  0  SIN(0 311.12V      50Hz)
VSB      2  0  SIN(0 311.12V      50Hz 0    0    -120DEG)
VSC      3  0  SIN(0 311.12V      50Hz 0    0    -240DEG)
VDC1     1  4  {VDC}
VDC2     2  5  {VDC}
VDC3     3  6  {VDC}
XT1      4  7  13 7  SCR
XT3      5  7  14 7  SCR
XT5      6  7  15 7  SCR
XT2      8  6  16 6  SCR
XT4      8  4  18 4  SCR
XT6      8  5  17 5  SCR
VP1      13 7  PULSE(0 1 4166.667U 1N 1N 100U 20M)
VP3      14 7  PULSE(0 1 10833.33U 1N 1N 100U 20M)
VP5      15 7  PULSE(0 1 17500U 1N 1N 100U 20M)
VP2      16 6  PULSE(0 1 7500U 1N 1N 100U 20M)
VP4      18 4  PULSE(0 1 14166.667U 1N 1N 100U 20M)
VP6      17 5  PULSE(0 1 20833.33U 1N 1N 100U 20M)
L1       9  8  200M
R1       7  9  10
R2       7  0  1MEG
R3       4  0  1MEG
R4       5  0  1MEG
R5       6  0  1MEG
R6       8  0  1MEG
```

\*Subcircuit for SCR

```
.SUBCKT SCR      101 102 103 102
S1         101 105 106 102  SMOD
RG         103 104 15.38
VX         104 102  DC 0
VY         105 107  DC 0
DT         107 102  DMOD
RT         106 102  1
CT         106 102  10U
F1         102 106  POLY(2) VX VY 0 75 11
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=0.033 ROFF=4E+5 VON=1 VOFF=0)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200 TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR
.TRAN 60US 200.0MS 0.0MS 10US
.FOUR 50 31 I(VDC1)
```

```
.PROBE
.OPTIONS(ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=1MV)
.END
```

### A.3 Pada Sudut Penyalaan 60°

\* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Tanpa Pengaruh

\* Induktansi Sumber (Ls) dengan Sudut Penyalaan 60 derajat.

```
.PARAM VDC=0V
```

```
VSA      1  0  SIN(0 311.12V    50Hz)
VSB      2  0  SIN(0 311.12V    50Hz 0    0    -120DEG)
VSC      3  0  SIN(0 311.12V    50Hz 0    0    -240DEG)
VDC1     1  4  {VDC}
VDC2     2  5  {VDC}
VDC3     3  6  {VDC}
XT1      4  7  13 7  SCR
XT3      5  7  14 7  SCR
XT5      6  7  15 7  SCR
XT2      8  6  16 6  SCR
XT4      8  4  18 4  SCR
XT6      8  5  17 5  SCR
VP1     13  7  PULSE(0 1 5000U    1N 1N 100U 20M)
VP3     14  7  PULSE(0 1 11666.667U 1N 1N 100U 20M)
VP5     15  7  PULSE(0 1 18333.33U 1N 1N 100U 20M)
VP2     16  6  PULSE(0 1 8333.33U 1N 1N 100U 20M)
VP4     18  4  PULSE(0 1 15000U    1N 1N 100U 20M)
VP6     17  5  PULSE(0 1 21666.667U 1N 1N 100U 20M)
L1       9  8  200M
R1       7  9  10
R2       7  0  1MEG
R3       4  0  1MEG
R4       5  0  1MEG
R5       6  0  1MEG
R6       8  0  1MEG
```

\*Subcircuit for SCR

```
.SUBCKT SCR      101 102 103 102
S1         101 105 106 102 SMOD
RG         103 104 15.38
VX         104 102 DC 0
VY         105 107 DC 0
DT         107 102 DMOD
RT         106 102 1
CT         106 102 10U
F1         102 106 POLY(2) VX VY 0 75 11
.MODEL SMOD VSWITCH(ROFF=4E+5 VON=1 VOFF=0)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200 TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR
.TRAN 60US 200.0MS 0.0MS 10US
.FOUR 50 31 I(VDC1)
.PROBE
.OPTIONS(ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=1MV)
```

.END

## B. *Netlist* Program Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa dengan Pengaruh Induktansi Sumber ( $L_s$ )

### B.1 Pada Sudut Penyalaan 30°

\* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Dengan Pengaruh

\* Induktansi Sumber ( $L_s$ ) dengan Sudut Penyalaan 30 derajat.

.PARAM VDC=0V

.PARAM LS=0.068M

.STEP PARAM LS 0.034m 0.408m 0.034m

VSA	1	0	SIN(0 311.12V	50Hz)			
VSB	2	0	SIN(0 311.12V	50Hz	0	0	-120DEG)
VSC	3	0	SIN(0 311.12V	50Hz	0	0	-240DEG)
VDC1	1	4	{VDC}				
VDC2	2	5	{VDC}				
VDC3	3	6	{VDC}				
XT1	4	7	13 7	SCR			
XT3	5	7	14 7	SCR			
XT5	6	7	15 7	SCR			
XT2	8	6	16 6	SCR			
XT4	8	4	18 4	SCR			
XT6	8	5	17 5	SCR			
VP1	13	7	PULSE(0 1 3333.33U		1N 1N 100U 20M)		
VP3	14	7	PULSE(0 1 10000U		1N 1N 100U 20M)		
VP5	15	7	PULSE(0 1 16666.667U		1N 1N 100U 20M)		
VP2	16	6	PULSE(0 1 6666.667U		1N 1N 100U 20M)		
VP4	18	4	PULSE(0 1 13333.33U		1N 1N 100U 20M)		
VP6	17	5	PULSE(0 1 20000U		1N 1N 100U 20M)		
L1	9	8	200M	IC=90A			
R1	7	9	10				
LS1 10	4	{LS}		IC=90A			
LS2 11	5	{LS}		IC=-90A			
LS3 12	6	{LS}					
R2	7	0	1MEG				
R3	4	0	1MEG				
R4	5	0	1MEG				
R5	6	0	1MEG				
R6	8	0	1MEG				

\*Subcircuit for SCR

.SUBCKT SCR 101 102 103 102

S1 101 105 106 102 SMOD

RG 103 104 15.38

VX 104 102 DC 0

VY 105 107 DC 0

DT 107 102 DMOD

RT 106 102 1

CT 106 102 10U

F1 102 106 POLY(2) VX VY 0 75 11

.MODEL SMOD VSWITCH(ROFF=0.033 ROFF=4E+5 VON=1 VOFF=0)

```
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200 TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR
.TRAN 60US 200.0MS 0.0MS 10US UIC
.FOUR 50 31 I(VDC1)
.PROBE
.OPTIONS(ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=1MV)
.END
```

## B.2 Pada Sudut Penyalaan 45°

\* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Dengan Pengaruh

\* Induktansi Sumber (Ls) dengan Sudut Penyalaan 45 derajat.

```
.PARAM VDC=0V
```

```
.PARAM LS=0.068M
```

```
.STEP PARAM LS 0.034m 0.408m 0.034m
```

```
VSA 1 0 SIN(0 311.12V 50Hz)
```

```
VSb 2 0 SIN(0 311.12V 50Hz 0 0 -120DEG)
```

```
VSc 3 0 SIN(0 311.12V 50Hz 0 0 -240DEG)
```

```
VDC1 1 4 {VDC}
```

```
VDC2 2 5 {VDC}
```

```
VDC3 3 6 {VDC}
```

```
XT1 4 7 13 7 SCR
```

```
XT3 5 7 14 7 SCR
```

```
XT5 6 7 15 7 SCR
```

```
XT2 8 6 16 6 SCR
```

```
XT4 8 4 18 4 SCR
```

```
XT6 8 5 17 5 SCR
```

```
VP1 13 7 PULSE(0 1 4166.667U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP3 14 7 PULSE(0 1 10833.33U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP5 15 7 PULSE(0 1 17500U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP2 16 6 PULSE(0 1 7500U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP4 18 4 PULSE(0 1 14166.667U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP6 17 5 PULSE(0 1 20833.33U 1N 1N 100U 20M)
```

```
L1 9 8 200M IC=90A
```

```
R1 7 9 10
```

```
LS1 10 4 {LS} IC=90A
```

```
LS2 11 5 {LS} IC=-90A
```

```
LS3 12 6 {LS}
```

```
R2 7 0 1MEG
```

```
R3 4 0 1MEG
```

```
R4 5 0 1MEG
```

```
R5 6 0 1MEG
```

```
R6 8 0 1MEG
```

\*Subcircuit for SCR

```
.SUBCKT SCR 101 102 103 102
```

```
S1 101 105 106 102 SMOD
```

```
RG 103 104 15.38
```

```
VX 104 102 DC 0
```

```
VY 105 107 DC 0
```

```
DT 107 102 DMOD
```

```
RT 106 102 1
```

```

CT          106 102 10U
F1          102 106 POLY(2) VX VY 0 75 11
.MODEL SMOD VSWITCH(RON=0.033 ROFF=4E+5 VON=1 VOFF=0)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200 TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR
.TRAN 60US 200.0MS 0.0MS 10US UIC
.FOUR 50 31 I(VDC1)
.PROBE
.OPTIONS(ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=1MV)
.END

```

### B.3 Pada Sudut Penyalaan 60°

\* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Dengan Pengaruh

\* Induktansi Sumber (Ls) dengan Sudut Penyalaan 60 derajat.

```
.PARAM VDC=0V
```

```
.PARAM LS=0.068M
```

```
.STEP PARAM LS 0.034m 0.408m 0.034m
```

```
VSA 1 0 SIN(0 311.12V 50Hz)
```

```
VSBB 2 0 SIN(0 311.12V 50Hz 0 0 -120DEG)
```

```
VSC 3 0 SIN(0 311.12V 50Hz 0 0 -240DEG)
```

```
VDC1 1 4 {VDC}
```

```
VDC2 2 5 {VDC}
```

```
VDC3 3 6 {VDC}
```

```
XT1 4 7 13 7 SCR
```

```
XT3 5 7 14 7 SCR
```

```
XT5 6 7 15 7 SCR
```

```
XT2 8 6 16 6 SCR
```

```
XT4 8 4 18 4 SCR
```

```
XT6 8 5 17 5 SCR
```

```
VP1 13 7 PULSE(0 1 5000U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP3 14 7 PULSE(0 1 11666.667U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP5 15 7 PULSE(0 1 18333.33U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP2 16 6 PULSE(0 1 8333.33U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP4 18 4 PULSE(0 1 15000U 1N 1N 100U 20M)
```

```
VP6 17 5 PULSE(0 1 21666.667U 1N 1N 100U 20M)
```

```
L1 9 8 200M IC=90A
```

```
R1 7 9 10
```

```
LS1 10 4 {LS} IC=90A
```

```
LS2 11 5 {LS} IC=-90A
```

```
LS3 12 6 {LS}
```

```
R2 7 0 1MEG
```

```
R3 4 0 1MEG
```

```
R4 5 0 1MEG
```

```
R5 6 0 1MEG
```

```
R6 8 0 1MEG
```

\*Subcircuit for SCR

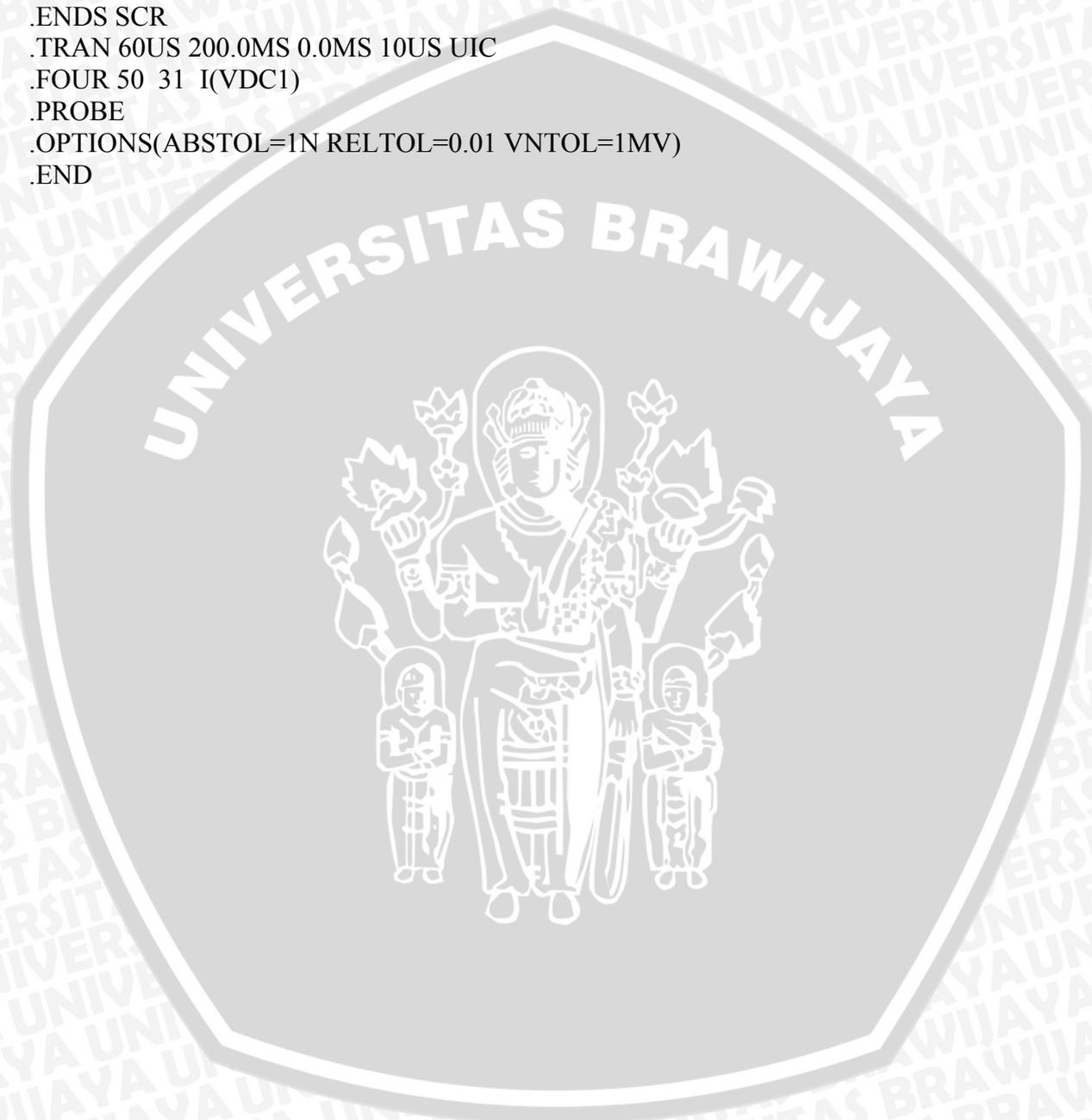
```
.SUBCKT SCR 101 102 103 102
```

```
S1 101 105 106 102 SMOD
```

```
RG 103 104 15.38
```

```
VX 104 102 DC 0
```

```
VY      105 107 DC 0
DT      107 102 DMOD
RT      106 102 1
CT      106 102 10U
F1      102 106 POLY(2) VX VY 0 75 11
.MODEL SMOD VSWITCH(ROFF=0.033 ROFF=4E+5 VON=1 VOFF=0)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200 TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR
.TRAN 60US 200.0MS 0.0MS 10US UIC
.FOUR 50 31 I(VDC1)
.PROBE
.OPTIONS(ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=1MV)
.END
```



## LAMPIRAN 2

Tabel nilai komponen harmonisa arus masukan hasil simulasi dan perhitungan secara teori:

### A. Sudut Penyalaaan 30°

Kondisi  $L_s = 0$

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,457	34,669
5	6,976	6,934
7	4,827	4,953
11	3,132	3,152
13	2,613	2,667
17	2,021	2,039
19	1,792	1,825
23	1,493	1,507
25	1,365	1,387
29	1,185	1,195
31	1,103	1,118

Kondisi  $1L_s$

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,316	34,521
5	6,945	7,993
7	4,807	5,709
11	3,115	3,631
13	2,601	3,072
17	2,008	2,347
19	1,782	2,099
23	1,481	1,732
25	1,356	1,593
29	1,172	1,371
31	1,093	1,282

Kondisi  $0,5L_s$

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,344	34,556
5	6,955	8,002
7	4,807	5,715
11	3,122	3,636
13	2,599	3,077
17	2,014	2,352
19	1,780	2,104
23	1,487	1,738
25	1,354	1,598
29	1,178	1,377
31	1,092	1,288

Kondisi  $1,5L_s$

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,281	34,485
5	6,938	7,983
7	4,801	5,701
11	3,111	3,624
13	2,597	3,064
17	2,004	2,340
19	1,779	2,091
23	1,477	1,724
25	1,352	1,584
29	1,168	1,361
31	1,090	1,271

Kondisi 2L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,245	34,450
5	6,931	7,973
7	4,795	5,692
11	3,107	3,616
13	2,593	3,056
17	2,001	2,330
19	1,775	2,081
23	1,473	1,712
25	1,348	1,572
29	1,164	1,348
31	1,085	1,257

Kondisi 3L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,175	34,379
5	6,916	7,951
7	4,782	5,672
11	3,097	3,596
13	2,583	3,035
17	1,991	2,306
19	1,765	2,055
23	1,463	1,682
25	1,337	1,539
29	1,153	1,311
31	1,074	1,219

Kondisi 2,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,210	34,415
5	6,924	7,963
7	4,789	5,682
11	3,102	3,606
13	2,588	3,046
17	1,996	2,319
19	1,770	2,069
23	1,468	1,698
25	1,343	1,557
29	1,159	1,331
31	1,080	1,239

Kondisi 3,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,139	34,344
5	6,909	7,939
7	4,776	5,661
11	3,092	3,584
13	2,578	3,022
17	1,986	2,291
19	1,760	2,039
23	1,457	1,663
25	1,331	1,519
29	1,146	1,289
31	1,066	1,195

Kondisi 4L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,111	34,308
5	6,901	7,927
7	4,770	5,649
11	3,086	3,571
13	2,572	3,008
17	1,980	2,274
19	1,753	2,021
23	1,450	1,642
25	1,324	1,497
29	1,138	1,263
31	1,058	1,168

Kondisi 5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,040	34,237
5	6,885	7,901
7	4,756	5,624
11	3,074	3,542
13	2,560	2,976
17	1,967	2,236
19	1,739	1,979
23	1,435	1,594
25	1,308	1,445
29	1,120	1,205
31	1,039	1,106

Kondisi 4,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,076	34,273
5	6,893	7,914
7	4,763	5,637
11	3,080	3,557
13	2,566	2,992
17	1,973	2,256
19	1,747	2,001
23	1,443	1,619
25	1,316	1,472
29	1,129	1,235
31	1,049	1,138

Kondisi 5,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	34,005	34,202
5	6,877	7,887
7	4,748	5,610
11	3,068	3,526
13	2,553	2,958
17	1,960	2,214
19	1,731	1,956
23	1,427	1,567
25	1,299	1,416
29	1,110	1,171
31	1,028	1,071

Kondisi 6L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	33,970	34,166
5	6,869	7,873
7	4,741	5,596
11	3,061	3,508
13	2,545	2,939
17	1,952	2,191
19	1,724	1,930
23	1,417	1,537
25	1,289	1,384
29	1,100	1,136
31	1,017	1,033

Kondisi 0,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	28,017	28,215
5	5,727	6,534
7	3,864	4,667
11	2,549	2,970
13	2,096	2,513
17	1,642	1,921
19	1,437	1,719
23	1,211	1,420
25	1,094	1,306
29	0,960	1,126
31	0,882	1,053

## B. Sudut Penyalaan 45°

Kondisi L<sub>s</sub> = 0

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	28,194	28,308
5	5,759	5,662
7	3,904	4,044
11	2,569	2,573
13	2,119	2,178
17	1,654	1,665
19	1,452	1,490
23	1,217	1,231
25	1,107	1,132
29	0,966	0,976
31	0,897	0,913

Kondisi 1L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,996	28,186
5	5,716	6,527
7	3,866	4,662
11	2,541	2,966
13	2,099	2,510
17	1,634	1,919
19	1,442	1,716
23	1,204	1,417
25	1,098	1,304
29	0,953	1,123
31	0,886	1,051

Kondisi 1,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,968	28,157
5	5,712	6,520
7	3,860	4,657
11	2,539	2,962
13	2,095	2,506
17	1,634	1,915
19	1,438	1,713
23	1,204	1,414
25	1,094	1,300
29	0,953	1,120
31	0,883	1,047

Kondisi 2,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,911	28,100
5	5,700	6,505
7	3,852	4,645
11	2,533	2,953
13	2,091	2,497
17	1,628	1,907
19	1,434	1,705
23	1,199	1,405
25	1,091	1,291
29	0,948	1,110
31	0,880	1,037

Kondisi 2L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,940	28,129
5	5,707	6,513
7	3,855	4,651
11	2,537	2,958
13	2,092	2,502
17	1,633	1,911
19	1,435	1,709
23	1,202	1,410
25	1,092	1,296
29	0,952	1,115
31	0,881	1,042

Kondisi 3L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,883	28,071
5	5,695	6,498
7	3,847	4,639
11	2,531	2,948
13	2,087	2,493
17	1,627	1,902
19	1,431	1,699
23	1,198	1,400
25	1,088	1,285
29	0,946	1,104
31	0,876	1,030

Kondisi 3,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,855	28,043
5	5,689	6,490
7	3,843	4,633
11	2,527	2,943
13	2,085	2,487
17	1,624	1,896
19	1,430	1,694
23	1,195	1,393
25	1,086	1,279
29	0,944	1,096
31	0,875	1,023

Kondisi 4,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,798	27,986
5	5,681	6,475
7	3,831	4,620
11	2,524	2,932
13	2,076	2,476
17	1,621	1,884
19	1,420	1,681
23	1,192	1,379
25	1,077	1,263
29	0,941	1,079
31	0,866	1,005

Kondisi 4L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,827	28,014
5	5,683	6,482
7	3,839	4,627
11	2,524	2,937
13	2,082	2,482
17	1,621	1,890
19	1,427	1,687
23	1,192	1,386
25	1,083	1,271
29	0,941	1,088
31	0,871	1,014

Kondisi 5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,770	27,957
5	5,674	6,467
7	3,827	4,613
11	2,520	2,925
13	2,074	2,469
17	1,618	1,877
19	1,419	1,673
23	1,188	1,370
25	1,075	1,255
29	0,937	1,070
31	0,863	0,995

Kondisi 5,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,742	27,929
5	5,669	6,458
7	3,822	4,606
11	2,517	2,919
13	2,070	2,462
17	1,615	1,869
19	1,415	1,665
23	1,185	1,362
25	1,072	1,245
29	0,934	1,059
31	0,859	0,983

## C. Sudut Penyalaaan 60°

Kondisi L<sub>s</sub> = 0

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	20,052	20,016
5	4,173	4,003
7	2,710	2,859
11	1,821	1,820
13	1,475	1,540
17	1,174	1,177
19	1,019	1,053
23	0,860	0,870
25	0,775	0,801
29	0,685	0,690
31	0,629	0,646

Kondisi 6L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	27,713	27,900
5	5,662	6,450
7	3,818	4,599
11	2,513	2,912
13	2,067	2,455
17	1,611	1,861
19	1,412	1,657
23	1,182	1,352
25	1,068	1,235
29	0,929	1,048
31	0,855	0,971

Kondisi 0,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,769	19,951
5	4,107	4,620
7	2,655	3,300
11	1,801	2,100
13	1,448	1,777
17	1,156	1,359
19	0,995	1,216
23	0,852	1,004
25	0,757	0,924
29	0,675	0,796
31	0,610	0,745

Kondisi 1L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,762	19,931
5	4,098	4,615
7	2,658	3,297
11	1,794	2,098
13	1,452	1,775
17	1,150	1,357
19	0,999	1,214
23	0,846	1,003
25	0,761	0,923
29	0,669	0,795
31	0,615	0,744

Kondisi 2L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,720	19,890
5	4,093	4,606
7	2,651	3,290
11	1,792	2,093
13	1,447	1,771
17	1,149	1,354
19	0,995	1,211
23	0,846	1,000
25	0,758	0,920
29	0,670	0,792
31	0,612	0,741

Kondisi 1,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,741	19,910
5	4,096	4,611
7	2,653	3,293
11	1,794	2,095
13	1,448	1,773
17	1,150	1,356
19	0,996	1,213
23	0,847	1,002
25	0,759	0,921
29	0,670	0,794
31	0,613	0,743

Kondisi 2,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,706	19,870
5	4,087	4,601
7	2,649	3,286
11	1,789	2,090
13	1,447	1,769
17	1,146	1,352
19	0,996	1,209
23	0,843	0,998
25	0,759	0,918
29	0,667	0,791
31	0,612	0,739

Kondisi 3L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,684	19,850
5	4,085	4,596
7	2,645	3,282
11	1,789	2,088
13	1,443	1,766
17	1,147	1,350
19	0,993	1,207
23	0,844	0,996
25	0,756	0,916
29	0,668	0,788
31	0,610	0,737

Kondisi 4L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,642	19,809
5	4,076	4,586
7	2,641	3,275
11	1,784	2,082
13	1,442	1,761
17	1,143	1,345
19	0,991	1,203
23	0,841	0,992
25	0,755	0,911
29	0,664	0,784
31	0,609	0,732

Kondisi 3,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,663	19,830
5	4,081	4,591
7	2,643	3,279
11	1,787	2,085
13	1,443	1,764
17	1,145	1,347
19	0,992	1,205
23	0,842	0,994
25	0,755	0,914
29	0,666	0,786
31	0,609	0,735

Kondisi 4,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,628	19,789
5	4,073	4,581
7	2,636	3,271
11	1,783	2,080
13	1,439	1,759
17	1,143	1,343
19	0,989	1,200
23	0,841	0,989
25	0,753	0,909
29	0,664	0,781
31	0,607	0,729

Kondisi 5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,607	19,769
5	4,069	4,576
7	2,634	3,267
11	1,780	2,077
13	1,438	1,756
17	1,141	1,340
19	0,988	1,197
23	0,838	0,986
25	0,751	0,906
29	0,662	0,778
31	0,606	0,726

25	0,753	0,903
29	0,659	0,775
31	0,607	0,723

Kondisi 6L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,571	19,729
5	4,059	4,566
7	2,630	3,260
11	1,775	2,071
13	1,436	1,750
17	1,136	1,334
19	0,986	1,192
23	0,834	0,981
25	0,751	0,900
29	0,659	0,772
31	0,605	0,720

Kondisi 5,5L<sub>s</sub>

Harmonisa ke-n	Simulasi	Teori
1	19,585	19,749
5	4,062	4,571
7	2,634	3,264
11	1,776	2,074
13	1,438	1,753
17	1,137	1,337
19	0,989	1,195
23	0,835	0,984

## LAMPIRAN 3

Hasil tampilan pada program PSPICE:

### A. Netlist Program Simulasi Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa

```

-13PhThyr (alpha=30 & 10%Ls - 100%) - OrCAD PSpice A/D Demo - [-13PhThyr (alpha=30 & 10%Ls - 100%) cir (active)]
File Edit View Simulation Trace Plot Tools Window Help
-13PhThyr (alpha=30 & 10%Ls - 10)
* Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Dengan Pengaruh
* Induktansi Sumber (Ls) dengan Sudut Penyalaan 30 derajat.
.PARAM VDC=0V
.PARAM Ls=0.068m
.STEP PARAM Ls 0.034m 0.040m 0.034m
VSA 1 0 SIN(0 311.12V 50Hz)
VSB 2 0 SIN(0 311.12V 50Hz 0 0 -120DEG)
VSC 3 0 SIN(0 311.12V 50Hz 0 0 -240DEG)
VDC1 1 10 (VDC)
VDC2 2 11 (VDC)
VDC3 3 12 (VDC)
XT1 4 7 13 7 SCR
XT3 5 7 14 7 SCR
XT5 6 7 15 7 SCR
XT2 8 6 16 6 SCR
XT4 8 4 18 4 SCR
XT6 8 5 17 5 SCR
VP1 13 7 PULSE(0 1 3333.33U 1N 1N 100U 20M)
VP3 14 7 PULSE(0 1 10000U 1N 1N 100U 20M)
VP5 15 7 PULSE(0 1 16666.667U 1N 1N 100U 20M)
VP2 16 6 PULSE(0 1 6666.667U 1N 1N 100U 20M)
VP4 18 4 PULSE(0 1 13333.33U 1N 1N 100U 20M)
VP6 17 5 PULSE(0 1 20000U 1N 1N 100U 20M)
L1 9 8 200M IC=90A
R1 7 9 10
LS1 10 4 (LS) IC=90A
LS2 11 5 (LS) IC=-90A
LS3 12 6 (LS)
R2 7 0 1MEG
R3 4 0 1MEG
R4 5 0 1MEG
R5 6 0 1MEG
R6 8 0 1MEG

*Subcircuit for SCR
.SUBCKT SCR 101 102 103 102

```

### B. Hasil Simulasi Komponen Arus Masukan

```

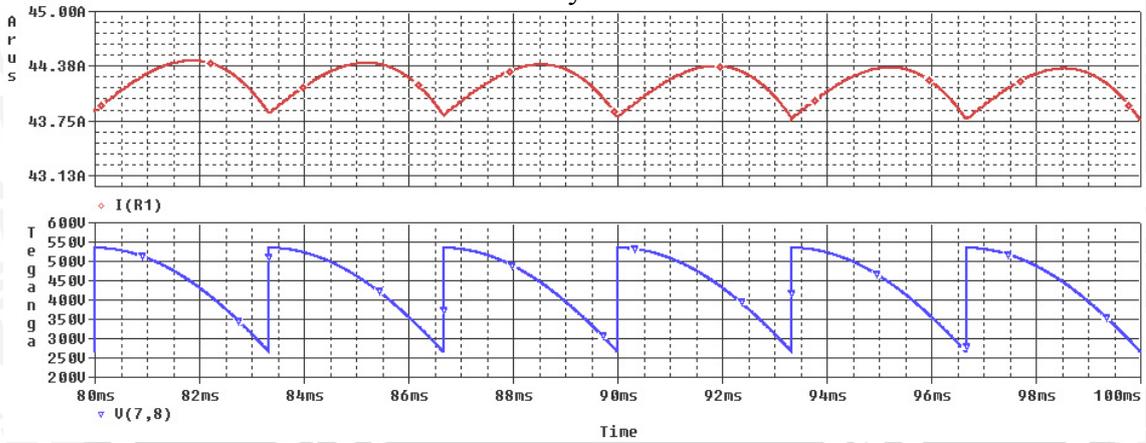
-13PhThyr (alpha=30 & 10%Ls - 100%) - OrCAD PSpice A/D Demo - [-13PhThyr (alpha=30 & 10%Ls - 100%) out (active)]
File Edit View Simulation Trace Plot Tools Window Help
-13PhThyr (alpha=30 & 10%Ls - 10)
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(VDC1)
DC COMPONENT = 4.962490E-04

```

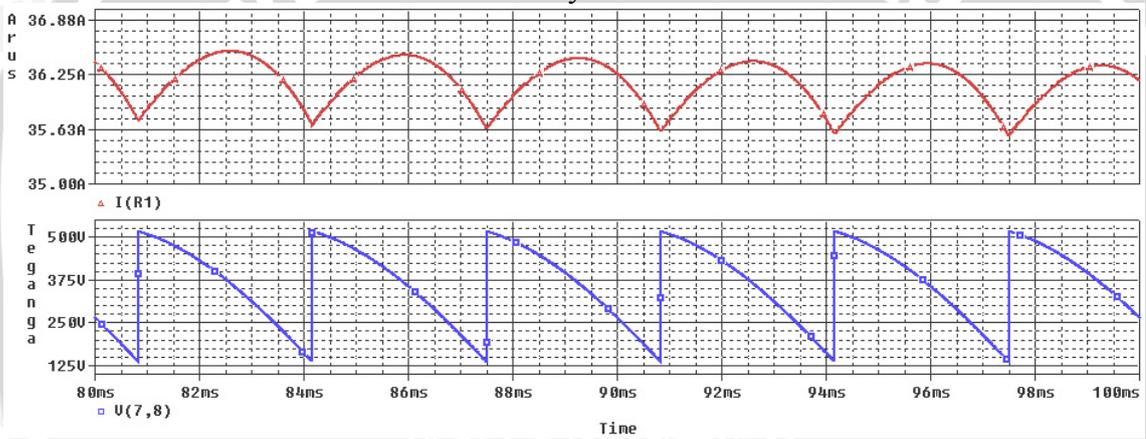
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	4.852E+01	1.000E+00	-3.024E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	4.251E-04	8.761E-06	-1.397E+02	-7.923E+01
3	1.500E+02	5.191E-03	1.070E-04	-9.334E+01	-2.622E+00
4	2.000E+02	2.046E-04	4.216E-06	1.475E+02	2.685E+02
5	2.500E+02	9.820E+00	2.024E-01	2.865E+01	1.799E+02
6	3.000E+02	2.843E-05	5.860E-07	-2.011E+01	1.613E+02
7	3.500E+02	6.796E+00	1.401E-01	-3.133E+01	1.803E+02
8	4.000E+02	1.109E-04	2.285E-06	-1.425E+02	9.946E+01
9	4.500E+02	5.151E-03	1.062E-04	-9.167E+01	1.805E+02
10	5.000E+02	7.879E-05	1.624E-06	1.473E+02	4.497E+02
11	5.500E+02	4.405E+00	9.079E-02	2.752E+01	3.602E+02
12	6.000E+02	1.698E-05	3.499E-07	-3.945E+01	3.234E+02
13	6.500E+02	3.677E+00	7.579E-02	-3.283E+01	3.603E+02
14	7.000E+02	6.548E-05	1.350E-06	-1.421E+02	2.813E+02
15	7.500E+02	5.166E-03	1.065E-04	-9.261E+01	3.610E+02
16	8.000E+02	4.736E-05	9.763E-07	1.476E+02	6.315E+02
17	8.500E+02	2.839E+00	5.852E-02	2.619E+01	5.403E+02
18	9.000E+02	1.312E-05	2.704E-07	-5.312E+01	4.912E+02
19	9.500E+02	2.520E+00	5.195E-02	-3.422E+01	5.403E+02
20	1.000E+03	4.822E-05	9.938E-07	-1.415E+02	4.633E+02
21	1.050E+03	5.149E-03	1.061E-04	-9.358E+01	5.414E+02
22	1.100E+03	3.226E-05	6.650E-07	1.491E+02	8.143E+02
23	1.150E+03	2.094E+00	4.315E-02	2.483E+01	7.203E+02
24	1.200E+03	1.169E-05	2.409E-07	-5.801E+01	6.677E+02
25	1.250E+03	1.917E+00	3.951E-02	-3.559E+01	7.204E+02
26	1.300E+03	3.841E-05	7.917E-07	-1.426E+02	6.436E+02
27	1.350E+03	5.137E-03	1.059E-04	-9.444E+01	7.220E+02
28	1.400E+03	2.483E-05	5.117E-07	1.527E+02	9.994E+02
29	1.450E+03	1.657E+00	3.416E-02	2.348E+01	9.004E+02
30	1.500E+03	1.207E-05	2.489E-07	-6.535E+01	8.418E+02
31	1.550E+03	1.546E+00	3.187E-02	-3.695E+01	9.005E+02

**C. Gambar Arus dan Tegangan Keluaran Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Tanpa Pengaruh Induktansi Sumber**

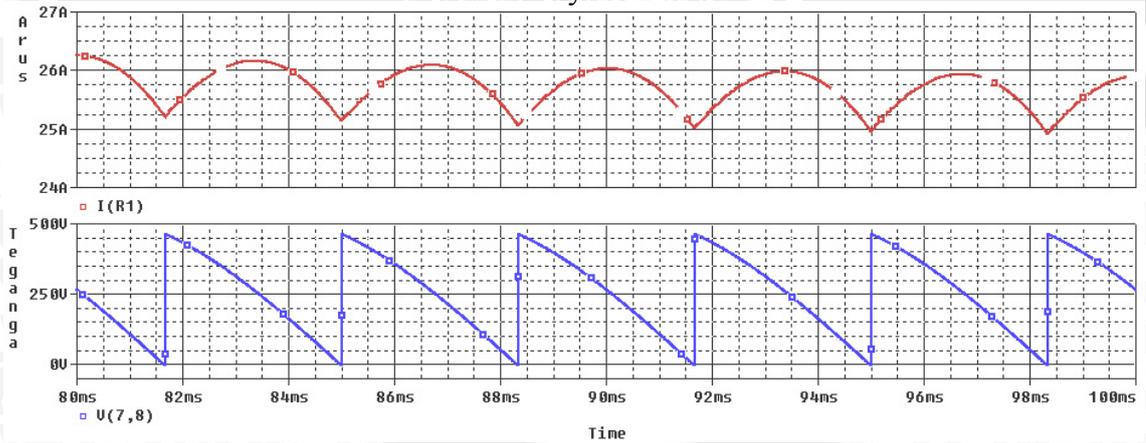
Sudut Penyalaan  $30^\circ$



Sudut Penyalaan  $45^\circ$

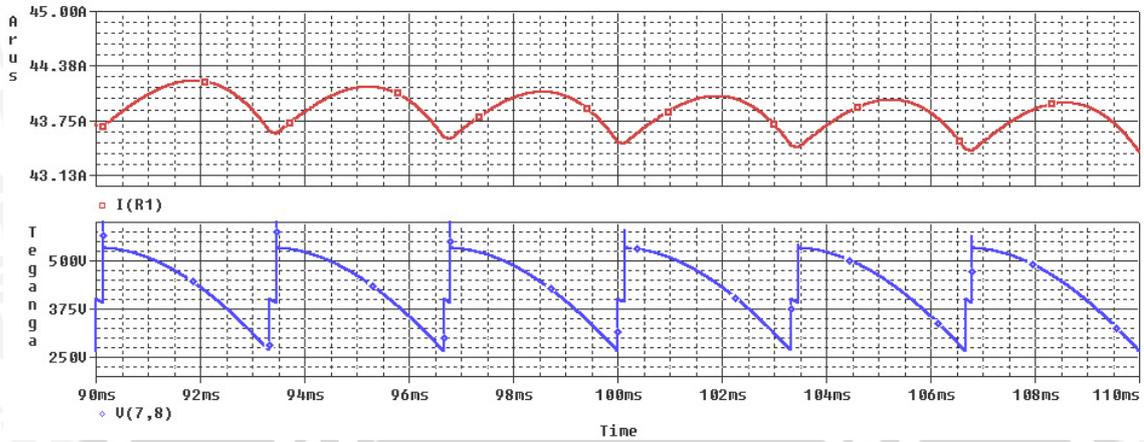


Sudut Penyalaan  $60^\circ$

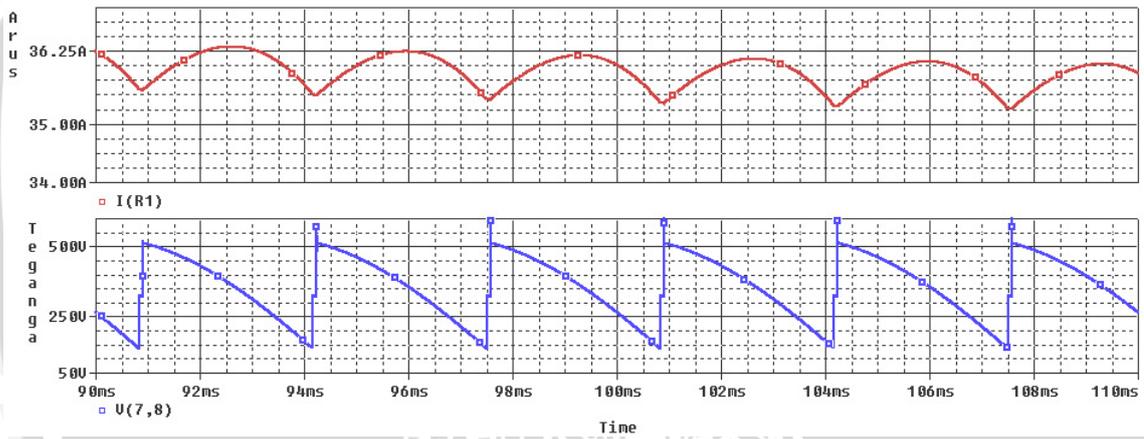


#### D. Gambar Arus dan Tegangan Keluaran Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Akibat Pengaruh Induktansi Sumber

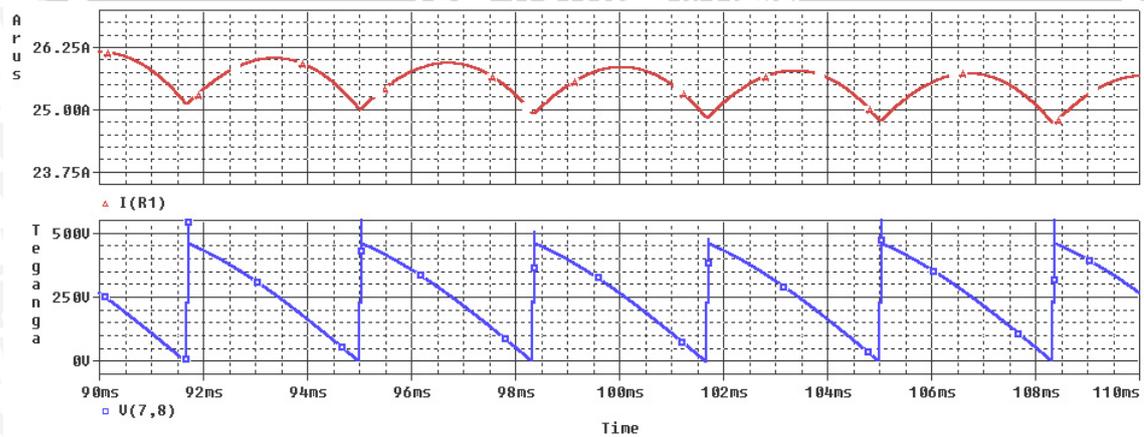
Sudut Penyalan  $30^\circ$  dengan  $L_s = 0,408$  mH



Sudut Penyalan  $45^\circ$  dengan  $L_s = 0,408$  mH

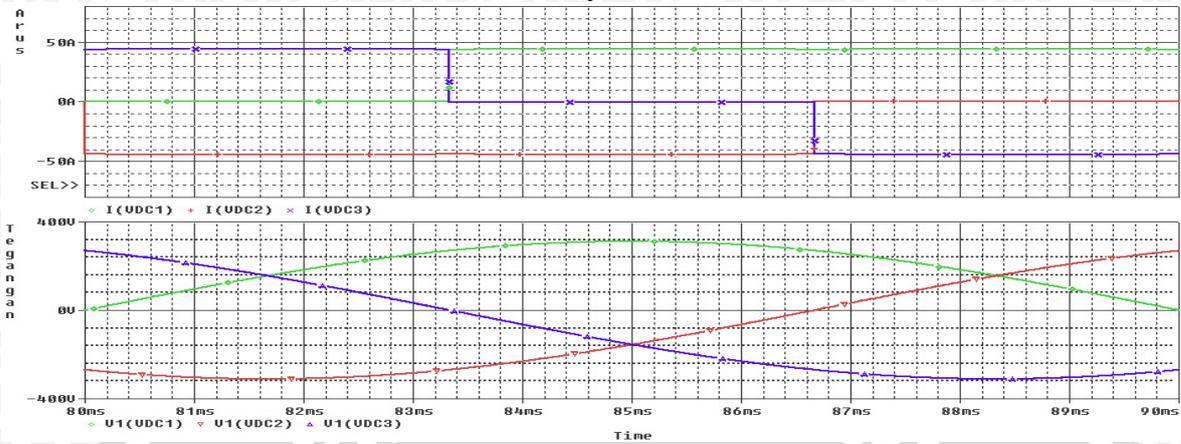


Sudut Penyalan  $60^\circ$  dengan  $L_s = 0,408$  mH

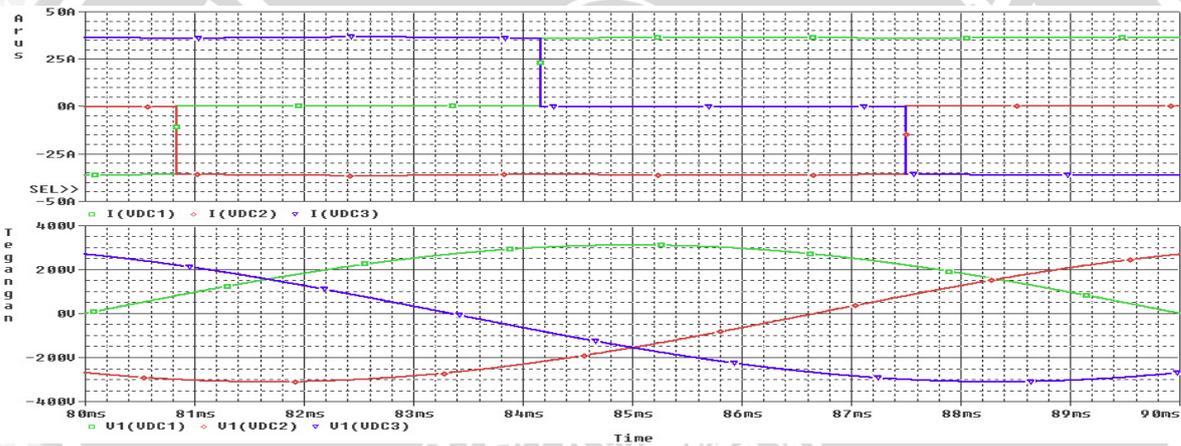


**E. Gambar Arus dan Tegangan Masukan Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Tanpa Pengaruh Induktansi Sumber**

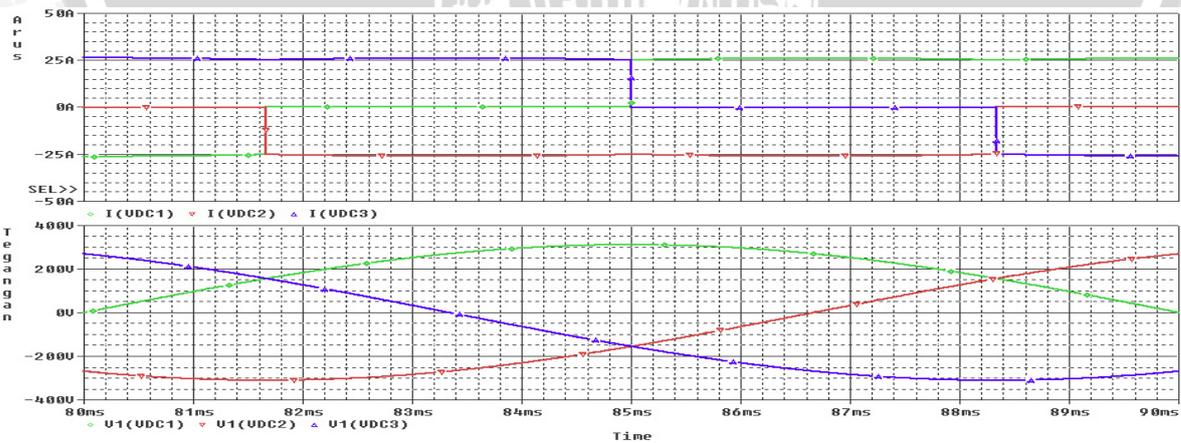
Sudut Penyalan  $30^\circ$



Sudut Penyalan  $45^\circ$

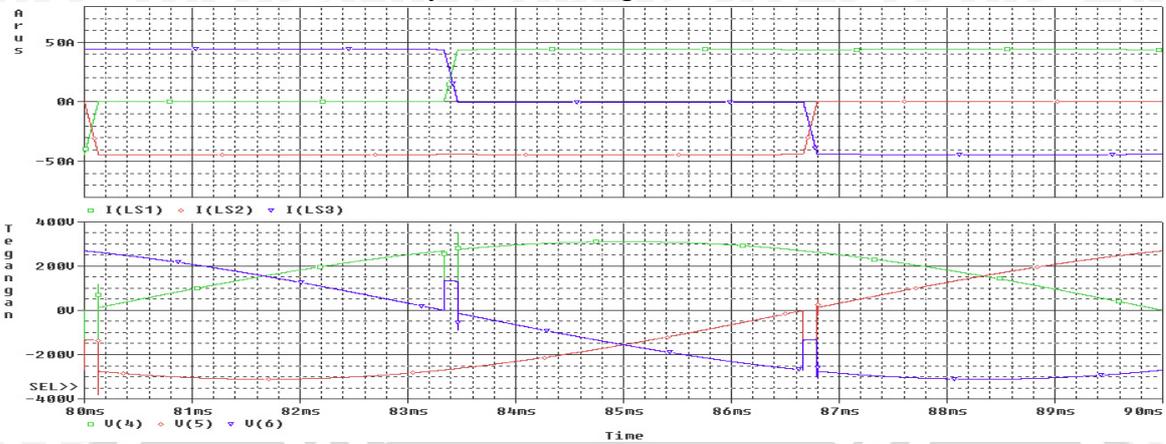


Sudut Penyalan  $60^\circ$

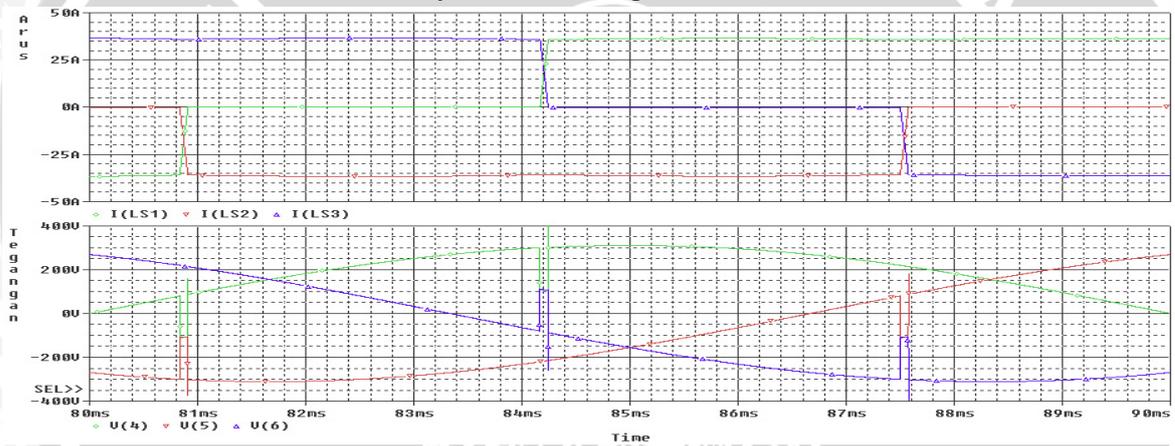


## F. Gambar Arus dan Tegangan Masukan Konverter Terkontrol Penuh Tiga Fasa Akibat Pengaruh Induktansi Sumber

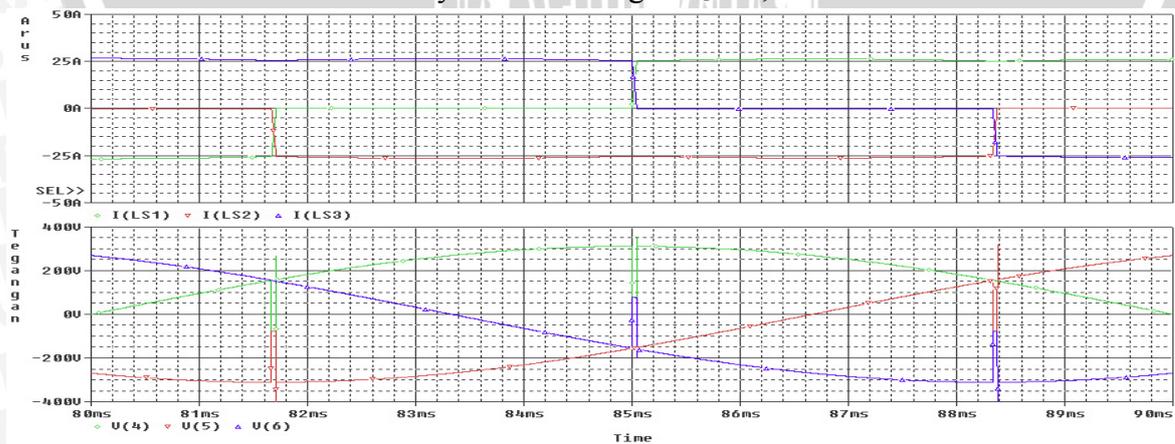
Sudut Penyalan  $30^\circ$  dengan  $L_s = 0,408$  mH



Sudut Penyalan  $45^\circ$  dengan  $L_s = 0,408$  mH



Sudut Penyalan  $60^\circ$  dengan  $L_s = 0,408$  mH



#### LAMPIRAN 4

1. Datasheet *Phase Control Thyristor ISOPLUS220™*
2. Datasheet *Power Cable NYY 0,6/1 kV*

