



TUGAS AKHIR - TE 141599

**DESAIN KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC
BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION* (PFC)
MENGUNAKAN *SINGLE ENDED PRIMARY INDUCTANCE
CONVERTER* (SEPIC)**

Nanda Redha Arsyia
NRP 2212100019

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Ir. Sjamsjul Anam, MT.

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2016



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

FINAL PROJECT - TE 141599

**DESIGN OF SPEED CONTROL BRUSHLESS DC MOTOR
BASED POWER FACTOR CORRECTION (PFC) USING
SINGLE ENDED PRIMARY INDUCTANCE CONVERTER
(SEPIC)**

Nanda Redha Arsyah
NRP 2212100019

Advisor
Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Ir. Sjamsjul Anam, MT.

ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTEMENT
Faculty of Industrial Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2016

**DESAIN KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC
BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION* (PFC)
MENGUNAKAN *SINGLE ENDED PRIMARY INDUCTANCE
CONVERTER* (SEPIC)**

TUGAS AKHIR

Diajukan untuk Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik

Pada

Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga
Jurusan Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Menyetujui :

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II



Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
NIP. 198006032006041003

Ir. Sjamsjul Anam, MT.
NIP. 196307251990031002



**DESAIN KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC
BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION* (PFC)
MENGUNAKAN *SINGLE ENDED PRIMARY INDUCTANCE
CONVERTER* (SEPIC)**

Nanda Redha Arsyah
2212100019

Dosen Pembimbing 1: Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Dosen Pembimbing 2: Ir. Sjamsjul Anam, MT.

ABSTRAK

Motor brushless DC sudah diaplikasikan secara luas pada skala rumah tangga maupun industri karena kelebihan yang dimiliki seperti efisiensi tinggi dan rugi-rugi mekanik yang rendah karena tidak menggunakan *brush* seperti motor DC. Pengaplikasian motor brushless DC tersebut menggunakan sumber AC 220 rms yang disearahkan untuk meminimalisir penggunaan baterai. Namun, penggunaan motor brushless DC dan rangkaian penyearahnya menyebabkan buruknya nilai faktor daya dan harmonik. Nilai faktor daya hanya mencapai 0.73 sedangkan THD arus mencapai 74%. Nilai tersebut berada diluar batas toleransi yang diijinkan.

Penelitian ini bertujuan untuk memperbaiki nilai faktor daya maupun THD arus akibat pengoperasian motor brushless DC menggunakan konverter SEPIC. Selain itu, tujuan dari penelitian ini adalah motor mampu dioperasikan pada berbagai tingkat kecepatan dan beban yang bervariasi.

Hasil dari simulasi dari desain yang telah dibuat adalah motor dapat merespon variasi kecepatan referensi yang diberikan dengan baik. Rangkaian control juga mampu membuat motor mempertahankan kecepatan dengan perubahan beban setiap waktunya. Faktor daya yang diamati pada sumber mengalami kenaikan hingga 0.999 pada berbagai tingkat kecepatan. Selain itu, THD arus memiliki rata-rata nilai 2% pada berbagai tingkat kecepatan. Kedua parameter ini berada didalam toleransi yang diperbolehkan oleh standar.

Kata Kunci: brushless DC, SEPIC, faktor daya, THD arus

DESIGN OF SPEED CONTROL BRUHLESS DC MOTOR BASED POWER FACTOR CORRECTION (PFC) USING SINGLE ENDED PRIMARY INDUCTANCE CONVERTER (SEPIC)

Nanda Redha Arsyia
2212100019

1st Advisor: Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D

2nd Advisor: Ir. Sjamsjul Anam, MT.

ABSTRACT

Brushless DC motors have been applied extensively in household and industrial scale because of the advantages such as high efficiency and mechanical losses are low because it does not use the brush like a DC motor. Application of the brushless DC motors using 220 rms AC source is rectified to minimize battery usage. However, the use of brushless DC motors and rectifying circuit can cause poor power factor and harmonic value. Power factor value reaches 0,73 while the current THD at 74%. These values are outside the permitted tolerance limits.

This study aims to improve the power factor and THD value of current caused by the operation of brushless DC motors using a SEPIC converter. Moreover, the purpose of this study is that the motor is able to operate at different levels of speed and load vary.

Based on the results of the simulation from the design has been made, the motor can respond to variations in the speed reference given to well. The control circuit is also able to make the motor maintain its speed with changes in the load every time. Power factor observed in resources has increased to 0.999 at various speeds. In addition, the current THD has an average value of 2% at various speeds. Both of these parameters are within the tolerances allowed by the standard.

Keywords: brushless DC, SEPIC, power factor, THD current

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
LEMBAR PERNYATAAN	
HALAMAN PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	xi
DAFTAR TABEL	xiii
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah	2
1.3 Batasan Masalah	2
1.4 Tujuan	3
1.5 Metodologi	3
1.6 Sistematika Penulisan	4
1.7 Relevansi	5
BAB II TINJAUAN KONTROL KECEPATAN DAN <i>POWER</i> <i>FACTOR CORRECTION</i> PADA MOTOR BRUSHLES DC	7
2.1 Motor Brushless DC	7
2.1.1 Jenis Rotor Brushless DC Tiga Fasa	8
2.1.2 <i>Hall Effect</i> Motor Brushless DC Tiga Fasa	8
2.1.3 Rangkaian Ekuivalen Motor Brushless DC Tiga Fasa	12
2.1.4 Kelebihan Brushless DC dari <i>Brushed</i> DC	14
2.2 <i>Single Ended Primary Inductance Converter</i> (SEPIC)	15
2.3 Teknik Kontrol PFC	20
2.3.1 Pengontrol Proporsional	21
2.3.2 Pengontrol Proporsional Integrator	21
2.3.3 Pengontrol Proporsional Integrator Derivatif	21
2.3.4 Metode <i>Process Reaction Curve</i>	21
2.4 <i>Voltage Source Inverter</i>	23
2.5 Pengaruh <i>Total Harmonic Distortion</i> terhadap Faktor Daya	25

BAB III	DESAIN KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLES DC BERBASIS <i>POWER FACTOR CORRECTION</i>	27
3.1	Konfigurasi Kontrol Kecepatan berbasis <i>Power Factor Correction</i>	27
3.2	Menentukan Spesifikasi Motor	29
3.3	Menentukan Nilai Komponen Konverter	30
3.3.1	Menentukan Nilai Induktor Input SEPIC	30
3.3.2	Menentukan Nilai Induktor Output SEPIC CCM	32
3.3.3	Menentukan Nilai Induktor Output SEPIC CCM	32
3.3.4	Menentukan Nilai Kapasitor Intermediat SEPIC	33
3.3.5	Menentukan Nilai Kapasitor DC Link	34
3.3.6	Menentukan Nilai Filter Kapasitor	34
3.4	Desain Kontrol Logika <i>Hall Effect</i> ke VSI	35
3.5	Merancang Kontrol Kecepatan dan PFC untuk Motor Brushless DC	37
3.5.1	Perancangan Kontrol Kecepatan	38
3.5.2	Perancangan Kontrol <i>Power Factor Correction</i>	38
3.6	Menentukan Parameter PI	40
3.7	Desain Metode <i>Average Current Control</i>	42
BAB IV	HASIL SIMULASI DAN ANALISIS	45
4.1	Karakteristik Pengoperasian Motor Brushless DC	45
4.1.1	Gelombang Tegangan <i>Back Electromotive Force</i> (BEMF)	45
4.1.2	Gelombang Tegangan <i>Line to Line</i> BLDC	46
4.1.3	Bentuk Arus Stator BLDC	47
4.1.4	Karakteristik Kecepatan	47
4.2	Karakteristik Tanpa Menggunakan Kontrol PFC	49
4.2.1	Tegangan DC Link	49
4.2.2	Kecepatan Motor Brushless DC	50
4.2.3	Nilai PF Tanpa Kontrol PFC	51
4.3	Analisis Prinsip Kerja Kontrol Kecepatan Berbasis PFC Menggunakan SEPIC	54
4.4	Pengujian Mode CCM	56
4.4.1	Respon Terhadap Perubahan Kecepatan	58
4.4.2	Respon Terhadap Perubahan Beban	60
4.5	Pengujian Mode DCM	61
4.5.1	Respon Terhadap Perubahan Kecepatan Referensi	63

4.5.2	Respon Terhadap Perubahan Beban	64
4.6	Perbandingan Nilai Faktor Daya Mode CCM dan DCM Menggunakan Mode <i>Current Control</i>	65
4.6.1	Nilai Faktor Daya Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	65
4.6.2	Nilai THD Arus Metode <i>Hysteresis Current Control</i>	66
4.6.3	Nilai Faktor Daya Metode <i>Average Current Control</i>	66
4.6.4	Nilai THD Arus Metode <i>Average Current Control</i>	67
BAB V	PENUTUP	69
5.1	Kesimpulan	69
5.2	Saran	69
	DAFTAR PUSTAKA	71
	RIWAYAT HIDUP	73

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1	Perbandingan Motor Brushless DC dan Motor DC	14
Tabel 2.2	Pensaklaran Inverter 3 Fasa	
Tabel 3.1	Pengaruh Sinyal Hall terhadap Switching VSI.....	28
Tabel 3.2	Spesifikasi Motor Brushless DC.....	29
Tabel 3.3	Pengaruh Sinyal Hall Setiap 60 Derajat	36
Tabel 4.1	Perbandingan Nilai Kecepatan dan Tegangan Saat <i>Load</i> dan <i>No Load</i>	49
Tabel 4.2	Parameter Kualitas Daya Tanpa Kontrol	52
Tabel 4.3	Nilai Komponen Mode CCM	56
Tabel 4.4	Skenario Kecepatan Mode CCM	59
Tabel 4.5	Skenario Pembebanan Mode CCM	60
Tabel 4.6	Nilai Komponen Mode DCM	62
Tabel 4.7	Skenario Kecepatan Mode DCM.....	63
Tabel 4.8	Skenario Pembebanan Mode DCM	64
Tabel 4.9	Perbandingan Nilai PF CCM dan DCM Menggunakan <i>Hysteresis Current Control</i>	66
Tabel 4.10	Perbandingan Nilai THD Arus CCM dan DCM Menggunakan <i>Hysteresis Current Control</i>	66
Tabel 4.11	Perbandingan Nilai PF CCM dan DCM Menggunakan <i>Average Current Control</i>	67
Tabel 4.12	Perbandingan Nilai THD Arus CCM dan DCM Menggunakan <i>Average Current Control</i>	67

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Jenis Rotor Brushless DC	8
Gambar 2.2	Mekanisme six step brushless DC	11
Gambar 2.3	Pengaruh hall sensor pada <i>back-emf</i> masing-masing fasa	12
Gambar 2.4	Rangkaian ekivalen motor brushless DC	13
Gambar 2.5	Rangkaian SEPIC	15
Gambar 2.6	Switch dalam keadaan <i>on</i>	16
Gambar 2.7	Switch dalam keadaan <i>off</i>	16
Gambar 2.8	Metode <i>Process Reaction Curve</i>	22
Gambar 2.9	Inverter tiga fasa	23
Gambar 3.1	Rangkaian PFC SEPIC motor brushless DC dengan metode <i>hysteresis current control</i>	27
Gambar 3.2	Rangkaian untuk mencari karakteristik arus output.....	31
Gambar 3.3	Hasil sinyal keluaran sensor hall	35
Gambar 3.4	Perancangan rangkaian logika sinyal hall ke inverter.....	36
Gambar 3.5	Sinyal <i>switch</i> pada VSI.....	37
Gambar 3.6	Rangkaian kontrol metode <i>hysteresis current control</i>	37
Gambar 3.7	Rangkaian kontrol kecepatan.....	38
Gambar 3.8	Rangkaian kontrol PFC	39
Gambar 3.9	Skema pensaklaran	40
Gambar 3.10	Skema <i>open loop</i>	41
Gambar 3.11	Pengujian parameter PI.....	41
Gambar 3.12	Rangkaian metode <i>average current control</i>	42
Gambar 3.13	Rangkaian kontrol kecepatan dan PFC metode <i>average current control</i>	43
Gambar 4.1	Sinyal <i>Back-EMF</i> pada stator	46
Gambar 4.2	Gelombang tegangan <i>line to line</i>	46
Gambar 4.3	Gelombang arus pada stator	47
Gambar 4.4	Karakteristik kecepatan <i>no load</i>	48
Gambar 4.5	Karakteristik kecepatan beban rating	48
Gambar 4.6	<i>Ripple</i> pada tegangan DC Link.....	50
Gambar 4.7	Kecepatan sebelum di kontrol	50
Gambar 4.8	Sinyal tegangan dan arus fasa sebelum dikontrol	51
Gambar 4.9	Sinyal arus fasa yang terdistorsi	52
Gambar 4.10	Komponen arus harmonik menggunakan FFT	53
Gambar 4.11	Bentuk gelombang arus induktor input.....	57
Gambar 4.12	<i>Ripple</i> pada arus induktor input.....	57

Gambar 4.13	Bentuk gelombang arus output.....	58
Gambar 4.14	<i>Ripple</i> pada arus induktor output.....	58
Gambar 4.15	Respon kecepatan terhadap referensi (CCM).....	59
Gambar 4.16	Kurva pembebanan motor (CCM).....	60
Gambar 4.17	Respon kecepatan terhadap perubahan torsi beban (CCM)	61
Gambar 4.18	Gelombang arus induktor output.....	62
Gambar 4.19	Respon kecepatan mode DCM.....	63
Gambar 4.20	Kurva pembebanan DCM.....	64
Gambar 4.21	Respon kecepatan akibat pembebanan DCM.....	65

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Motor Brushless DC sering digunakan untuk aplikasi rumah tangga maupun industri karena memiliki rasio torsi/inersia dan efisiensi yang tinggi. Pada umumnya, sumber motor brushless DC adalah dengan menggunakan baterai. Seiring dengan berjalannya waktu, sumber yang digunakan untuk pengoperasian motor brushless DC adalah sumber AC 220 volt karena lebih murah dan praktis. Contoh penerapan motor brushless DC dalam kehidupan sehari-hari adalah sebagai pompa. Motor brushless DC merupakan motor yang terkomutasi secara elektrik dan membutuhkan informasi posisi rotor sebagai sinyal masukan *Voltage Source Inverter (VSI)*.

Pada motor brushless DC konvensional yang menggunakan sumber AC 220 volt, *drive* hanya berupa *rectifier* (penyearah) dan kapasitor DC link. Pada perkembangannya, skema pengaturan kecepatan telah dikembangkan dengan memberikan input *Pulse Width Modulation (PWM)* pada VSI. Pada skema ini, PWM yang digunakan untuk mengatur kecepatan rentan terjadi *losses* pada *switch* VSI dikarenakan frekuensi *switching* yang tinggi. Selain itu, *drive* ini menyebabkan tingginya nilai *Total Harmonic Distorsion (THD)* dan rendahnya faktor daya. Standar faktor daya internasional tidak merekomendasikan metode ini[1].

Menanggapi permasalahan tersebut, rangkaian *Power Factor Correction (PFC)* digunakan untuk mengatasi buruknya faktor daya akibat penggunaan motor brushless DC. Mode yang digunakan pada konverter PFC ada dua jenis yaitu *Continuous Current Mode (CCM)* dan *Discontinuous Current Mode (DCM)*. Mode CCM maupun DCM yang dimaksud adalah arus induktor pada konverter.

Ada bermacam-macam jenis *DC to DC converter* yang digunakan untuk aplikasi motor brushless DC. Tegangan DC link dipertahankan sesuai dengan kecepatan yang diinginkan. Salah satu konverter yang digunakan untuk kontrol kecepatan brushless DC adalah *active rectifier* yang membutuhkan kontrol yang kompleks dan daya yang tinggi. *Buck chopper* juga memiliki *losses switch* yang tinggi. Madani membuat *boost half bridge based PFC*, namun juga memiliki

kelemahan yang sama yaitu frekuensi *switching* yang tinggi dan memiliki kontrol algoritma yang kompleks[2].

Kontrol kecepatan brushless DC dengan menggunakan konfigurasi dan *boost bridgeless converter* juga telah direalisasikan namun masih membutuhkan banyak komponen pendukung *PFC-Converter*. Tujuan dari penelitian ini adalah merancang *drive* brushless DC menggunakan *Single Ended Primary Inductor Converter* (SEPIC) dengan respon kecepatan yang baik dan memiliki performansi kualitas daya yang tinggi. Kontrol kecepatan yang didesain diharapkan bisa dijadikan acuan untuk penerapan secara langsung pada motor brushless DC dengan spesifikasi yang telah ditentukan.

1.2 Perumusan Masalah

Adapun perumusan masalah dalam penelitian ini adalah:

1. Penggunaan komponen nonlinear pada motor brushless DC menyebabkan tingginya nilai *Total Harmonic Distortion* (THD) sehingga mengakibatkan buruknya nilai *power factor* (pf). Oleh karena itu diperlukan skema kontrol pada konverter yang bisa mengatasi rendahnya nilai faktor daya.
2. Ada bermacam-macam jenis metode dan rangkaian kontrol kecepatan yang bisa dipakai untuk merespon kecepatan referensi yang diberikan. Oleh karena itu, diperlukan analisis pengaruh metode kontrol kecepatan pada konverter DC-DC yang sesuai digunakan untuk aplikasi motor brushless DC dengan mempertimbangkan nilai THD dan faktor daya pada sumber.

1.3 Batasan Masalah

Adapun batasan masalah dalam penelitian ini adalah:

1. Sumber yang digunakan merupakan sumber AC 220 rms
2. Pemodelan, simulasi, dan analisis menggunakan perangkat lunak simulator Powersim (PSIM)
3. Motor brushless DC yang digunakan adalah motor brushless DC tiga fasa pabrikan Moog 874 Watt.
4. Penelitian ini membahas tentang desain dan analisis simulasi, tidak membahas tentang implementasi secara langsung.

1.4 Tujuan

Adapun tujuan dan manfaat dalam penelitian ini adalah:

1. Mengetahui performansi motor pada saat mode *speed control* dengan variasi nilai pada beberapa kecepatan referensi dan torsi yang diberikan serta performansi *Power Factor Correction* (PFC) pada sistem.
2. Mendapatkan perbandingan performansi motor brushless DC dengan menggunakan metode *current control* yang diaplikasikan pada SEPIC konverter.

1.5 Metodologi

Metode yang digunakan pada penelitian ini terdiri dari Studi Literatur, Penentuan Spesifikasi Motor, Perancangan Sistem, Simulasi, dan Analisis.

1. Studi Literatur

Tahap ini merupakan langkah awal dalam pengerjaan penelitian ini. Dalam studi literatur, penulis mempelajari dasar-dasar tentang motor brushless DC, mencakup prinsip kerja, jenis-jenis motor, serta analisis-analisis terkait dengan brushless DC. Selain itu juga mempelajari jenis jenis konverter buck-boost, *power factor correction*, dan *voltage source inverter*. Literatur yang digunakan dalam studi literatur ini diambil dari buku, jurnal ilmiah, prosiding, serta artikel

2. Penentuan Spesifikasi Motor

Motor brushless DC yang digunakan diambil dari *nameplate* pabrikan Moog. Motor brushless DC tersebut termasuk jenis motor yang menggunakan sensor *hall effect*.

3. Perancangan Sistem

Penulis melakukan tiga perancangan utama dalam penelitian ini. Perancangan yang dimaksud adalah perancangan konverter dengan mempertimbangkan *power factor correction*, konverter SEPIC, dan skema kontrol untuk mengatur *switch* pada konverter dan *voltage source inverter* sebagai masukan dari motor brushless DC. Perancangan sistem kontrol kecepatan motor DC brushless dapat dilihat pada Bab 3. Kecepatan aktual yang terbaca kemudian dibandingkan dengan kecepatan referensi yang diinginkan. *Error* yang dihasilkan kemudian dikontrol oleh *speed control* dengan mempertimbangkan faktor daya, Output yang

dihasilkan kemudian menjadi input untuk tegangan DC PWM. Output dari PWM adalah *duty cycle* yang menjadi input *switch* konverter SEPIC.

4. Simulasi

Penulis melakukan proses simulasi kontrol kecepatan motor brushless DC dengan menggunakan konverter sebagai kontrol utama. Konverter yang digunakan adalah *single-ended primary inductance converter* (SEPIC). Simulasi menggunakan *software* PSIM. Proses dilakukan dengan memasukkan parameter fisik motor brushless DC yang telah ditentukan sebelumnya. Setelah itu, proses desain dilakukan dengan memasukkan nilai komponen yang dari konverter maupun VSI yang telah dianalisa sebelumnya seperti nilai induktansi masing masing induktor, kapasitansi kapasitor, maupun nilai penguatan dalam setiap kontroler switchingnya. Setelah mendapatkan parameter-parameter yang berupa nilai-nilai masing-masing komponen, kemudian dilakukan simulasi dengan menggunakan PSIM.

5. Analisis

Simulasi yang dilakukan akan menghasilkan data yang akan dianalisis seperti tegangan output masing masing fasa input brushless DC, kecepatan yang dihasilkan, dan faktor daya. Selain itu juga akan dianalisis perbandingan penggunaan SEPIC converter berbasis metode *average current control* dan *hysteresis current control* berkaitan dengan faktor daya maupun kontrol kekecepatannya. Selain itu, dilakukan analisis nilai faktor daya dengan mempertimbangkan nilai THD pada arusnya.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan buku penelitian ini yang digunakan adalah sebagai berikut:

BAB 1 : Pendahuluan

Bab ini berisi tentang penjelasan latar belakang, perumusan permasalahan, tujuan dan manfaat, batasan masalah, metodologi, sistematika penulisan, dan relevansi dari penelitian yang dilakukan dalam penelitian ini.

BAB 2 : Teori Penunjang

Bab ini berisi tentang dasar teori mengenai motor Brushless DC, Hall effect pada motor brushless DC tiga fasa, konverter SEPIC, dan teknik kontrol PFC.

BAB 3 : Perancangan Sistem

Berisi tentang perancangan dan penentuan parameter setiap komponen yang akan disimulasikan.

BAB 4 : Simulasi dan Analisis

Berisi tentang pengujian dengan menggunakan *software* PSIM dan analisis terhadap hasil simulasi.

BAB 5 : Penutup

Berisi tentang kesimpulan dan saran terhadap penelitian yang telah dilakukan.

1.7 Relevansi

Hasil dalam laporan penelitian ini diharapkan dapat menambah wawasan baik penulis maupun pembaca mengenai pengaturan kecepatan pada motor brushless DC. Selain itu, laporan penelitian ini dapat digunakan sebagai dasar pengembangan tugas akhir bagi mahasiswa yang mengambil topik brushless DC.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 2

TINJAUAN KONTROL KECEPATAN DAN *POWER FACTOR CORRECTION* PADA MOTOR BRUSHLESS DC

2.1 Motor Brushless DC

Motor brushless DC telah digunakan secara luas untuk kebutuhan rumah tangga, otomotif, medis, maupun industri. Berbeda dengan motor DC, motor brushless DC tidak menggunakan *brush* (sikat) sebagai media komutasinya melainkan terkmutasi secara elektris. Motor brushless DC memiliki beberapa keuntungan dibandingkan dengan motor DC atau motor induksi diantaranya memiliki keandalan dan efisiensi yang tinggi, *noise* akustik yang rendah, dan memiliki *range* kecepatan yang tergolong tinggi. Meskipun memiliki kelebihan dibandingkan dengan motor DC dan motor induksi, pengendalian motor brushless DC jauh lebih kompleks karena tidak adanya brush untuk menunjang proses komutasi[3].

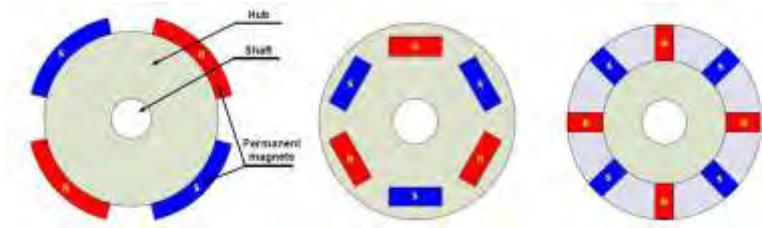
Berdasarkan jumlah fasenya, motor brushless DC dibagi menjadi tiga golongan: satu fasa, dua fasa, dan tiga fasa. Jenis yang paling banyak digunakan dalam skala industri maupun rumah tangga adalah brushless DC satu fasa dan brushless DC tiga fasa. Rotor dari motor brushless DC merupakan magnet permanen. Motor brushless DC satu fasa memiliki satu belitan stator sedangkan motor brushless DC tiga fasa memiliki tiga belitan stator yang dihubungkan *wye* (Y). Motor brushless DC juga dapat digolongkan berdasarkan jenis belitan statornya. Ada dua jenis belitan stator yaitu trapezoidal dan sinusoidal yang mengacu pada bentuk sinyal *Back Electromotive Force* (BEMF). Bentuk BEMF ditentukan oleh bentuk interkoneksi kumparan dan jarak *air gap*-nya. Selain itu, bentuk arusnya juga mengikuti bentuk sinusoidal ataupun trapezoidal. Motor jenis sinusoidal memiliki karakteristik torsi yang lebih halus namun membutuhkan belitan yang lebih banyak dibandingkan tipe trapezoidal.

Rotor motor brushless DC terdiri dari sebuah *shaft* dan *hub* dengan magnet permanen yang disusun dua hingga delapan pasang. Brushless DC tiga fasa beroperasi dengan memanfaatkan tarikan dan tolakan kutub-kutub magnet. Ketika arus melalui salah satu dari ketiga fasa, maka akan menghasilkan medan magnet dan menarik medan magnet permanen (rotor) yang memiliki polaritas yang berbeda.

Sehingga rotor akan bergerak sesuai dengan arah medan statornya. Perubahan medan magnet stator akan menyebabkan rotor bergerak mengikuti statornya secara konstan. Torsi yang dihasilkan bergantung dari besar arus dan jumlah belitan pada statornya, kekuatan medan magnet permanen, *air gap* diantara rotor dan stator, maupun panjang lengan magnet permanennya.

2.1.1 Jenis Rotor Brushless DC Tiga Fasa

Apabila dilihat dari segi suplai pada terminalnya, motor brushless DC tergolong jenis motor DC. Namun, apabila dilihat dari konstruksinya, brushless DC tidak bisa digolongkan ke dalam motor DC. Ada beberapa jenis motor brushless DC berdasarkan bentuk rotornya seperti *surface-mounted*, *embedded*, dan *inserted*. Berikut merupakan klasifikasi motor listrik Brushless DC berdasarkan rotornya:



Gambar 2.1 Jenis rotor brushless DC[3]

Surface-mounted merupakan jenis motor brushless DC dengan rotor yang terletak di luar dari hub dan shaft motor. *Embedded* merupakan brushless DC yang memiliki letak rotor menyatu dengan hub. Sedangkan *inserted* memiliki karakteristik rotor yang disisipkan di dalam *hub*.

2.1.2 Hall Effect Motor Brushless DC Tiga Fasa

Motor brushless DC menggunakan *switch* sebagai media komutasinya. *Switch* yang membuka dan menutup pada VSI akan menyebabkan arus mengalir pada stator motor brushless DC. Arus yang melewati kumparan pada stator akan menimbulkan medan magnet:

$$B = \frac{\mu NI}{2l} \quad (2.1)$$

- N = Jumlah lilitan
- I = Arus
- l = Panjang lilitan

μ = Permeabilitas bahan

Hanselman[4] menyebutkan μ merupakan permeabilitas bahan yang didapatkan dari kurva B-H. Gradien (kemiringan) dari kurva B-H dinamakan permeabilitas diferensial relative. Berikut merupakan persamaan permeabilitas:

$$\mu_a = \frac{B}{\mu_0 H} \quad (2.2)$$

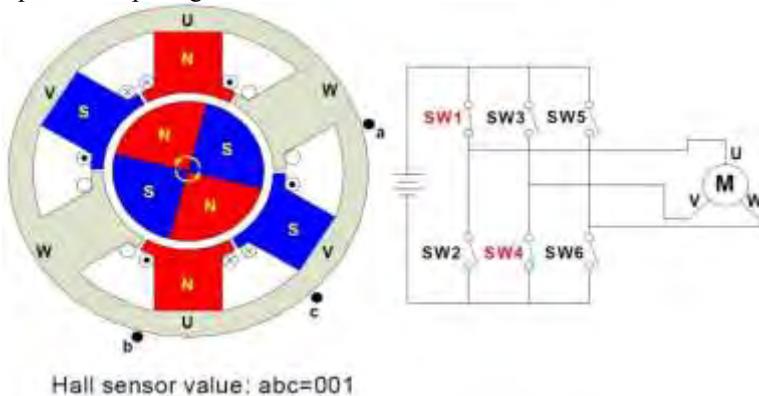
μ_a = Koefisien permeabilitas bahan

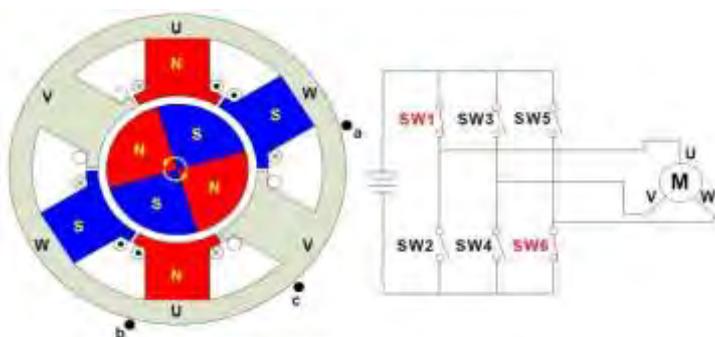
μ_0 = Konstanta permeabilitas

B = Medan magnet

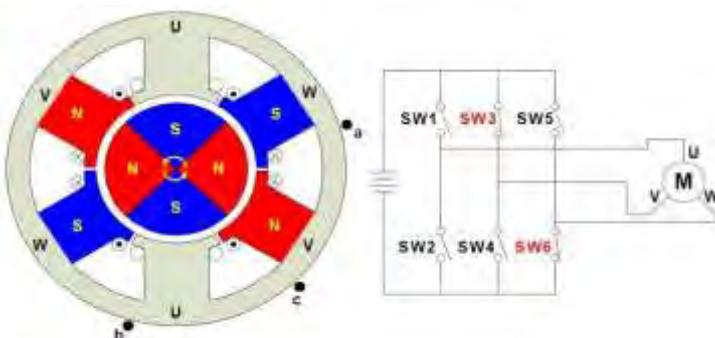
H = Intensitas medan magnet

Pada umumnya *switch* bagian atas dikontrol menggunakan sensor Hall yang ada pada motor brushless DC. Untuk menentukan *timing* komutasi yang tepat, motor brushless DC memerlukan tiga buah sensor hall dan atau encoder. Penerapan sensor hall lebih luas karena dapat digunakan pada motor dengan jumlah pole yang berbeda. Kelemahan dari sensor hall adalah rentan terjadi kesalahan penentuan *timing* komutasi sehingga tidak didapatkan enam kombinasi *timing* komutasi yang berbeda. Motor brushless DC tiga fasa membutuhkan sensor Hall sebagai pendeteksi posisi rotor. ketiga sensor Hall (“a”, “b”, “c”) terpasang pada stator dengan interval 120 derajat. Setiap 60 derajat putaran, satu sensor hall mengubah *state* (keadaannya) nya. Sehingga dibutuhkan enam tahapan untuk melakukan satu siklus putaran penuh. mekanisme perubahan *switch* yang terjadi akibat sensing dari hall sensor dapat dilihat pada gambar di bawah ini:

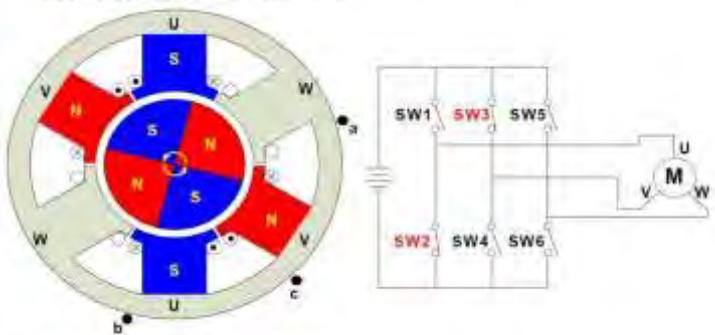




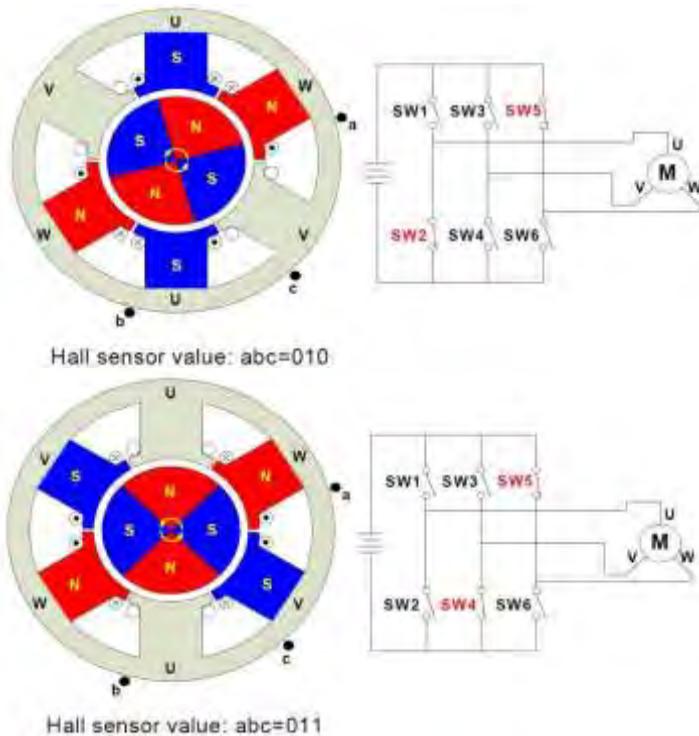
Hall sensor value: abc=101



Hall sensor value: abc=100



Hall sensor value: abc=110

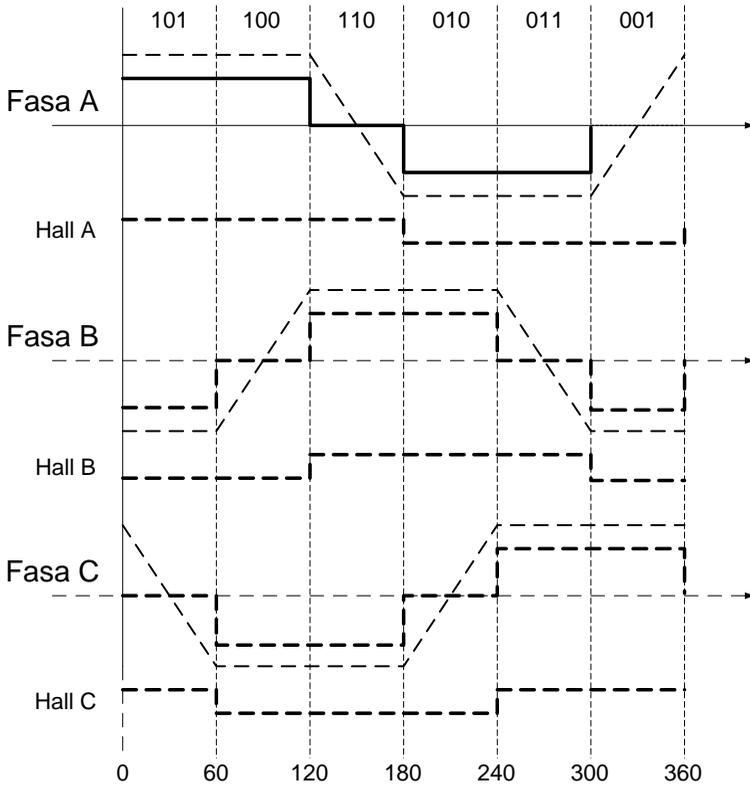


Gambar 2.2. Mekanisme *six step* brushless DC[3]

Pada tahap pertama nilai yang terbaca pada sensor adalah 001 sehingga rangkaian logika yang telah didesain memerintahkan *switch* 1 dan *switch* 4 untuk *high*. Ketika sensor memiliki *state* (keadaan) 101, rangkaian logika memerintahkan *switch* 1 dan *switch* 6 untuk *high*. Begitupun seterusnya hingga enam tahap untuk melakukan satu putaran penuh.

Six step merupakan metode inversi ke dalam bentuk trapezoid, *square*, atau menyerupai sinusoidal. *Six step* bekerja setiap 60 derajat perubahan posisi pada stator. Ketika rotor bergerak pada posisi 0 derajat hingga 60 derajat, sensor hall “a” memberikan sensing nilai 1, sensor hall “b” memberikan sensing nilai 0, dan sensor hall “c” memberikan sensing nilai 1. Keadaan ini mengakibatkan fase A bernilai positif, fase B bernilai negative, dan fase C dalam keadaan *floating*. Sehingga aliran

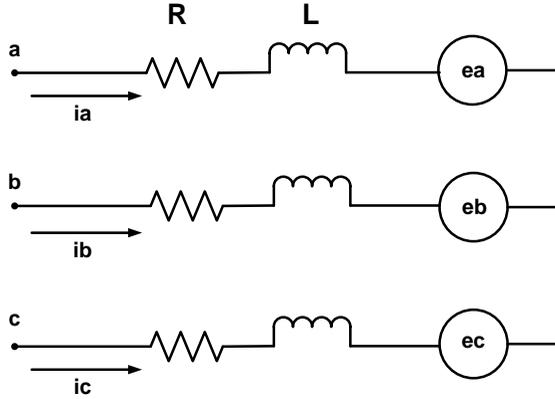
arus mengalir dari fasa A menuju fasa B. Begitu seterusnya rangkaian encoder mengatur aliran arus yang masuk ke stator motor brushless DC sehingga berputar secara konstan.



Gambar 2.3 Pengaruh hall sensor pada back-emf masing-masing fasa

2.1.3 Rangkaian Ekuivalen Motor Brushless DC Tiga Fasa

Motor brushless DC memiliki magnet permanen pada rotornya dan kumparan tiga fasa pada statornya. Stefan Baldursson[5] menyebutkan bahwa rangkaian ekuivalen motor Brushless DC ditunjukkan oleh rangkaian berikut:



Gambar 2.4 Rangkaian ekivalen motor brushless DC

Kumparan rotor dan stator motor brushless DC dapat digambarkan dengan rangkaian resistif, induktif, dan tegangan BEMF. Persamaan kumparan stator dapat dituliskan sebagai berikut:

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (2.3)$$

$$v_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (2.4)$$

$$v_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (2.5)$$

L merupakan induktansi pada stator, R merupakan resistansi stator. Sedangkan back-emf dan torsi yang dihasilkan oleh koil ditunjukkan pada gambar berikut:

$$e_a = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e) \quad (2.6)$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7)$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

$$T_e = \frac{k_t}{2} [F(\theta_e)i_a + F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)i_b + F\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right)i_c] \quad (2.9)$$

merupakan konstanta back-emf, sedangkan k_t merupakan konstanta torsi. θ_e merupakan perkalian antara sudut rotor dan jumlah pasang kutub, sedangkan F merupakan fungsi pembentuk gelombang trapezoidal. Berikut merupakan persamaan F pembentuk sinyal trapezoidal:

$$F(\theta) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ -1, & \pi \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ -1 - \frac{6}{\pi}\left(\theta_e - \frac{5\pi}{3}\right), & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (2.10)$$

2.1.4 Kelebihan Brushless DC (BLDC) dari *Brushed* DC

Penggunaan Motor brushless DC memiliki tren yang menaik akhir-akhir ini karena memiliki beberapa kelebihan dibandingkan dengan motor DC dengan brush sebagai media komutasinya. Berikut merupakan kelebihan motor brushless DC apabila dibandingkan dengan motor brushed DC

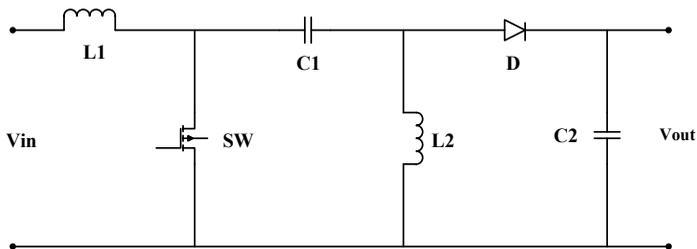
Tabel 2.1 Perbandingan Motor Brushless DC dan Motor DC

Fitur	Motor BLDC	Motor DC	Kelebihan
Komutasi	Komutasi Elektris	Menggunakan brush dan komutator	Rugi-rugi mekanis brushless DC lebih kecil
Efisiensi	Tinggi	Menengah	Drop tegangan pada motor DC lebih besar
Maintenance	Sedikit/Tidak Ada	Periodik	Motor BLDC tidak perlu mengganti <i>brush</i> secara berkala
Performansi Termal	Baik	Buruk	Hanya belitan jangkar yang menghasilkan panas. <i>Case</i> BLDC lebih baik dalam

			mendisipasikan panas dibandingkan rotor motor brushed DC
Daya Output/Ukuran	Tinggi	Rendah	BLDC memiliki rasio torsi/inersia yang lebih tinggi
Karakteristik Torsi Kecepatan	Rata	Cenderung turun	BLDC tidak memiliki gesekan sikat
Respon Dinamis	Cepat	Lambat	BLDC memiliki inersia yang lebih rendah karena menggunakan magnet permanen
Jangkauan Kecepatan	Tinggi	Rendah	BLDC tidak memiliki batasan mekanis yang disebabkan oleh sikat atau komutator

2.2 Single Ended Primary-Inductance Converter (SEPIC)

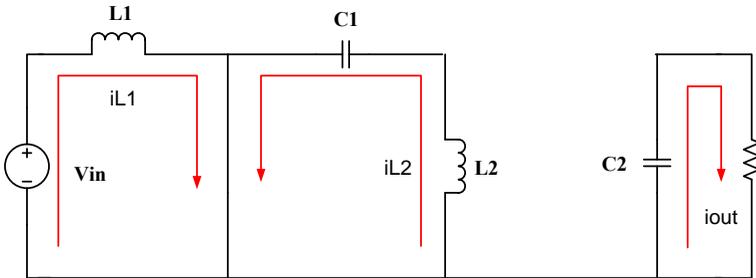
Single Ended Primary-Inductance Converter (SEPIC) merupakan salah satu konverter DC to DC yang memiliki nilai output positif dengan nilai yang bervariasi kurang atau lebih dari nilai inputnya.



Gambar 2.5. Rangkaian SEPIC

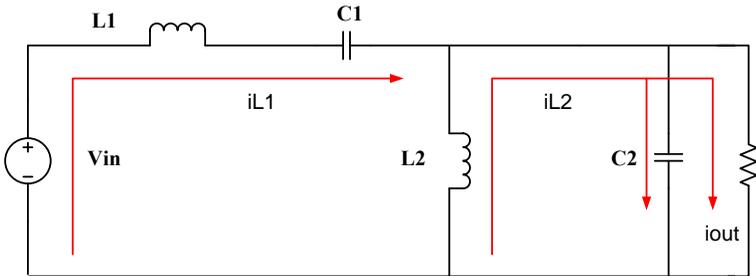
Gambar 2.5 menunjukkan rangkaian dari SEPIC. Menurut Ebrahim[6], SEPIC memiliki beberapa komponen seperti induktor input (L_1), induktor output (L_2), *switch* (SW), kapasitor intermediat (C_1), dioda (D_1), maupun kapasitor input dan kapasitor output. SEPIC merupakan salah satu jenis dari konverter buck-boost. Ketika *switch* dalam keadaan *off*, tegangan pada L_2 sama dengan tegangan output

(V_{out}). Seiring tegangan input (V_{in}) men-charge C_1 , tegangan pada switch adalah penjumlahan tegangan input dan tegangan outputnya. Dapat disimpulkan tegangan pada L_1 adalah V_{out} . Ketika switch pada SEPIC dalam keadaan on, V_{in} akan men-charge C_1 , sehingga tegangan L_2 sama dengan $-V_{in}$. Berikut adalah kondisi ketika switch dalam keadaan on dan off:



Gambar 2.6. Switch dalam keadaan on

Ketika switch dalam keadaan on, energi yang disimpan pada kapasitor input akan disalurkan ke L_1 sementara energi pada kapasitor intermediat akan disalurkan ke L_2 . Berikut adalah keadaan ketika switch dalam keadaan off:



Gambar 2.7. Switch dalam keadaan off

Ketika switch dalam keadaan off, arus pada L_1 akan dialirkan ke C_1 dan D_1 , menuju C_2 dan beban. C_2 dan C_1 akan terisi kembali dan akan men-charge L_2 ketika switch kembali on. Proses bekerjanya switch tersebut tergantung dari seberapa besar *duty cycle* (D) dalam satu

periode. Waktu pada saat *switch* dalam keadaan *closed (on)* dinyatakan dalam DT , sedangkan waktu pada saat *switch* dalam keadaan *open (off)* dinyatakan dengan $(1-D)T$. Pengamatan sebelumnya menyatakan bahwa tegangan rata-rata induktor sama dengan nol (0) dan arus rata-rata kapasitor juga sama dengan nol (0)[7].

Untuk menentukan persamaan *duty cycle* apabila dianalisa berdasarkan *Kirchhoff's Voltage Law (KVL)*, berdasarkan jalur yang dilalui komponen V_{in} , L_1 , C_1 , dan L_2 :

$$-V_{in} + v_{L1} + v_{C1} - v_{L2} = 0 \quad (2.11)$$

Sehingga apabila tegangan rata-rata induktor dianggap nol, maka:

$$-V_{in} + 0 + v_{C1} - 0 = 0 \quad (2.12)$$

Tegangan yang ada pada kapasitor intermediat adalah:

$$v_{C1} = V_{in} \quad (2.13)$$

Ketika *switch* dalam keadaan *closed (on)*, maka dioda akan *off*, berdasarkan rangkaian pada Gambar 2.6, tegangan yang melalui L_1 pada saat interval DT adalah:

$$v_{L1} = V_{in} \quad (2.14)$$

Ketika *switch* dalam keadaan *open*, dioda dalam keadaan *on* dan persamaan rangkaian luar berdasarkan KVL adalah sebagai berikut:

$$-V_{in} + v_{L1} + v_{C1} - v_o = 0 \quad (2.15)$$

Dengan mengasumsikan nilai tegangan yang melalui C_1 konstan sesuai dengan tegangan sumber, maka:

$$-V_{in} + v_{L1} + v_s - v_o = 0 \quad (2.16)$$

Sehingga untuk interval $(1-D)T$:

$$v_{L1} = -v_o \quad (2.17)$$

Dengan mengkombinasikan persamaan-persamaan diatas, maka didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$(v_{L1,closed})(DT) + (v_{L1,open})(1 - D)(T) = 0 \quad (2.18)$$

$$V_{in}(DT) + v_o(1 - D)(T) = 0 \quad (2.19)$$

Dengan mengasumsikan konverter memiliki efisiensi 100%, sehingga diperoleh persamaan *duty cycle* sebagai berikut:

$$v_o = \frac{D}{1 - D} V_{in} \quad (2.20)$$

$$D = \frac{v_o}{v_o + V_{in}} A \quad (2.21)$$

Dengan mengasumsikan daya input sama dengan daya output. Daya merupakan perkalian tegangan input dan arus input. Arus input sama dengan arus induktor L_1 . Sedangkan daya output merupakan perkalian antara tegangan output dan arus output sehinggadidapatkan persamaan sebagai berikut:

$$P_{in} = P_o \quad (2.22)$$

$$P_{in} = V_{in}I_s = V_{in}I_{L1} \quad (2.23)$$

$$P_o = V_oI_o \quad (2.24)$$

Sehingga persamaan totalnya:

$$V_{in}I_{L1} = V_oI_o \quad (2.25)$$

$$I_{L1} = I_{in} = \frac{V_oI_o}{V_{in}} = \frac{V_o^2}{V_{in}R} \quad (2.26)$$

Apabila *switch* dalam keadaan *closed*, maka

$$V_{L1} = V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{DT} \quad (2.27)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in}DT}{L_1} = \frac{V_{in}D}{L_1f} \quad (2.28)$$

Sedangkan L_2 dapat dicari menggunakan KVL dengan *loop* yang melibatkan C_1 , L_2 , dan dioda.

$$I_{L2} = I_D - I_{C1} \quad (2.29)$$

Persamaan arus dioda adalah sebagai berikut:

$$I_D = I_{C2} + I_o \quad (2.30)$$

$$I_{L2} = I_{C2} + I_o - I_{C1} \quad (2.31)$$

Karena arus rata-rata pada kapasitor adalah nol, maka arus pada induktor 2 adalah sama dengan arus output

$$I_{L2} = I_o \quad (2.32)$$

Dengan menggunakan KVL, diapatkan persamaan sebagai berikut:

$$V_{L2} = V_{C1} = V_{in} = L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{DT} \quad (2.33)$$

Sehingga:

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{in}DT}{L_2} = L_2 \frac{V_{in}D}{L_2f} \quad (2.34)$$

Berikut adalah persamaan arus pada dioda dan switch berdasarkan *Kirchhoff's Current Law* (KCL):

$$I_D = \begin{cases} 0 & (\text{switch closed}) \\ I_{L1} + I_{L2} & (\text{switch open}) \end{cases} \quad (2.35)$$

$$I_{sw} = \begin{cases} I_{L1} + I_{L2} & (\text{switch closed}) \\ 0 & (\text{switch open}) \end{cases} \quad (2.36)$$

Untuk menentukan kapasitor intermediat:

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta Q_{C1}}{C_1} = \frac{I_o \Delta t}{C_1} = \frac{I_o DT}{C_1} \quad (2.37)$$

Sehingga didapatkan nilai C_1 adalah sebagai berikut:

$$\Delta V_{C1} = \frac{V_o D}{RC_1 f} \quad (2.38)$$

$$C_1 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{C1}}{V_o} \right) f} \quad (2.39)$$

Desain kapasitor C_2 digunakan untuk menentukan berapa persen ripple tegangan pada outputnya. Analisa untuk menentukan nilai kapasitor output sama dengan kapasitor intermediat. Berikut adalah persamaan untuk menentukan nilai kapasitor C_2 :

$$\Delta V_o = \Delta V_{C2} = \frac{V_o D}{RC_2 f} \quad (2.40)$$

2.3 Teknik Kontrol PFC

Ada bermacam-macam kontrol PFC yang dapat digunakan untuk motor. Salah satu teknik kontrol faktor daya adalah kontrol arus. Tujuan dari kontrol arus adalah untuk mendapatkan bentuk arus pada sisi masukan sesuai dengan bentuk tegangannya sehingga didapatkan nilai faktor daya mendekati satu. Langkah pertama untuk melakukan teknik kontrol arus adalah dengan mengetahui bentuk tegangan masukan, arus setelah dioda *fullbridge*, dan bentuk tegangan keluaran. Ada bermacam-macam teknik kontrol arus seperti kontrol arus rata-rata, teknik kontrol arus puncak dengan frekuensi yang berubah-ubah, teknik kontrol arus puncak dengan frekuensi tetap, teknik kontrol *hysteresis*, teknik kontrol arus *charging*, dan kontrol NLC (*non linear carrier*).

Salah satu teknik kontrol arus yang disebutkan adalah teknik kontrol arus *hysteresis*[8]. Kontrol arus pada kontroler PFC merupakan sub dari *loop* kontrol kecepatan. Tegangan DC yang disensing oleh

sensor tegangan pada output mejadi tegangan error setelah dibandingkan dengan tegangan output referensinya. Tegangan referensi disini linear dengan kecepatan tertentu. Tegangan *error* yang telah dihasilkan kemudian dikontrol menggunakan kontroler PI untuk menghasilkan sinyal kontrol. Sinyal kontrol kemudian dikalikan dengan bentuk tegangan AC input untuk mendapatkan arus referensi. Arus referensi tersebut kemudian dibandingkan dengan arus sensing setelah dioda *bridgeless* untuk menghasilkan pulsa PWM (*Pulse Width Modultion*) dengan *duty cycle* tertentu.

2.3.1 Pengontrol Proporsional

Kontrol proporsional digunakan untuk mengurangi *steady state error* sistem. Seiring dengan meningkatnya *gain* (K), *error steady state* sistem akan berkurang. Kontrol proporsional tidak bisa dipakai dalam berbagai keadaan. Kontroler proporsional dapat digunakan apabila *error stead state* dalam keadaan konstan. Kontroler proporsional dapat mengurangi *rise time* dan *error steady state*. Namun setelah nilai tertentu, penambahan nilai *gain* hanya akan menambah *overshoot* respon sistem

2.3.2 Pengontrol Proporsional Integrator (PI)

Kontroler PI digunakan untuk mengurangi *error steady state* yang dihasilkan oleh kontroler proporsional. Kontroler PI dapat memberikan dampak negatif apabila digunakan untuk respon kecepatan. Kontrol PI banyak digunakan untuk kontrol yang tidak berhubungan dengan kecepatan.

2.3.3 Pengontrol Proporsional Integrator Derivatif (PID)

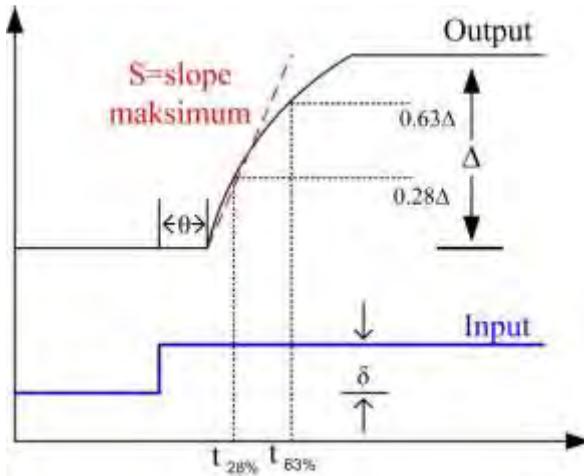
Kontroler PID memiliki kontrol dinamik yang lengkap termasuk *error steady state error*, *rise time* pendek, tidak memiliki osilasi yang tinggi, dan stabilitas yang tinggi. Perbesaran derivatif dibutuhkan untuk mengeliminasi *overshoot* pada kontroler PI

2.3.4 Metode Process Reaction Curve

Salah satu metode yang digunakan untuk menentukan nilai konstanta proporsional dan integral adalah dengan menggunakan *process reaction curve* [9]. Ada beberapa faktor yang diperhatikan dalam penggunaan metode ini

1. Membiarkan proses mencapai keadaan tunak (*steady state*)
2. Memberikan masukan sinyal step sebagai variabel input
3. Mengumpulkan respon input dan output sampai proses mencapai keadaan tunak
4. Melakukan perhitungan dari grafik yang telah didapat

Metode ini dapat ditunjukkan oleh Gambar 2.8



Gambar 2.8 Metode *Process Reaction Curve*[10]

Nilai parameter dari metode ini dicari dengan menggunakan rumus:

$$K_p = \frac{\Delta}{\delta} \quad (2.41)$$

$$\tau = \frac{\Delta}{S} \quad (2.42)$$

atau

$$\tau = 1.5 \times (t_{63\%} - t_{28\%}) \quad (2.43)$$

Dimana

K_p = gain

τ = time konstan

θ = dead time

Δ = perubahan magnitude steady state pada output

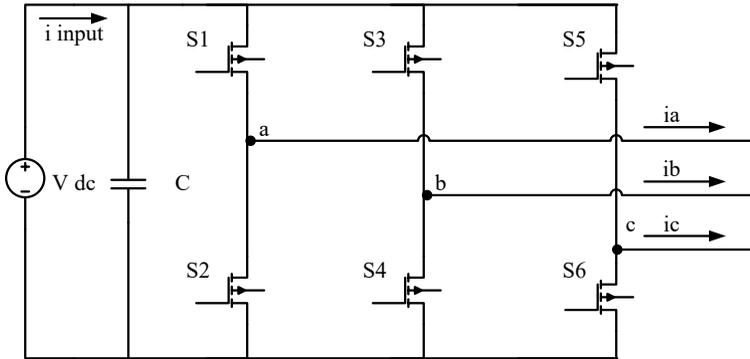
δ = perubahan magnitude steady state pada input

S = kemiringan maksimum pada kurva output

$t_{63\%}$ = waktu yang dibutuhkan untuk mencapai 63 % nilai akhir
 $t_{28\%}$ = waktu yang dibutuhkan untuk mencapai 28 % nilai akhir

2.4 Voltage Source Inverter

Inverter merupakan rangkaian elektronik yang berfungsi untuk mengubah sinyal listrik searah menjadi sinyal listrik bolak-balik [11]. Ada dua jenis inverter yang digunakan yaitu *Voltage Source Inverter* (VSI) dan *Current Source Inverter* (CSI) . VSI lebih banyak digunakan di dalam dunia industry maupun rumah tangga. Suatu topologi digolongkan VSI apabila inverter tersebut digunakan untuk mengatur bentuk tegangan outputnya, sedangkan topologi digolongkan CSI apabila bentuk sinyal arus yang dikontrol. Secara umum sistem jaringan dan beban membutuhkan sinyal listrik bolak-balik. Agar sumber listrik dengan sinyal searah dapat disuntikkan ke sistem jaringan atau beban digunakan inverter untuk mendapatkan sinyal listrik bolak-balik. Pembahasan utama di dalam tugas akhir ini adalah motor brushless DC. Motor brushless DC memiliki karakteristik membutuhkan suplay DC yang kemudian di-inverter menjadi sinyal tegangan tiga fasa trapezoidal atau persegi. Topologi standar dari inverter 3 fasa dapat dilihat pada Gambar 2.9 sedangkan kondisi pensaklaran yang valid dapat dilihat pada Tabel 2.2.



Gambar 2.9 Inverter tiga fasa

Gambar 2.9 di atas menunjukkan bahwa topologi standar inverter 3 fasa terdiri dari enam saklar yang dapat dikendalikan. Setiap fasa

tersusun atas dua buah saklar. Dengan demikian arus yang dialirkan pada setiap fasa dapat diatur. Ada dua jenis inverter yang umum digunakan berdasarkan jenis konduksinya. Mode konduksi inverter yaitu 180 derajat dan 120 derajat. Mode konduksi 180 derajat banyak digunakan dalam penerapan inverter. Berikut merupakan jenis inverter dengan konduksi 180 derajat.

Tabel 2.2 Pensaklaran Inverter 3 Fasa

No.	Kondisi	Vab	Vbc	Vca
1	S1, S2, S6 on S4, S5, S3 off	V_i	0	$-V_i$
2	S2, S3, S1 on S5, S6, S4 off	0	V_i	$-V_i$
3	S3, S4, S2 on S6, S1, S5 off	$-V_i$	V_i	0
4	S4, S5, S3 on S1, S2, S6 off	$-V_i$	0	V_i
5	S5, S6, S4 on S2, S3, S1 off	0	$-V_i$	V_i
6	S6, S1, S5 on S3, S4, S2 off	V_i	$-V_i$	0
7	S1, S3, S5 on S4, S6, S2 off	0	0	0
8	S4, S6, S2 on S1, S3, S5 off	0	0	0

Di dalam pengoperasian inverter, *switch* yang berada dalam satu kaki (S1 dan S4, S3 dan S6, S5 dan S2) tidak boleh ditutup ataupun terbuka secara bersamaan. Apabila *switch* dalam satu kaki ditutup secara bersamaan akan membuat rangkaian menjadi terhubung singkat. Selain itu, *switch* yang terletak pada satu kaki juga tidak boleh dibuka secara bersamaan karena akan menyebabkan inverter menghasilkan sinyal keluaran yang tidak terdefinisi[8].

Di antara delapan kondisi pensaklaran yang valid pada Tabel 2.2 di atas, dua di antaranya (kondisi 7 dan 8) menghasilkan tegangan 0 V sedangkan enam kondisi lainnya tidak. Tegangan keluaran yang mungkin dihasilkan oleh inverter adalah V_i , 0 dan $-V_i$. Untuk menghasilkan sinyal tegangan keluaran yang diinginkan, perlu dilakukan pemilihan kondisi yang dapat dicapai dengan teknik modulasi.

Table diatas menunjukkan dalam setiap keadaan terdapat tiga switch dalam keadaan on. Mekanisme tersebut merupakan tipe inverter konduksi 180 derajat. Namun dalam pengoperasian motor brushless DC menggunakan inverter dengan konduksi 120 derajat sehingga dalam satu keadaan hanya ada dua *switch* yang tertutup.

2.5 Pengaruh Total Harmonic Distortion terhadap Faktor Daya

Faktor daya merupakan seberapa efektif beban menyerap daya untuk bekerja. Semakin besar faktor daya, maka kerja beban semakin efektif dengan nilai tegangan dan arus tertentu. Faktor daya dapat dinyatakan sebagai perbandingan antara daya aktif dan daya nyata. Daya nyata merupakan penjumlahan vector daya aktif dan daya reaktif. Berikut adalah persamaan dari faktor daya:

$$pf = \cos \theta = \frac{P}{S} = \frac{P}{P + iQ} \quad (2.44)$$

Satuan dari daya aktif (P) adalah Watt (W), daya reaktif (Q) adalah VAR, sedangkan daya nyata (S) adalah VA. Sudut θ merupakan sudut selisih antara arus dan tegangan atau disebut *displacement angle*. Definisi lain untuk $\cos \theta$ adalah *displacement power factor* (dPF). Semakin besar nilai daya reaktif, maka semakin besar nilai dPF nya. dPF hanya berlaku untuk beban linear saja. Apabila suatu rangkaian mengandung beban non-linear, maka nilai faktor daya tidak hanya ditentukan dengan dPF saja.

Penggunaan beban non linear sangat luas pada skala rumah tangga maupun industry. Contoh dari beban non linear adalah *rectifier* (penyearah), komputer, *charger*, dan *variable speed drive* (VSD). Beban non-linear akan menyebabkan terjadinya distorsi pada sinyal arus maupun tegangan, sehingga bentuk dari gelombang arus dan tegangan tidak sinusoidal seperti biasanya. Distorsi gelombang ini menyebabkan nilai faktor daya semakin buruk. Pengaruh faktor daya karena distorsi gelombang disebut *distortion power factor* (hPF). Sehingga untuk beban nonlinear, faktor daya total atau biasanya disebut *true power factor* (TPF) merupakan kombinasi *displacement power factor* (dPF) dan *distortion power factor* (hPF). Berikut merupakan persamaan faktor daya karena adanya beban non-linear:

$$True PF = Displacement PF \times Distortion PF \quad (2.45)$$

Mack Grady [12] menyebutkan bahwasanya semakin tinggi nilai harmonisa, maka semakin besar pula nilai distorsinya sehingga menyebabkan semakin buruknya nilai faktor daya. Berikut merupakan

persamaan yang menyatakan total harmonic distortion tegangan dan arus:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{krms}^2}}{V_{1rms}} \times 100\% \quad (2.46)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{krms}^2}}{I_{1rms}} \times 100\% \quad (2.47)$$

Sehingga apabila terdapat komponen harmonik, maka persamaan nilai tegangan dan arus rms setelah dipengaruhi harmonik adalah sebagai berikut:

$$V_{rms} = V_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \quad (2.48)$$

$$I_{rms} = I_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad (2.49)$$

Berdasarkan persamaan-persamaan diatas dapat disimpulkan persamaan true PF dengan mempertimbangkan nilai THD adalah sebagai berikut:

$$True PF = \frac{P_{avg}}{V_{1rms} I_{rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (2.50)$$

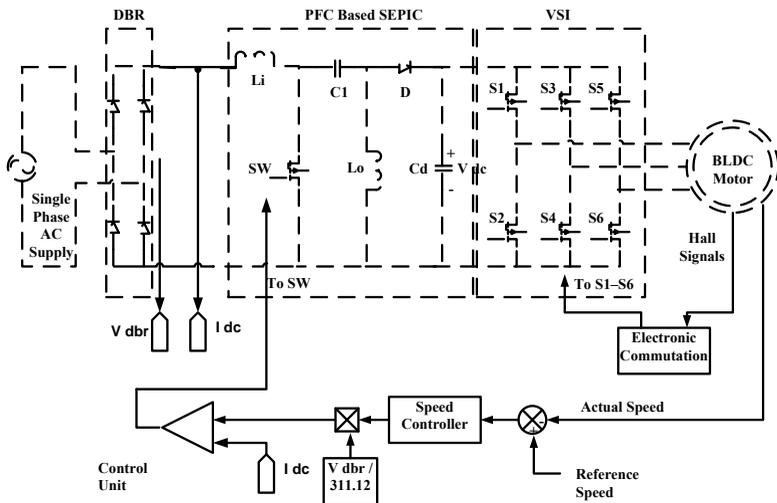
$$True PF = \frac{P_{avg}}{V_{1rms} I_{rms}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (2.51)$$

BAB 3

DESAIN KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION*

3.1 Konfigurasi Kontrol Kecepatan berbasis Power Factor Correction

Rangkaian PFC SEPIC yang diaplikasikan pada motor brushless DC ditunjukkan oleh Gambar 3.1 dibawah ini.



Gambar 3.1 Rangkaian PFC SEPIC motor brushless DC dengan metode *hysteresis current control*

Rangkaian kontrol yang dirancang menggunakan referensi berupa kecepatan aktual motor brushless DC. Referensi kecepatan yang diberikan masih dalam rentang kemampuan motor menurut spesifikasi yang diberikan oleh pabrik. Kecepatan yang dikontrol kemudian dikonversi menjadi bentuk *Pulse Width Modulation* (PWM) yang kemudian menuju ke *switch* pada SEPIC *converter*. Sementara enam *switch* pada VSI mendapat masukan sinyal biner hasil sensor posisi hall. Kecepatan motor brushless DC yang telah di-*setting* juga mempengaruhi besarnya tegangan pada DC link. Nilai tegangan tersebut mempengaruhi

hall sensor dalam memberikan sensing posisi rotor dari motor brushless DC. Semakin besar nilai tegangan, maka semakin besar kecepatan perubahan biner sensor posisi yang disalurkan menuju VSI. Setiap perubahan sensor yang disalurkan menuju VSI, ada dua *switch* pada VSI dalam keadaan ON. Berikut ini adalah proses komutasi elektrik pada motor brushless DC.

Tabel 3.1 Pengaruh Sinyal Hall terhadap *Switching* VSI

Sinyal Hall			Sinyal Switching					
Ha	Hb	Hc	S1	S2	S3	S4	S5	S6
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0	1
0	1	0	1	0	0	1	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	1	0
1	0	1	0	1	1	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Skema kontrol PFC yang digunakan pada Penelitian ini adalah metode kontrol arus *hysteresis*. Sehingga ada dua skema kontrol yang digunakan. Skema utama adalah kontrol kecepatan sedangkan *loop* kontrol didalamnya merupakan kontrol PFC. Mekanisme kontrol kecepatan dari rangkaian keseluruhan adalah dengan mengontrol kecepatan *error* (V_e) yang didapatkan melalui selisih kecepatan referensi (V_{ref}) dan kecepatan aktual (V_{act}) motor brushless DC menggunakan kontroler proporsional-integral (PI) untuk menghasilkan sinyal referensi I_c . Sinyal I_c hasil PI kemudian dikalikan dengan sinyal tegangan yang telah terlebih dahulu dimutlakkan dan memiliki nilai amplitudo satu (1). Hasil perkalian antara I_c dan tegangan akan membentuk gelombang *fullwave*. Gelombang *fullwave* tersebut kemudian dijadikan referensi untuk dibandingkan dengan gelombang arus yang disensing pada titik setelah diode *fullbridge* melalui komparator. Nilai gelombang dan arus tersebut memiliki bentuk yang hampir sama. Apabila nilai arus sensing lebih besar daripada sinyal referensi, maka komparator mengeluarkan nilai nol, begitupun sebaliknya apabila nilai arus sensing lebih kecil daripada arus referensi, maka komparator akan mengeluarkan sinyal satu (ON).

3.2 Menentukan Spesifikasi Motor

Brushless DC merupakan salah satu motor yang banyak diaplikasikan di rumah tangga maupun skala industri. Motor brushless DC banyak digunakan karena beberapa kelebihan dibandingkan dengan motor DC. Rugi-rugi gesekan pada motor brushless DC lebih kecil karena tidak menggunakan sikat sebagai media komutasinya melainkan komutasi elektrik. Kelemahan dari kontrol elektrik adalah lebih rumit dibandingkan dengan terkomutasi secara mekanis seperti motor DC. Pada umumnya motor brushless DC menggunakan baterai atau sumber DC lainnya sebagai sumber energi. Contoh aplikasinya adalah pada mobil listrik. Namun ada beberapa aplikasi dari motor brushless DC yang menggunakan sumber AC yang kemudian disearahkan oleh komponen penyearah. Salah satu contoh aplikasinya adalah pada alat-alat kesehatan dan blower pada industri atau pabrik-pabrik.

Dalam desain penelitian ini, motor brushless DC yang akan diterapkan adalah brushless DC BN42 IP65 pabrikan Moog Components Group[13]. Aplikasi dari BN42 IP65 adalah untuk pompa dan otomasi pada industri. Berikut adalah spesifikasinya:

Tabel 3.2 Spesifikasi Motor Brushless DC

Parameter	Nilai
Panjang	134.6 millimeter
Tegangan Terminal	100 Volt
Torsi Maksimal	18.0744 Nm
Kecepatan Rating	2500 Rpm
Torsi Rating	2.9588 Nm
Arus Rating	10.2 Ampere
Daya Rating	874 Watt
Sensitivitas Torsi	0.3269 Nm/Ampere
Back EMF	34.2 Volts/krpm
Resistansi	0.408 Ohm
Induktansi	1.71 mH
Inersia Rotor	4939.9 gr-cm ²
Berat	5168.8 gr
Timing	120 Derajat
Mech. Time Constant	1.9 ms
Electrical Time Constan	4.19 ms

3.3 Menentukan Nilai Komponen Konverter

Konverter SEPIC yang dirancang merupakan konverter yang bisa beroperasi dengan baik pada beban rating 874 Watt sesuai dengan rating motor brushless DC yang digunakan. Desain pada konverter bertujuan agar motor dapat dioperasikan pada nilai kecepatan rendah 700 rpm hingga 2500 rpm pada beban rating. Kecepatan tersebut berbanding lurus dengan nilai tegangan DC link atau tegangan output konverter sebelum masuk menuju VSI. Sehingga dengan *range* kecepatan tersebut, nilai tegangan pada DC link berkisar dari nilai minimum 30 Volt hingga nilai tegangan maksimum 100 Volt dengan nilai tegangan rating pada 100 Volt. Oleh karena itu kontrol kecepatan dibutuhkan untuk mengatur tegangan output konverter dengan tegangan input AC 220 Volt.

Tegangan input (V_s) yang diaplikasikan pada konverter SEPIC adalah 220 rms atau dapat dinyatakan dengan persamaan sebagai berikut:

$$V_s = V_{peak} \sin(2\pi ft) \quad (3.1)$$

$$V_s = 220\sqrt{2} \sin(314t) \quad (3.2)$$

Dimana V_{peak} merupakan nilai tegangan input maksimal, f merupakan frekuensi jala-jala 50 Hz.

Tegangan input yang sinusoidal akan diubah menjadi DC setelah melalui Dioda *Bridgeless* (DBR) sehingga memiliki tegangan rms (V_{rec}) seperti berikut:

$$V_{rec} = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \times 220}{\pi} = 198 \text{ Volt} \quad (3.3)$$

Sehingga *duty cycle* nominal (D_n) yang diperlukan untuk menurunkan tegangan dari 198 Volt menjadi 100 Volt (V_{dc_link}).

$$D_n = \frac{V_{dc_link}}{V_{dc_link} + V_{rec}} = \frac{100}{100 + 198} = 0.3355 \quad (3.4)$$

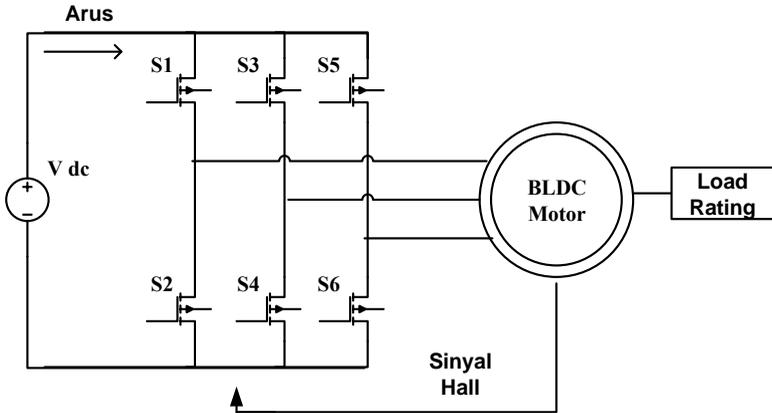
3.3.1 Menentukan Nilai Induktor Input (L_1) SEPIC

Nilai induktor input dari SEPIC dapat ditentukan dengan terlebih dahulu mengetahui nilai arus yang mengalir pada induktor tersebut.

Persamaan untuk mendapatkan arus pada induktor dapat dinyatakan dengan persamaan 2.26 yang sebagai berikut:

$$I_{L1} = \frac{V_o \times I_o}{V_{in}}$$

Karena beban merupakan motor, maka arus output tidak dapat ditentukan dengan membagi tegangan dengan nilai hambatannya. Oleh karena itu perlu diuji dengan diberi tegangan input DC. Apabila diberi tegangan rating 100V, nilai arus yang dihasilkan adalah 8.95 Ampere. Berikut adalah rangkaian untuk mencari nilai arus pada rating tegangan tertentu:



Gambar 3.2 Rangkaian untuk mencari karakteristik arus output

Sehingga apabila disubstitusi, arus induktor input I_{L1} adalah sebagai berikut:

$$I_{L1} = \frac{100 \times 8.95}{198} = 4.52 \text{ Ampere}$$

Setelah mendapatkan nilai I_{L1} , nilai reaktansi induktif dari induktor tersebut dapat diketahui melalui persamaan berikut dengan syarat nilai ripple arus pada induktor harus diketahui:

$$\Delta I_{L1} (\text{ripple } 10\%) = \frac{10}{100} \times I_{L1} \quad (3.5)$$

$$\Delta I_{L1} (\text{ripple } 10\%) = \frac{10}{100} \times 4.52 = 0.452 \text{ Ampere}$$

Maka, nilai induktor input (L_1) dapat diketahui melalui persamaan 2.28 yang telah dijelaskan pada Bab 2:

$$L_1 = \frac{V_S \times D}{\Delta I_{L1} \times f} = \frac{198 \times 0.3355}{0.452 \times 20000} = 7.35 \text{ mH}$$

3.3.2 Menentukan Nilai Induktor Output (L_2) SEPIC CCM

Nilai induktor output pada konverter SEPIC memiliki nilai yang tidak jauh berbeda dengan nilai konduktor input. Berdasarkan pengujian pada keadaan dasar didapatkan nilai arus output adalah sebesar 8.95 Ampere. Apabila ripple yang diinginkan sebesar 10%, maka:

$$\Delta I_{L2} (\text{ripple } 10\%) = \frac{10}{100} \times I_{out} \quad (3.7)$$

$$\Delta I_{L2} (\text{ripple } 10\%) = \frac{10}{100} \times 8.95 = 0.895 \text{ Ampere}$$

Maka nilai induktor output dapat diketahui melalui persamaan berikut:

$$L_2 = \frac{V_S \times D}{\Delta I_{L2} \times f} = \frac{198 \times 0.3355}{0.895 \times 20000} = 3.71 \text{ mH} \quad (3.8)$$

3.3.3 Menentukan Nilai Induktor Output SEPIC DCM

Metode CCM merupakan metode dasar yang dipergunakan untuk konverter SEPIC. Selain untuk mengetahui respon yang diberikan apabila menggunakan metode CCM, pada penelitian ini juga dibahas apabila sistem dioperasikan dalam keadaan arus induktor output DCM. Berikut merupakan nilai kritis induktor beroperasi dalam keadaan diskontinu:

$$L_c = \frac{V_{in}^2}{P_{min}} \times \frac{V_{dc,min}}{2\sqrt{2}V_{inf}} \times \frac{V_{dc,min}}{\sqrt{2}V_{in} + V_{dc,min}} \quad (3.9)$$

Berdasarkan persamaan diatas, nilai daya minimum P_{min} belum diketahui sedangkan nilai V_{dc_min} adalah sebesar 30 Volt. Berikut merupakan perhitungan daya dengan nilai tegangan minimum 30 Volt:

$$P_{min} = \frac{V_{dc_min}}{V_{dc_rating}} P_{rating} \quad (3.14)$$

$$P_{min} = \frac{30}{100} \times 874 = 262 \text{ Watt}$$

$$L_c = \frac{220^2}{262} \times \frac{30}{2\sqrt{2} \times 220 \times 20000} \times \frac{30}{\sqrt{2} \times 220 + 30}$$

$$L_c = 0.84 \times \frac{30}{2\sqrt{2} \times 20000} \times 0.088$$

$$L_c = 0.039 \text{ mH}$$

Nilai tersebut merupakan nilai kritis dari induktor agar beroperasi dengan diskontinu. Oleh karena itu untuk memastikan agar sistem bisa berjalan, maka nilai dari induktor harus lebih kecil dari nilai kritis induktor tersebut. Berdasarkan penelitian dari Bimh Singh, untuk menjaga agar induktor tetap dalam keadaan operasi diskontinu ketika dioperasikan pada motor brushless DC, nilai pada komponennya adalah sepertiga lebih kecil dari nilai kritisnya

$$L_c = \frac{0.039 \text{ mH}}{3} \quad (3.11)$$

$$L_c = 0.013 \text{ mH}$$

3.3.4 Menentukan Nilai Kapasitor Intermediate (C_1) SEPIC

Kapasitor intermediat dapat dicari melalui persamaan berikut:

$$C_1 = \frac{P_{max}}{K \times f_s \times (\sqrt{2} V_{in} + V_{dc_link})^2} \quad (3.12)$$

$$C_1 = \frac{874}{0.25 \times 20000 \times (\sqrt{2} \times 220 + 100)^2}$$

$$C_1 = 1.03 \mu F$$

Nilai *ripple* tegangan dari kapasitor pada desain adalah 25% dengan frekuensi switching 20000.

3.3.5 Menentukan Nilai Kapasitor DC Link (C_2)

Nilai kapasitor DC link dapat ditentukan melalui persamaan berikut. Nilai ripple tegangan yang diinginkan pada desain konverter ini adalah sebesar 3%.

$$C_2 = \frac{P_{rating}}{2 \times \omega \times \%ripple \times V_{dc_rating}^2} \quad (3.13)$$

Sehingga nilai kapasitor DC link adalah sebagai berikut:

$$C_2 = \frac{611.8}{2 \times 314 \times 0.03 \times 100^2} = 4.63 \text{ mF}$$

3.3.6 Menentukan Nilai Filter Kapasitor

Filter kapasitor dirancang untuk agar nilai ripple tegangan tidak terlalu besar pada frekuensi switching yang tinggi. Berikut adalah persamaan nilai maksimal untuk filter kapasitor:

$$C_{max} = \frac{I_m}{\omega_L \times V_{in}} \tan \theta = \frac{\sqrt{2}P_{max}/V_{in}}{\omega_L \times V_{in}} \tan \theta \quad (3.15)$$

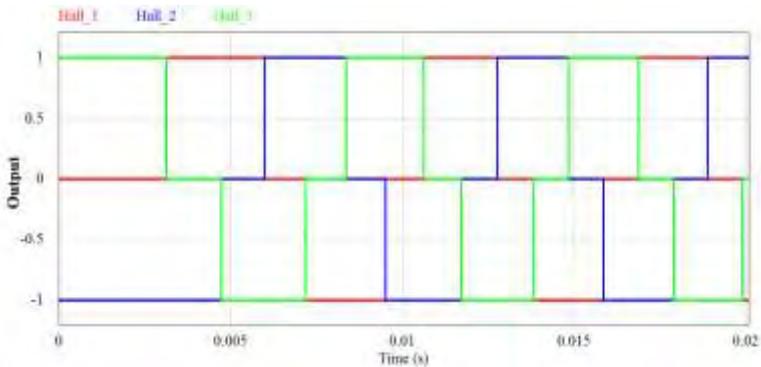
$$C_{max} = \frac{874\sqrt{2}/220}{314 \times 220\sqrt{2}} \tan 1 = 0.993 \mu F$$

Dimana θ merupakan perbedaan sudut fasa antara gelombang arus dan tegangan. Tujuan dari penelitian ini adalah untuk menghasilkan nilai faktor daya yang baik atau mendekati nilai satu. Semakin nilai faktor daya mendekati satu, maka perbedaan sudut fasa antara gelombang tegangan dan arus semakin kecil. Oleh karena itu nilai θ diasumsikan bilangan bulat terkecil yaitu satu (1). Hasil perhitungan

menunjukkan nilai kapasitor maksimal. Namun dalam penelitian ini, penulis mengabaikan filter pasif kapasitor (tidak digunakan) dengan tujuan untuk mengetahui performansi rangkaian PFC yang telah dirancang.

3.4 Desain Kontrol Logika Hall Effect ke VSI

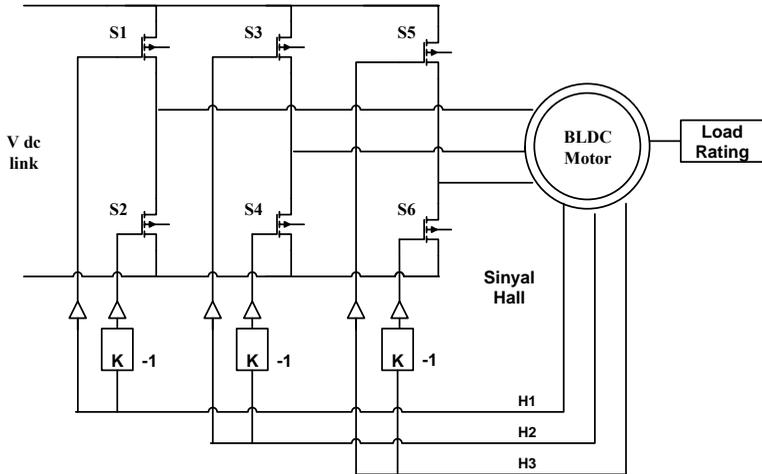
Sinyal hasil sensing dari Hall sensor akan dibaca oleh rangkaian encoder sebagai sinyal digital bernilai 0, 1, dan -1. Hall sensor yang dipasang pada stator motor brushless DC akan mensensing posisi rotornya setiap 60 derajat. Berikut adalah sinyal hall sensor karena ada pergerakan dari rotor brushless DC:



Gambar 3.3 Hasil sinyal keluaran sensor hall

Berdasarkan sinyal di atas ada nilai yang bernilai negatif, sedangkan VSI tidak beroperasi dengan sinyal *switch* negatif (switch VSI bekerja dengan rating nilai 0 hingga 1). Oleh karena itu dibutuhkan rangkaian tambahan antara sensor hall menuju VSI. Gambar 3.4 menunjukkan rangkaian yang bisa mengubah nilai sinyal hall sensor menjadi biner (0 dan 1):

Dalam setiap perubahan sensing akan ada dua switch yang bekerja. Oleh karena itu diperlukan suatu encoder yang bisa menjalankan perintah tersebut. Tabel 3.3 menunjukkan kondisi *switching* pada VSI terhadap sensing posisi rotor oleh sensor hall:

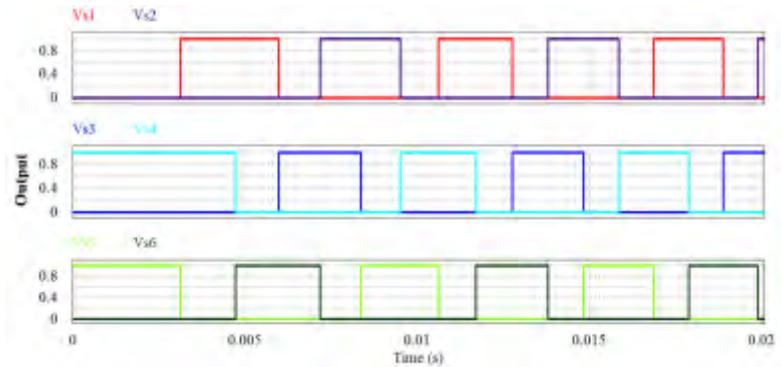


Gambar 3.4 Perancangan rangkaian logika sinyal hall ke inverter

Tabel 3.3 Pengaruh Sinyal Hall Setiap 60 Derajat

Derajat	Sinyal Hall			Switching					
	H1	H2	H3	S1	S2	S3	S4	S5	S6
NA	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0 - 60	0	0	1	0	0	1	0	0	1
60 - 120	0	1	0	1	0	0	1	0	0
120 - 180	0	1	1	1	0	0	0	0	1
180 - 240	1	0	0	0	1	0	0	1	0
240 - 300	1	0	1	0	1	1	0	0	0
300 - 360	1	1	0	0	0	0	1	1	0
NA	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Berdasarkan encoder yang diberikan diatas, maka sinyal yang akan diterima oleh VSI adalah seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 3.5:

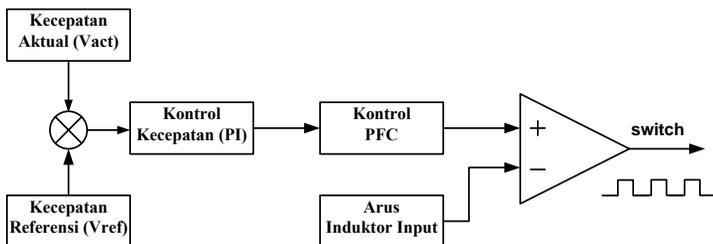


Gambar 3.5 Sinyal *switch* pada VSI

Berdasarkan karakteristik hubungan antara hall sensor dan VSI, dapat diketahui bahwasanya sensor hall 1 mengatur nilai dari *switch* 1 dan *switch* 2, sensor hall 2 mengatur nilai *switch* 3 dan *switch* 4, begitu juga sensor hall 3 mengatur nilai *switch* 5 dan *switch* 6. Gain -1 diperlukan agar nilai *switch* dalam satu kaki memiliki nilai yang berlawanan sehingga tidak terjadi *short circuit* atau *floating*.

3.5 Merancang Kontrol Kecepatan dan PFC untuk Motor Brushless DC

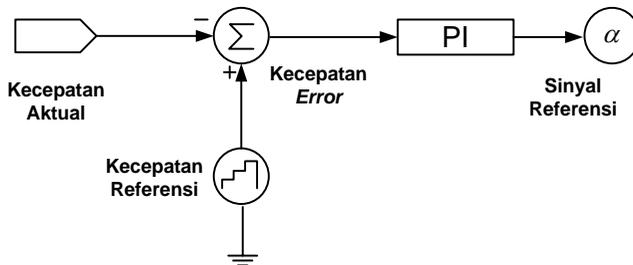
Tujuan dari penelitian ini adalah untuk merancang kontrol agar motor brushless DC dapat merespon adanya perubahan kecepatan referensi dengan tetap mempertahankan faktor daya sesuai dengan yang diperbolehkan oleh standar internasional. Untuk mencapai tujuan tersebut, diperlukan dua kontrol utama yaitu kontrol kecepatan dan kontrol *power factor correction*. Berikut ini merupakan desain rangkaian keseluruhan kontrol kecepatan dan *power factor correction*:



Gambar 3.6 Rangkaian kontrol metode *hysteresis current control*

3.5.1 Perancangan Kontrol Kecepatan

Kontrol kecepatan didesain agar motor dapat menyesuaikan kecepatan yang diberikan sebagai referensi. Semakin kecil *error* kecepatan, semakin baik kontrol tersebut. Kontrol kecepatan yang dirancang adalah dengan cara membandingkan kecepatan aktual menggunakan *speed sensor* dengan kecepatan referensi. Sensing kecepatan dipilih karena motor bisa mengikuti kecepatan referensi yang diberikan meskipun diberikan beban yang bervariasi setiap waktunya. Perbedaan nilai kecepatan sensing dan referensi akan diolah oleh kontroler proporsional integral agar nilai kecepatan aktualnya bisa mengikuti referensinya. Berikut merupakan skema kontrol kecepatan dari penelitian ini:



Gambar 3.7 Rangkaian kontrol kecepatan

Berikut persamaan kontroler PI:

$$I_c(k) = I_c(k - 1) + K_p\{V_e(k) - V_e(k - 1)\} + K_i V_e(k) \quad (3.16)$$

$$V_e(k) = V_{ref}(k) - V_{act}(k) \quad (3.17)$$

V_{act} = Kecepatan aktual

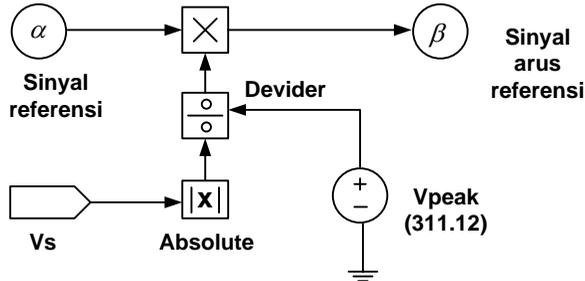
V_{ref} = Kecepatan referensi

V_e = Kecepatan error

3.5.2 Perancangan Kontrol *Power Factor Correction*

Teknik kontrol *power factor correction* yang adalah teknik kontrol arus. Teknik kontrol arus banyak digunakan karena kemudahannya dan kepraktisannya. Berikut adalah desain dari

kontrol arus yang digunakan setelah kontrol kecepatan untuk mengatur kecepatan motor brushless DC.



Gambar 3.8 Rangkaian kontrol PFC

Berikut merupakan persamaan arus referensi (I_d^*):

$$I_d^* = I_c(k) \cdot U_v \quad (3.18)$$

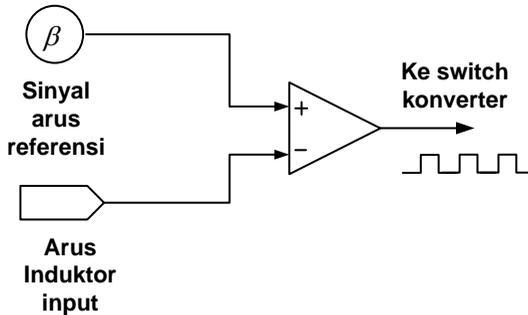
$$U_v = V_d / V_{peak} \quad (3.19)$$

$$V_d = |V_s| \quad (3.20)$$

$$V_s = V_{peak} \sin \omega t \quad (3.21)$$

Prinsip dari teknik kontrol arus ini adalah dengan membandingkan bentuk sinyal tegangan dan arus pada input. Tegangan yang disensing adalah tegangan pada sinyal fasa input sedangkan sensing arus pada line setelah *dioda bridgeless* (DBR). Sensing tegangan dimutlakkan agar membentuk tegangan *fullwave* yang kemudian dibandingkan dengan sinyal arus yang sudah berbentuk *fullwave* karena telah dilewatkan ke DBR. Permasalahan yang muncul adalah amplitudo sinyal tegangan yang jauh berbeda dengan sinyal arusnya. Oleh karena itu amplitudo tegangan dibagi dengan nilai tegangan maksimalnya yaitu 311.12 agar memiliki nilai yang tidak jauh berbeda dengan sinyal arusnya. Akibat pembagian tersebut sinyal tegangan memiliki amplitudo satu (1). Nilai amplitudo tersebut tidak jauh berbeda dengan nilai amplitudo arusnya. Sinyal tegangan dan arus dengan bentuk *fullwave* kemudian dibandingkan menggunakan

komparator dengan sinyal arus induktor input. Langkah terakhir adalah pensaklaran menuju *switch* dari konverter SEPIC. Sinyal yang dihasilkan merupakan sinyal biner nol dan satu dengan *duty cycle* yang bervariasi untuk kemudian diteruskan menuju *switch*. Berikut ini merupakan skema membandingkan sinyal referensi dan arus induktor sebagai kontrol pensaklaran:



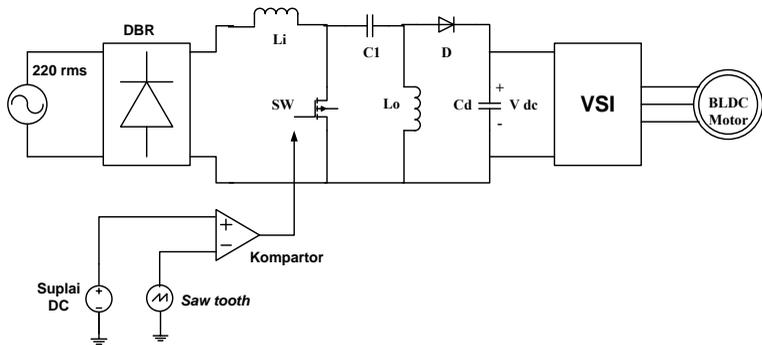
Gambar 3.9 Skema pensaklaran

Sehingga output komparator dapat ditentukan menurut persamaan di bawah ini:

$$I_d > I_d^*; S = 0, I_d < I_d^*; S = 1 \quad (3.22)$$

3.6 Menentukan parameter PI

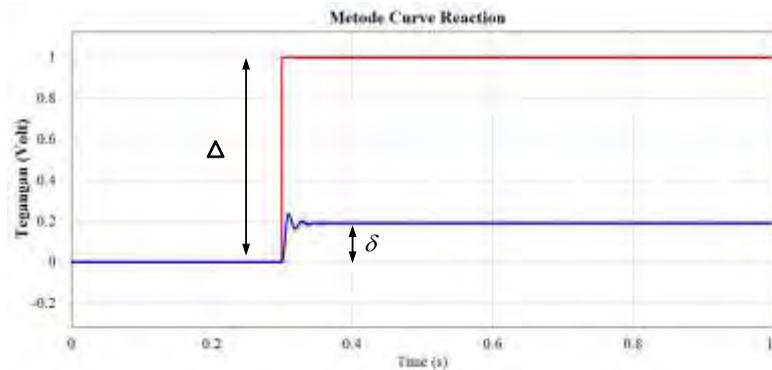
Kontrol kecepatan yang digunakan bertujuan agar kecepatan aktual pada motor brushless DC bisa mengikuti kecepatan referensi yang diberikan dengan tetap mempertimbangkan nilai faktor daya yang diijinkan. Terdapat beberapa metode penurunan parameter PI diantaranya metode relay dan proses kurva reaksi. Metode proses kurva reaksi merupakan metode yang sering digunakan karena lebih praktis dan mudah diaplikasikan dibandingkan metode relay. Kelemahan metode ini adalah kurang akurat untuk diterapkan pada beban yang kompleks seperti motor. Oleh karena itu, penulis menggunakan metode *trial and error* dalam penentuan *gain* dan *time constant*-nya. Mekanisme penentuan nilai *gain* dan *time constant* adalah dengan mengetahui karakteristik sistem secara *open loop* (tanpa kontrol) terlebih dahulu. Berikut merupakan rangkaian secara *open loop*:



Gambar 3.10 Skema *open loop*

Rangkaian yang menggunakan rangkaian tertutup mendapatkan nilai *duty cycle* berubah-ubah sesuai dengan referensi yang diberikan. Dalam menentukan parameter PI, keadaan ideal yang diinginkan harus diketahui terlebih dahulu. Desain dasar dari sistem ini adalah input AC 220 rms dapat diubah kedalam tegangan rating 100 volt DC sesuai dengan tegangan rating motor yang digunakan. Sehingga *duty cycle* yang dirancang adalah sebesar 0.3355.

Setelah menentukan *duty cycle* konstan yang digunakan, langkah selanjutnya adalah mengganti input yang semula AC 220 rms dengan sinyal step beramplitudo satu (1). Input yang diberikan akan memberikan kurva reaksi yang kemudian data yang ada diolah untuk mendapatkan parameter PI yang diinginkan. Berikut merupakan sinyal yang dihasilkan ketika diberi input sinyal step 1.



Gambar 3.11 Pengujian parameter PI

Berdasarkan kurva dan persamaan 2.41, 2.42, dan 2.43, didapatkan parameter *gain* (K_p) dan *time constant* (τ) sebagai berikut:

$$K_p = \frac{\Delta}{\delta} = \frac{0.189}{1}$$

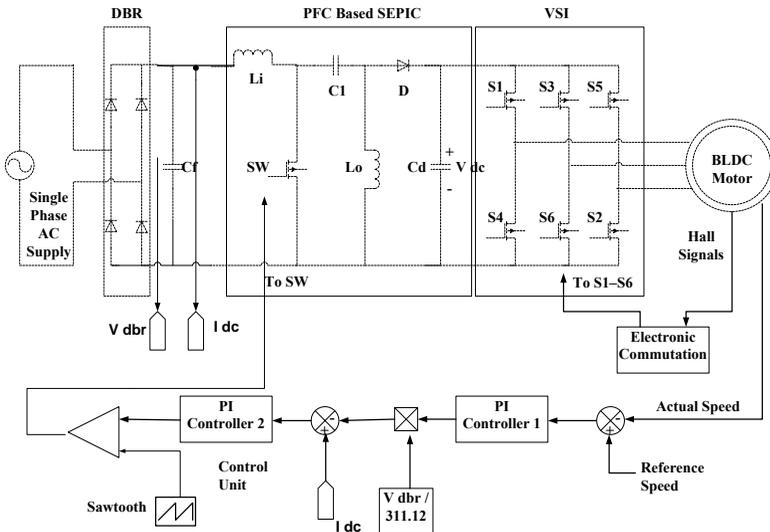
$$\tau = 1.5 \times (t_{63\%} - t_{28\%})$$

$$\tau = 1.5 \times (0.3053 - 0.3032)$$

$$\tau = 0.00315$$

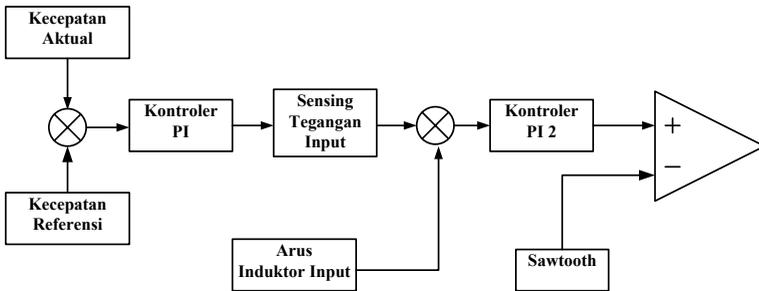
3.7 Desain Metode *Average Current Control*

Untuk mengetahui komparasi performa dari metode PFC yang digunakan, maka dalam penelitian ini juga dianalisa dengan menggunakan metode *average current control*. Metode *average current control* merupakan salah satu metode perbaikan faktor daya selain metode *hysteresis current control* yang telah dirancang sebelumnya. Berikut merupakan rangkaian keseluruhan metode *average current control*



Gambar 3.12 Rangkaian metode *average current control*

Berdasarkan gambar tersebut dapat dibedakan perbedaan antara metode *hysteresis current control* dan *average current control*. Metode *hysteresis current control* hanya menggunakan satu kontroler PI untuk kontrol kecepatan saja. Hal tersebut dapat dilakukan karena sinyal arus langsung dibandingkan dengan sinyal referensi sehingga sinyal arus induktor input pada konverter SEPIC dapat mengikuti bentuk tegangan inputnya. Sedangkan metode *average current control* menggunakan dua kontroler PI untuk mengatur kecepatan dan bentuk sinyal arus input agar memiliki bentuk yang sefasa dengan tegangan input. Berikut merupakan skema kontrol dari metode *average current control*:



Gambar 3.13 Rangkaian kontrol kecepatan dan PFC metode *average current control*

Metode *average current control* merupakan metode yang menggunakan dua kontroler PI. Kontroler PI pertama digunakan untuk merespon kecepatan referensi yang diberikan sedangkan kontroler PI kedua digunakan menyamakan arus induktor input dengan arus referensi yang dihasilkan oleh kontroler. Sinyal kontrol selanjutnya dibandingkan dengan *sawtooth* untuk menghasilkan *duty cycle* yang akan masuk ke switch. Penentuan nilai parameter K_p dan K_i dilakukan dengan menggunakan metode *trial and error*.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 4

HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

Bab ini membahas hasil simulasi kontrol kecepatan motor brushless DC dengan mempertimbangkan nilai faktor daya yang ditimbulkan. Terdapat beberapa pengujian yang dilakukan:

1. Pengujian sistem dengan kecepatan referensi yang bervariasi
2. Pengujian sistem dengan beban torsi yang bervariasi
3. Perbaikan nilai faktor daya setelah menggunakan konverter SEPIC berbasis *power factor correction*
4. Analisa nilai THD arus dan pengaruhnya terhadap nilai faktor daya

4.1 Karakteristik Pengoperasian Motor Brushless DC

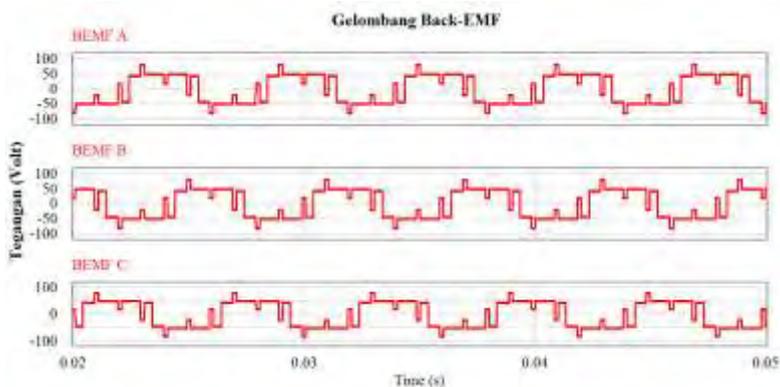
Motor brushless DC memiliki beberapa karakteristik yang dapat dibedakan dengan jenis motor lainnya. Secara konstruksi, motor brushless DC memiliki karakteristik menyerupai motor sinkron, namun sumber dari motor brushless DC adalah sumber DC. Sedangkan apabila ditinjau dari karakteristik torsi kecepatan, motor brushless DC lebih menyerupai motor *brushed* DC dibandingkan jenis motor lainnya. Berikut merupakan karakteristik bentuk gelombang dalam motor brushless DC yang penulis gunakan dalam penelitian ini.

4.1.1 Gelombang Tegangan *Back Electromotive Force* (BEMF)

Rangkaian utama dari penelitian ini mencakup sumber AC dan penyearah, konverter, inverter, dan kontrol PFC. Namun, bentuk dasar dari sinyal tegangan maupun arus dapat diketahui karakteristiknya hanya dengan memberikan suplai tegangan DC. Bentuk dari sinyal tegangan maupun arus ditentukan berdasarkan dari rating beban dan sumbernya.

BEMF (*Back Electromotive Force*) merupakan tegangan antara fasa stator brushless DC dengan fase netralnya. Bentuk dari karakteristik sinyal tegangan Back-EMF menyerupai sinusoidal atau trapezoidal.

Sinyal back-emf menunjukkan bahwasanya motor brushless DC memiliki karakteristik tegangan berbentuk trapezoidal dengan beda fasa 120 derajat untuk masing masing back-emf A, back-emf B, dan back-emf C seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.1.

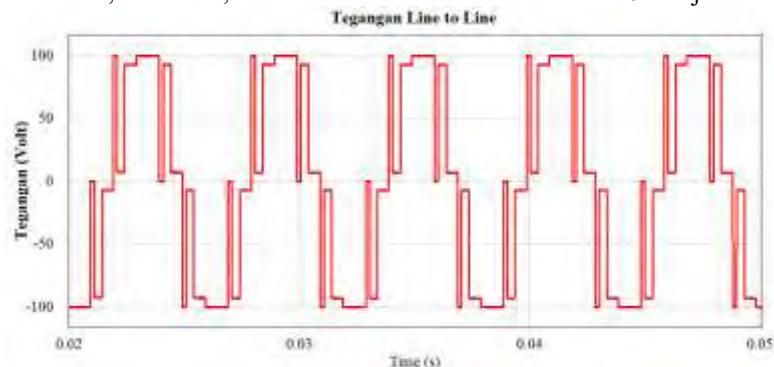


Gambar 4.1 Sinyal Back-EMF pada stator

VSI yang digunakan dalam rangkaian brushless DC dikontrol oleh sinyal kontrol hall sensor sehingga bentuk gelombang brushless DC tidak murni trapezoidal melainkan ada sedikit lonjakan tegangan pada setiap pergantian *switch* pada VSI. Selain itu lonjakan tegangan dalam setiap pergantian fase konduksi dapat diatasi dengan memberikan rangkaian filter pada setiap fase motor brushless DC, namun penulis mengabaikan rangkaian filter dalam penelitian ini.

4.1.2 Gelombang Tegangan *Line to Line* BLDC

Tegangan *Line to Line* (V_{LL}) merupakan tegangan yang terbentuk antar fasa stator motor brushless DC. Tegangan yang terbentuk antara stator AB, stator BC, dan stator CA memiliki beda fasa 120 derajat.

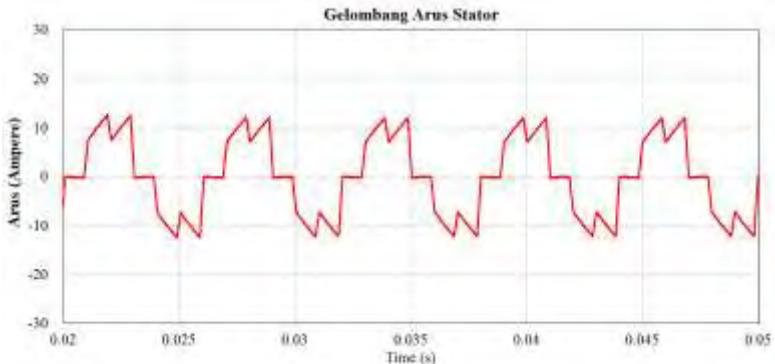


Gambar 4.2 Gelombang tegangan *line to line*

Tegangan *line to line* memiliki karakteristik yang hampir sama dengan back-emf motor brushless DC. Tegangan *line to line* brushless DC memiliki bentuk gelombang persegi. Tegangan *line to line* memiliki amplitudo yang lebih besar daripada tegangan BEMF.

4.1.3 Bentuk Arus Stator BLDC

Gelombang arus stator motor brushless DC memiliki karakteristik menyerupai sinyal AC namun non-sinusoidal. Berikut merupakan bentuk gelombang arus pada stator brushless DC



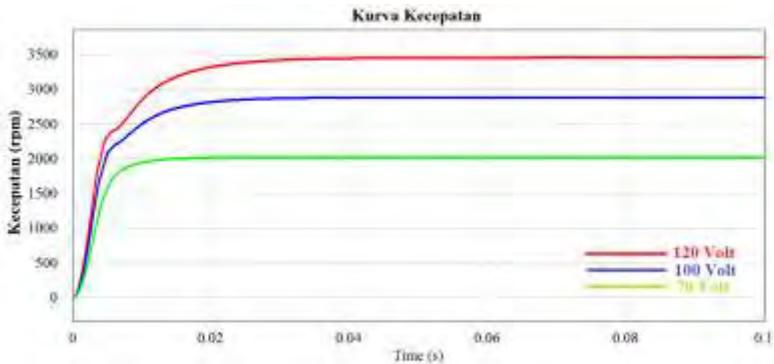
Gambar 4.3 Gelombang arus pada stator

Arus stator memiliki dua puncak pada setiap fase positif maupun negatifnya. Karakteristik perbedaan fasa dari arus stator sama dengan tegangan back EMF, yaitu memiliki beda fasa 120 derajat. Arus stator memiliki gelombang arus stator yang sedikit tajam memiliki tujuan untuk dapat mempertahankan torsi beban dengan kecepatan yang konstan.

4.1.4 Karakteristik Kecepatan

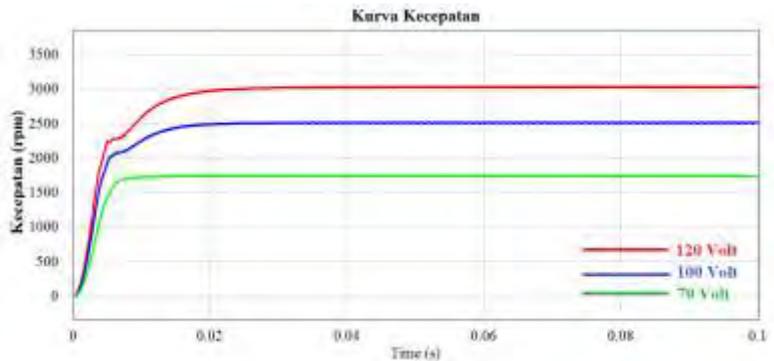
Kecepatan motor brushless DC dipengaruhi oleh tegangan yang menjadi daya motor tersebut. Semakin besar tegangan, maka semakin besar kecepatan yang dapat dihasilkan oleh motor brushless DC. Hal tersebut menunjukkan bahwa karakteristik motor brushless DC menyerupai karakteristik dari motor DC. Berbeda dengan motor induksi ataupun motor sinkron dimana kecepatannya ditentukan berdasarkan frekuensi sumber. Dalam pengoperasian motor brushless DC, semakin besar tegangan, maka semakin besar medan magnet yang dihasilkan oleh stator motor brushless DC. Tarikan medan magnet stator terhadap

magnet permanen rotor yang semakin besar menyebabkan sensor hall lebih cepat mensensing perubahan posisi rotor motor brushless DC, sehingga semakin besar frekuensi perubahan mode konduksi pada VSI melalui *feedback* dari sensor hall. Berikut merupakan karakteristik kecepatan motor brushless DC tanpa beban:



Gambar 4.4 Karakteristik kecepatan *no load*

Sedangkan berikut ini merupakan perbedaan kecepatan yang disebabkan oleh variasi nilai tegangan pada kondisi berbeban rating 2.9588 Nm:



Gambar 4.5 karakteristik kecepatan beban rating

Berikut ini merupakan tabel pengaruh besarnya nilai tegangan terhadap kecepatan pada kondisi tidak berbeban dan berbeban rating.

Tabel 4.1 Perbandingan Nilai Kecepatan dan Tegangan Saat *Load* dan *No Load*

Tegangan (V)	Kecepatan <i>No Load</i> (rpm)	Kecepatan berbeban 2.9588 Nm (rpm)
120	3460	3027
110	3175	2768
100	2889	2512
90	2603	2255
80	2315	1993
70	2027	1732
60	1739	1472
50	1451	1212
40	1161	952
30	872	692
20	582	423
10	291	154

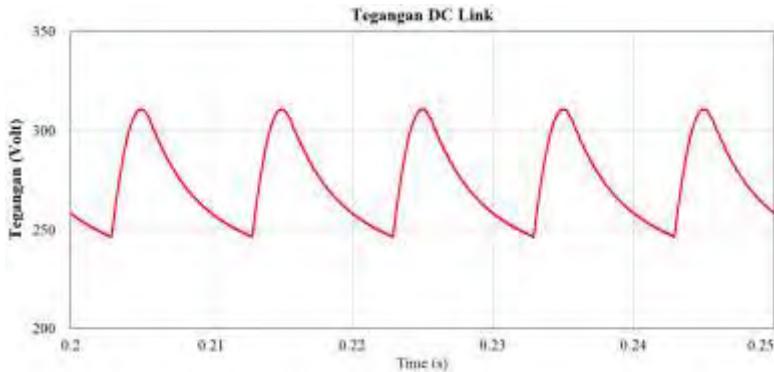
4.2 Karakteristik Tanpa Menggunakan Kontrol PFC

Rangkaian dasar untuk *drive* motor brushless DC adalah dengan memberikan sumber DC secara langsung. Dalam penelitian yang penulis bahas adalah motor brushless DC yang menggunakan sumber AC. sehingga untuk menjalankan motor brushless DC diperlukan penyearah dan kapasitor untuk memperhalus *ripple* tegangan yang disebabkan fluktuatifnya sumber tegangan.

Salah satu kelemahan dari rangkaian drive tanpa kontrol adalah buruknya kualitas daya yang disebabkan karena disebabkan komponen non-linear yang menyebabkan tingginya nilai harmonik. Selain itu juga akan diamati bagaimana bentuk kecepatan maupun gelombang arus dan tegangannya. Berikut merupakan karakteristik tegangan, arus maupun kualitas daya pada *drive* motor brushless DC tanpa menggunakan kontrol kecepatan dan PFC.

4.2.1 Tegangan DC Link

Tegangan DC link merupakan tegangan sebelum inverter yang kemudian men-*drive* motor brushles DC. Tegangan DC link dipengaruhi oleh tegangan input dan nilai kapasitor yang digunakan sebelum VSI. Berikut merupakan nilai dari tegangan DC yang memiliki *ripple* karena sumber tegangan adalah sumber AC (*Alternating Current*) 220 volt rms.

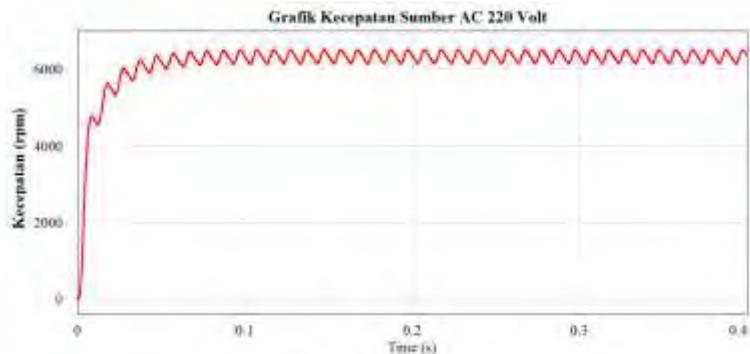


Gambar 4.6 *Ripple* pada tegangan DC link

Nilai *ripple* tegangan pada DC link akan berpengaruh pada kecepatan motor brushless DC karena nilai tegangan berpengaruh linear dengan kecepatannya.

4.2.2 Kecepatan Motor Brushless DC

Pada kenyataannya, motor brushless DC hanya membutuhkan penyearah apabila tanpa menggunakan kontrol kecepatan maupun PFC. Namun, kecepatan yang dihasilkan memiliki *ripple* yang besar dan nilai faktor daya yang kurang baik pada sumbernya. Selain itu, nilai yang mempengaruhi nilai faktor daya adalah distorsi pada gelombang arusnya sehingga mempengaruhi nilai THD dan *disturbance* PF nya. Semakin tinggi nilai THD, semakin rendah nilai faktornya



Gambar 4.7 Kecepatan sebelum di kontrol

Berdasarkan hasil simulasi, kecepatan rata-rata yang dihasilkan adalah 5500 rpm. Berikut merupakan bentuk gelombang kecepatan pada kecepatan 5500 rpm.

Dengan tegangan 220 rms, berikut *ripple* kecepatan yang dihasilkan:

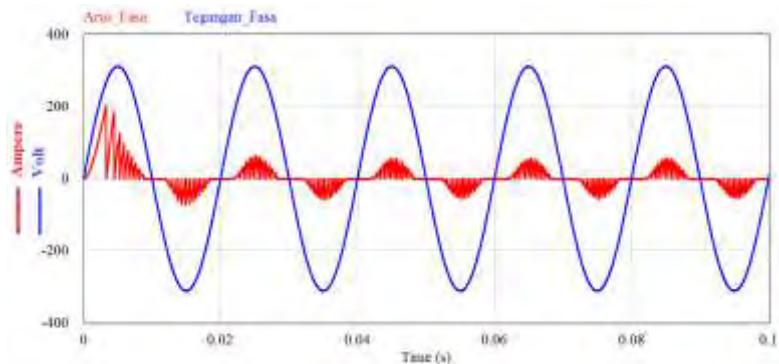
$$\text{ripple kecepatan} = n_{maks} - n_{min} \quad (4.1)$$

$$\text{ripple kecepatan} = 6019 - 5615 = 404 \text{ rpm}$$

Nilai *ripple* yang melebihi 400 rpm merupakan nilai yang cukup besar untuk motor brushless DC. Sehingga diperlukan suatu kontrol kecepatan yang bisa mengatur nilai kecepatan agar motor brushless DC dioperasikan di dalam batasan *ripple* yang diijinkan.

4.2.3 Nilai PF Tanpa Kontrol PFC

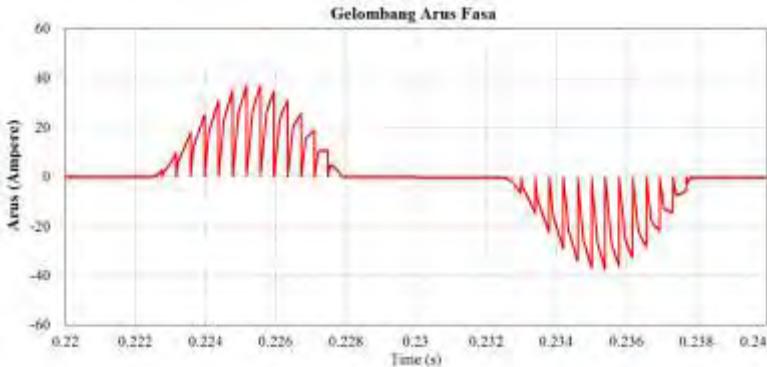
Pola arus dan tegangan memiliki pola yang berbeda sehingga memiliki faktor daya yang rendah. Berikut merupakan perbandingan bentuk gelombang arus dan tegangan di sisi sumber. Nilai arus fasa diperbesar lima kali agar perbedaan bentuk gelombang arus dan tegangan bisa terlihat dengan baik.



Gambar 4.8 Sinyal tegangan dan arus fasa sebelum dikontrol

Gelombang diatas menunjukkan bahwa sinyal arus yang berwarna memiliki *ripple* yang tinggi. Nilai *ripple* tersebut disebabkan karena tidak ada rangkaian kontrol yang mengatur agar bentuk gelombang arus

sama dengan bentuk gelombang tegangannya. Berikut merupakan bentuk gelombang arus yang terdistorsi:



Gambar 4.9 Sinyal arus fasa yang terdistorsi

Apabila sinyal arus tersebut diperbesar, maka *ripple*-nya dapat dilihat pada gambar diatas. Gambar tersebut menunjukkan bahwa arus akan naik kemudian turun bernilai nol, dan terus berulang hingga membentuk gelombang menyerupai sinusoidal. Bentuk sinyal arus ini akan berpengaruh pada nilai faktor daya sistem. Semakin besar distorsi pada gelombang arus, semakin tinggi nilai *total harmonic distortion* (THD) arus, sehingga semakin kecil nilai faktor dayanya. Berikut merupakan nilai faktor daya dan THD:

Tabel 4.2 Parameter Kualitas Daya Tanpa Kontrol

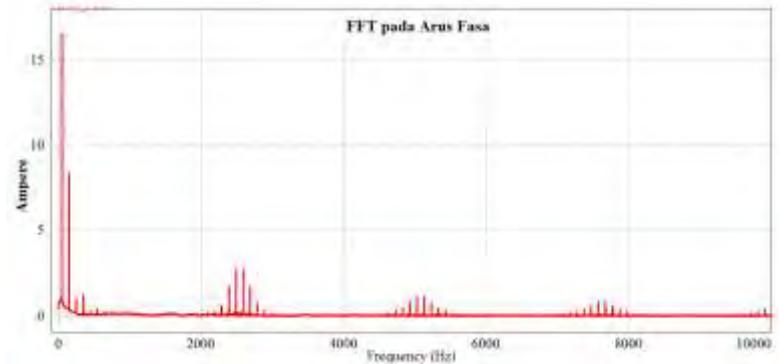
Parameter	Nilai
<i>Power Factor</i>	0.732
THD Arus	74.39%

Simulasi diatas menunjukkan bahwa apabila mengoperasikan motor brushless DC dengan menggunakan sumber AC 220 rms, maka kecepatan yang dihasilkan memiliki karakteristik *ripple* yang besar serta nilai faktor daya dan THD yang berada diluar batas toleransi. Faktor daya yang terjadi sumber adalah 0.732 sedangkan nilai THD arus 74.39%. telah diketahui bahwasanya batas nilai faktor daya minimal yang diijinkan PLN adalah sebesar 0.85. Selain itu, nilai THD arus sangat tinggi dan jauh diatas batas toleransi sebesar 5%.

Nilai faktor daya pada hasil simulasi menggunakan PSIM tersebut merepresentasikan nilai faktor daya sebenarnya. Hal tersebut

disebabkan karena PSIM tidak hanya memperhitungkan nilai *displacement power factor* nya saja, tetapi juga mempertimbangkan nilai harmonik yang disebabkan oleh beban-beban non-linear.

Untuk mengetahui komponen kelipatan yang mempengaruhi THD, maka harus dilakukan pengamatan (*Fast Fourier Transform*) FFT terlebih dahulu menggunakan PSIM untuk mengetahui orde komponen arus harmoniknya. Berikut merupakan hasil FFT dengan menggunakan PSIM:



Gambar 4.10 Komponen arus harmonic menggunakan FFT

Berdasarkan grafik pada Gambar 4.10 dan persamaan 2.47, maka dapat diketahui nilai THD arus adalah sebagai berikut:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{krms}^2}}{I_{1rms}} \times 100\%$$

Nilai THD arus dapat diketahui melalui hasil simulasi yaitu sebesar 74,39 %. Sehingga nilai *distortion pf* adalah sebagai berikut menurut persamaan 2.45 dan 2.51:

$$Distortion PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} = 0.8$$

Sehingga nilai *displacement power factor* dapat diketahui menurut persamaan 2.45 adalah sebagai berikut:

$$\text{Displacement PF} = \frac{\text{True PF}}{\text{Distortion PF}}$$

$$\text{Displacement PF} = \frac{0.732}{0.8}$$

$$\text{True PF} = 0.915$$

Berdasarkan analisa diatas dapat diketahui bahwa nilai *displacement power factornya* adalah 0.915. nilai THD arus yang tinggi dapat memperburuk nilai faktor daya.

4.3 Analisis Prinsip Kerja Kontrol Kecepatan Berbasis PFC Menggunakan SEPIC

Prinsip kerja dari keseluruhan sistem adalah sebagai kontrol kecepatan dan *power factor correction* dengan menggunakan konverter SEPIC yang *duty cycle*-nya diatur oleh metode *current control*. Pada saat sistem diberikan referensi kecepatan sebesar nilai tertentu, maka sistem kontrol akan melaksanakan tugasnya untuk mencapai nilai tersebut melalui *duty cycle* yang diberikan pada *switch*. Pada saat permulaan pengoperasian motor brushless DC, dibutuhkan waktu 0.5 detik agar kecepatan aktual sesuai dengan kecepatan referensi yang diberikan. Pada waktu 0 detik hingga 0.5 ms, *switch* akan memberikan nilai 0 dan 1 dengan cepat sehingga arus induktor input maupun output akan meningkat. Namun peningkatan arus induktor output lebih signifikan dibandingkan dengan induktor input karena memiliki nilai induktansi yang lebih kecil. *Duty cycle* pada detik 0 hingga 0.5 memiliki nilai sekitar 0.3. selain itu, sistem kontrol juga harus mampu mengatasi sumber tegangan input yang tidak konstan karena merupakan hasil penyearah tegangan AC 220 rms 50 Hz. Ketika tegangan memiliki nilai mendekati nol, frekuensi pada *switch* akan bekerja lebih cepat sedangkan ketika tegangan input mencapai nilai yang tinggi, maka frekuensi *switching* sedikit berkurang. Hal tersebut terjadi agar tegangan DC link konstan sesuai dengan referensi yang diberikan. Konverter SEPIC memiliki fungsi yang hampir sama dengan *buck boost converter* yang berfungsi sebagai penaik dan penurun tegangan input yang bervariasi segangkan tegangan DC link dipertahankan tetap.

Berdasarkan hasil simulasi, tegangan input bervariasi dari nilai nol hingga 311 volt sebagai puncak dari nilai 220 rms. Berdasarkan

tabel 4.1, untuk mencapai kecepatan 2000 rpm, maka tegangan dc link harus mencapai nilai 80 volt. Sehingga diperlukan konverter SEPIC untuk menaikkan dan menurunkan tegangan input agar tegangan pada dc link bernilai 80 volt. Karakteristik bentuk gelombang tegangan input sama dengan arus input namun berbeda amplitudo, sedangkan bentuk tegangan DC link memiliki karakteristik yang sama dengan arus pada inverter dan berdampak pada kecepatannya.

Pada saat tegangan pada DC link mencapai *steady state*, maka sistem mengatur agar DC link tersebut tetap konstan meskipun tegangan input bervariasi dari 0 hingga 311.12 volt dalam setiap periode. Pada saat tegangan input memiliki nilai yang rendah, *duty cycle* yang diberikan pada *switch* akan memiliki nilai mendekati 1 dalam setiap periodenya.

Pada saat nilai tegangan pada sumber mencapai pertengahan dari nilai maksimumnya, maka frekuensi *switching* yang mentrigger tidak sebesar dari kondisi ketika referensi masih mendekati nilai nol. Karakteristik dari *duty cycle* pada keadaan pertengahan ini memiliki nilai rata-rata 0.5. ketika nilai tegangan input semakin tinggi sedangkan tegangan output dipertahankan tetap, maka nilai arus pada induktor input maupun output merangkak naik

Pada saat tegangan input mencapai daerah maksimalnya, frekuensi yang men-*trigger* memiliki nilai yang paling rendah dibandingkan dengan keadaan lainnya. selain itu *duty cycle* pada *switch*-nya memiliki nilai yang rendah juga. Sedangkan arus pada diode maupun kapasitor mencapai nilai yang maksimal. Arus pada induktor input maupun output mencapai nilai maksimal pula dengan nilai arus induktor output lebih besar dibandingkan induktor input.

Pada keadaan awal, perbedaan tegangan referensi dan tegangan actual DC link sangat jauh berbeda sehingga butuh 0.2 sekon bagi tegangan tegangan DC link untuk mencapai tegangan referensinya. Perbedaan tegangan akan diatur oleh kontroler PI (Proporsional Integrator) agar memiliki *error* yang kecil. Fungsi dari kontroler PI selain untuk mengeliminasi *error* yaitu untuk menghaluskan sinyal referensi. Setelah mendapatkan sinyal referensi yang telah diatur oleh kontroler PI, sinyal referensi tersebut akan dikalikan dengan bentuk tegangan fasa yang kemudian dibandingkan dengan arus fasa untuk kemudian dikomparasikan menggunakan komparator menjadi sinyal *trigger* untuk konverter.

Tujuan dari komparasi antara sinyal referensi dengan arus pada induktor input adalah agar bentuk sinyal arus pada induktor mengikuti bentuk sinyal referensi yang diberikan. Apabila sinyal arus induktor dapat mengikuti sinyal referensi yang berbentuk penyearahan sinusoidal, maka dapat dikatakan bentuk gelombang arus fasa sama dengan tegangan fasa. Sehingga faktor daya yang dapat dihasilkan cukup bagus karena mempunyai nilai *displacement power factor* mendekati satu. Apabila sinyal referensi memiliki nilai yang lebih besar daripada arus induktor, maka *switch* akan konduksi atau bernilai 1 sehingga arus induktor akan mengikuti sinyal referensinya. Begitupun seterusnya pada saat arus induktor memiliki nilai yang lebih besar daripada arus referensi, maka *switch* akan bernilai nol sehingga arus induktor kembali turun mendekati sinyal arus referensi.

4.4 Pengujian Mode CCM

CCM merupakan mode dasar dalam setiap pengoperasian konverter termasuk konverter SEPIC. Ada dua mode pengoperasian arus induktor dalam konverter SEPIC yang digunakan yaitu CCM dan DCM. Dalam konsep kontrol faktor daya dalam penelitian ini adalah pengoperasian CCM terletak pada induktor input maupun outputnya.

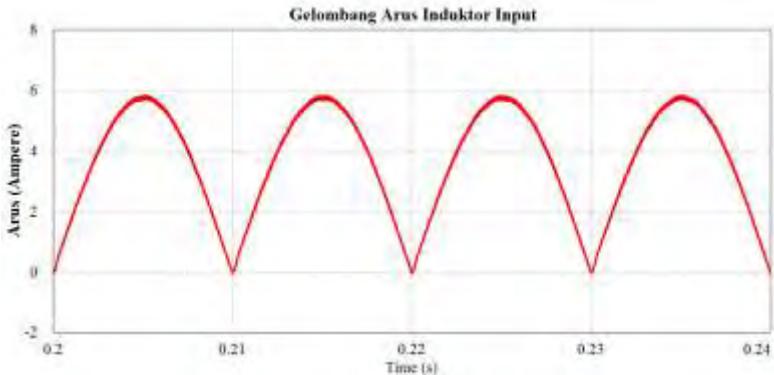
Mode CCM merupakan mode dasar yang digunakan dalam penentuan pertama kali nilai komponen-komponen konverter pada penelitian ini. Berikut nilai komponen-komponen konverter yang digunakan pada mode CCM berdasarkan analisa yang telah dilakukan pada Bab 3.

Tabel 4.3 Nilai Komponen Mode CCM

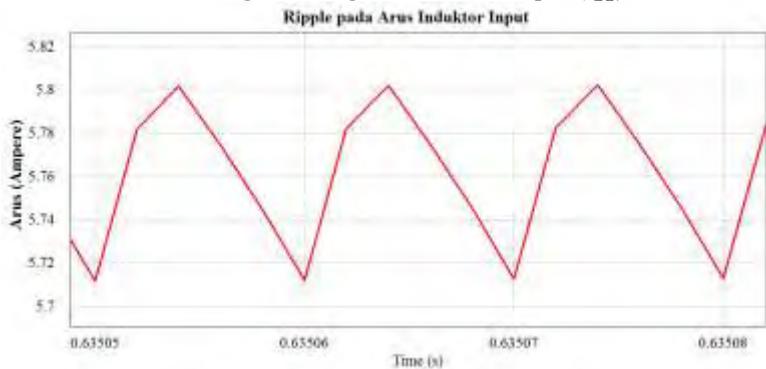
Komponen	Nilai
Induktor Input (L_1)	7.35 mH
Induktor Output (L_2)	3.71 mH
Kapasitor Intermediat (C_1)	1.03 μ F
Kapasitor DC Link (C_2)	4.63 mF

Nilai-nilai tersebut dijadikan acuan dalam konverter SEPIC berbasis PFC untuk diterapkan pada motor brushless DC sesuai dengan spesifikasi yang telah dijelaskan sebelumnya. Berikut merupakan karakteristik apabila menggunakan mode CCM dalam kontrol PFC untuk motor brushless DC.

Arus pada induktor output memiliki bentuk gelombang *fullwave* karena telah disearahkan oleh *rectifier fullbridge*. Berikut adalah bentuk gelombang dari induktor input:



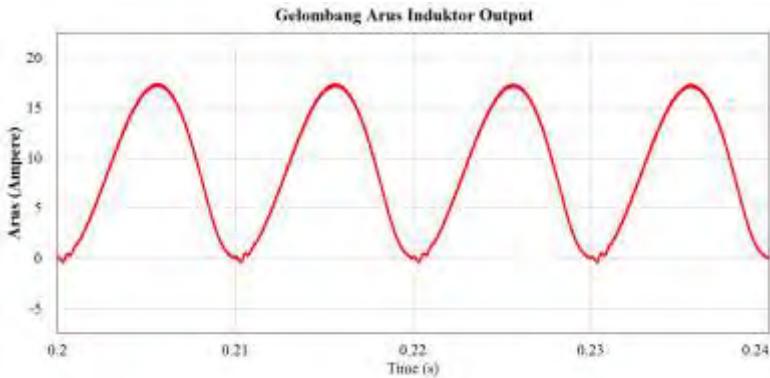
Gambar 4.11 Bentuk gelombang arus induktor input (I_{L1})



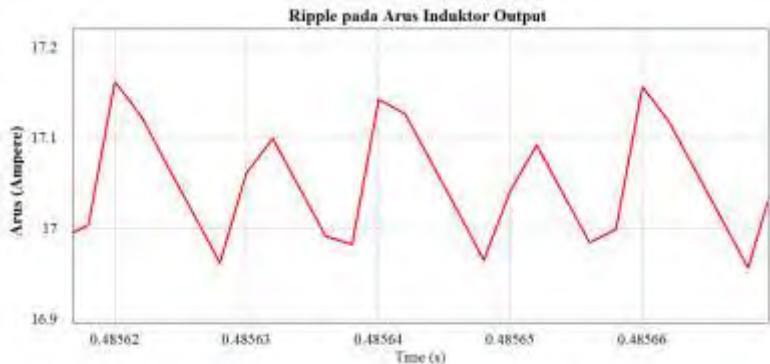
Gambar 4.12 *Ripple* pada arus induktor input (ΔI_{L1})

Sinyal yang dihasilkan dalam mode CCM adalah kontinu seperti yang ditunjukkan oleh gambar *ripple* di atas. Meskipun dalam satu titik arus induktor menyentuh angka nol, namun tidak setiap siklus menyentuh nol. Dengan demikian arus induktor dikatakan dalam mode kontinu. Gelombang induktor output juga mengalami *ripple* yang disebabkan oleh *charging* dan *discharging*-nya arus induktor karena disebabkan oleh kontrol PFC.

Arus pada induktor output juga dalam mode CCM. Berikut merupakan bentuk dari gelombang pada gelombang output:



Gambar 4.13 Bentuk gelombang arus output (I_{L2})



Gambar 4.14 Ripple pada arus induktor output (ΔI_{L2})

Arus induktor output juga disetting memiliki mode CCM sebagai mode standar. Mode CCM pada arus induktor output juga memiliki karakteristik yang sama dengan arus induktor input.

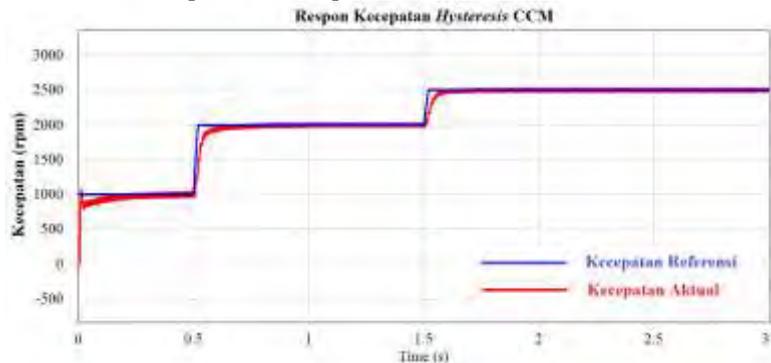
4.4.1 Respon Terhadap Perubahan Kecepatan

Skenario kecepatan referensi yang diinginkan adalah kecepatan yang bervariasi. Untuk mengetahui respon kecepatan, beban diasumsikan tetap pada keadaan ratingnya yaitu 2.9588 Nm. Hal tersebut bertujuan untuk mengetahui apakah sistem kontrol kecepatan yang telah dirancang bisa mengikuti kecepatan referensinya dalam kondisi beban normal (*rating*). Setting waktu yang digunakan adalah sebesar 3 detik, dimana tegangan bervariasi sebagai berikut:

Tabel 4.4 Skenario Kecepatan Mode CCM

Waktu (s)	Kecepatan (rpm)
0 – 0.5	1000
0.5 – 0.52	1000 – 2000
0.52 – 1.5	2000
1.5 – 1.52	2000 – 2500
1.52 – 3	2500

Kecepatan diatur agar dapat diketahui apakah motor dapat mengikuti kecepatan referensi yang diberikan. Berdasarkan tabel diatas terdapat nilai perubahan kecepatan yang besar dalam waktu yang singkat agar dapat diketahui seberapa cepat respon yang diberikan oleh sistem dan untuk mengetahui seberapa besar lonjakan kecepatan yang terjadi ketika referensi kecepatan diubah. Selain itu, karena keterbatasan piecewise yang ada pada *software* PSIM yang tidak bisa memiliki dua nilai kecepatan dalam satu waktu, maka setting kecepatan dibuat seperti tabel diatas. Berikut merupakan grafik kecepatan referensi yang diberikan dan respon dari kecepatan aktual:



Gambar 4.15 Respon kecepatan terhadap referensi (CCM)

Berdasarkan hasil simulasi didapatkan bahwa kecepatan aktual dapat mengikuti kecepatan referensi yang diinginkan. Selain itu, pada grafik dapat dilihat *overshoot* yang dihasilkan tidak terlalu besar dan terjadi dalam waktu yang singkat.

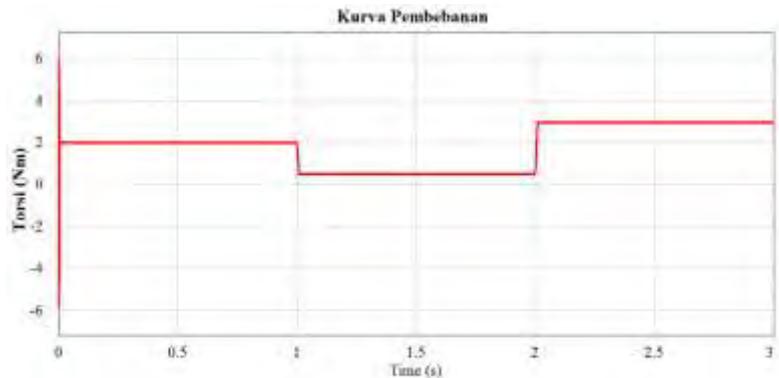
4.4.2 Respon Terhadap Perubahan Beban

Selain respon terhadap perubahan referensi kecepatan, diharapkan motor juga dapat memberikan respon yang baik apabila terdapat perubahan beban setiap waktunya. Skenario pembebanan dibuat setiap 1 detik seperti tabel berikut ini, sedangkan kecepatan referensi dibuat tetap yaitu 2500 rpm:

Tabel 4.5 Skenario Pembebanan Mode CCM

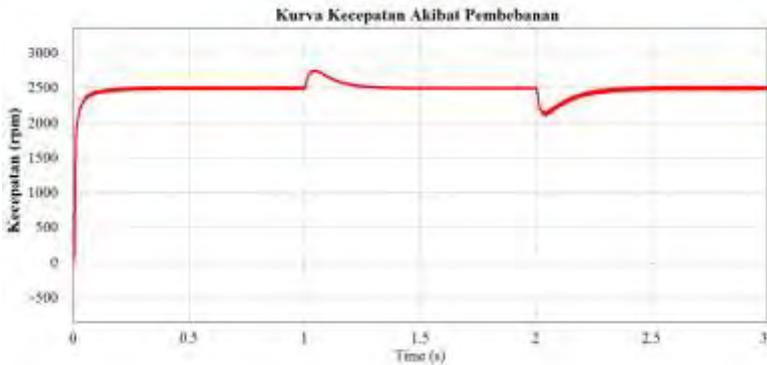
Waktu (s)	Beban (Nm)
0 – 1	2
1 – 1.01	2 – 0.5
1.01 – 2	0.5
2 – 2.01	0.5 – 2.9588
2.01 – 3	2.9588

Pembebanan pada penelitian ini divariasikan setiap detiknya untuk mengetahui respon kecepatan pada saat diberi beban yang tidak melebihi ratingnya. Pada detik pertama, motor brushless DC diberi beban sebesar 2 Nm, kemudian 0.5 Nm, dan 2.9588 pada detik berikutnya secara berurutan. Berikut merupakan grafik pembebanan motor brushless DC:



Gambar 4.16 Kurva pembebanan motor (CCM)

Dengan beban bervariasi yang diberikan pada motor brushless DC, berikut merupakan respon dari motor tersebut:



Gambar 4.17 Respon kecepatan terhadap perubahan torsi beban (CCM)

Berdasarkan gambar dapat dilihat pada detik pertama motor brushless DC diberikan beban sebesar 2 Nm. Pembebanan 2 Nm yang masih dibawah dari rating beban tidak mempengaruhi motor berputar pada kecepatan referensinya. Motor membutuhkan waktu kurang dari 0.2 detik untuk mencapai kecepatan referensinya yaitu 2500 rpm. Kemudian pada detik ke dua beban diturunkan menjadi 0.5 Nm. Akibat pembebanan yang jauh dibawah ratingnya, kecepatan motor sempat melonjak beberapa detik namun masih bisa kembali ke kecepatan referensinya. Begitu juga pada detik ke tiga, ketika diberi beban rating sebesar 2.9588 Nm, kecepatan motor brushless DC juga dapat menyesuaikan kecepatan referensinya. Berdasarkan grafik ini dapat disimpulkan kontrol kecepatan dapat berfungsi dengan baik.

4.5 Pengujian Mode DCM

Selain metode CCM, di dalam kontrol PFC juga terdapat metode DCM. Maksud dari DCM disini adalah arus induktor yang bersifat diskontinu, khususnya pada induktor output dalam konverter SEPIC yang digunakan pada penelitian ini. Pada kebanyakan rangkaian perbaikan faktor daya, metode DCM lebih banyak digunakan dibandingkan metode CCM. Metode DCM lebih sesuai digunakan untuk peralatan berdaya rendah atau kurang dari 1 kilowatt. Berdasarkan desain yang telah dijabarkan pada Bab 3, berikut merupakan nilai-nilai komponen yang menyebabkan konverter bekerja dalam mode DCM khususnya pada induktor outputnya

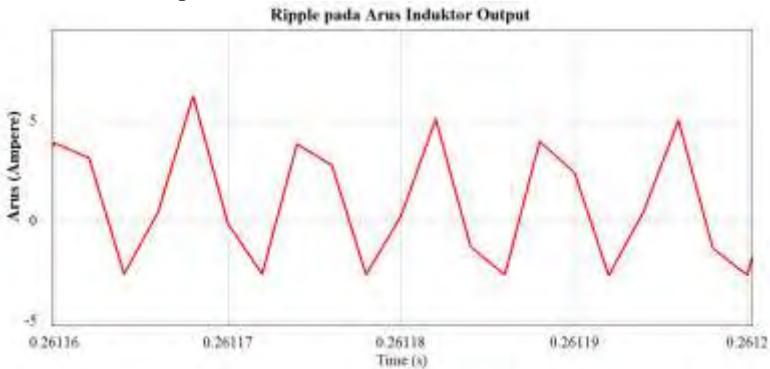
Tabel 4.6 Nilai Komponen Mode DCM

Komponen	Nilai
Induktor Input (L_1)	7.35 mH
Induktor Output (L_2)	0.013 mH
Kapasitor Intermediat (C_1)	1.03 μ F
Kapasitor DC Link (C_2)	4.63 mF

Berdasarkan tabel diatas dapat diketahui bahwasanya perbedaan nilainya hanya terletak pada induktor outputnya saja. Dalam metode DCM, nilai induktor output jauh lebih kecil dibandingkan dengan nilai induktor output pada metode CCM. Nilai induktor yang kecil menyebabkan proses *charging* dan *discharging* arus menjadi lebih cepat daripada biasanya sehingga arus induktor lebih cepat menyentuh nilai nol dan kemudian kembali lagi meningkat, begitu seterusnya.

Pada mode CCM, nilai arus induktor input bersifat kontinu begitupun pada metode DCM. Mode DCM memiliki sifat induktor input yang sama dengan mode CCM. Mode CCM maupun DCM memiliki bentuk gelombang yang sama dalam hal gelombang arus induktor input. Nilai induktor yang cukup besar menyebabkan induktor bekerja dalam mode CCM, hal itu disebabkan karena induktor kembali *charging* sebelum arusnya mencapai nilai nol.

Berbeda dengan nilai induktor input yang di-*setting* agar bertindak dalam mode CCM. Nilai induktor dalam mode DCM memiliki nilai yang cukup kecil sehingga arus sempat bernilai nol sebelum induktor men-*charging* arus lagi. Berikut merupakan bentuk gelombang arus induktor output dalam mode DCM:



Gambar 4.18 Gelombang arus induktor output

Gelombang arus induktor diatas menunjukkan bahwa arus pada induktor output bekerja dalam mode DCM. Gambar 4.17 menunjukkan bahwa dalam setiap *cycle*, nilai arus melewati nilai nol. Hal tersebut menunjukkan bahwa induktor output berada dalam mode operasi DCM.

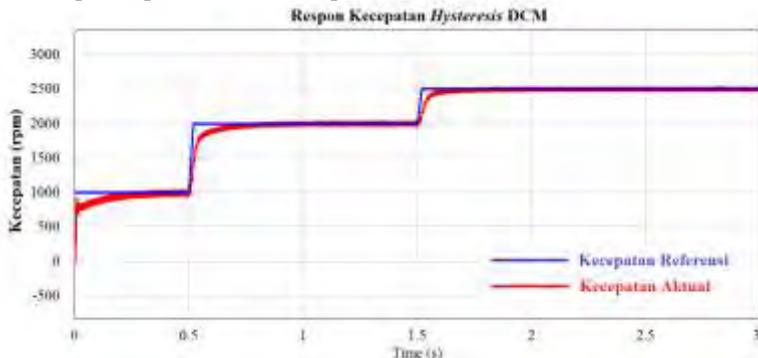
4.5.1 Respon Terhadap Perubahan Kecepatan Referensi

Melanjutkan dari mode CCM yang telah dibahas pada sub-bab sebelumnya berkaitan dengan respon terhadap kecepatan referensi, di dalam penelitian ini juga diamati bagaimana respon motor apabila diberi kecepatan referensi yang bervariasi apabila dioperasikan dengan mode DCM. Kecepatan referensi yang disetting untuk operasi DCM memiliki karakteristik yang sama dengan mode CCM agar bisa dibandingkan performanya. Berikut merupakan kecepatan referensi yang diberikan:

Tabel 4.7 Skenario Kecepatan Mode DCM

Waktu (s)	Kecepatan (rpm)
0 – 0.5	1000
0.5 – 0.52	1000 – 2000
0.52 – 1.5	2000
1.5 – 1.52	2000 – 2500
1.52 – 3	2500

Berikut merupakan respon kecepatan aktual motor brushless DC terhadap kecepatan referensi seperti tabel di atas:



Gambar 4.19 Respon kecepatan mode DCM

Berdasarkan kecepatan referensi yang diberikan, terlihat bahwasanya kecepatan aktual dari motor brushless DC dapat mengikuti kecepatan referensinya. Berdasarkan gambar dapat disimpulkan bahwa

karakteristik kecepatan mode DCM sama dengan karakteristik kecepatan mode CCM.

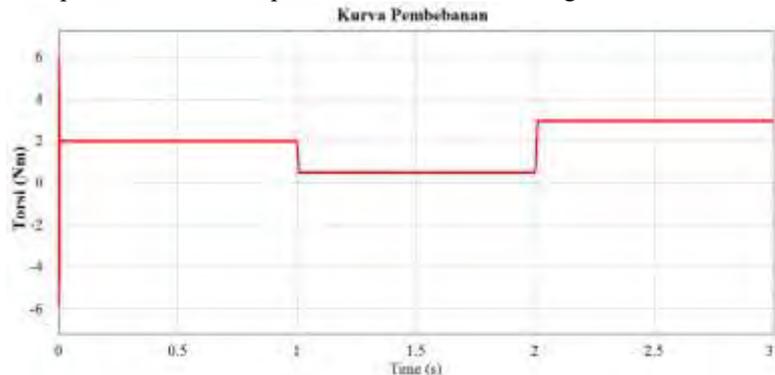
4.5.2 Respon Terhadap Perubahan Beban

Tujuan dari pengaturan kecepatan menuntut motor bisa menyesuaikan kecepatan referensi yang diinginkan dengan nilai beban yang bervariasi. Selain itu sistem diharapkan memiliki nilai faktor daya yang baik (mendekati *unity*) dan nilai THD yang masih dalam batas toleransi. Untuk mendapatkan perbandingan antara mode CCM dan DCM, maka skenario pembebanan disamakan antara CCM dan DCM dengan range waktu selama tiga detik. Berikut skenario pembebanan yang telah dirancang:

Tabel 4.8 Skenario Pembebanan Mode DCM

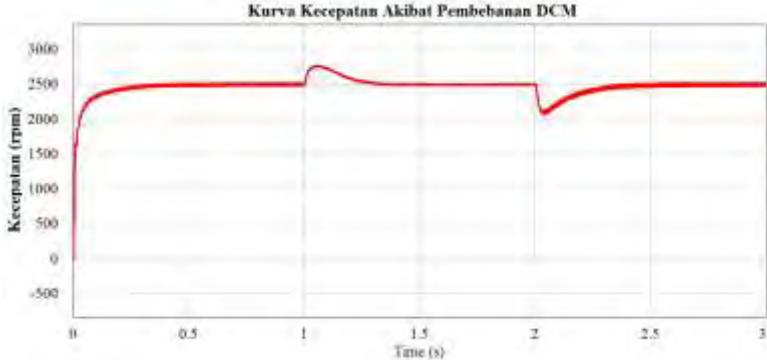
Waktu (s)	Beban (Nm)
0 – 1	2
1 – 1.01	2 – 0.5
1.01 – 2	0.5
2 – 2.01	0.5 – 2.9588
2.01 – 3	2.9588

Tabel diatas menunjukkan perubahan beban dalam setiap waktunya, berbeda dengan analisis respon kecepatan yang memiliki karakteristik pembebanan yang tetap dalam setiap waktunya. Berikut merupakan karakteristik pembebanan dalam bentuk grafik:



Gambar 4.20 Kurva pembebanan DCM

Dengan pembebanan seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 4.19, maka respon kecepatan akibat perubahan beban dapat diketahui. Berikut merupakan bentuk gelombang kecepatan akibat perubahan pembebanan:



Gambar 4.21 Respon kecepatan akibat pembebanan (DCM)

Pengaruh pembebanan terhadap kecepatan pada mode DCM memiliki karakteristik yang hampir sama dengan mode CCM. Apabila terdapat perubahan beban di tengah-tengah operasi motor, maka untuk menyesuaikan kecepatan referensi terdapat lonjakan kecepatan atau penurunan kecepatan sesaat sebagai respon yang diberikan.

4.6 Perbandingan Nilai Faktor Daya Mode CCM dan DCM Menggunakan Metode *Current Control*

Mode operasi dari konverter SEPIC yang digunakan juga mempengaruhi nilai *power factor* pada sistemnya. Ada dua mode kontrol arus yang digunakan untuk memperbaiki nilai faktor daya dan THD arus di dalam penelitian ini. Metode kontrol PFC tersebut adalah *Hysteresis Current Control* dan *Average Current Control*. Berikut merupakan perbandingan penggunaan mode CCM dan DCM dengan berbagai kecepatan referensi dilihat dari segi faktor dayanya. Pada pengujian perbandingan performansi dalam hal nilai faktor daya dibawah ini, nilai beban dibuat tetap pada beban ratingnya yaitu 2.9588 Nm. Data dalam pengujian ini diambil pada keadaan tunak.

4.6.1 Nilai Faktor Daya Metode *Hysteresis Current Control*

Berikut merupakan tabel hasil pengujian nilai faktor daya dengan menggunakan Metode *Hysteresis Current Control*:

Tabel 4.9 Perbandingan Nilai PF CCM dan DCM Menggunakan *Hysteresis Current Control*

Kecepatan Referensi (rpm)	Faktor Daya	
	CCM	DCM
700	0.9927	0.9970
900	0.9964	0.9987
1200	0.9984	0.9994
1500	0.9992	0.9997
1800	0.9995	0.9998
2100	0.9997	0.9998
2300	0.9997	0.9998
2500	0.9998	0.9999

4.6.2 Nilai THD Arus Metode *Hysteresis Current Control*

Selain nilai faktor daya, nilai yang mempengaruhi nilai faktor daya adalah harmonik yang disebabkan oleh komponen non-linear pada suatu sistem. Pada pengaturan kecepatan motor brushless DC ini terdapat beberapa komponen nonlinear seperti diode dan *rectifier* yang berpengaruh terhadap nilai faktor daya. Berikut merupakan tabel mengenai nilai THD (*Total Harmonic Distortion*) baik arus maupun tegangan dalam beberapa nilai tegangan referensi:

Tabel 4.10 Perbandingan nilai THD Arus CCM dan DCM Menggunakan *Hysteresis Current Control*

Kecepatan (rpm)	THD Arus	
	CCM (%)	DCM (%)
700	8.45	6.87
900	6.92	4.69
1200	4.59	3.00
1500	3.39	2.19
1800	2.62	1.68
2100	2.14	1.41
2300	1.85	1.30
2500	1.65	1.24

4.6.3 Nilai Faktor Daya Metode *Average Current Control*

Metode yang dibahas sebelumnya merupakan *metode hysteresis current control* baik dioperasikan secara CCM maupun DCM. Ada banyak metode yang diaplikasikan untuk *power factor correction*. Selain metode *hysteresis current control*, metode lain yang bisa digunakan

untuk perbaikan faktor daya adalah metode *average current control*. Berikut merupakan perbandingan faktor daya dari metode *average current control* pada saat mode CCM dan DCM:

Tabel 4.11 Perbandingan nilai PF CCM dan DCM Menggunakan *Average Current Control*

Kecepatan Referensi (rpm)	Faktor Daya	
	CCM	DCM
700	0.9927	0.9715
900	0.9961	0.9883
1200	0.9984	0.9989
1500	0.9991	0.9994
1800	0.9995	0.9996
2100	0.9997	0.9997
2300	0.9997	0.9997
2500	0.9998	0.9998

4.6.4 Nilai THD Arus Metode *Average Current Control*

Berikut merupakan nilai THD arus dengan menggunakan Metode *Average Current Control* baik mode CCM maupun DCM:

Tabel 4.12 Perbandingan nilai THD Arus CCM dan DCM Menggunakan *Average Current Control*

Kecepatan (rpm)	THD Arus	
	CCM (%)	DCM (%)
700	8.85	9.38
900	6.93	6.79
1200	4.63	4.08
1500	3.42	2.82
1800	2.63	2.15
2100	2.11	1.63
2300	1.85	1.56
2500	1.66	1.56

Halaman ini sengaja dikosongkan

KESIMPULAN

Berdasarkan simulasi dan analisis yang telah dilakukan, maka dapat disimpulkan bahwa:

1. Pada pengujian kecepatan, sistem kontrol yang didesain bisa membuat kecepatan motor brushless DC mengikuti kecepatan referensi yang diberikan
2. Pada pengujian pembebanan yang diberikan, motor brushless DC bisa mempertahankan kecepatannya sekalipun adanya lonjakan kecepatan maupun penurunan kecepatan sesaat.
3. Konverter SEPIC berbasis *power factor correction* dapat memperbaiki faktor daya pada sistem dari 0.73 menjadi 0.999 pada kecepatan dan beban rating
4. Konverter SEPIC berbasis *power factor correction* dapat menurunkan nilai THD arus dari 74.39% menjadi 1.24%

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Bhim, V., Singh, B., “Reduced Sensor Configuration of a Power Factor Correction Based Single-Ended Primary Inductance Converter Fed Brushless DC Motor Drive”, IET Power Electron, Vol. 8, Iss. 9, pp. 1606-1615, March, 2015
- [2] Madani, S.M., Lei, H., Toliyat, H.A., “A Low-cost Four Switch BLDC Motor Drive with Active Power Factor Correction”, 28th Annual IEEE Conf. of Industrial Electronics Society (IECON), vol. 1, pp. 579-584, November, 2002
- [3] Jian, Z., Yangwei, Y., “Brushless DC Motor Fundamental Application Node” MPS Module, 2014
- [4] Hanselman, D., “*Brushless Permanent Magnet Motor Design*”, Magna Physics Publishing, 2006
- [5] Baldursson, S., “BLDC Motor Modelling and Control- A Matlab/Simulink Implementation”, International master program Chalmer Tekniska, May, 2005
- [6] Ebrahim, B., “Calculation of Output Voltage Ripple and Design Consideration of SEPIC Converter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 3, March, 2014
- [7] Hart, D.W., “*Power Electronics*”, New York: McGraw-Hill, 2010
- [8] Sharma, R., Haque, A., “Simulation and Analysis of Power Factor Correction in Electric Control System for Metal Halide High Intensity Discharge Lamps”, Advance in Electronic and Electrical Engineering, ISSN 2231-1297, Vol 4, Number 2, pp. 185-192, 2014
- [9] Rames, C.P., “Introduction to PID Controllers – Theory, Tuning and Application to Frontier Areas”, Rijeka: In Tech, 2012
- [10] Mustoko, D.N., “Desain dan Analisis Konverter DC-DC Multi-input Bidirectional Untuk Aplikasi Kendaraan Listrik”, Tugas Akhir Teknik Elektro, Juni 2014
- [11] Sunil P., Anupam M., Srinivas B., “Control of Voltage Source Inverters using PWM/SPWM for Adjustable Speed Drive

Application”, Departement of Electrical Engineering National Institute of Technology Rourkela, May, 2009

- [12] Grady, M., Robert, J.G., “Harmonics and How They Relate to Power Factor”, EPRI Power Quality Issues and Opportinnities Conferences, San Diego, November, 1993
- [13] Motion Technology Catalog. “Brushless and Brush Motors, Drive Electronics, Gearheads and Position Sensors”, MOOG Components Group

BIOGRAFI



Penulis bernama lengkap Nanda Redha Arsyah dilahirkan di pada tanggal 27 Maret 1994 di Probolinggo, Jawa Timur. Lahir sebagai anak ketiga dari empat bersaudara pasangan Wadjianto dan Suprihatin. Pada tahun 2012, setelah lulus dari SMAN 1 Probolinggo, penulis melanjutkan kuliah di Jurusan Teknik Elektro Institut Teknologi Sepuluh Nopember melalui jalur Undangan. Penulis mengambil konsentrasi bidang studi Teknik Sistem Tenaga pada awal semester IV. Penulis aktif di Himpunan Mahasiswa Teknik Elektro ITS kepengurusan 2013/2014 sebagai staff Departemen Keprofesian dan Kesejahteraan Mahasiswa dan tahun kepengurusan 2014/2015 sebagai Sekretaris Departemen Riset dan Teknologi. Selain di Himpunan Mahasiswa Teknik Elektro ITS, penulis juga aktif di Trainer Keilmiahan ITS pada tahun kepengurusan 2015/2016. Penulis juga menjadi asisten Laboratorium Konversi Energi dari semester V. Ketertarikan penulis di bidang keilmiahan membuat penulis pernah memenangkan beberapa kompetisi karya tulis mahasiswa dan menjadi salah satu delegasi ITS di PIMNAS 28.