



TUGAS AKHIR - TE 141599

**PERBAIKAN FAKTOR DAYA MENGGUNAKAN *CUK*
CONVERTER PADA PENGATURAN KECEPATAN
MOTOR *BRUSHLESS* DC**

Hadyan Perdana Putra
NRP 2212100144

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D
Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

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



FINAL PROJECT - TE 141599

**POWER FACTOR CORRECTION USING CUK
CONVERTER ON BRUSHLESS DC MOTOR SPEED
CONTROL**

Hadyan Perdana Putra
NRP 2212100144

Advisor
Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D
Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT
Faculty of Industrial Engineering
Institut Teknologi Sepuluh November
Surabaya 2016

**PERBAIKAN FAKTOR DAYA MENGGUNAKAN CUK
CONVERTER PADA PENGATURAN KECEPATAN
MOTOR BRUSHLESS DC**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna 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



Heri Sarvoatmojo, ST., MT., Ph.D.
NIP 19800603 200604 1 003

Dosen Pembimbing II



Ir. Sjamsjul Anam, M.T.
NIP 19630725 199003 1 002



PERBAIKAN FAKTOR DAYA MENGGUNAKAN *CUK CONVERTER* PADA PENGATURAN KECEPATAN *MOTOR BRUSHLESS DC*

Hadyan Perdana Putra
2212100144

Dosen Pembimbing 1 : Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D

Dosen Pembimbing 2 : Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

ABSTRAK

Brushless DC motor (BLDC) adalah mesin listrik yang sangat serbaguna. Sejatinya, BLDC adalah motor sinkron dengan gulungan ketat dan magnet permanen dipasang pada rotor dengan Back-EMF berbentuk trapezoid. Dengan tidak menggunakan sikat dan komutator, kerusakan pada sikat serta percikan api tidak ditemukan di motor ini dan juga membuat BLDC lebih efisien daripada jenis lain dari motor listrik. BLDC dapat digunakan dalam berbagai aplikasi, seperti aplikasi rumah tangga, transportasi, aerospace, pemanasan, ventilasi, robotika, dan banyak lainnya. Dalam operasi BLDC menggunakan sumber AC, *Diode Bridge Rectifier* (DBR) dan kapasitor DC *link* digunakan. Selain itu, karena BLDC bekerja dengan gelombang persegi, dibutuhkan sebuah inverter. Inverter juga digunakan untuk mengontrol kecepatan dari BLDC secara konvensional. Kontrol kecepatan konvensional yang hanya menggunakan DBR, kapasitor DC-*link*, dan inverter menghasilkan harmonisa dengan jumlah yang tinggi. Tingginya jumlah harmonisa yang dihasilkan menyebabkan berkurangnya faktor daya. Untuk mengatasi masalah ini, banyak metode yang dapat digunakan dan salah satunya adalah dengan menggunakan DC-DC konverter antara DBR dan inverter. Pada penelitian ini akan diteliti pengaruh *Cuk Converter* sebagai penghubung antara DBR dan inverter terhadap faktor daya sumber. *Switch* pada *Cuk Converter* akan dikontrol untuk dapat memperbaiki faktor daya sekaligus mengontrol kecepatan motor.

Kata Kunci: Motor *Brushless DC*, *Cuk Converter*, *Power Factor Correction*, kontrol kecepatan.

POWER FACTOR CORRECTION USING CUK CONVERTER ON BRUSHLESS DC MOTOR SPEED CONTROL

Hadyan Perdana Putra
2212100144

1st Advisor : Heri Suryoatmojo, S.T., M.T., Ph.D
2nd Advisor : Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

ABSTRACT

Brushless DC Motor (BLDC) is a very versatile electric machine. BLDC is a of synchronous motor with tight windings and permanent magnet installed in the rotor. By not using brush and commutator, brush damages and sparks is not found in this motor and make BLDC more efficient than other type of electric motor. BLDC is used in many applications, such as household applications, transportations, aerospace, heating, ventilating, robotics, and many others. In operating the BLDC using AC source, DBR (Diode Bridge Rectifier) and connecting capacitor is commonly used. And also, since BLDC needs square waveform current to work, the use of inverter is necessary. Inverter also used for speed control purpose in conventional BLDC speed control. The conventional speed control which only uses DBR, DC-link capacitor, and inverter produced high amount of harmonics which means reducing the power factor as well. To overcome this problem, a lot of methods can be used and one of them is using DC-DC converters between DBR and inverter. This research investigated the effect of Cuk converter as a DC link between the DBR and inverter to the power factor of the source. Switch on Cuk Converter will be controlled in order to improve the power factor while controlling motor speed.

Key Words : Brushless DC motor, Cuk Converter, Power Factor Correction, Speed Control.

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
PERNYATAAN KEASLIAN	
HALAMAN PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	ix
DAFTAR TABEL	xiii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Permasalahan	2
1.3 Batasan Masalah.....	2
1.4 Tujuan.....	3
1.5 Metodologi.....	3
1.6 Sistematika Penulisan.....	4
1.7 Relevansi atau Manfaat	4
BAB 2 Kontrol Kecepatan Motor <i>Brushless</i> DC Berbasis PFC dengan <i>Cuk Converter</i>	5
2.1 Motor <i>Brushless</i> DC.....	5
2.1.1 Cara Kerja Motor <i>Brushless</i> DC	7
2.1.2 Rangkaian Ekuivalen Motor <i>Brushless</i> DC	8
2.1.3 Metode Pendeteksian Perubahan Komutasi.....	9
2.2 Inverter Tiga Fasa	12
2.3 Rectifier Satu Fasa	14
2.4 Pengontrol Otomatis.....	16
2.4.1 Pengontrol Proporsional.....	17
2.4.2 Pengontrol Integrator	17
2.4.3 Pengontrol Derivatif	18
2.5 <i>Cuk Converter</i>	18
2.5.1 Penentuan Nilai Komponen <i>Cuk Converter</i>	18
2.6 Harmonisa	26
2.7 Hubungan antara <i>Power Factor</i> dengan Harmonisa	27

BAB 3 Desain dan Permodelan Sistem PFC Menggunakan <i>Cuk Converter</i> pada Kontrol Kecepatan Motor <i>Brushless DC</i>	29
3.1 Konfigurasi Kontrol Kecepatan Keseluruhan	29
3.2 Desain Kontrol Inverter Berdasarkan Sensor <i>Hall-Effect</i>	31
3.3 Perancangan <i>Cuk Converter</i> dan Filter	33
3.4 Sistem Kontrol Kecepatan Melalui <i>Switch</i> pada <i>Cuk Converter</i>	43
3.4.1 Metode Kontrol dengan Metode <i>Average Current Control</i>	44
3.4.2 Kontrol Kecepatan dengan Metode Histeresis	46
BAB 4 Hasil Simulasi dan Analisis	49
4.1 Analisis Kerja Inverter Berdasarkan Hasil dari Sensor <i>Hall-Effect</i>	32
4.2 Keadaan Tanpa <i>Cuk Converter</i>	52
4.3 Analisis Kontrol Kecepatan Menggunakan <i>Cuk Converter</i> dan Pengaruhnya Terhadap THD serta PF Sumber	54
4.3.1 Analisis Kerja <i>Cuk Converter</i> Mode CCM dan DCM pada L_o	56
4.3.2 Performa Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i>	57
4.3.3 Performa Mode DCM pada L_o dengan Metode <i>Average Current Control</i>	62
4.3.4 Performa Mode CCM dengan Metode Histeresis.....	66
4.3.5 Performa Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis	71
BAB 5 PENUTUP	77
5.1 Kesimpulan.....	77
5.2 Saran	77
DAFTAR PUSTAKA	79
RIWAYAT HIDUP	81

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Konstruksi Motor <i>Brushless</i> D: (a) Rangka Motor <i>Brushless</i> DC. (b) Belitan Motor <i>Brushless</i> DC.	6
Gambar 2.2	Perbandingan gelombang back-EMF antara BLDC dengan PMSM.....	7
Gambar 2.3.	Urutan Kerja Motor <i>Brushless</i> DC [3]	8
Gambar 2.4.	Rangkaian Ekuivalen Motor <i>Brushless</i> DC	8
Gambar 2.5	Sensor <i>Hall-Effect</i> : (a) Rangkaian Ekuivalen (b) Penggunaan Sensor <i>Hall-Effect</i> pada Motor BLDC [3]	11
Gambar 2.6.	Proses Komutasi Motor BLDC Berdasarkan Sensor <i>Hall-Effect</i> : (a) Ketika Magnet Kutub Utara Dideteksi, (b) Ketika Ada Magnet yang Dideteksi, (c) Ketika Magnet Kutub Selatan Dideteksi [3]	11
Gambar 2.7	Inverter Tiga Fasa dengan Beban Y	12
Gambar 2.8	Switching pada Inverter mode <i>six step</i> [13].....	13
Gambar 2.9	Gelombang Tegangan <i>line-to-line</i> Inverter hasil <i>switching six step</i> [13]	14
Gambar 2.10	Gelombang Tegangan <i>line-to-neutral</i> Inverter hasil <i>switching six step</i> [13]	14
Gambar 2.11	Perbandingan Rangkaian dan Hasil dari <i>Half-wave Rectifier</i> dengan <i>Fullwave rectifier</i> . (a) <i>halfwave rectifier</i> (b) <i>fullwave rectifier</i> (c) perbandingan hasil [3]	16
Gambar 2.12	Diagram Blok Sistem dengan Pengontrol Otomatis	17
Gambar 2.13	Rangkaian <i>Cuk Converter</i> [13].....	18
Gambar 3.1	Sistem Kontrol BLDC secara Keseluruhan	29
Gambar 3.2	Kurva Karakteristik Torsi Kecepatan Motor MOOG Seri BN42-53-IP-03	30
Gambar 3.3	Sistem Komutasi Inverter Berdasarkan Sensor <i>Hall-Effect</i>	32
Gambar 3.4	<i>Cuk Converter</i> dengan Filter Kapasitor.....	33
Gambar 3.5	Rangkaian Kontrol dengan Metode <i>Average Current Control</i>	44
Gambar 3.7	Rangkaian Kontrol dengan Metode Histeresis	46
Gambar 3.8	Metode Swicthing pada Komparator di Metode Histeresis [18]	47

Gambar 3.9	Konfigurasi Sistem BLDC dengan Metode <i>Average Current Control</i>	48
Gambar 3.10	Konfigurasi Sistem BLDC dengan Metode Histeresis	48
Gambar 4.1	Hasil Sensor <i>Hall-Effect</i> a, b, dan c	49
Gambar 4.2	Sinyal Sensor Hall-Effect untuk S.1 dan S.2.....	50
Gambar 4.3	Sinyal Switch S.1 dan S.2	50
Gambar 4.4	Urutan <i>Switching</i> pada Inverter	51
Gambar 4.5	Gelombang Tegangan Motor Fasa R, S, dan T	51
Gambar 4.6	Tegangan line to line Motor antara Fasa R dengan Fasa S	52
Gambar 4.7	Gelombang Arus Fasa R, S, dan T	52
Gambar 4.8	Gelombang Tegangan dan Arus Sumber tanpa Cuk Converter	54
Gambar 4.9	Kurva Uji Kontrol Kecepatan Terhadap Perubahan Kecepatan Referensi	55
Gambar 4.10	Kurva Uji Kontrol Kecepatan Terhadap Perubahan Torsi	55
Gambar 4.11	Gelombang Arus L_i , Arus L_o , dan Tegangan C_i pada Mode CCM.....	57
Gambar 4.12	Gelombang Arus L_i , Arus L_o , dan Tegangan C_i pada Mode DCM pada L_o	57
Gambar 4.13	Kurva kecepatan aktual (merah) Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> terhadap Kecepatan Referensi (biru).....	58
Gambar 4.14	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah	59
Gambar 4.15	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5)	59
Gambar 4.16	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2)	60
Gambar 4.17	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8)	60
Gambar 4.18	Kurva kecepatan aktual (merah) Mode DCM pada L_o dengan Metode <i>Average Current Control</i> terhadap Kecepatan Referensi (biru).....	63

Gambar 4.19	Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah	63
Gambar 4.20	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5).....	64
Gambar 4.21	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2).....	64
Gambar 4.22	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Average Current Control</i> pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8).....	65
Gambar 4.23	Kurva kecepatan aktual (merah) Mode CCM dengan Metode Histeresis terhadap Kecepatan Referensi (biru)	67
Gambar 4.24	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah	68
Gambar 4.25	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode <i>Histeresis</i> pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5)	68
Gambar 4.26	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2).....	69
Gambar 4.27	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8)	69
Gambar 4.28	Kurva kecepatan aktual (merah) Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis terhadap Kecepatan Referensi (biru)	72
Gambar 4.29	Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah.....	73
Gambar 4.30	Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5).....	73
Gambar 4.31	Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2).....	74
Gambar 4.32	Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8)	74

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1	Perbandingan Motor DC Konvensional dengan BLDC .	5
Tabel 2.2	Perbandingan antara Metode Sensorles dengan Metode Menggunakan Sensor	10
Tabel 3.1	Tabel Parameter Motor MOOG Seri BN42-53IP-03 ...	30
Tabel 3.2	Tabel Komutasi Inverter Tiga Fasa Berdasarkan Sensor Hall-Effect	32
Tabel 3.3	Tabel Rating Cuk Converter	35
Tabel 3.4	Nilai Komponen Cuk Converter	43
Tabel 3.5	Spesifikasi pengontrol pada Metode <i>Average Current Control</i>	46
Tabel 3.6	Spesifikasi pengontrol pada Metode Histeresis	47
Tabel 4.1	Keadaan Steady State Sumber AC pada Kontrol Kecepatan tanpa PFC	54
Tabel 4.2	Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan <i>Metode Average Current Control</i>	61
Tabel 4.3	Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM pada L_o dengan <i>Metode Average Current Control</i>	62
Tabel 4.4	Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode Histeresis	70
Tabel 4.5	Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis	75

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang

Motor *brushless* DC sangat populer untuk digunakan pada daya rendah dan menengah. Motor jenis ini memiliki banyak kelebihan, seperti tingkat efisiensinya yang tinggi, biaya pemeliharaan yang rendah, torsi tinggi dibandingkan dengan rasio berat, ranah kerja kecepatan yang luas, sangat handal, tidak bising dalam operasinya, serta usia yang lebih tahan lama [1]. Kelebihan tersebut dijadikan alasan banyaknya aplikasi motor *brushless* DC, seperti pada mesin cuci, pendingin ruangan, kulkas, kendaraan listrik, *actuator*, dan masih banyak lagi [2].

Motor BLDC sejatinya adalah motor sinkron 3 (tiga) fasa yang terdiri dari stator dengan belitan tiga fasa dan magnet permanen pada rotornya [3], [4]. Dengan tidak adanya sikat mekanis dan komutator, kerusakan sikat akibat pengoperasian dan masalah percikan yang kerap ditemui pada motor DC konvensional tidak dimeukan di motor *brushless* DC. Motor ini juga disebut sebagai motor dengan komutasi elektrik karena komutasi elektrik berbasis sinyal sensor *hall-effect* untuk posisi rotor dan sensor *back-emf* lebih sering digunakan dibandingkan komutasi mekanis [5].

Dalam pengoperasian dengan menggunakan sumber tegangan AC satu fasa, umumnya motor *brushless* DC membutuhkan *full-wave rectifier*, kapasitor DC *link*, serta inverter dimana kontrol dilakukan melalui *switching* pada inverter menggunakan *Pulse Width Modulation* (PWM) [4]. Pengoperasian ini dapat menghasilkan nilai *Total Harmonic Distortion* (THD) dari arus sumber dan mengurangi faktor daya dari sumber AC karena pengaturan kecepatan menggunakan *switching* PWM pada inverter menyebabkan *losses* yang diakibatkan oleh frekuensi dari *switching* tersebut [6]. Untuk mereduksi harmonisa dan perbaikan faktor daya dapat dilakukan dengan memasang filter pasif, filter aktif, dan *hybrid* filter dimana aplikasi ini untuk daya yang tinggi dan instalasi sistem yang telah ada. Tetapi cara seperti ini sangat memerlukan biaya mahal dan masih ada *losses* lainnya. Maka ada cara lain yaitu dengan memakai konverter. Konverter yang sering digunakan untuk PFC (*Power Factor Correction*) yaitu *Boost Converter*, *Buck-Boost Converter*, dan *Multilevel* [7]. Ozturk [8] melakukan penelitian dengan *Boost Converter*

namun memiliki kekurangan pada kontrol yang kompleks dan membutuhkan banyak sensor. Wu [9] menggunakan *Cascaded Buck-Boost Converter* yang menggunakan dua *switch* untuk PFC namun sayangnya memiliki masalah pada efisiensinya dan membutuhkan biaya yang tidak murah.

Atas pertimbangan dasar biaya dan kontrol yang kompleks, dilakukan penelitian terhadap *Cuk Converter* dalam kemampuannya untuk memperbaiki faktor daya sekaligus kontrol kecepatan motor *brushless* DC. *Cuk Converter* dipilih karena dapat dioperasikan dalam berbagai mode dan juga dapat digunakan untuk memperbaiki faktor daya. Pada penelitian ini, mode-mode tersebut akan dikombinasikan dengan beberapa metode kontrol berbasis PFC sehingga karakteristik dari tiap kombinasi tersebut dapat digunakan untuk kebutuhan yang lebih spesifik.

1.2. Permasalahan

Permasalahan yang akan dibahas dalam tugas akhir ini adalah kemampuan *Cuk Converter* untuk memperbaiki faktor daya sekaligus mengontrol kecepatan motor *brushless* DC yang dikombinasikan dengan kontrol kecepatan berbasis perbaikan faktor daya melalui *switch* pada *Cuk Converter*.

1.3. Batasan Masalah

Dalam pengerjaan penelitian, permasalahan dibatasi sebagai berikut:

1. Konverter yang digunakan hanya *Cuk Converter*., dengan mode CCM dan DCM pada L_O , serta metode kontrol dengan metode *average current control* dan metode histeresis.
2. Permodelan, simulasi, dan analysis menggunakan perangkat lunak simulator. Perangkat lunak yang digunakan adalah PSIM.
3. Pengaturan kecepatan motor BLDC dilakukan dengan referensi 250 rpm sampai 2500 rpm dengan Torsi maksimum sebesar 2.9588 Nm dan minimum sebesar 1.5 Nm.
4. Kemampuan perbaikan faktor daya dianalisis melalui mitigasi harmonisa gelombang arus berdasarkan nilai THD dan efeknya pada perbaikan faktor daya.
5. Efisiensi tiap mode dan metode tidak dibahas pada penelitian ini.
6. Nilai PI dicari dengan cara *trial and error*.

1.4. Tujuan

Ada 2 (dua) tujuan dan manfaat dalam penelitian ini. Pertama adalah mengetahui pengaruh penggunaan *Cuk Converter* terhadap harmonisa dan faktor pada sistem. Kedua, penelitian ini juga bertujuan untuk membandingkan kombinasi mode CCM dan DCM pada L_o serta metode kontrol konverter berdasarkan pengaturan *switch* (metode tiga kontrol dengan gelombang *sawtooth* dan metode histeresis) dalam performanya untuk kontrol kecepatan dan perbaikan faktor daya.

1.5. Metodologi

Metodologi yang digunakan pada penelitian ini terbagi menjadi lima tahap yaitu:

1. Studi Literatur

Penulis mempelajari literature mengenai motor *brushless DC*, inverter tiga fasa, kontrol motor *brushless DC*, *Cuk Converter*, serta kontrol konverter untuk PFC yang berasal dari buku, *paper*, maupun jurnal.

2. Perancangan

Setelah memperoleh data dan referensi yang dibutuhkan, penulis merancang sistem secara keseluruhan sebelum dimodelkan. Perancangan ini terdiri dari perancangan sistem komutasi inverter, penentuan nilai komponen, serta kontrol kecepatan berdasarkan PFC.

3. Pemodelan dan Simulasi

Penulis memodelkan sistem yang sebelumnya telah dirancang. Permodelan sistem ini dilakukan dengan program PSIM. Permodelan ini mencakup *rectifier*, *cuk converter*, inverter tiga fasa, motor *brushless DC*, dan sistem kontrol kecepatan berbasis PFC. Setelah semua selesai dimodelkan, akan dilakukan simulasi hingga kerja sistem dapat dikatakan layak untuk dianalisis.

4. Penambihan dan Analisis Data

Hasil simulasi yang telah benar akan dianalisis untuk mengetahui performa sistem kontrol kecepatan. Data yang diambil untuk dianalisis adalah respon sistem terhadap perubahan kecepatan, respon terhadap perubahan torsi, dan kemampuan dalam perbaikan faktor daya pada beberapa kecepatan.

5. Penulisan Buku

Penulisan buku merupakan kesimpulan dari alur metodologi yang telah dilakukan. Kesimpulan dari penelitian ini merupakan

jawaban dari permasalahan yang dianalisis. Selain itu juga terdapat saran yang nantinya digunakan sebagai masukan dengan apa yang telah dilakukan.

1.6. Sistematika Penulisan

Laporan penelitian ini dibagi menjadi 5 (lima) bab dengan susunan laporan ini adalah sebagai berikut:

BAB 1. Pendahuluan

Bab ini berisi tentang latar belakang, permasalahan, tujuan, metodologi penelitian, dan sistematika penulisan serta relevansi atau manfaat laporan tugas akhir.

BAB 2. BAB 2. Perbaikan Faktor Daya Menggunakan *Cuk Converter* pada Kontrol Kecepatan Motor *Brushless DC*

Bab ini berisi teori-teori penunjang yang berkaitan dengan permasalahan dan fokus dari tugas akhir ini. Teori ini digunakan sebagai dasar dalam penulisan tugas akhir.

BAB 3. Desain dan Permodelan Sistem PFC Menggunakan *Cuk Converter* pada Kontrol Kecepatan Motor *Brushless DC*

Pada Bab ini dibahas rancangan sistem perbaikan faktor daya dari pengaturan kecepatan motor BLDC menggunakan *cuk converter* serta *rating* dari tiap komponen. Selain itu dibahas pula sistem kontrol kecepatan dari motor BLDC melalui switch pada konverter.

BAB 4. Hasil Simulasi dan Analisis

Bab ini berisi tentang simulasi dan pengujian dari sistem yang telah dirancang beserta analisisnya.

BAB 5. Penutup

Bab ini berisi tentang penutup yang memuat tentang kesimpulan yang dapat diambil dari hasil eksperimen dan pengujian yang telah dilakukan.

1.7. Relevansi atau Manfaat

Tugas akhir ini diharapkan dapat menjadi salah satu referensi untuk implementasi pengaturan kecepatan motor BLDC dengan daya antara 750 hingga 1000 watt yang dilengkapi dengan perbaikan faktor daya sehingga lebih efektif, efisien, dan berdasarkan kebutuhan.

BAB 2

KONTROL KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC BERBASIS PFC DENGAN *CUK CONVERTER*

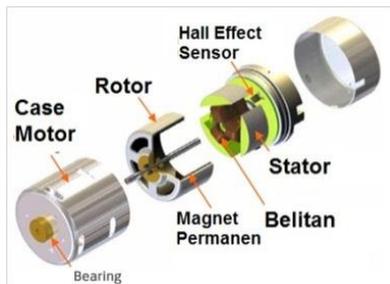
2.1 Motor *Brushless* DC

Motor *brushless* DC (BLDC) adalah jenis motor DC yang tidak memiliki sikat. Dengan dihilangkannya bagian sikat dan komutator, motor ini memiliki kelebihan antara lain adalah peningkatan pada efisiensi, pengurangan kebisingan yang ditimbulkan saat berputar, perawatan yang lebih murah, serta dapat berputar dengan kecepatan tinggi karena berkurangnya gesekan dengan sikat. Sedangkan kekurangan dari motor ini adalah lebih rumit dalam kontrolnya serta harga yang lebih mahal.

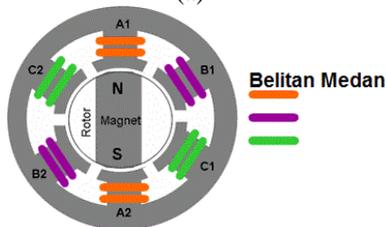
Tabel 2.1 Perbandingan Motor DC Konvensional dengan BLDC

	Motor DC Konvensional	Motor <i>Brushless</i> DC
Struktur Mekanis	Medan magnet ada di stator	Medan magnet ada di rotor, seperti motor AC sinkron.
Kelebihan	Respon cepat dan mudah dalam kemudi	<i>Lifetime</i> panjang, mudah dalam <i>maintenance</i>
Koneksi Belitan	Koneksi <i>Ring</i> , koneksi Δ	<ul style="list-style-type: none"> ● <i>Grade</i> tertinggi: koneksi Δ atau Y tiga fasa ● Normal: koneksi Y tiga fasa yang tersambung dengan ground ● Sempel: Koneksi dua fasa
Metode Komutasi	Kontak mekanis antara sikat dan komutator	<i>Switching</i> elektronis dengan rangkaian VSI
Metode Deteksi Posisi Motor	Secara otomatis dideteksi oleh sikat	Sensor Hall-effect, <i>optical encoder</i> , dll.
Metode Pembalikan	Dengan membalik tegangan terminal	Mengatur logika pada VSI

Ada 2 (dua) bagian utama dari motor ini, yaitu bagian stator dan bagian rotor. Stator adalah bagian motor yang diam, tempat motor disambungkan ke sumber listrik. Sedangkan rotor adalah bagian yang bergerak secara mekanis. Berdasarkan dari lokasi rotornya, motor *brushless* DC dibagi menjadi dua kategori, motor *inrunner* dan *outrunner*. Motor *inrunner* adalah motor yang bagian rotornya berada di dalam, sedangkan motor *outrunner* adalah motor yang rotornya berada diluar sehingga terlihat seperti *frame* dari motor tersebut yang bergerak.



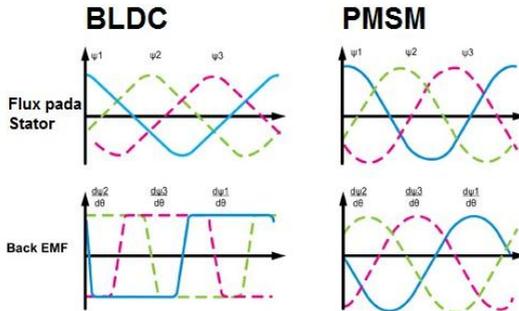
(a)



(b)

Gambar 2.1 Konstruksi Motor *Brushless* D: (a) Rangka Motor *Brushless* DC. (b) Belitan Motor *Brushless* DC.

Secara konstruksi, motor *brushless* DC kurang lebih seperti motor AC sinkron magnet permanen, dimana belitan jangkar terletak pada stator dan rotor yang terdiri dari satu atau lebih magnet permanen, namun memiliki perbedaan pada *back-EMF*. *Back-EMF* motor AC sinkron magnet permanen berbentuk sinusoidal sedangkan motor *brushless* DC berbentuk trapezoidal. Dengan *back-EMF* yang berbentuk trapezoidal tersebut, motor *brushless* DC dapat dikatakan memiliki karakteristik listrik seperti motor DC.



Gambar 2.2 Perbandingan gelombang back-EMF antara BLDC dengan PMSM

2.1.1 Cara Kerja Motor *Brushless* DC

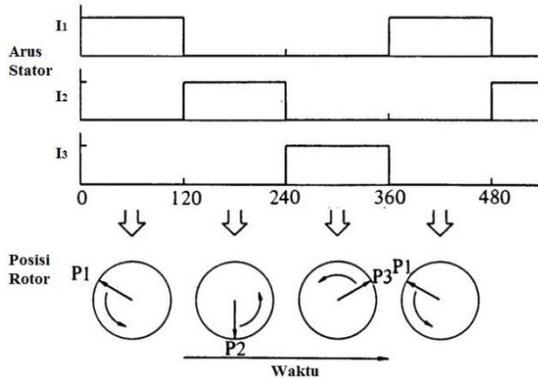
Cara kerja motor *brushless* DC ini sama seperti motor DC konvensional, dimana dibutuhkan tegangan DC untuk berjalan. Perbedaan antara dua jenis motor ini terletak pada sistem komutasi. Pada motor DC konvensional, komutasi dilakukan oleh komutator dan sikat sehingga tidaklah sulit untuk menjalankannya sedangkan pada motor *brushless* DC membutuhkan tambahan kontroler elektronik dan sensor. Sensor berfungsi untuk mengetahui posisi kutub rotor terhadap statornya. Sensor dan kontroler disini berfungsi sebagai pengganti sikat dan komutator, berguna untuk mengubah sinyal tegangan DC sumber seolah-olah telah melewati sikat dan komutator. Ketika arus telah masuk ke dalam stator, timbul medan magnet (B) pada kumparan stator:

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

Dimana N merupakan jumlah lilitan, i adalah arus, l adalah panjang lilitan dan μ merupakan permeabilitas bahan. Arus yang masuk ke kumparan stator berupa arus berbentuk kotak-kotak atau trapezoidal yang nilainya berubah-ubah di antara ketiga terminal dengan beda fasa yang sama, sehingga menyerupai sumber (3) tiga fasa. Dengan adanya perbedaan fasa dan perubahan nilai arus, maka nilai medan magnet dari kumparan akan berubah pula dan dengan nilai perubahan yang teratur. Medan magnet tersebut akan menarik magnet yang ada di rotor dan gaya tarik-menarik tersebut berubah-ubah sesuai dengan perubahan arus yang menyerupai sumber tiga fasa disebut medan putar dengan kecepatan:

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (2.2)$$

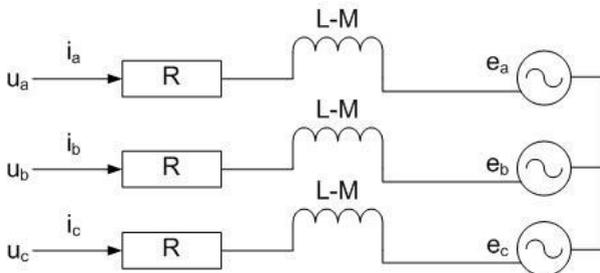
Dimana f adalah frekuensi dari arus input dan p adalah jumlah kutub dari stator.



Gambar 2.3 Urutan Kerja Motor Brushless DC [3]

2.1.2 Rangkaian Ekuivalen Motor *Brushless* DC

Motor *brushless* DC adalah motor sinkron yang memiliki karakteristik seperti motor DC dan terdapat magnet permanen di bagian rotor. Rangkaian ekuivalen motor *brushless* DC dapat dilihat pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4 Rangkaian Ekuivalen Motor Brushless DC

Pada Gambar 2.4, u_a - u_b - u_c adalah tegangan yang masuk ke dalam masing-masing kumparan stator, i_a - i_b - i_c mendiskripsikan arus yang masuk ke tiap kumparan stator, R adalah resistansi stator, L adalah

induktansi stator, M adalah induktansi mutual stator, magnetis dari kumparan stator, dan e_a - e_b - e_c adalah sumber *back* EMF. Pada permodelan di atas, baik rotor maupun stator digambarkan sebagai rangkaian resistif dan induktif. Persamaan kumparan stator dapat diperoleh menggunakan notasi vektor dan dengan hukum Kirchoff untuk tegangan (KVL). Persamaan kumparan stator dapat dituliskan sebagai berikut:

$$U_x = (L - M) \frac{di_x}{dt} + R \cdot i_x + e_x \quad (2.3)$$

Untuk torsi elektrik yang dihasilkan, nilainya dapat dicari melalui rumus

$$T_e = \frac{\sum_{x=a,b,c} e_x i_x}{\omega_r} \quad (2.4)$$

Dimana i_x adalah arus armatur dan e_x adalah back emf yang dihasilkan oleh arus pada sisi belitan. Rumus untuk *back* EMF adalah sebagai berikut

$$e_x = \lambda_m \cdot \cos \theta \cdot p \cdot \omega_r \quad (2.5)$$

Dimana ω_r adalah kecepatan putaran rotor, λ_m adalah *flux linkage* yang konstan yang terbentuk akibat medan magnet pada rotor, θ adalah sudut yang dibentuk antara B dan normal bidang yang ditembus medan magnet, p adalah *pole pair* motor. Dari rumus tersebut, nilai torsi dipengaruhi oleh besarnya arus yang melewati belitan sumber [10]

2.1.3 Metode Pendeteksian Perubahan Komutasi

Timing perubahan komutasi yang tepat adalah syarat utama yang harus dipenuhi untuk mendapatkan sistem penggerak motor *brushless* DC yang baik. Sistem penggerak yang baik tersebut adalah dari hasil mekanisnya sesuai dengan yang didesain, yakni kecepatan konstan atau torsi konstan. Sebaliknya, jika *timing* perubahan komutasi tidak tepat maka akan mengakibatkan motor *brushless* DC slip. Terjadinya slip akan berdampak negatif/tidak optimalnya performa mekanis motor.

Ada dua metode yang dapat digunakan untuk menentukan timing perubahan komutasi, yakni metode tanpa sensor (*sensorless*) dan

menggunakan sensor. Kedua metode ini memiliki kelebihan dan kekurangan masing-masing.

Metode *sensorless* adalah metode pendeteksian yang tidak membutuhkan sensor posisi mekanis rotor, dengan kata lain, metode *sensorless* mendeteksi aktivitasis elektrik dari tiap belitan dan hasil dari pendeteksian tersebut digunakan sebagai dasar perubahan komutasi. Metode *sensorless* dapat dilakukan dengan beberapa cara, seperti metode back-EMF terintegrasi dari terminal motor tegangan netral ke rangkaian penggeser yang tepat [11] dan pendeteksian *Zero Crossing Point* [12].

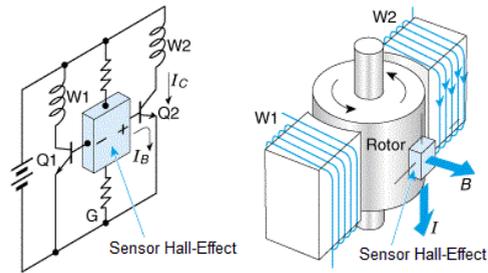
Adapun metode menggunakan sensor adalah metode pendeteksian dengan menggunakan sensor tambahan. Tidak seperti metode *sensorless* yang mendeteksi aktivitasis elektrik, metode menggunakan sensor ini mendeteksi gerakan mekanis dari rotor dimana hasilnya akan digunakan untuk perubahan komutasi. Kedua metode ini memiliki kelebihan dan kekurangan sebagaimana yang dijelaskan pada Tabel 2.2.

Tabel 2.2 Perbandingan antara Metode Sensorles dengan Metode Menggunakan Sensor

	Metode <i>sensorless</i>	Metode menggunakan sensor
Kelebihan	<ul style="list-style-type: none"> • tidak membutuhkan karakteristik fisik motor • biaya implementasi murah 	<ul style="list-style-type: none"> • Dapat digunakan pada kecepatan rendah • Dapat digunakan pada metode pengendalian PWM maupun sinusoidal
Kekurangan	<ul style="list-style-type: none"> • Tidak dapat digunakan pada kecepatan rendah • Tidak dapat digunakan pada metode pengendalian sinusoidal 	<ul style="list-style-type: none"> • Dibutuhkan informasi fisik motor untuk menentukan posisi rotor • Membutuhkan sensor sehingga harga lebih mahal

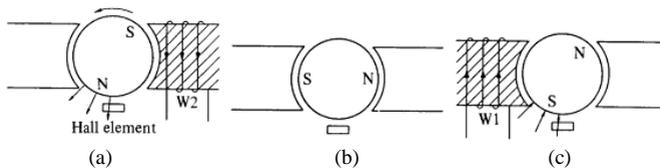
Selama ini, salah satu cara yang paling umum digunakan untuk mendeteksi perubahan komutasi adalah dengan metode menggunakan sensor yang menggunakan sensor *hall-effect*. Sensor *hall-effect* adalah sensor pendeteksi medan magnet. Bila digambarkan rangkaian

ekivalennya, sensor *hall-effect* tampak seperti sumber tegangan yang disambungkan pada dua transistor yang disambungkan pada kaki *base* dari transistor. Sebagai sensor pendeteksi medan magnet, sensor *hall-effect* sebagian besar digunakan untuk mendeteksi posisi benda. Pada motor *brushless* DC, sensor *hall-effect* digunakan untuk mendeteksi posisi rotor melalui medan magnet dari magnet permanen yang ada pada rotornya. Penggunaan sensor *hall-effect* pada motor *brushless* DC dan rangkaian ekivalennya dapat dilihat pada Gambar 2.5.



Gambar 2.5 Sensor *Hall-Effect*: (a) Rangkaian Ekivalen (b) Penggunaan Sensor *Hall-Effect* pada Motor BLDC [3]

Sensor diletakkan di dekat permukaan rotor, dengan tujuan agar pendeteksian medan magnet dapat lebih baik. Karena sensor *hall-effect* adalah sensor pendeteksi medan magnet, maka sensor ini akan mendeteksi dan dapat membedakan medan magnet yang dihasilkan oleh magnet utara dan selatan.



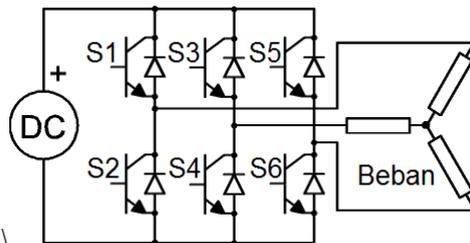
Gambar 2.6 Proses Komutasi Motor BLDC Berdasarkan Sensor *Hall-Effect*: (a) Ketika Magnet Kutub Utara Dideteksi, (b) Ketika Ada Magnet yang Dideteksi, (c) Ketika Magnet Kutub Selatan Dideteksi [3]

Pada Gambar 2.6, sensor *hall-effect* mendeteksi kutub utara dari magnet rotor, kemudian belitan *W2* diberikan arus sehingga menghasilkan medan magnet selatan yang sifatnya menarik, sehingga

rotor berputar mengikuti arah jarum jam. Selanjutnya pada gambar tengah, karena sensor tidak mendeteksi adanya medan magnet, kedua transistor berada pada keadaan *off* dan tidak ada arus yang mengalir. Meskipun demikian, rotor tetap berputar karena adanya inersia dari gerakan berputar. Pada fase selanjutnya (gambar kanan), sensor mendeteksi kutub selatan dari magnet rotor. Belitan W1 diberikan arus sehingga timbul medan magnet selatan yang akan menolak kutub selatan rotor dan menarik kutub utara sehingga rotor akan berputar.

2.2 Inverter Tiga Fasa

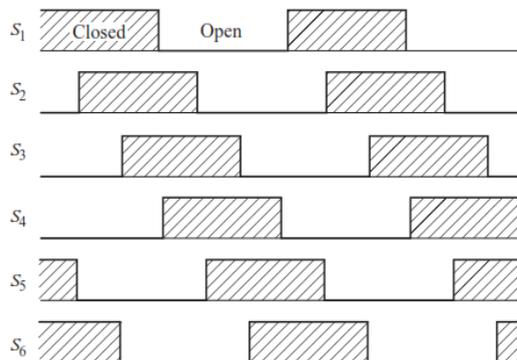
Dalam kontrol motor *brushless* DC, khususnya motor *brushless* DC tiga fasa, dibutuhkan pengubah sinyal tegangan agar sesuai dengan kebutuhan motor. Untuk mengubah sinyal tersebut, digunakan inverter tiga fasa yang mengubah tegangan dari DC menjadi AC. Inverter tiga fasa adalah konverter daya statis yang digunakan untuk mengubah tegangan dan arus DC ke bentuk AC. Sinyal AC yang dibentuk sesuai dengan fasa, frekuensi, dan amplitude yang dibutuhkan. Berdasarkan sumbernya, inverter tiga fasa dibagi menjadi dua, yakni sumber arus dan tegangan. Inverter dengan sumber tegangan, disebut sebagai *Voltage Source Inverter* (VSI), adalah inverter yang menggunakan sumber tegangan yang konstan, sedangkan yang menggunakan sumber arus, yang disebut sebagai *Current Source Inverter* (CSI), adalah inverter dengan sumber arus yang konstan. Masing-masing jenis inverter tersebut membutuhkan komponen tambahan sebagai media penyimpanan sementara sehingga sumbernya konstan. Komponen tambahan pada VSI adalah kapasitor yang dipasang paralel sedangkan CSI adalah induktor yang dipasang seri. Pada umumnya, inverter yang digunakan adalah VSI karena karena nilai tegangannya sesuai dengan yang diinginkan dengan nilai arus yang berubah-ubah berdasarkan perubahan beban.



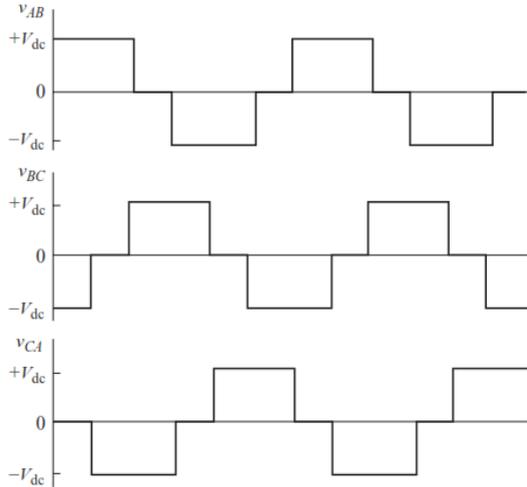
Gambar 2.7 Inverter Tiga Fasa dengan Beban Y

Seperti pada Gambar 2.7, inverter tiga fasa memiliki enam *switch* yaitu S1, S2, S3, S4, S5, dan S6. S1, S3, S5 adalah *switch* untuk fase positif sedangkan S2, S4, S6 adalah untuk fase negatif. Tiap pasang *switch*, yaitu S1-S2, S3-S4, dan S5-S6, tidak boleh ada pada kondisi ON secara bersamaan. Apabila ada pasangan *switch* yang berada pada kondisi ON dalam satu waktu, maka dapat terjadi hubung singkat pada sumber DC dan menghasilkan tegangan keluaran yang tidak diinginkan.

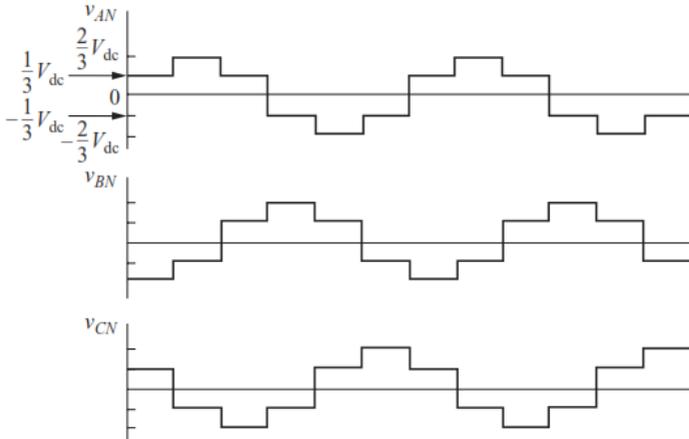
Berdasarkan bentuk mode *switching*, ada dua mode pengoperasian dari inverter yaitu *square wave* dan *pulse width modulation* (PWM). Pada *square wave*, *switch* hanya berubah dari ON ke OFF secara berurutan sehingga tegangan yang dihasilkan berubah secara berkala dan seakan-akan terlihat seperti sinyal sinusoidal. Kelebihan dari mode ini adalah mudah dalam kontrolnya, namun demikian kekurangannya adalah kualitas tegangan yang dihasilkan masih jauh dari sinusoidal murni. Untuk mengatasi kelemahan dari mode *square wave* yang memiliki kualitas tegangan yang jelek, mode PWM dapat digunakan. Mode PWM ini adalah mode *switching* dimana penyalan saklar dari inverter tidak hanya ON-OFF secara berurutan, tetapi penyalannya telah diatur sedemikian rupa sehingga tegangan yang dihasilkan memiliki bentuk sinyal yang tercacah yang panjang lebar kondisi ON dan OFF akan menyerupai tegangan AC murni. Secara kualitas tegangan keluaran, mode ini memang lebih baik, sayangnya mode ini cukup sulit diimplementasikan.



Gambar 2.8 Switching pada Inverter mode *six step* [13]



Gambar 2.9 Gelombang Tegangan *line-to-line* Inverter hasil *switching six step* [13]



Gambar 2.10 Gelombang Tegangan *line-to-neutral* Inverter hasil *switching six step* [13]

2.3 Rectifier Satu Fasa

Tegangan penggerak motor *brushless* DC adalah tegangan DC yang diubah menjadi tegangan AC melalui inverter tiga fasa. Sumber listrik yang digunakan adalah tegangan AC satu fasadengan yang

dibutuhkan oleh inverter adalah tegangan DC. Untuk memenuhi syarat tersebut, digunakan perangkat tambahan yaitu *rectifier* satu fasa. *Rectifier* satu fasa adalah alat untuk menyearahkan gelombang AC menjadi DC. *Rectifier* atau penyearah memiliki dua jenis berdasarkan gelombang yang disearahkan yaitu *halfwave* dan *fullwave*. *Halfwave rectifier* adalah penyearah dari AC ke DC yang hanya menyearahkan setengah gelombang. Gelombang yang disearahkan ini hanya salah satu dari dua polaritas gelombang AC (positif dan negatif), tidak kedua polaritas gelombang tersebut. Berbeda dengan *halfwave rectifier* yang hanya menyearahkan salah satu polaritas, *fullwave rectifier* melanjutkan dan menyearahkan kedua polaritas gelombang AC menjadi salah satu polaritas saja. Untuk fungsi daya, umumnya jenis *fullwave rectifier* yang digunakan karena pada *halfwave rectifier* hanya setengah gelombang saja sehingga daya yang dilewatkan hanya setengah. Berdasarkan pada karakteristik tersebut, dalam penelitian ini, digunakan *fullwave rectifier* satu fasa.

Fullwave rectifier satu fasa ini terdiri dari empat dioda yang diatur sedemikian rupa sehingga listrik AC yang keluar akan searah. Tegangan hasil penyearahan akan berbentuk sinusoidal pada satu sisi saja seperti gambar 211. Untuk menghitung besarnya nilai tegangan keluaran tersebut, digunakan rumus

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T f \theta d\theta = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi V_p \sin \omega t d\omega t = \frac{2V_p}{\pi} \quad (2.6)$$

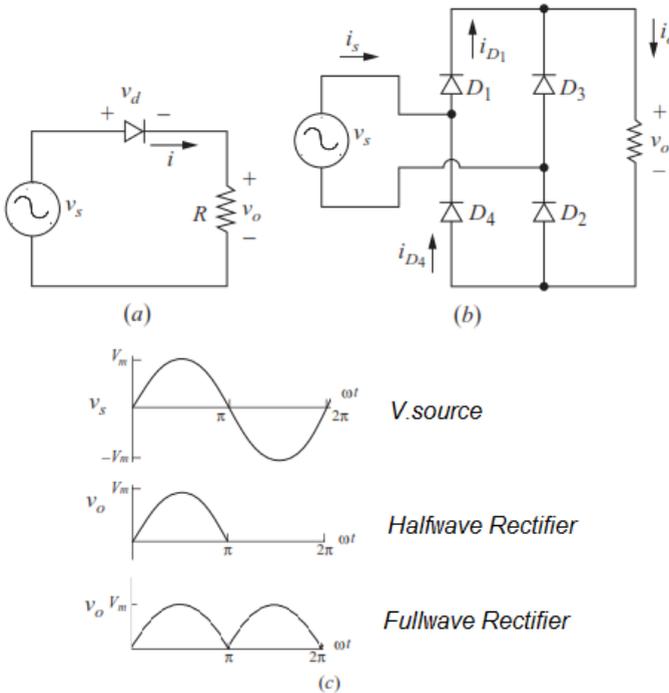
Besarnya nilai tegangan keluaran ini direpresentasikan oleh nilai tegangan rata-rata. Dimana pada akhirnya, nilai rata-rata adalah dua kalinya dari nilai tegangan puncak per pi. Untuk nilai arus hasil penyearahan, dapat dihitung melalui rumus

$$I_{avg} = \frac{P_{DC}}{V_{avg}} \quad (2.7)$$

Dimana nilainya adalah hasil pembagian daya beban pada sisi DC dibagi oleh tegangan rata-rata. Selain rumus ini, dapat digunakan pula rumus

$$I_{avg} = \frac{V_{avg}}{R} \quad (2.8)$$

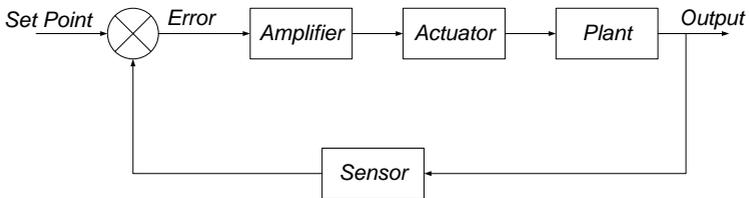
Yakni pembagian antara tegangan rata-rata dengan tahanan pada sisi DC.



Gambar 2.11 Perbandingan Rangkaian dan Hasil dari *Half-wave Rectifier* dengan *Fullwave rectifier*. (a) *halfwave rectifier* (b) *fullwave rectifier* (c) perbandingan hasil [3]

2.4 Pengontrol Otomatis

Sistem kontrol kecepatan yang baik adalah yang memiliki respon yang cepat, mudah diatur, dan mampu menjaga kestabilan motor. Dengan ditambahkannya suatu pengontrol otomatis atau *automatic controller* pada kontrol kecepatan motor *brushless DC*, ketiga syarat tersebut dapat terpenuhi. Pengontrol otomatis memiliki fungsi untuk memperbaiki *error* dan respon dari suatu sistem. Secara umum, sistem yang dilengkapi dengan pengontrol otomatis memiliki diagram blok yang ditunjukkan pada gambar dibawah.



Gambar 2.12 Diagram Blok Sistem dengan Pengontrol Otomatis

Pada penelitian ini, *plant* adalah motor brushless DC, dengan aktuatornya adalah *switch* pada *cuk converter*. Pengontrol otomatis terletak pada amplifier, dimana ia akan mendapatkan nilai *error* dari hasil perbandingan *set point* dan pengukuran oleh sensor. Parameter yang dapat digunakan untuk umpan balik adalah kecepatan actual dan tegangan output DC actual [14]. Besarnya *error* yang diperoleh akan *amplifier* olah untuk memberikan sinyal kepada aktuator yang akan mengubah respon dari *plant* agar sesuai dengan *set point*. Kontroler PID digunakan pada *amplifier* untuk memperbaiki nilai *error* secara otomatis, dimana nilainya harus diatur secara presisi agar dapat menghilangkan *error* dari sistem.

2.4.1 Pengontrol Proporsional

Pengontrol proportional adalah pengontrol yang berfungsi untuk memperbaiki respon transien dan settling waktu. Besar kecilnya nilai pengontrol ini akan mempengaruhi kecepatan respon untuk mencapai keadaan *steady state*. Selain itu, pengontrol ini juga dapat mengurangi *error steady state*. Nilai pengontrol ini harus presisi, sesuai dengan desain sistem, karena apabila nilainya terlalu besar maka sistem tidak akan mencapai *steady state* namun bila terlalu rendah maka respon sistem akan dibawah *set point* sehingga *error* sistem akan semakin besar.

2.4.2 Pengontrol Integrator

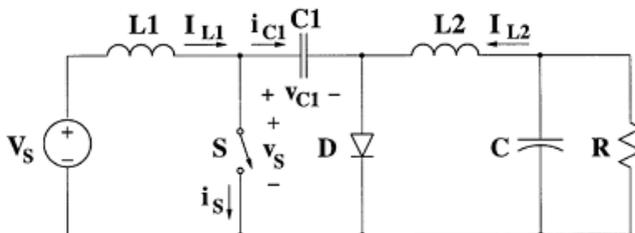
Seperti namanya, pengontrol integrator adalah rangkaian integral yang akan mengintegral nilai yang masuk dengan tujuan adalah untuk menghilangkan error steady state pada sistem. Besar kecilnya konstanta pengontrol ini akan mempengaruhi cepat lambatnya respon sistem dalam menghilangkan *offset* sistem.

2.4.3 Pengontrol Derivatif

Kontrol derivatif adalah rangkaian pengontrol yang menggunakan prinsip derivatif atau diferensial. Fungsi dari pengontrol ini adalah mengurangi *error* dan mempercepat perubahan awal sistem dengan prinsip diferensial. Perubahan *error* yang tiba-tiba pada kontroler akan menghasilkan perubahan respon sistem yang cepat dengan selisih yang sangat besar. Respon juga tidak akan berubah apabila masukan pada kontroler tidak mengalami perubahan, atau bisa dikatakan masukan memiliki *error* kecil. Karakteristik ini menyebabkan pengontrol derivatif tidak dapat berdiri sendiri. Selain itu, kerja dari pengontrol ini hanya efektif pada periode peralihan

2.5 Cuk Converter

Cuk converter adalah jenis *converter* yang merupakan penyempurnaan dari *buck-boost converter*. Seperti *buck-boost converter*, *cuk converter* dapat menaikkan dan menurunkan tegangan serta memiliki keluaran dengan polaritas negatif. Rangkaian *cuk converter* terdiri dari induktor input (L_i), *switch* (s), kapasitor petransfer tegangan (C_i), dioda (D), induktor filter (L_o), dan kapasitor filter (C_o), seperti di Gambar 2.12 ini. Induktor pada input bekerja sebagai filter pada suplai DC untuk mencegah harmonisa [13]. Tidak seperti *converter* lainnya yang menggunakan induktor sebagai perantara, *cuk converter* bergantung kepada kapasitor dalam transfer energi dari input ke output. Kelebihan dari *converter* ini adalah arus kontinyu yang pada sisi input dan outputnya, sedangkan kelemahannya adalah besarnya nilai reaktif pada komponen serta besarnya arus pada *switch*, dioda, dan kapasitor C_i



Gambar 2.13 Rangkaian *Cuk Converter* [13]

Dalam kerjanya, digunakan 2 keadaan dari *cuk converter*, yaitu pada keadaan *switch on* dan keadaan *switch off*. Pada keadaan *switch on*, *switch* tertutup sehingga dilewati arus, dioda tidak bekerja, dan kapasitor

C_1 discharge oleh arus dari inductor L_o . Ketika *switch off*, *switch* terbuka sehingga dioda mengalirkan arus dari induktor L_i dan L_o . Pada keadaan *switch off* pula kapasitor C_1 diisi oleh arus dari induktor L_o .

Analisa dari *cuk converter* diawali pada keadaan *switch on*. Ketika *switch on*, dioda mati karena tidak ada arus yang melewatinya. Kapasitor C_1 diisi dengan arus dari induktor L_2 dengan nilai

$$(i_{ci})_{on} = -I_{Lo} \quad (2.9)$$

Nilai dari I_{L2} negatif karena berlawanan dengan polaritas kapasitor C_1 . Pada *switch off*, arus dari L_i dan L_o melewati dioda. C_1 dilewati oleh arus dari L_i yang arahnya berlawanan dengan *state* sebelumnya dengan nilai

$$(i_{ci})_{off} = I_{Lo} \quad (2.10)$$

Dari kedua *state* tersebut, dengan asumsi efisiensi 100% atau dengan kata lain tidak ada rugi dari konversi, daya input dan output bernilai sama dengan kalkulasi

$$-V_o I_{Lo} = V_s I_{Li} \quad (2.11)$$

Persamaan daya tersebut dapat dijadikan acuan pada arus kapasitor. Diasumsikan nilai rata-rata arus pada C_1 adalah nol, dengan waktu DT detik pada *switch on* dan $(1-D)T$ pada *switch off*. Persamaan arus rata-rata sebagai berikut

$$[(i_{ci})_{on}]DT + [(i_{ci})_{off}](1 - D)T = 0 \quad (2.12)$$

Dengan D adalah nilai duty cycle dan T adalah periode gelombang *switch on* dan *switch off*. Selanjutnya, variabel persamaan 2.12 diganti dengan nilai arus C_1 , diperoleh persamaan

$$-I_{Lo}DT + I_{Li}(1 - D)T = 0 \quad (2.13)$$

Atau

$$\frac{I_{Li}}{I_{Lo}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.14)$$

Sehingga didapatkan nilai perubahan arus terhadap duty cycle melalui persamaan

$$I_{Lo} = \frac{1-D}{D} I_{Li} \quad (2.15)$$

Untuk nilai konversi tegangan, kembali lagi ke persamaan asumsi daya input sama dengan daya output dan memasukkan persamaan konversi arus, sehingga didapatkan persamaan

$$V_o = \frac{-D}{(1-D)} V_i \quad (2.16)$$

Nilai minus (-) pada rumus tersebut yang menandakan bahwa keluaran dari *cuk converter* memiliki polaritas negatif seperti yang telah disebutkan sebelumnya.

2.5.1 Penentuan Nilai Komponen *Cuk Converter*

Sebagai mana yang telah dijelaskan, komponen pada *cuk converter* terdiri dari enam komponen, yang terdiri dari lima komponen fundamental dan satu filter tegangan. Komponen fundamental adalah komponen pembentuk rangkaian *cuk converter* yang tiap komponen memiliki tugas penting dalam kerja konversi. Komponen ini adalah induktor input (L_i), *switch* (s), kapasitor petransfer tegangan (C_i), dioda (D), dan induktor filter (L_o). Filter tegangan yang direpresentasikan dengan komponen kapasitor C_o adalah kapasitor yang berfungsi untuk meluruskan tegangan keluaran agar riak tegangan tidak besar. Tanpa komponen ini, *cuk converter* masih bisa bekerja, namun tidak akan optimal karena keluarannya tidak stabil.

Komponen dari *cuk converter* harus ditentukan nilainya secara presisi sesuai dengan fungsi dan pembebanan. Ada empat komponen pada *cuk converter* yang harus dihitung, komponen tersebut adalah induktor input (L_i), kapasitor penransfer tegangan (C_i), induktor filter (L_o), dan kapasitor filter (C_o).

Analisa *loop* kiri pada posisi *switch* on dilakukan untuk menentukan parameter induktor input [15]. Penurunan rumus dimulai dengan persamaan

$$V_s = V_{Li} \quad (2.17)$$

Pada posisi switch on, arus sumber melewati induktor input dan *switch*. Nilai tegangan pada induktor input dapat dikatakan sama seperti tegangan sumber. Selanjutnya, tegangan pada induktor dapat dihitung dengan rumus

$$V_{induktor} = L \times \frac{dI_L}{dt} \quad (2.18)$$

Begitu pula dengan nilai tegangan pada induktor input. Dengan mengganti nilai V_{L1} dengan rumus 2.18, maka persamaan menjadi

$$V_s = L_i \times \frac{dI_1}{dt} \quad (2.19)$$

Nilai dI_1/dt adalah nilai perubahan arus input pada interval waktu tertentu. Dapat dikatakan, perubahan arus ΔI_1 pada interval waktu ketika switch on. Waktu ketika switch on didapatkan melalui rumus

$$D = T_{on} \times f \quad (2.20)$$

Dimana D adalah *duty cycle*, T_{on} adalah waktu ketika *switch* on, dan f adalah frekuensi *switching* dari *switch*. Frekuensi ini adalah frekuensi *switching* optimum untuk *cuk converter* bekerja. Dengan mensubstitusi nilai tadi, didapatkan persamaan

$$V_s = \frac{L_i \cdot \Delta I_1}{D/f} \quad (2.21)$$

Didapatkan rumus induktor input L_1 dengan memindahruaskan beberapa poin. Persamaan ini kemudian menjadi

$$L_i = \frac{V_s \cdot D}{\Delta I_1 \cdot f} \quad (2.22)$$

Karena ΔI_1 adalah perubahan nilai arus, atau dapat dikatakan *ripple* arus pada induktor input, maka dapat diganti dengan $\eta \cdot I_1$, maka persamaan mencari nilai induktor input menjadi

$$L_i = \frac{V_s \cdot D}{\eta_1 \cdot I_1 \cdot f} \quad (2.23)$$

Dimana V_s adalah tegangan sumber *rating*, D adalah *duty cycle* untuk mencapai perubahan dari tegangan input *rating* menjadi tegangan output optimal, η_1 adalah ripple arus pada induktor L_i , I_1 adalah arus input optimal pada keadaan tegangan output optimal dengan pembebanan *rating*, dan f adalah frekuensi *switching* tertinggi yang diperbolehkan untuk induktor L_i .

Berbeda dengan induktor input yang menggunakan *loop* kiri untuk mencari nilainya, induktor filter (L_o) menggunakan *loop* kanan. *Loop* kanan adalah posisi ketika *switch* off. Penurunan rumus dimulai dengan persamaan

$$V_o = V_{L_o} \quad (2.24)$$

Ketika *switch* off, arus output *converter* hanya melewati dioda dan L_o . Dengan acuan bahwa *converter* bekerja pada keadaan ideal, maka tegangan dioda yang nilainya kecil dapat diabaikan. Selanjutnya, dengan menyubsitusi persamaan 2.24, persamaan menjadi

$$V_o = L_o \times \frac{dI_2}{dt} \quad (2.25)$$

Nilai dI_2/dt adalah nilai perubahan arus output pada interval tertentu. Interval ini adalah waktu ketika *switch* off. Lamanya *switch* off ini bernilai $(1 - D) = T_{off} \times f$, dimana D adalah *duty cycle*, T_{off} adalah lamanya *switch* off, dan f adalah frekuensi *switching*. Sedangkan perubahan arus ini dapat diganti dengan ΔI_2 . Dengan mengubah nilai dI_2/dt , persamaan menjadi

$$V_o = \frac{L_o \cdot \Delta I_2}{(1-D)/f} \quad (2.26)$$

Dengan memindahruas beberapa poin, didapatkan rumus L_o sebagai berikut

$$L_o = \frac{V_o \cdot (1-D)}{\Delta I_2 \cdot f} \quad (2.27)$$

Karena ΔI_2 adalah perubahan nilai arus, atau dapat dikatakan *ripple* arus pada induktor input, maka dapat diganti dengan $\eta \cdot I_2$, maka persamaan mencari nilai induktor filter (L_o) menjadi

$$L_o = \frac{V_o \cdot (1-D)}{\eta_2 \cdot I_2 \cdot f} \quad (2.28)$$

Dimana V_o adalah tegangan output optimum, D adalah *duty cycle* untuk mencapai perubahan dari tegangan input *rating* menjadi tegangan output optimal, η_2 adalah *ripple* arus pada induktor, I_2 adalah arus output optimal pada keadaan tegangan output optimal pada pembebanan *rating*, dan f adalah nilai frekuensi *switching* tertinggi yang diperbolehkan untuk induktor L_o .

Komponen ketiga adalah kapasitor penransfer tegangan (C_i). Analisa komponen ini menggunakan *loop* kanan pada kondisi *switch on*. *Loop* kanan pada kondisi *switch on* adalah *loop* arus keluar *converter* ketika kapasitor penrasnfer tegangan berada pada keadaan *discharging*. Daya yang disimpan oleh kapasitor dalam bentuk tegangan dikeluarkan pada kondisi ini. Karena ada dalam satu *loop* yang sama, maka besarnya nilai arus yang melewati kapasitor C_i sama dengan yang melewati beban. Persamaan dapat dituliskan

$$I_{Ci} = I_2 \quad (2.29)$$

I_{Ci} adalah arus yang melewati kapasitor dan I_2 adalah arus yang melewati beban. Keduanya memiliki nilai yang sama pada kondisi ini. Karena I_{ci} adalah nilai arus yang melewati kapasitor, maka nilai arus ini dapat dihitung dengan persamaan

$$I_c = C \times \frac{dV_c}{dt} \quad (2.30)$$

Persamaan 2.30 adalah persamaan untuk mencari nilai arus pada kapasitor. Nilai arus tersebut didapatkan melalui perkalian nilai kapasitor dengan penurunan nilai perubahan tegangan kapasitor terhadap waktu, atau dapat dikatakan, nilai perubahan tegangan dibagi oleh lama

waktu perubahan tegangan tersebut. Dengan memasukkan rumus tersebut ke 2.30, didapat persamaan

$$C_i \times \frac{dV_{Ci}}{dt} = I_2 \quad (2.31)$$

Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, dV_{Ci}/dt dapat dicari melalui nilai perubahan nilai tegangan dibagi dengan waktu pada interval tertentu. Perubahan tegangan bernilai ΔV_{Ci} , sedangkan intervalnya adalah waktu ketika *switch* on sehingga bernilai $T_{on} = D/f$ seperti rumus 2.20. Persamaan menjadi

$$C_i \times \frac{\Delta V_{Ci}}{D/f} = I_2 \quad (2.31)$$

Dengan memindahruaskan beberapa poin, maka persamaan untuk mencari nilai kapasitor penransfer tegangan (C_i) menjadi

$$C_i = \frac{I_2 \cdot D}{\Delta V_{Ci} \cdot f} \quad (2.32)$$

Karena ΔV_{Ci} adalah perubahan nilai tegangan, atau dapat dikatakan *ripple* kapasitor pada kapasitor penransfer tegangan, maka dapat diganti dengan $\eta \cdot V_{ci}$, maka persamaan mencari nilai kapastior penrasnfer tegangan menjadi

$$C_i = \frac{I_2 \cdot D}{\eta_3 \cdot V_{ci} \cdot f} \quad (2.33)$$

Dimana I_2 adalah arus output optimal pada keadaan tegangan output optimal pada pembebanan *rating*, D adalah duty cycle untuk merubah tegangan input *rating* menjadi tegangan output optimal, η_3 adalah ripple tegangan kapasitor C_i , V_{ci} adalah kapasitas tegangan tertinggi dari kapasitor, dan f adalah frekuensi *switching* tertinggi yang diperbolehkan untuk kapasitor C_i .

Komponen keempat adalah kapasitor filter (C_o). Kapasitor C_o tidak membutuhkan *loop* arus dan kondisi *switching* yang spesifik. Penurunan rumus dimulai dengan rumus dasar

$$V = I \cdot R \quad (2.34)$$

Namun karena untuk kegunaan filter, maka rumus diubah menjadi

$$\Delta V_o = I_2 \cdot X_{C_o} \quad (2.35)$$

Dimana ΔV_o adalah ripple tegangan output dari *converter*, I_2 adalah arus output optimal pada keadaan tegangan output optimal pada pembebanan *rating*, dan X_{C_o} adalah impedansi dari kapasitor C_o . Impedansi dari kapasitor dapat dicari dengan rumus

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (2.36)$$

Dengan menyubstitusikan rumus 2.36 ke persamaan 2.35, maka

$$\Delta V_o = I_2 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_o} \quad (2.37)$$

Rumus mencari nilai kapasitor filter C_o diperoleh dengan memindah ruas beberapa poin. Rumus kapasitor filter C_o menjadi

$$C_o = \frac{I_2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta V_o} \quad (2.38)$$

Nilai ΔV_o adalah ripple tegangan pada output. Nilai ini dapat diganti dengan rumus $\eta \cdot V_o$. Rumus kapasitor filter C_o menjadi

$$C_o = \frac{I_2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \eta_4 \cdot V_o} \quad (2.39)$$

Dimana I_2 adalah arus output optimal pada keadaan tegangan output optimal pada pembebanan *rating*, f adalah f adalah frekuensi *switching* tertinggi yang diperbolehkan untuk kapasitor C_o , η_4 adalah ripple tegangan output yang diinginkan, dan V_o adalah tegangan output optimal pada pembebanan *rating*.

2.6 Harmonisa

Harmonisa adalah gangguan yang bersifat *steady state* dan selalu berulang pada sistem tenaga listrik yang mengakibatkan bentuk gelombang arus atau tegangan listrik tidak murni sinusoidal. Ketidakmurnian gelombang sinusoidal ini disebabkan oleh adanya gelombang arus atau tegangan yang nilai frekuensinya merupakan kelipatan dari frekuensi fundamental sistem. Transformasi Fourier digunakan untuk mengetahui gangguan ada pada frekuensi berapa. Transformasi Fourier akan mengubah gelombang yang berjalan berdasarkan waktu menjadi berdasarkan frekuensi sehingga akan terlihat distorsi disebabkan oleh frekuensi berapa. Untuk fungsi gelombang *steady state* dengan fase positif dan negatifnya seimbang, persamaan Fourier dapat dituliskan sebagai berikut

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \sin\left(\frac{n\pi t}{T}\right) \quad (2.40)$$

Dimana $f(t)$ adalah fungsi *time domain*, n adalah nilai harmonisa ke berapa (hanya nilai ganjil yang dibutuhkan), A_n adalah amplitudo dari komponen harmonisa ke “ n ”, dan T adalah periode dari satu gelombang

Istilah *Total Harmonic Distortion* digunakan untuk mendefinisikan “kadar kontaminasi” gelombang harmonisa yang ada pada suatu gelombang tegangan atau arus. *Total harmonic distortion* (THD) adalah pengukuran distorsi harmonisa yang ada pada gelombang yang nilainya adalah jumlah rasio dari semua komponen gelombang harmonisa terhadap frekuensi fundamentalnya. Nilai ini dijadikan salah satu acuan dari baik atau buruknya kualitas gelombang arus atau tegangan yang diukur. Nilai dari THD pada arus dapat dihitung dengan persamaan

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \quad (2.41)$$

Dimana I_1 adalah current murni keadaan *steady state* tanpa gangguan dan penjumlahan kuadrat dari I_2 sampai I_n adalah arus dari gelombang gangguan pada frekuensi fundamental kelipatan kedua sampai ke n . THD pada tegangan dapat dicari melalui rumus yang sama namun nilai arus diganti dengan tegangan.

2.7 Hubungan antara *Power Factor* dengan Harmonisa

Sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC konvensional hanya dengan sumber AC cukup menggunakan *rectifier* dan *inverter* tiga fasa. Penambahan komponen tersebut akan mengakibatkan naiknya nilai harmonisa pada arus dan tegangan sistem [16]. Harmonisa ini sendiri disebabkan oleh penambahan beban non linier pada sistem, dan komponen *rectifier* serta *inverter* tiga fasa tersebut termasuk sebagai beban non linier. Nilai harmonisa akibat pembebanan non linier tersebut akan meningkatkan kerugian daya dalam bentuk panas pada resistansi penghantar dan komponen. Efisiensi pada peralatan listrik akan mengalami penurunan yang disebabkan oleh dampak negatif ini. Fenomena penurunan efisiensi akibat harmonisa ini, khususnya pada listrik AC, berhubungan dengan berkurangnya nilai *power factor* pada sistem kelistrikan. Hubungan antara harmonisa dengan *power factor* dapat memberikan gambaran relatif untuk melihat dampak beban non linier. Hubungan antara harmonisa dengan *power factor* dapat didefinisikan dengan rumus:

$$PF = \cos(\delta_1 - \theta_1) \quad (2.42)$$

Dimana δ_1 adalah sudut dari gelombang arus dan θ_1 adalah sudut dari gelombang tegangan. Sehingga nilai dari $(\delta_1 - \theta_1)$ adalah nilai perbedaan sudut antara gelombang arus dan gelombang tegangan. Namun, rumus dasar tersebut tidak dapat digunakan untuk beban non linier karena beban linier memiliki faktor distorsi, yakni faktor harmonisa yang menyebabkan *power factor* terdistorsi. Faktor ini harus diperhatikan karena nilainya akan berpengaruh pada gambaran kondisi arus dan tegangan pada pembebanan non linier.

Pada tugas akhir ini, untuk menghitung *power factor* tidak cukup hanya dengan rumus dasar tersebut. Adanya harmonisa dari arus dan tegangan pada sumber akan menghasilkan faktor distorsi (*distortion factor* atau DF). *Distortion factor* sendiri adalah nilai yang merepresentasikan besarnya distorsi pada gelombang arus dan tegangan. Nilai ini diperoleh dengan rumus

$$DF = \frac{1}{\sqrt{1+(THD)^2}} \quad (2.43)$$

Dimana nilai dari *distortion factor* akan semakin kecil ketika kandungan harmonisa, yang direpresentasikan oleh THD bertambah. Begitu pula sebaliknya, nilai *distortion factor* akan naik disaat kandungan harmonisa berkurang. Besarnya nilai *distortion factor* ini akan mempengaruhi nilai *power factor* dari sistem. Pengaruh ini dapat dituliskan dengan persamaan

$$TPF = DPF \times DF \quad (2.44)$$

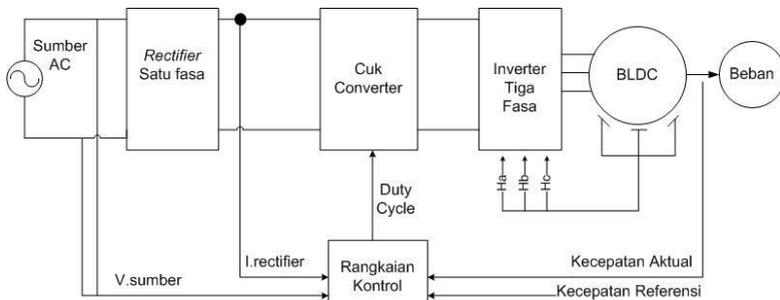
Dimana, PF merupakan nilai faktor daya nyata yang terjadi karena adanya faktor distorsi harmonisa. PF ini pun adalah nilai yang terukur pada osiloskop. Sedangkan DPF adalah *Displacement Power Factor*, yang merupakan nilai faktor daya yang sebenarnya sebelum adanya distorsi harmonisa. Dengan mengalikan nilai DPF dengan DF, maka akan didapatkan nilai TPF (*True Power Factor*), nilai faktor daya yang sesungguhnya yang sudah memperhatikan pengaruh harmonisa pada gelombang arus.

BAB 3

DESAIN DAN PERMODELAN SISTEM PFC MENGUNAKAN *CUK CONVERTER* PADA KONTROL KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS DC*

3.1 Konfigurasi Kontrol Kecepatan Keseluruhan

Sistem kontrol yang digunakan pada penelitian ini secara umum dengan menggunakan sumber AC satu fasa, *rectifier* satu fasa, *cuk converter*, inverter tiga fasa, motor BLDC yang mengopel beban, serta rangkaian kontrol. Sistem keseluruhan adalah sebagai berikut



Gambar 3.1 Sistem Kontrol BLDC secara Keseluruhan

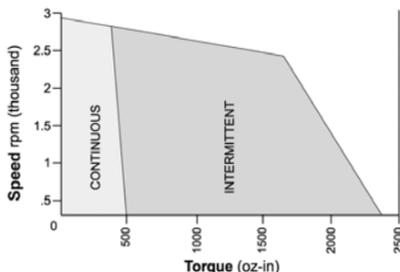
Sistem penggerak motor *brushless DC* menggunakan sumber AC 1 (satu) fasa 220V sebagai sumber tenaga. Agar sumber AC 1 (satu) fasa tersebut dapat menggerakkan motor *brushless DC*, dibutuhkan alat tambahan sehingga sumber AC yang sinusoidal dapat cocok dengan karakteristik tegangan yang dibutuhkan motor. Komponen tambahan yang dibutuhkan antara lain adalah *rectifier* untuk mengubah tegangan AC menjadi DC, filter *rectifier* untuk meratakan tegangan dan arus hasil penyearahan, dan VSI 3 fasa yang dikontrol berbasis hasil dari sensor *hall-effect* dan PWM untuk kontrol kecepatannya. Skema tersebut adalah skema konvensional dimana sumber satu fasa AC disalurkan dengan *rectifier*, kemudian hasil penyearahan masuk ke VSI dengan berbasis kontrol dari sinyal sensor *hall-effect* sehingga switch dapat *open* dan *close* sesuai dengan posisi rotor dan untuk kontrol kecepatannya hanya melalui PWM yang tersambung dengan sinyal *hall-effect* tadi sebelum masuk ke switch VSI. Hasil kontrol kecepatan yang

diperoleh dari skema sangat baik, namun ada beberapa efek dari skema ini, yaitu besarnya harmonisa dan berkurangnya nilai faktor daya pada sumber AC satu fasa. Untuk mengurangi efek tersebut, ditambahkan alat lain yang fungsinya untuk mengontrol kecepatan sekaligus memperbaiki faktor daya dan mengurangi harmonisa. Alat tersebut adalah *cuk converter*, yang dipasang diantara antara filter *rectifier* dengan VSI. *Cuk converter* disini akan bekerja sebagai instrumen untuk menjaga nilai faktor daya tetap di nilai normal serta mengurangi harmonisa hasil dari penyearahan dan *switching* pada VSI, dapat dikatakan fungsi *cuk converter* mirip seperti *regulator* tegangan dan arus.

Motor yang digunakan dalam tugas akhir ini adalah motor *brushless* DC keluaran MOOG, seri BN42-53IP-03. Motor ini memiliki daya sebesar 874 Watt. Berikut ini adalah *rating* dari motor BN42-53IP-03 yang digunakan di simulasi melalui modul yang telah ada dari simulator:

Tabel 3.1 Tabel Parameter Motor MOOG Seri BN42-53IP-03

Parameter	Nilai
<i>Rated Power</i>	874 Watt
<i>Rated Speed</i>	2820 rpm
<i>Rated Torque</i>	2.9588 Nm
<i>Resistance (phase-phase)</i>	0,408 Ω
<i>Inductance (phase-phase)</i>	1.71 mH
<i>Speed Constant (krpm/V)</i>	29.239
<i>Torque Constant (Nm/A)</i>	0.3269
<i>No. of Poles</i>	8
<i>Moment of Inertia</i>	$0,4939 \times 10^{-3}$ kg.m ²
<i>No Load Speed</i>	2920 rpm
<i>No Load Current</i>	0.7 A



Gambar 3.2 Kurva Karakteristik Torsi Kecepatan Motor MOOG Seri BN42-53-IP-03

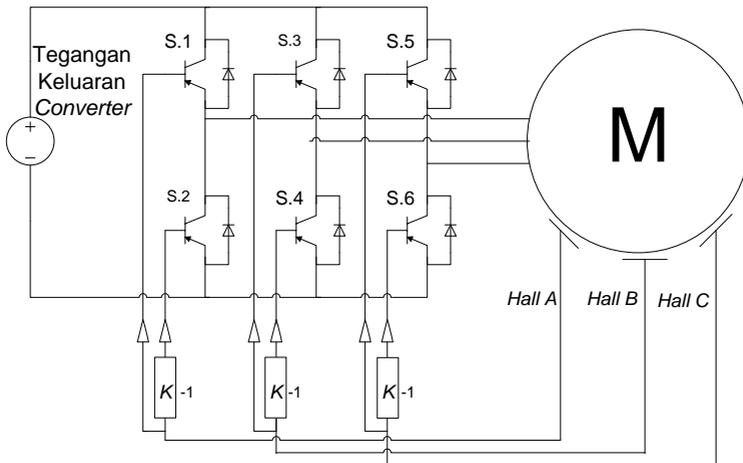
Selanjutnya motor akan disambungkan dengan modul beban mekanik yang tersedia di simulator. Besar dari beban mekanik ini digunakan beberapa nilai, yaitu 0, 1, 2, dan 3 Nm. Dengan tingkat 4 beban tersebut, akan diamati pengaruh beban terhadap performa dari *cuk converter* dalam menjalankan fungsinya dalam perbaikan faktor daya dan mitigasi harmonisa.

3.2 Desain Kontrol Inverter Berdasarkan Sensor *Hall-Effect*

Tegangan dari *converter* bersifat DC, sedangkan yang dibutuhkan oleh motor *brushless* DC adalah tegangan DC kotak-kotak dan terdapat tiga input yang menyerupai tiga fasa. Untuk memenuhi persyaratan penggerak tersebut, digunakan VSI (*Voltage Source Inverter*) tiga fasa untuk mencacah tegangan DC menjadi tegangan kotak-kotak yang sesuai dengan kebutuhan motor *brushless* DC. Pengaturan dari *switching* VSI ini berbeda dengan pengaturan *switching* VSI menjadi tiga fasa pada umumnya. *Switching* dari VSI membutuhkan sinyal posisi rotor sehingga waktu buka tutup *switch* dari VSI akan sesuai dengan kondisi rotor, karena bila tetap menggunakan metode biasa maka motor *brushless* DC tidak akan bergerak. Metode *switching* yang digunakan adalah metode berdasarkan sensor *hall-effect*. Sensor *hall-effect* adalah sensor posisi rotor motor. diletakkan di tiga tempat, yaitu di dekat sumber 1, sumber 2, dan sumber 3 di dalam rangka motor. Dengan diletakkan di tiga tempat tersebut, sensor akan memperoleh sinyal magnet apabila rotor melewati tiga sensor tersebut. Hasil dari sensor memiliki nilai 1, 0, dan -1. Nilai 1 menandakan bahwa magnet pada rotor dekat dengan sensor, 0 ketika tidak dideteksi kutub, dan -1 ketika dideteksi kutub yang berkebalikan dengan ketika menghasilkan nilai 1. Sinyal dari sensor akan langsung dimasukkan ke *gate* pada VSI sesuai dengan pasangan keluaran VSI dan sumber motor di Gambar 3.3

Enam *switch* pada VSI tiga fasa dikendalikan berdasarkan hasil dari tiga sensor *hall-effect* yang diberikan di motor. Satu sensor akan mengendalikan dua *switch* yang berpasangan dan dalam kerjanya tidak akan terbuka secara bersamaan. Sensor hall A akan memberikan sinyal kepada s.1 dan s.2, sensor hall b kepada s.3 dan s.4, dan sensor hall c kepada s.5 dan s.6. Sumber *switch* bawah, yaitu s.2, s.4, dan s.6, adalah paralel dari *switch* atas diberi gain sebesar -1, sehingga nilainya akan berkebalikan dengan sinyal aslinya. Dengan demikian, satu pasangan *switch* yaitu s.1-s.2, s.3-s.4, dan s.5-s.6 tidak akan ada pada keadaan ON secara bersamaan. Sebelum menuju *switch*, sinyal pada s.1 sampai s.6

melwati *on-off controller*, yang mana berfungsi untuk mengubah sinyal kontrol menjadi sinyal tenaga. Sinyal kontrol yang sebelumnya bernilai 1, 0, dan -1 akan diubah menjadi nilai 1 dan 0 saja, dimana nilai 1 merepresentasikan switch ON sedangkan 0 adalah OFF. Untuk nilai -1, on-off controller akan mengkategorikannya menjadi 0 karena identik dengan keadaan OFF. Dengan mode deteksi seperti ini, akan dihasilkan tegangan inverter yang berbentuk kotak-kotak dan menyerupai tegangan pada stator motor DC dengan sikat. Urutan komutasi dari switch berdasarkan sensor *hall-effect* ada pada Tabel 3.2.



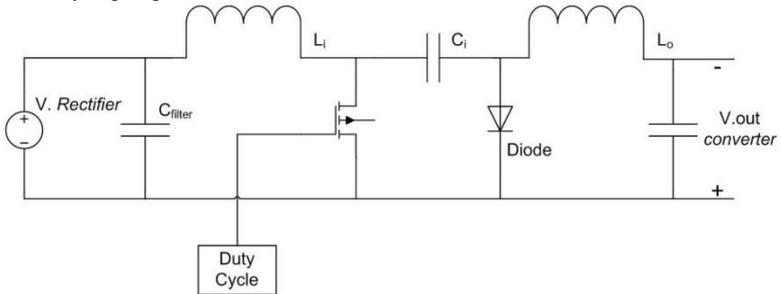
Gambar 3.3 Sistem Komutasi Inverter Berdasarkan Sensor Hall-Effect

Tabel 3.2 Tabel Komutasi Inverter Tiga Fasa Berdasarkan Sensor Hall-Effect

Input			Output					
Ha	Hb	Hc	S.1	S.2	S.3	S.4	S.5	S.6
1	-1	0	1	0	0	1	0	0
1	0	-1	1	0	0	0	0	1
0	1	-1	0	0	1	0	0	1
-1	1	0	0	1	1	0	0	0
-1	0	1	0	1	0	0	1	0
0	-1	1	0	0	0	1	1	0

3.3 Perancangan *Cuk Converter* dan Filter

Perancangan *cuk converter* dan filter ini bertujuan untuk menyesuaikan nilai dari tiap komponen agar sesuai dengan kebutuhan penelitian. Nilai komponen dirancang berdasarkan sumber listrik dan motor yang digunakan.



Gambar 3.4 *Cuk Converter* dengan Filter Kapasitor

Cuk converter menggunakan sumber satu fasa 220V yang disearahkan oleh *diode bridge rectifier* (DBR) yang setelahnya diberi kapasitor sebagai filter tegangan. Karena tegangan dan arus hasil penyearahan dan filter tidak berbentuk DC murni, maka digunakan nilai rata-rata. Nilai rata-rata untuk tegangan diperoleh dengan rumus

$$\begin{aligned}
 V_{avg} &= \frac{1}{T} \int_0^T f \theta d\theta \\
 &= \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi V_p \sin \omega t d\omega t \\
 &= \frac{2V_p}{\pi}
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Dimana V_p adalah nilai tegangan puncak pada gelombang tegangan yang berbentuk sinusoidal. Nilai dari V_m , dapat dihitung melalui rumus

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_p \sin \omega t)^2 d(\omega t)}$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^T V_p^2 \sin^2 \omega t d\omega t} \\
&= \frac{V_p}{\sqrt{2}}
\end{aligned} \tag{3.2}$$

Sehingga

$$V_p = \sqrt{2} V_{rms} \tag{3.3}$$

Pada penelitian ini, dibatasi tegangan input pada tegangan rms sumber minimal adalah 200V dengan nilai maksimalnya adalah 240V. Tegangan puncak dari batas-batas tegangan tersebut adalah

$$V_{p.min} = \sqrt{2} \cdot V_{rms\ min} = \sqrt{2} \cdot 200 = 282.84\ V \tag{3.4}$$

$$V_{p.max} = \sqrt{2} \cdot V_{rms\ min} = \sqrt{2} \cdot 240 = 339.41\ V \tag{3.5}$$

Tegangan puncak pada sumber minimal 200V adalah 282.42V dan pada sumber maksimal 240V adalah 339.31V. Melalui rumus 3.1, tegangan rata-rata dari tiap batas atas dan bawah bisa dihitung. Nilai tersebut adalah

$$V_{avg.min} = \frac{2V_{p.min}}{\pi} = \frac{2 \cdot 282.84}{\pi} = 180\ V \tag{3.6}$$

$$V_{avg.max} = \frac{2V_{p.max}}{\pi} = \frac{2 \cdot 339.41}{\pi} = 216.08\ V \tag{3.7}$$

Maka, pada penelitian ini, dibatasi tegangan rata-rata input terkecil *converter* sebesar 180 V dengan tegangan rata-rata maksimum sebesar 216 V.

Motor yang digunakan memiliki daya rating sebesar 874 Watt. Melalui pengujian pada simulasi, 874 Watt ini bekerja dengan diberi tegangan *rating* sebesar 100 V dalam kondisi diberi beban *full load*, yang nilainya sama seperti dengan *rated torque* (2.9588 Nm). Untuk kondisi rendah, motor dapat berjalan dengan diberi tegangan sebesar 10 V, 10% dari tegangan *rating*, pada beban torsi 0.3Nm yang hampir mendekati 10% beban *rating*. Pada kondisi rendah ini, motor menarik daya sebesar 9.77 Watt. Berdasarkan pada karakteristik motor ini, maka

cuk converter yang berfungsi sebagai *driver* dari motor secara otomatis harus memiliki ketahanan untuk dilewati daya 874watt yang sekiranya harus dapat digunakan untuk menggerakkan motor pada kondisi daya rendah sebesar 9.77 Watt. Dengan batas daya tersebut, diambil daya maksimum yang dapat *converter* lewati sebesar 900 Watt dan daya minimum sebesar 10 Watt. 900Watt adalah pembulatan dari 874 Watt, dengan asumsi bahwa motor dibebani sedikit lebih tinggi dari *rating* beban pada waktu yang singkat, sedangkan 10Watt adalah pembulatan dari 9.77Watt dengan anggapan motor tidak akan dibebani lebih kecil dari 0,3 Nm dengan tegangan kecil (10 V). Selain itu, berdasarkan karakteristik motor, tegangan output optimal dari *converter* adalah akan diambil sebesar 100 V, dengan tegangan output minimal sebesar 10 V dan tegangan output maksimal sebesar 110V. Diambil nilai tegangan output terbesar 110 V untuk memberi sisa jarak 10 V bagi *converter* untuk bekerja dengan baik dengan asumsi motor bekerja melewati batas atas *rating* dan karena tegangan output tidak murni lurus, namun berbentuk sinusoidal. Untuk nilai frekuensi *switching*, pada penelitian ini akan digunakan 20.000 Hz.

Tabel 3.3 Tabel Rating Cuk Converter

Tegangan Input Rms Maksimal ($V_{rms,max}$)	240 V
Tegangan Input Rms Minimal ($V_{rms,min}$)	200 V
Tegangan Input Puncak Maksimal ($V_{p,max}$)	339.14 V
Tegangan Input Puncak Minimal ($V_{p,min}$)	282.84 V
Tegangan Input Rata-Rata Maksimal ($V_{avg,max}$)	216 V
Tegangan Input Rata-Rata Minimal ($V_{avg,min}$)	180 V
Tegangan Output Optimal ($V_{out,opt}$)	100 V
Tegangan Output Maksimal ($V_{out,max}$)	110 V
Tegangan Output Minimal ($V_{out,min}$)	10 V
Daya Maksimal (P_{max})	900 Watt
Daya Minimal (P_{min})	10 Watt
Frekuensi <i>Switching</i> (f)	20.000 Hz

Dua mode *converter* berdasarkan *switching* akan diteliti pada penelitian ini. Mode tersebut adalah CCM dan DCM pada L_o . Dua mode ini dibandingkan karena berdasarkan [14], mode ini adalah yang paling baik dan hasilnya kurang lebih sama. Tujuan dengan membandingkan mode ini adalah untuk mengetahui mode mana yang paling baik untuk daya maksimal 900 watt.

3.3.1 Penentuan Nilai Induktor Input (L_i)

Berdasarkan pada [14], dibutuhkan penurunan rumus induktor L_i lebih lanjut sebelum digunakan untuk menghitung nilai komponen pada cuk converter untuk kebutuhan perbaikan faktor daya. Seperti yg telah dijelaskan pada bab sebelumnya, rumus mencari nilai L_i adalah

$$L_i = \frac{V_s \cdot D}{\eta_1 \cdot I_1 \cdot f} \quad (3.8)$$

Parameter I_1 perlu diganti dengan rumus daya

$$I_1 = P_i / V_s \quad (3.9)$$

Sehingga persamaan menjadi

$$L_i = \frac{V_s^2 \cdot D}{\eta_1 \cdot P_i \cdot f} \quad (3.10)$$

Serta parameter D (*duty cycle*) diganti dengan persamaan *duty cycle* untuk tegangan input dan output tertentu. Dimana persamaan itu adalah

$$D = \frac{V_o}{V_s \sqrt{2} + V_o} \quad (3.11)$$

Tegangan input (V_s) dikali dengan $\sqrt{2}$ untuk mendapatkan nilai puncak tegangan input. Diambil nilai tegangan puncak untuk tegangan input *converter* karena nilai pembagi akan lebih besar sehingga *duty cycle* yg didapat akan lebih kecil, yang mana ditujukan agar *switching converter* tetap mencapai nilai tegangan output optimal dan agar komponen memiliki ketahanan lebih terhadap tegangan yang melewatinya. Kesamaan nilai $V_s \sqrt{2}$ Persamaan tersebut kemudian dimasukkan ke 3.10 dan didapat persamaan

$$L_i = \frac{V_s^2 \cdot V_o}{\eta_1 \cdot P_i \cdot f \cdot (V_s \sqrt{2} + V_o)} \quad (3.12)$$

Karena adanya persamaan nilai antara $V_s\sqrt{2}$ dengan V_p dan persamaan disesuaikan dengan parameter yang ada pada Tabel 3.3, maka rumus menjadi

$$L_i = \frac{V_{avg}^2 \cdot V_{out}}{\eta_1 \cdot P_i \cdot f \cdot (V_p + V_{out})} \quad (3.13)$$

Rumus ini dapat langsung digunakan untuk mencari nilai komponen L_i untuk kebutuhan mitigasi harmonisa dan perbaikan faktor daya.

Nilai parameter η_1 adalah *ripple* arus pada arus input dan arus yang melewati induktor L_i . Untuk *ripple* arus yang baik, maka digunakan nilai 0.1.

Dua mode *converter* yang akan diteliti. Mode tersebut adalah CCM dan DCM pada L_o . Untuk induktor L_i , nilai pada dua mode tersebut adalah sama sehingga hanya dibutuhkan satu nilai saja. Berdasarkan pada [14], nilai komponen L_i untuk mode CCM dicari berdasarkan parameter pada nilai tegangan sumber minimal, tegangan output maksimal dan daya maksimal. Dengan memasukkan parameter tersebut, nilai induktor L_i adalah

$$\begin{aligned} L_i &= \frac{V_{avg.min}^2 \cdot V_{out.max}}{\eta_1 \cdot P_{max} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.max})} \\ &= \frac{180^2 \cdot 110}{0.1 \cdot 900 \cdot 20.000 \cdot (282.84 + 110)} \\ &= 4.58 \text{ mH} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Digunakan nilai 4.6 mH untuk penelitian ini berdasarkan pada pembulatan keatas pada nilai induktor.

3.3.2 Penentuan Nilai Induktor Filter (L_o)

Sama seperti induktor L_i , rumus induktor L_o harus diubah untuk kebutuhan pengurangan harmonisa dan perbaikan faktor daya. Pada bab sebelumnya, telah dijelaskan bahwa rumus menentukan nilai L_o adalah

$$L_o = \frac{V_o \cdot (1-D)}{\eta_2 \cdot I_2 \cdot f} \quad (3.15)$$

Parameter I_2 perlu diganti dengan persamaan konversi arus pada *cuk converter* buku [17] yakni

$$I_2 = \frac{I_1 \sqrt{2} \cdot (1-D)}{D} \quad (3.16)$$

Sehingga rumus menjadi

$$L_o = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot D}{\eta_2 \cdot I_1 \sqrt{2} \cdot (1-D) \cdot f} \quad (3.17)$$

$(1 - D)$ dapat dihilangkan karena terdapat pada pembilang dan penyebut. Nilai I_1 pun diganti dengan rumus daya pada persamaan 3.9 sehingga menjadi

$$L_o = \frac{V_o \cdot V_s \cdot D}{\eta_2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_i \cdot f} \quad (3.18)$$

Parameter D diubah menjadi rumus *duty cycle* untuk tegangan input dan output tertentu pada persamaan 3.11. Maka rumus menjadi

$$L_o = \frac{V_o^2 \cdot V_s}{\eta_2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_i \cdot f \cdot (V_p + V_o)} \quad (3.19)$$

Agar sesuai dengan penamaan pada Tabel 3.3, maka rumus menjadi

$$L_o = \frac{V_{out}^2 \cdot V_{avg}}{\eta_2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_i \cdot f \cdot (V_p + V_o)} \quad (3.20)$$

Parameter η_2 adalah ripple arus keluaran *converter*. Untuk nilainya, digunakan nilai 0.25. Nilai ini lebih besar karena arus output akan tercacah karena adanya inverter sehingga ripple yang dihasilkan akan lebih besar.

Penelitian ini membandingkan dua mode, yakni CCM dan DCM pada L_o . Untuk dua mode tersebut, ada dua buah nilai L_o yang akan digunakan. Untuk mode CCM, digunakan parameter tegangan sumber minimal, tegangan output maksimal dan daya maksimal. Maka nilai untuk komponen L_o CCM adalah

$$\begin{aligned}
L_{o.ccm} &= \frac{V_{out.max}^2 \cdot V_{avg.min}}{\eta_2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{max} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.max})} \\
&= \frac{110^2 \cdot 180}{0.1 \cdot \sqrt{2} \cdot 900 \cdot 20.000 \cdot (282.84 + 110)} \\
&= 2.18 \text{ mH}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Maka diambil nilai 2.2 mH untuk induktor L_o mode CCM.

Untuk mode DCM, nilai η_2 diganti menjadi 2 untuk menemukan titik kritisnya. Ada dua perhitungan untuk mode DCM ini dan hasil yang diambil adalah yang terendah. Perhitungan pertama adalah menggunakan tegangan sumber terendah, tegangan output maksimal, dan daya maksimal. Nilai induktor untuk perhitungan pertama ini adalah

$$\begin{aligned}
L_{o.dcm1} &= \frac{V_{out.max}^2 \cdot V_{avg.min}}{\eta_{crit} \cdot \sqrt{2} \cdot P_{max} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.max})} \\
&= \frac{110^2 \cdot 180}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 900 \cdot 20.000 \cdot (282.84 + 110)} \\
&= 108.899 \mu\text{H}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

Untuk perhitungan kedua, digunakan parameter tegangan sumber terendah, tegangan output minimal, dan daya minimal. Nilai induktor untuk perhitungan kedua adalah

$$\begin{aligned}
L_{o.dcm2} &= \frac{V_{out.min}^2 \cdot V_{avg.min}}{\eta_{crit} \cdot \sqrt{2} \cdot P_{min} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.min})} \\
&= \frac{10^2 \cdot 180}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 10 \cdot 20.000 \cdot (282.84 + 10)} \\
&= 108.659 \mu\text{H}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Hasil perhitungan menunjukkan bahwa nilai $L_{o.dcm2}$ lebih kecil dari $L_{o.dcm1}$. Maka, nilai induktor L_o untuk mode DCM diambil lebih kecil dari $L_{o.dcm2}$ yang bernilai 108.659 μH . Untuk Mode DCM ini, diambil nilai 20 μH .

3.3.3 Penentuan Nilai Kapasitor Penransfer Tegangan (C_i)

Seperti sebelumnya, rumus pada bab sebelumnya tidak dapat langsung digunakan. Pada bab sebelumnya, rumus menentukan nilai C_i adalah

$$C_i = \frac{I_2 \cdot D}{\eta_3 \cdot V_{ci} \cdot f} \quad (3.24)$$

Parameter I₂ harus diganti dengan persamaan daya

$$I_2 = \frac{P_i}{V_o} \quad (3.25)$$

Rumus ini sama seperti rumus 3.9, dengan asumsi bahwa *converter* ini ideal, dimana tidak ada rugi-rugi selama melewatinya. Setelah parameter I₂ diganti, persamaan menjadi

$$C_i = \frac{P_i \cdot D}{\eta_3 \cdot V_{ci} \cdot V_o \cdot f} \quad (3.26)$$

V_{ci} adalah tegangan maksimal yang dapat ditahan oleh kapasitor C_i. Kapasitor C_i adalah kapasitor penransfer tegangan, dimana dilewati oleh tegangan sumber dan output. Maka, nilai tegangan maksimal yang dapat ditahan oleh kapasitor ini dapat dicari melalui kalkulasi

$$V_{ci} = V_{o,max} + V_{p,max} \quad (3.27)$$

Disubstitusikan kalkulasi 3.27 ke 3.26, maka rumus menjadi

$$C_i = \frac{P_i \cdot D}{\eta_3 \cdot (V_{o,max} + V_{p,max}) \cdot V_o \cdot f} \quad (3.28)$$

Kemudian D diubah menjadi rumus duty cycle untuk kondisi tegangan sumber maksimal ke tegangan output maksimal. Rumus tersebut adalah

$$D = \frac{V_{o,max}}{V_{p,max} + V_{o,max}} \quad (3.29)$$

Yang disubstitusikan kembali ke persamaan 3.28 sehingga menjadi

$$C_i = \frac{P_i \cdot V_{o,max}}{\eta_3 \cdot (V_{o,max} + V_{p,max})^2 \cdot V_{o,max} \cdot f} \quad (3.30)$$

$V_{o,max}$ dapat dihilangkan karena ada pada pembilang dan penyebut. Dengan menghilangkan $V_{o,max}$, rumus menentukan nilai C_i menjadi

$$C_i = \frac{P_i}{\eta_3 \cdot (V_{o,max} + V_{p,max})^2 \cdot f} \quad (3.31)$$

Nilai C_i selalu tetap pada dua mode yang berbeda (CCM dan DCM pada L_o), sehingga hanya dibutuhkan satu perhitungan saja. Parameter yang digunakan untuk mencari nilai C_i adalah tegangan input, output, serta daya maksimal. η_3 adalah ripple tegangan yang melewati kapasitor C_i . Diambil nilai 0.1 seperti pada ripple arus L_i dan L_o . Melalui parameter yang telah ditetapkan, maka nilai C_i adalah

$$\begin{aligned} C_i &= \frac{P_{max}}{\eta_3 \cdot (V_{o,max} + V_{p,max})^2 \cdot f} \\ &= \frac{900}{0.1 \cdot (110 + 282.84)^2 \cdot 20.000} \\ &= 2.92 \mu F \end{aligned} \quad (3.32)$$

Maka, diambil nilai 3 μF agar nilainya bulat.

3.3.4 Penentuan Nilai Kapasitor Filter (C_o)

Pada bab sebelumnya, telah dijelaskan penurunan rumus untuk menentukan nilai kapasitor C_o . Rumus nilai tersebut ialah

$$C_o = \frac{I_2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \eta_4 \cdot V_o} \quad (3.33)$$

Dibutuhkan sedikit substitusi agar dapat parameter yang ada pada Tabel 3.3 dapat dimasukkan ke dalam rumus. I_2 yang merupakan arus output dapat diganti dengan persamaan 3.25 sehingga persamaan menjadi

$$C_o = \frac{P_i}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \eta_4 \cdot V_o^2} \quad (3.34)$$

Seperti induktor L_i dan kapasitor C_i , kapasitor C_o tidak mengalami perubahan nilai pada mode CCM dan DCM pada L_o . Meskipun hanya menggunakan satu nilai, tetapi untuk menentukan nilai kapasitor C_o dibutuhkan dua perhitungan dimana hasil dari dua perhitungan tersebut akan dibandingkan dan diambil yang paling besar sebagai nilai minimalnya. Pada perhitungan pertama, parameter yang digunakan adalah daya dan tegangan output maksimal. Untuk η_4 , yang merupakan nilai ripple tegangan output dari *converter*, digunakan 0.1 untuk kedua perhitungan. Selain itu, f disini juga merupakan frekuensi sumber yakni 50Hz, bukan frekuensi switching dari *converter*. Hasil perhitungan pertama adalah

$$\begin{aligned} C_{o.1} &= \frac{P_{max}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \eta_4 \cdot V_{o.max}^2} \\ &= \frac{900}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 0.1 \cdot 110^2} \\ &= 2.37mH \end{aligned} \quad (3.35)$$

Untuk perhitungan kedua, digunakan nilai daya minimal dan tegangan output minimal. Perhitungan kedua adalah sebagai berikut

$$\begin{aligned} C_{o.2} &= \frac{P_{min}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \eta_4 \cdot V_{o.min}^2} \\ &= \frac{10}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 0.1 \cdot 10^2} \\ &= 3.18mF \end{aligned} \quad (3.36)$$

Nilai kapasitor pada hasil perhitungan kedua lebih besar dibandingkan dengan hasil pada perhitungan pertama. Maka, batas terendah yang untuk nilai kapasitor filter adalah pada perhitungan kedua. Nilai pada perhitungan kedua adalah 3.18 mF, sehingga, dengan mengacu pada nilai kapasitor pada pasaran, diambil nilai 4 mF.

3.3.5 Penentuan Nilai Kapasitor Filter Input (C_{filter})

Sebelum tegangan masuk ke *converter*, tegangan akan difilter terlebih dahulu. Filter yang biasa digunakan dalam sirkuit penyearah untuk merapikan dc tegangan output dari beban. Diklasifikasikan smenjadi dua, yaitu filter induktor dan fiter kapasitor [17]. Karena *cuk*

converter memiliki karakteristik reaktansi yang besar, maka hanya akan digunakan filter kapasitor saja. Filter kapasitor dihitung menggunakan rumus.

$$C_{max} = \frac{P_{max}\sqrt{2}}{V_s \cdot \omega_L \cdot V_m} \tan(1^\circ) \quad (3.37)$$

Dengan menggunakan parameter yang ada pada Tabel 3.3, maka nilai kapasitor adalah

$$\begin{aligned} C_{max} &= \frac{900\sqrt{2}}{220 \cdot 314 \cdot 220\sqrt{2}} \tan(1^\circ) \\ &= 1.03 \mu F \end{aligned} \quad (3.38)$$

Maka diambil nilai 1 μF untuk filter kapasitor. Nilai-nilai komponen yang telah dihitung dan akan digunakan pada penelitian ini dirangkum pada Tabel 3.4.

Tabel 3.4 Nilai Komponen Cuk Converter

Komponen	Mode	
	CCM	DCM
L_i	4.6 mH	
L_o	2.2 mH	20 μH
C_i	3 μF	
C_o	4 mF	
C_{filter}	1 μF	

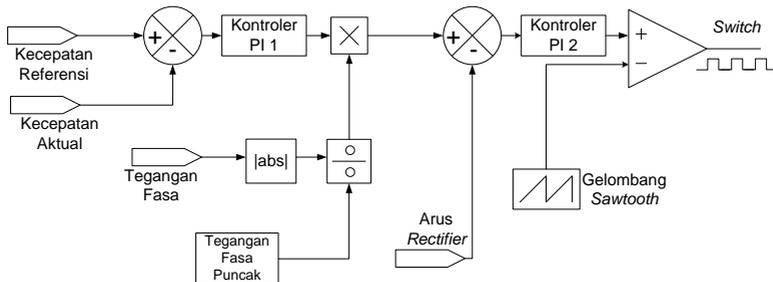
3.4 Sistem Kontrol Kecepatan Melalui *Switch* pada *Cuk Converter*

Untuk mewujudkan suatu sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC yang memiliki respon cepat, dapat menjaga kestabilan kecepatan, serta memiliki kemampuan perbaikan faktor daya dan mitigasi harmonisa, dibutuhkan rangkaian pengontrol otomatis yang berbentuk rangkaian tertutup. Pada tugas akhir ini, akan dibandingkan dua metode kontrol kecepatan yang memiliki kemampuan tersebut yakni 1) kontrol dengan tiga sensor dan tegangan *sawtooth* [14] dan 2) kontrol histeresis [18]. Kedua metode ini mengatur *duty cycle* dari *cuk converter* yang digunakan untuk regulator tegangan inverter sekaligus untuk

memperbaiki faktor daya dan mengurangi harmonisa. Dua kontrol ini akan dibandingkan pada sisi kecepatan respon, kestabilan, dan hasil perbaikan faktor daya dan pengurangan harmonisa pada sumber AC.

3.4.1 Metode Kontrol dengan Metode *Average Current Control*

Pada metode ini, digunakan tiga sensor untuk pemrosesan sinyal kontrol dan hasil sinyal itu akan dibandingkan dengan gelombang *sawtooth* sehingga diperoleh *duty cycle* yang tepat. *Set point* yang digunakan pada metode ini adalah kecepatan, dengan tujuan tegangan dapat konstan meskipun ada gangguan. Tiga sensor yang digunakan pada metode ini adalah sensor kecepatan, sensor tegangan, dan sensor arus. Sensor kecepatan berfungsi untuk mengukur kecepatan dari rotor motor yang digunakan untuk mencari *error* antara kecepatan actual dengan kecepatan referensi. Sensor tegangan yang digunakan pada metode ini diletakkan pada tegangan sumber AC yang hasil sensornya akan dikalikan dengan sinyal sebelumnya. Sensor arus pada metode ini diletakkan pada arus hasil *rectifier* yang digunakan untuk umpan balik negatif. Adapun gelombang *sawtooth* yang digunakan sebagai tegangan komparator. Metode ini juga dilengkapi dengan dua buah kontroler PI. Fungsi dari kontroler PI disini adalah untuk mengurangi *error* yang ada pada pemrosesan sinyal serta mempercepat respon dari sistem.



Gambar 3.5 Rangkaian Kontrol dengan Metode *Average Current Control*

Alur sinyal kontrol kecepatan pada metode ini dimulai dari nilai kecepatan sebagai *set point*. Nilai kecepatan pada *set point* ini kemudian dikurangi oleh kecepatan actual hasil sensor kecepatan yang berfungsi sebagai umpan balik negatif. Hasil kalkulasi tersebut adalah nilai *error* yang merupakan perbedaan antara kecepatan yang dituju dengan kecepatan actual. Nilai *error* tersebut kemudian diolah oleh kontroler PI

1 untuk mengurangi nilai error dan untuk mempercepat respon agar kecepatan aktual cepat menuju kecepatan pada *set point*. setelah melewati kontroler PI 1, sinyal kontrol akan dikalikan dengan hasil absolut tegangan sumber yang telah dibagi dengan konstanta. Nilai absolut ini dimaksudkan agar tegangan sumber seakan-akan melewati *rectifier*. Nilai tegangan absolut tersebut juga dibagi dengan konstanta yang bernilai 311, yakni nilai pembulatan tegangan puncak dari tegangan rms 220 volt. Fungsi dari perkalian sinyal kontrol dengan tegangan absolut itu adalah agar bentuk sinyal dari sinyal kontrol berbentuk sinusoidal yang disearahkan. Maksud dari mengubah bentuk sinyal ini adalah agar dapat dibandingkan dengan sinyal sensor arus *rectifier* dan nilainya dikurangi dengan sinyal sensor arus ini. Sensor arus disini berfungsi sebagai umpan balik negatif kedua dari sistem kontrol kecepatan ini. Setelah dikurangi oleh hasil sensor arus *rectifier*, sinyal kontrol akan melewati kontroler PI 2. Kemudian, sinyal kontrol akan dikomparasi dengan gelombang komparator yakni gelombang sawtooth. Setelah dikomparasi, sinyal akan diubah menjadi sinyal daya oleh *on-off controller* yang kemudian masuk ke aktuator yaitu *switch* pada *cuk converter*.

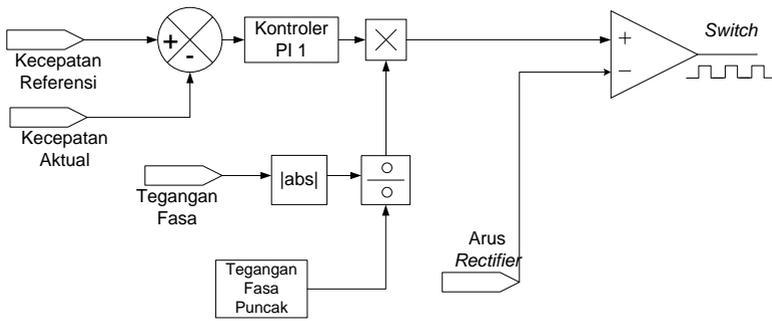
Kontrol kecepatan dengan metode ini memiliki dua buah umpan balik negatif. Umpan balik negatif pertama adalah nilai kecepatan aktual. Nilai kecepatan aktual dimaksudkan untuk mencari *error* antara kecepatan *set point* dengan kecepatan aktual. untuk mengurangi besarnya *error* yang ada, maka dibutuhkan kontroler PI dan oleh karena itu kontroler PI 1 diletakkan setelah adanya kalkulasi *error* antara kecepatan *set point* dengan kecepatan aktual. Umpan balik negatif yang kedua adalah arus *rectifier*. Arus *rectifier* ini digunakan untuk fungsi perbaikan faktor daya dan mitigasi harmonisa. *Error* yang diperoleh dari umpan balik ini adalah perbedaan fasa antara sinyal gelombang tegangan sumber, yang sebelumnya telah dijelaskan bahwa sinyal kontrol dikalikan dengan hasil sensor sinyal tegangan yang telah diabsolutkan dan dibagi dengan konstanta, dengan arus *rectifier*. Besar kecilnya *error* pada operasi ini merepresentasikan besar kecilnya faktor daya pada satu waktu. Untuk mengurangi *error* itu, diperlukan pula kontroler PI. Kontroler PI 2 diletakkan disana atas dasar tersebut. Besarnya nilai kontroler PI dibatasi pada beban yang dipilih untuk kontroler tersebut. Pada penelitian ini, *rating* beban pada motor adalah torsi sebesar 2.9588 Nm. Besarnya spesifikasi pengontrol pada metode ini dapat dilihat pada tabel dibawah.

Tabel 3.5 spesifikasi pengontrol pada Metode *Average Current Control*

Kontroler PI 1	$Gain = 0.005$
	$Time Constant = 0.07$
Kontroler PI 2	$Gain = 10$
	$Time Constant = 1$
Konstanta Pembagi Nilai Tegangan	311
Gelombang <i>Sawtooth</i>	$V_{peak} = 0.05 \text{ V}$
	Frekuensi = 20 kHz

3.4.2 Kontrol Kecepatan dengan Metode Histeresis

Secara umum, metode histeresis dapat dikatakan mirip, menggunakan tiga sensor yang sama, tetapi metode ini tidak menggunakan gelombang *sawtooth* seperti metode sebelumnya. Alih-alih menggunakan gelombang *sawtooth*, metode ini menggunakan arus *rectifier* sebagai komparatornya. Teknik kontrol ini didesain agar arus induktor mengikuti bentuk dari arus AC yang disearahkan oleh *rectifier*. Untuk mengatur beban, komparator mendeteksi perbedaan antara tegangan output dengan kecepatan referensi yang telah diubah menjadi referensi tegangan.



Gambar 3.6 Rangkaian Kontrol dengan Metode Histeresis

Seperti metode *average current control*, pada metode ini akan digunakan kecepatan sebagai referensi dari kontrol atau biasa disebut *set point*. Selanjutnya melalui operasi pengurangan, dicari *error* dari kecepatan referensi. Kecepatan referensi tersebut dikurangi oleh nilai kecepatan aktual yang dideteksi oleh sensor kecepatan, atau dapat dikatakan, kecepatan aktual adalah umpan balik negatif. Selanjutnya,

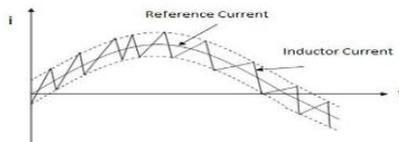
nilai *error* yang telah diperoleh akan diproses oleh kontroler PI. Hasil dari kontroler PI kemudian dikalikan oleh hasil sensor tegangan sumber yang telah diabsolutkan dan dibagi oleh 311, sama seperti metode sebelumnya, yang bertujuan agar sinyal berbentuk sinusoidal yang disearahkan. Gelombang tersebut kemudian masuk ke komparator dimana akan dibandingkan dengan gelombang arus *rectifier* dan hasil komparator kemudian dijadikan acuan untuk *switching* pada *cuk converter*.

Metode ini hanya menggunakan satu kontroler PI, tidak seperti metode sebelumnya yang menggunakan dua kontroler. Pada metode histeresis, hanya ada satu umpan balik negative yaitu nilai kecepatan aktual. *Error* kecepatan tersebut harus diperbaiki agar dapat diolah lebih lanjut. Untuk itu digunakan kontroler PI. Sebelumnya, metode *average current control* memiliki dua buah umpan balik negative yaitu kecepatan dan arus *rectifier* sehingga dibutuhkan pula dua buah kontroler PI untuk memperbaiki *error*. *Tuning* kontroler PI pada metode ini sama pada metode sebelumnya, yaitu berdasarkan pada beban yang dipilih. Beban yang dipilih untuk nilai kontroler PI adalah torsi sebesar 2.9588 Nm. Nilai *tuning* kontroler PI pada metode histeresis ini dan spesifikasi lain dari sistem kontrol ini dapat dilihat pada tabel dibawah.

Tabel 3.6 spesifikasi pengontrol pada Metode Histeresis

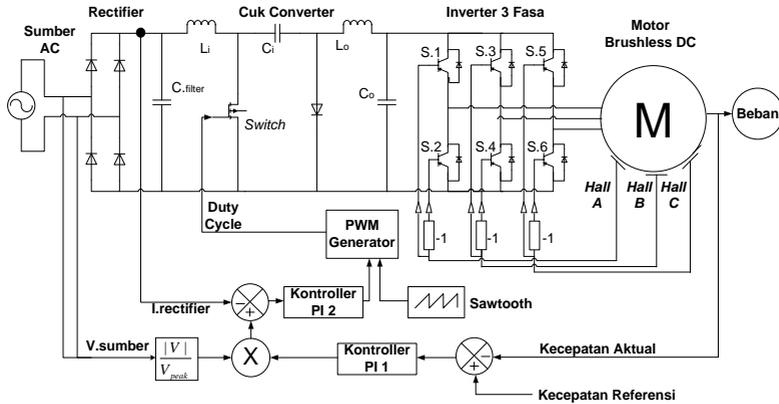
Kontroler PI 1	<i>Gain</i> = 0.005
	<i>Time Constant</i> = 0.1
Konstanta Pembagi Nilai Tegangan	311

Pada [18], kelebihan dari metode ini adalah tidak memerlukan gelombang kompensasi seperti segitiga atau *sawtooth*, mengkonversi tegangan menjadi sumber arus yang bertindak cepat, mudah didesain, frekuensi operasi yang tinggi, dan gelombang distorsi gelombang arus sumber pada beban yang tetap. Gambar 3.6 menunjukkan cara metode histeresis dalam menghasilkan pulsa *switching*.

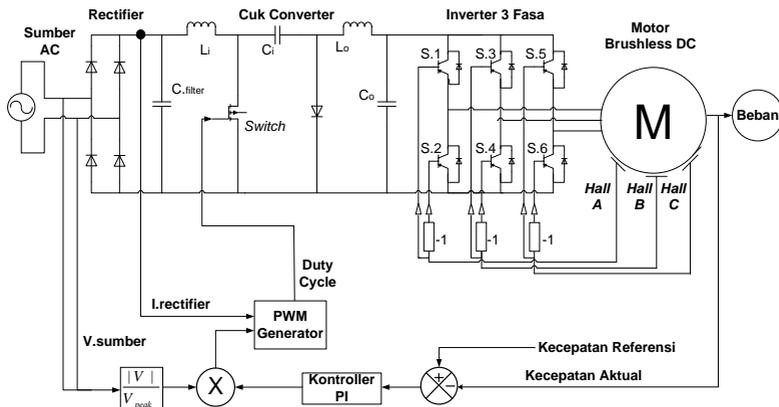


Gambar 3.8 Metode Swiching pada Komparator di Metode Histeresis [18]

Gambar 3.9 dan Gambar 3.10 menunjukkan konfigurasi sistem penggerak motor BLDC berbasis PFC dengan metode *average current control* dan dengan metode histeresis secara keseluruhan.



Gambar 3.9 Konfigurasi Sistem BLDC dengan Metode *Average Current Control*



Gambar 3.10 Konfigurasi Sistem BLDC dengan Metode Histeresis

BAB IV HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

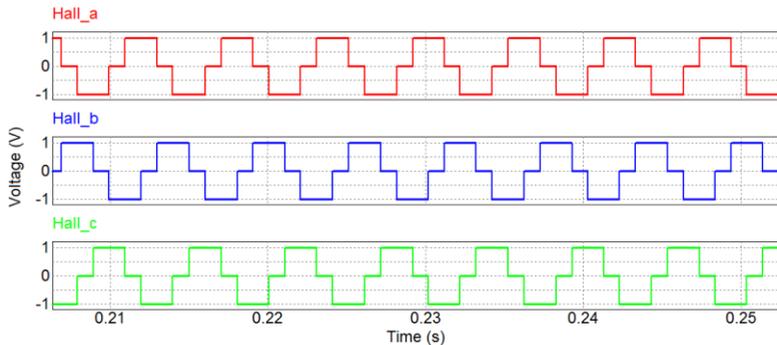
Pada Bab ini berisi penjelasan pengujian sistem yang telah didesain dengan memaparkan analisis mengenai faktor daya dan harmonisa pada sumber. Sistem yang diterapkan seperti yang sudah dibahas di bab 3. Sistem akan disimulasikan melalui program PSIM. Ada dua pengujian terhadap sistem kontrol kecepatan motor, yaitu:

1. Pengujian dengan diberi kecepatan yang berubah
2. Pengujian dengan torsi yang berubah

Pada pengujian tersebut akan dilihat dilihat kecepatan respon serta kestabilan dari sistem kontrol. Selain itu, akan dianalisis pula *total harmonic distortion* dan *power factor* pada kecepatan yang diuji dengan nilai torsi yang tetap yaitu 2.9588 Nm.

4.1 Analisis Kerja Inverter Berdasarkan Hasil dari Sensor *Hall-Effect*

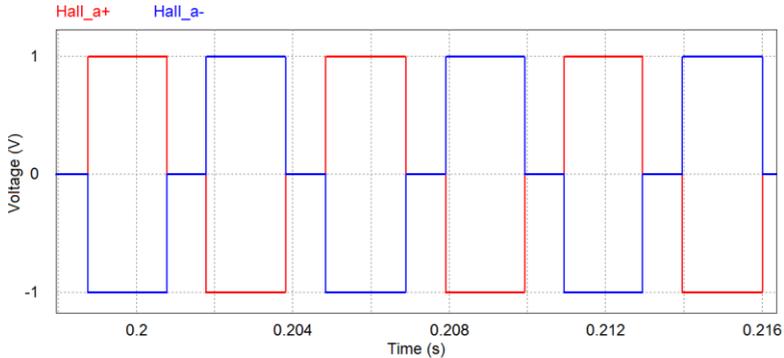
Simulasi pada bagian inverter ini bertujuan untuk menganalisis sistem komutasi inverter berdasarkan hasil sensor *hall-effect* dari motor.



Gambar 4.1 Hasil Sensor *Hall-Effect* a, b, dan c

Hasil dari tiga sensor di atas kemudian akan diparalel menjadi dua, yang mana salah satunya akan dikalikan dengan nilai -1 agar hasilnya berkebalikan dengan nilai aslinya. Sensor yang dikalikan dengan -1 ini masuk ke *switch* inverter bagian bawah (S.2, S.4, dan S.6).

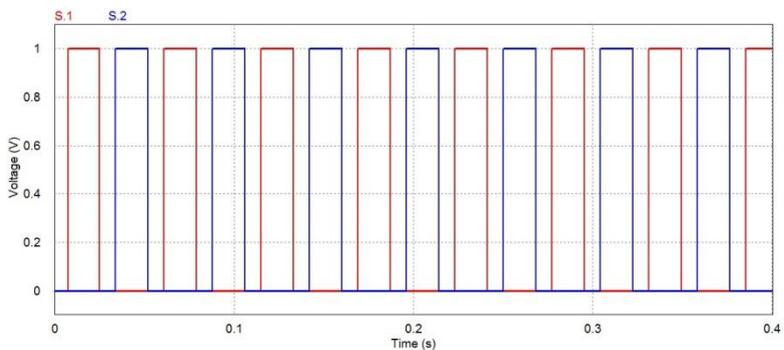
Gambar 4.2 ini adalah satu pasang *switch* yaitu S.1 dan S.2 yang mana diberi logika dari hall_a.



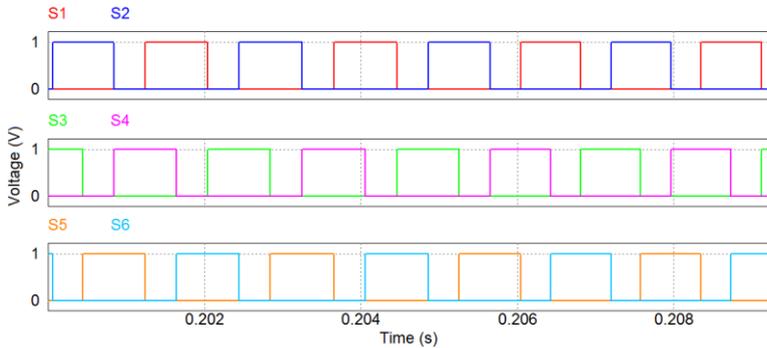
Gambar 4.2 Sinyal Sensor Hall-Effect untuk S.1 dan S.2

Dimana hall_a+ adalah sinyal hall_a yang asli yang masuk ke S.1 dan hall_a- adalah sinyal hall_a yang dikalikan dengan nilai -1 yang masuk ke S.2.

Sinyal *hall* tersebut akan berubah ketika diproses oleh *on-off controller* dimana nilai lebih kecil dari 0 akan dijadikan nol, sehingga nilai hanya 0 dan 1. Gambar 4.3 adalah gambar sinyal setelah melewati *on-off controller*. Hasil koordinasi dari enam *switch* hasil dari inverter berdasarkan sinyal sensor *hall-effect* akan dapat menggerakkan motor *brushless DC*.

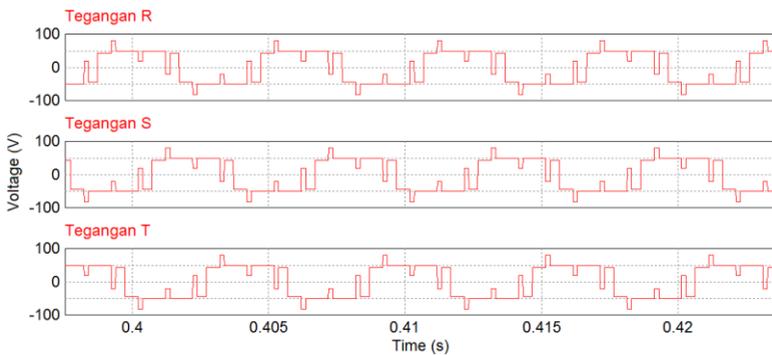


Gambar 4.3 Sinyal Switch S.1 dan S.2



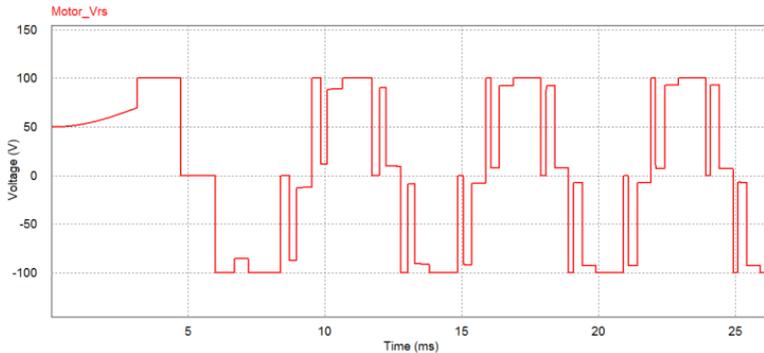
Gambar 4.4 Urutan *Switching* pada Inverter

Dengan Switch tersebut akan dihasilkan gelombang kecepatan seperti yang ditampilkan di Gambar 4.5.



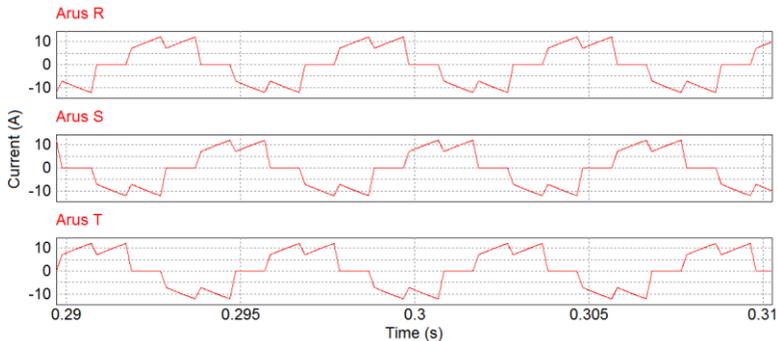
Gambar 4.5 Gelombang Tegangan Motor Fasa R, S, dan T

Terlihat gelombang seakan-akan membentuk sinyal kontak-kotak. Adanya semacam distorsi tersebut adalah karena karakteristik dari motor itu sendiri. Untuk gelombang tegangan *line to line* ditunjukkan pada Gambar 4.6. Pada tegangan *line to line* ini lebih jelas terlihat bahwa gelombang tegangan seakan-akan membentuk gelombang kotak-kotak dengan puncak tertinggi adalah 100 volt dan terendah adalah -100 volt.



Gambar 4.6 Tegangan line to line Motor antara Fasa R dengan Fasa S

Untuk arus, bentuk gelombang tunak atau *steady state* sudah sama dengan gelombang arus yang seharusnya. Gelombang berbentuk seperti gelombang *sawtooth* dengan dua puncak di tiap fasenya. Gelombang arus *steady state* dapat dilihat pada Gambar 4.7.



Gambar 4.7 Gelombang Arus Fasa R, S, dan T

Gelombang arus antar fasa berbeda 120 derajat seperti motor tiga fasa pada umumnya. Arus motor memiliki puncak sebesar 12 A dengan nilai rms sebesar 8 A. Gelombang berbentuk gergaji yang sudah sesuai dengan karakteristik motor BLDC.

4.2 Keadaan Tanpa *Cuk Converter*

Topologi yang digunakan untuk analisis ini sama seperti pada topologi dengan *cuk converter*, perbedaan hanya terletak pada tidak

digunakannya *cuk converter*. Keadaan tanpa *cuk converter* ini menggunakan beban torsi sebesar 2.9588 Nm, nilai beban rating dari motor *brushless* DC yang digunakan pada penelitian ini. Sumber tegangan yang digunakan adalah tegangan rms AC 220 V. Tegangan tersebut kemudian disearahkan oleh *rectifier* lalu hasil penyearahan tersebut akan langsung dirubah oleh inverter, yang bekerja berdasarkan sinyal dari sensor *hall-effect*, untuk sesuai dengan kebutuhan motor *brushless* DC. Pada keadaan tanpa *cuk converter*, tegangan DC yang masuk adalah tegangan sinusoidal yang disearahkan oleh *rectifier*, dengan tegangan puncak adalah sebesar 311 V.

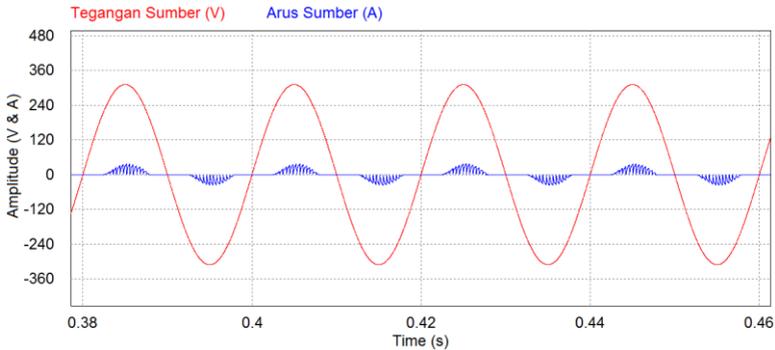
Dengan dihapusnya komponen *cuk converter* pada simulasi akan berpengaruh pada nilai faktor daya dan harmonisa dari tegangan dan arus sumber. Gelombang tegangan memiliki kandungan harmonisa yang kecil, yaitu sebesar 0.04 persen, sedangkan gelombang arus sebesar 73.39 persen. Besarnya harmonisa pada gelombang arus disebabkan karena *rectifier* dianggap sebagai beban non-linier sehingga menghasilkan harmonisa. Selain itu, adanya *switching* oleh inverter juga menaikkan kandungan harmonisa pada arus karena arus dicacah oleh inverter. Faktor daya pada keadaan tunak dari keadaan tanpa *cuk converter* ini sebesar 0.8. Kurva pada gambar 4.7 menggambarkan gelombang tegangan dan arus sumber.

Harmonisa pada sumber arus adalah sebesar 74.075%. sangat tinggi untuk sistem yang hanya dibebani oleh sebuah motor sebesar 874 Watt. besarnya nilai DF (*distortion factor*) pada nilai harmonisa tinggi tersebut adalah sebesar

$$\begin{aligned}
 DF &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{74.075}{100}\right)^2}} \\
 &= 0.80619
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Nilai DPF (*displacement power factor*) adalah nilai faktor daya yang ditampilkan oleh PSIM dimana untuk simulasi keadaan tanpa *cuk converter* ini DPF didapatkan sebesar 0.80355. TPF didapatkan melalui

mengalikan nilai DPF dengan DF. Diperoleh nilai 0.64782 untuk faktor daya dari sistem tanpa *cuk converter* ini.



Gambar 4.8 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber tanpa Cuk Converter

Tabel 4.1 Keadaan Steady State Sumber AC pada Kontrol Kecepatan tanpa PFC

THD Arus (%)	74.075
DF	0.80619
DPF	0.80355
TPF	0.64782

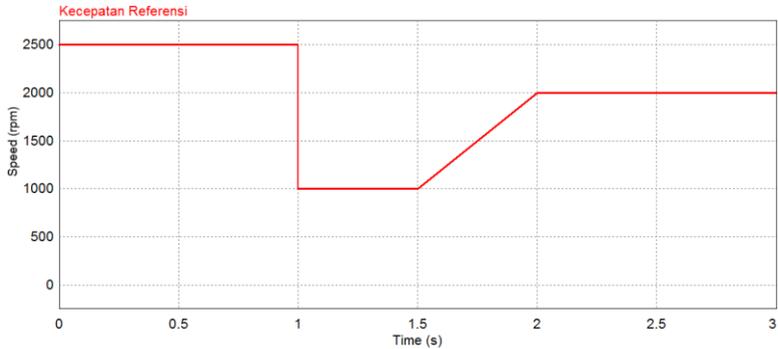
4.3 Analisis Kontrol Kecepatan Menggunakan *Cuk Converter* dan Pengaruhnya Terhadap THD serta PF Sumber

Pada penelitian ini digunakan dua mode, yaitu CCM dan DCM pada L_o , dan dua metode kontrol kecepatan, yaitu metode *average current control* dan metode histeresis. Dengan dua mode dan dua metode kontrol kecepatan, maka akan ada empat tipe kontrol yang akan diteliti. Empat kontrol tersebut adalah

1. Mode CCM dengan metode *average current control*
2. Mode DCM dengan metode *average current control*
3. Mode CCM dengan metode histeresis
4. Mode DCM dengan metode histeresis

Keempat metode ini akan dibandingkan pada sisi kecepatan respon, keandalan terhadap perubahan torsi, efisiensi daya, serta kemampuannya dalam perbaikan faktor daya dan mitigasi harmonisa.

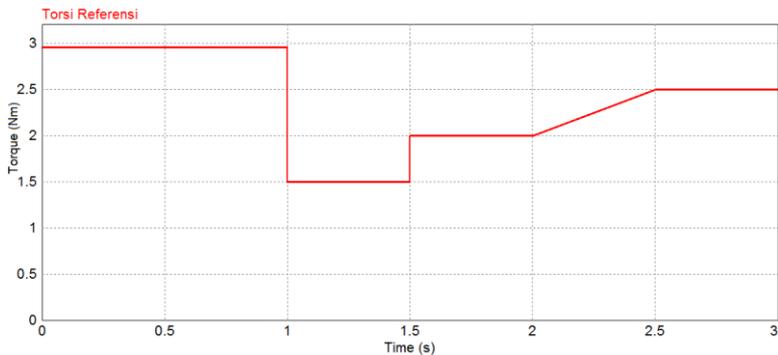
Kurva kecepatan referensi pada pada pengujian dengan kecepatan yang berubah dapat dilihat pada Gambar 4.9



Gambar 4.9 Kurva Uji Kontrol Kecepatan Terhadap Perubahan Kecepatan Referensi

Kurva tersebut terdiri dari tiga kecepatan referensi, yaitu 1000 rpm, 2000 rpm, dan 2500 rpm. Kecepatan diset tinggi yaitu 2500 rpm pada awal simulasi. Ditahan pada kecepatan tersebut hingga pada detik ke satu, kecepatan referensi berubah mendadak ke 1000 rpm. Kecepatan ditahan kembali pada 1000 rpm selama 0.5 detik dan dinaikkan perlahan dari 1000 rpm ke 2000 rpm selama 0.5 detik. Referensi ditahan kembali pada kecepatan 2000 rpm hingga simulasi berakhir.

Kurva torsi beban yang dilakukan pada pengujian ini ditunjukkan oleh Gambar 4.10.



Gambar 4.10 Kurva Uji Kontrol Kecepatan Terhadap Perubahan Torsi

Torsi referensi awal berada pada 2.9588 Nm hingga pada detik ke satu torsi turun mendadak ke 1.5 Nm. Torsi diset 1.5 Nm selama 0.5 detik dan naik mendadak ke 2 Nm pada detik 1.5. Torsi ditahan kembali

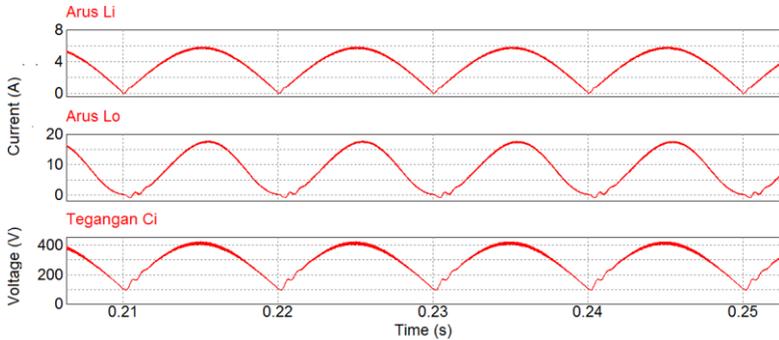
dan pada detik ke dua torsi dinaikkan secara perlahan dari 2 Nm ke 2.5 Nm selama 0.5 detik. Torsi tetap pada 2.5 Nm hingga simulasi berakhir.

Pada analisis THD dan PF dan dari sistem kontrol pada beberapa kecepatan pada 2.9588 Nm, kecepatan uji yang digunakan adalah mulai dari 500 rpm hingga 2500 rpm dengan perbedaan 250 rpm. Maka, nilai kecepatan uji adalah 500 rpm, 750 rpm, 1000 rpm, 1250 rpm, 1500 rpm, 1750 rpm, 2000 rpm, 2250 rpm, dan 2500 rpm.

4.3.1 Analisis Kerja Cuk Converter Mode CCM dan DCM pada L_o

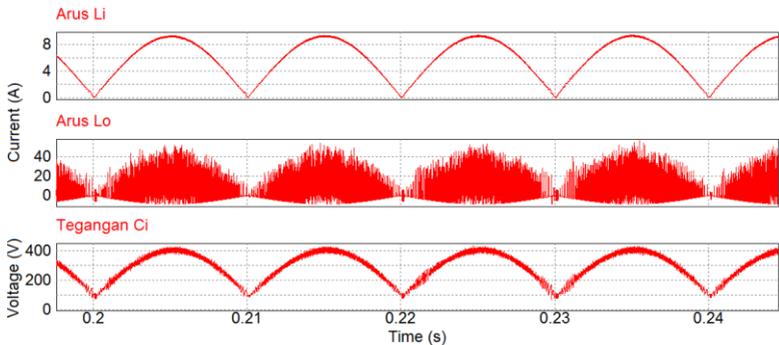
Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, mode *Cuk Converter* yang digunakan pada penelitian ini adalah mode CCM dan DCM pada L_o . Mode CCM adalah mode konduksi secara kontinyu pada *Cuk Converter* sehingga gelombang, baik arus atau tegangan, pada tiap komponen konverter berkesinambungan. Berkebalikan dengan CCM, mode DCM adalah mode konduksi yang tidak kontinyu sehingga gelombang pada konverter tidak berkesinambungan. Pada *Cuk converter*, terdapat tiga mode DCM, yaitu DCM pada L_i , DCM pada L_o , dan DCM pada C_i . Untuk penelitian ini, DCM pada L_o digunakan.

Bagian yang diteliti pada tiap mode adalah arus pada L_i , arus pada L_o , dan tegangan pada C_i . Gambar 4.11 ini adalah hasil dari simulasi pada mode CCM. Arus pada L_i adalah arus yang melewati induktor L_i . induktor L_i pada *cuk converter* berada di depan yang langsung berhadapan dengan sumber. Karena sumber konverter adalah hasil penyearahan oleh *rectifier*, yang hasilnya tidak DC murni namun masih berbentuk sinusoidal yang disearahkan, maka bentuk gelombang arus dari arus L_i adalah sinusoidal yang disearahkan. Pada mode ini, arus dari sumber tidak berubah karena nilai dari induktor input cukup besar untuk menyimpan arus sehingga yang dilewati adalah arus kontinyu. Bentuk arus dari arus L_i akan mempengaruhi bentuk gelombang pada arus pada L_o dan tegangan pada C_i . Arus pada L_o berbentuk sinusoidal yang dinaikkan besarnya. Tegangan pada C_i juga berbentuk sinusoidal yang disearahkan. Gelombang dari arus L_o dan tegangan C_i berbentuk sinusoidal yang cukup halus karena nilai komponen yang cukup besar untuk menahan kapasitas arus dan tegangan yang besar. Gelombang arus L_i , arus L_o , dan tegangan C_i sudah sesuai dengan bentuk gelombang mode CCM yang seharusnya [14].



Gambar 4.11 Gelombang Arus L_i , Arus L_o , dan Tegangan C_i pada Mode CCM

Hasil dari simulasi mode DCM pada L_o dapat dilihat pada Gambar 4.12. Sama seperti mode CCM, pada mode DCM pada L_o ini arus L_i berbentuk sinusoidal yang disearahkan. Pada mode DCM pada L_o ini, nilai induktor L_o cukup kecil sehingga arus yang melewatinya tidak kontinyu. Untuk tegangan C_i , gelombangnya hampir sama seperti mode CCM namun tidak sehalus sebelumnya. Bentuk gelombang dari arus L_i , arus L_o , dan tegangan C_i sudah sesuai dengan syarat mode DCM pada L_o .

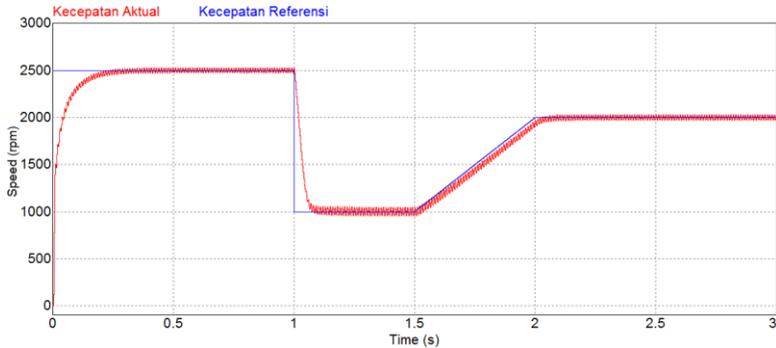


Gambar 4.12 Gelombang Arus L_i , Arus L_o , dan Tegangan C_i pada Mode DCM pada L_o

4.3.2 Performa Mode CCM dengan Metode *Average Current Control*

Analisis pertama pada metode ini adalah melihat respon kecepatan dengan diberi referensi kecepatan yang berubah-ubah. Pada

analisis ini, tegangan sumber diberi nilai tetap sebesar 220 V rms dan beban torsi sebesar 2.9588 Nm. Gambar 4.13 ini adalah grafik kecepatan pada pengujian ini.

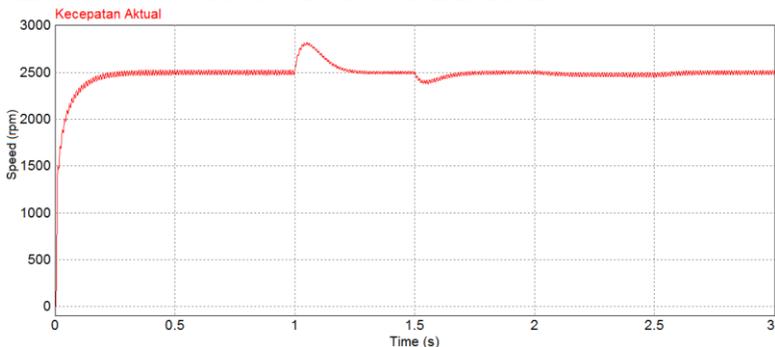


Gambar 4.13 Kurva kecepatan aktual (merah) Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* terhadap Kecepatan Referensi (biru)

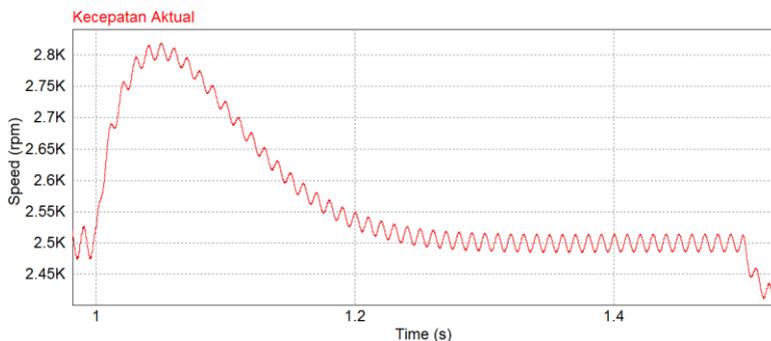
Terlihat bahwa kecepatan respon sudah cukup cepat dan halus. Untuk mencapai keadaan *steady state*, dibutuhkan sekiranya 380 milidetik atau 0.38 detik. Respon yang cepat juga ditunjukkan ketika kecepatan referensi diubah mendadak ke 1000 rpm dari yang awalnya 2500 rpm pada detik ke satu. Waktu yang dibutuhkan kurang lebih 0.2 detik. Untuk respon kecepatan yang diubah secara perlahan seperti pada interval 1.5 detik ke 2 detik, kecepatan motor sedikit lebih kecil dari kecepatan referensi meskipun kecepatan tetap naik secara teratur. Untuk *ripple* kecepatan, besarnya lebih tinggi ketika motor bergerak pada kecepatan yang lebih rendah. Ditunjukkan pada grafik di atas bahwa *ripple* lebih besar pada kecepatan 1000 rpm dibandingkan pada 2000 rpm maupun 2500 rpm.

Analisis selanjutnya adalah melihat respon kecepatan motor ketika torsi beban berubah-ubah. Hasil simulasi ditampilkan pada Gambar 4.14. Hasil simulasi menunjukkan bahwa perubahan torsi mendadak sangat berpengaruh pada kecepatan motor. Pada detik ke satu, torsi diubah dari 2.9588 Nm ke 1.5 Nm yang mengakibatkan kecepatan melonjak seketika hingga mencapai kecepatan puncak 2819 rpm. 0.3 detik dibutuhkan oleh sistem untuk menstabilkan kecepatan dari awal diberi respon ke kecepatan stabilnya. 0.3 detik adalah waktu total, dari terjadinya lonjakan selama 0.5 detik hingga penyabilan kecepatan dari

puncak lonjakan ke kecepatan stabil selama 0.25 detik. Waktu 0.3 detik juga dibutuhkan ketika torsi naik secara mendadak pada detik ke 2.5 dimana torsi referensi diubah dari 1.5 Nm ke 2 Nm.

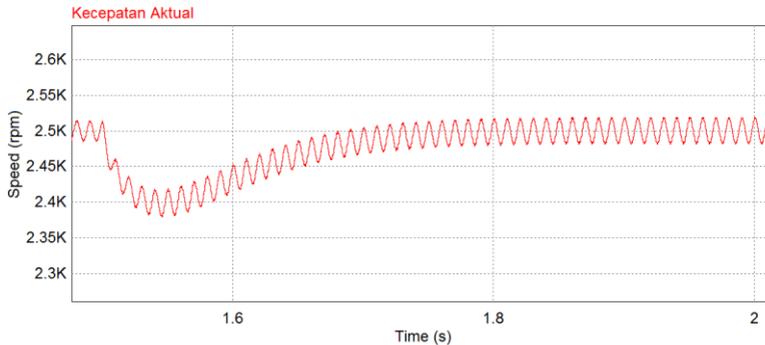


Gambar 4.14 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah



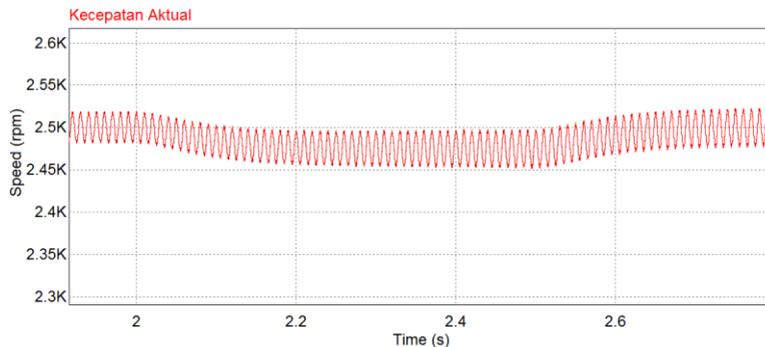
Gambar 4.15 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5)

Berbeda dengan sebelumnya dimana torsi melonjak naik, pada detik ini kecepatan turun. Besar perubahan kecepatan juga tidak sebesar sebelumnya karena besarnya perubahan torsi sebesar 0.5 Nm, dimana pada detik ke satu berubah 1.4588 Nm, hampir sepertiganya. Pada detik ke 1.5 ini motor paling rendah berputar pada kecepatan 2379 rpm. Seperti uji sebelumnya, waktu reaksi adalah 0.5 detik dan waktu untuk *recovery* sebesar 0.25 detik.



Gambar 4.16 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2)

Ketika torsi dinaikkan secara perlahan seperti pada interval antara detik ke dua hingga detik ke 2.5, kecepatan motor tidak banyak berubah. Motor hanya sedikit melambat ke kecepatan 2472 rpm secara konstan hingga torsi stabil di 2 Nm kecepatan kembali ke 2500 rpm.



Gambar 4.17 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8)

Tabel 4.2 adalah tabel hasil simulasi untuk uji kemampuan mengurangi harmonisa pada gelombang arus sumber dan perbaikan faktor daya. Digunakan sepuluh tingkat kecepatan, dimulai dari 250 rpm hingga 2500 dengan perbedaan tiap tahapnya 250 rpm, beban tetap sebesar 2.9588 Nm, dan tegangan sumber sebesar 220 V AC RMS.

Tabel 4.2 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan *Metode Average Current Control*

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	31.108	0.95487	0.99915	0.95405
2	500	16.805	0.98617	0.99782	0.98402
3	750	10.247	0.99479	0.99930	0.99409
4	1000	6.997	0.99756	0.99976	0.99732
5	1250	5.266	0.99862	0.99992	0.99854
6	1500	3.924	0.99923	0.99995	0.99918
7	1750	3.128	0.99951	0.99995	0.99946
8	2000	2.62	0.99966	0.99995	0.99961
9	2250	2.285	0.99974	0.99995	0.99969
10	2500	1.967	0.99981	0.99995	0.99976

THD adalah *total harmonic discharge* yang besarnya adalah persentase, dimana merepresentasikan banyaknya kontaminasi harmonisa pada gelombang arus. DF adalah *distortion factor*, nilai harmonisa yang dijadikan besaran faktor daya dimana besarnya nilai menandakan bahwa kontaminasi harmonisa semakin sedikit. Nilai DF ini didapatkan melalui rumus:

$$DF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \quad (4.2)$$

DPF adalah *displacement power factor*, faktor daya yang dihitung pada simulasi PSIM yang merupakan faktor daya yang belum memperhitungkan pengaruh harmonisa. TPF adalah *true power factor*, faktor daya yang sebenarnya dimana sudah memperhitungkan pengaruh harmonisa. Nilai TPF didapatkan melalui rumus

$$TPF = DF \times DPF \quad (4.3)$$

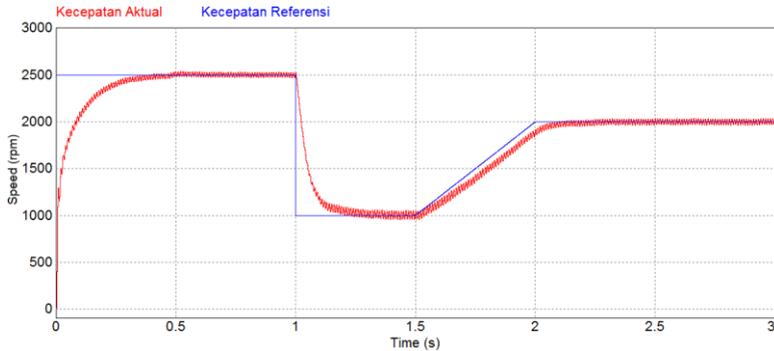
Yang mana perkalian DF dan DPF akan menghasilkan nilai TPF.

Pada kecepatan rendah, harmonisa arus masih sangat besar, terlebih pada kecepatan di bawah 1000 rpm. Harmonisa pada kecepatan di bawah 1000 rpm ini masih di atas 10%. Mulai dari 1000 rpm keatas, THD berkurang hingga pada puncaknya pada 2500 rpm, THD ada pada nilai 1.967%. Nilai DF berhubungan dengan besarnya THD. Nilai DF paling kecil pada uji ini adalah 0.954865, ada pada kecepatan 250 rpm dengan THD sebesar 31.108%. Meskipun nilai THD itu termasuk besar, namun bila dikonversi masih memiliki nilai DF yang masih besar. Sama seperti DF, nilai kecepatan berpengaruh pada nilai DPF dimana semakin tinggi kecepatan uji semakin besar pula nilai DPF. Nilai DPF paling kecil berada pada batas normal, yaitu sebesar 0.99915 pada kecepatan 250 rpm, dan paling besar adalah 0.99980 pada kecepatan 2500 rpm. Dengan kombinasi nilai DF dan DPF tersebut, diperoleh nilai TPF yang cukup baik juga dimana paling rendah berada pada nilai 0.95405 dan paling tinggi adalah 0.99976. Nilai faktor daya pada kecepatan rendah ini masih pada batas aman standar faktor daya, namun sayangnya besar harmonisa pada sumber arus masih tinggi.

4.3.3 Performa Mode DCM pada L_o dengan Metode *Average Current Control*

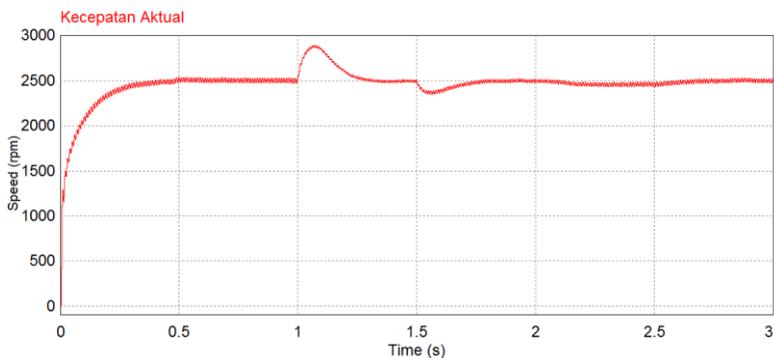
Melalui uji pertama, yaitu uji dengan mengubah kecepatan referensi dengan nilai tegangan sumber tetap, 220 V AC rms, dan beban tetap, 2.9588 Nm, akan dilihat kecepatan respon sistem kontrol terhadap perubahan kecepatan. Gambar 4.16 adalah hasil simulasi untuk pengujian perubahan kecepatan. Interval detik nol hingga satu diset referensi pada 2500 rpm. Dibutuhkan waktu sekitar 0.5 detik untuk mencapai kecepatan 2500 rpm dari keadaan diam. Waktu yang dibutuhkan ini sedikit lebih lama dibandingkan dengan mode CCM pada metode kontrol yang sama. Pada detik satu, kecepatan referensi diubah mendadak ke 1000 rpm. Waktu yang dibutuhkan untuk mencapai keadaan *steady state* pada kecepatan yang jauh lebih rendah tersebut lebih dari 0.5 detik. Terlihat pada Gambar 4.18 nilai kecepatan masih berusaha menuju kecepatan *steady state*nya pada 0.5 detik setelah perubahan referensi. Respon perubahan kecepatan ke lebih rendah tersebut membutuhkan waktu lama dari mode CCM sebelumnya. Pada mode DCM ini, waktu untuk menyamai kecepatan referensi yang lebih rendah seperti pada detik ke 1 dimana kecepatan referensi diubah dari 2500 rpm menjadi 1000 rpm adalah sekitar 0.3 detik. Kecepatan sedikit di bawah kecepatan referensinya meskipun masih naik mengikuti

naiknya perubahan referensi. *Ripple* kecepatan pada kecepatan pada mode ini kurang lebih sama seperti mode CCM. *Ripple* lebih kecil pada kecepatan tinggi dan besar pada kecepatan rendah.

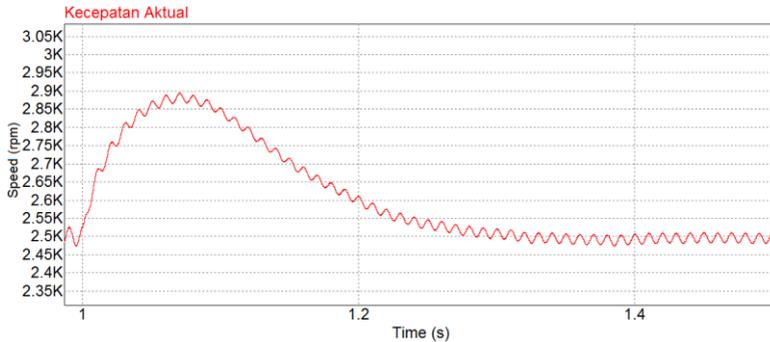


Gambar 4.18 Kurva kecepatan aktual (merah) Mode DCM pada L_o dengan Metode *Average Current Control* terhadap Kecepatan Referensi (biru)

Hasil simulasi untuk uji perubahan kecepatan terhadap perubahan torsi bisa dilihat pada Gambar 4.17. Kecepatan melonjak ketika torsi beban diturunkan dari 2.9588 Nm ke 1.5 Nm pada detik 1. Lonjakan kecepatan ini hingga mencapai kecepatan 2895 rpm. Reaksi sistem terhadap perubahan torsi ini adalah 0.07 detik, dimana waktu untuk *recovery* menuju keadaan *steady state* adalah sekitar 0.3 detik seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.18.

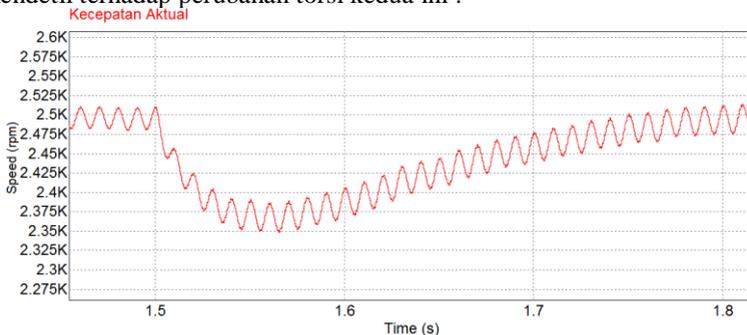


Gambar 4.19 Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah



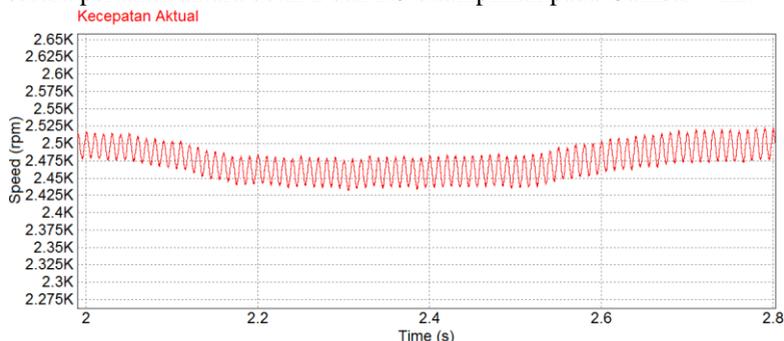
Gambar 4.20 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5)

Perubahan kecepatan juga terjadi ketika torsi dinaikkan secara mendadak, seperti pada detik ke 1.5 dimana torsi diubah dari 1.5 Nm ke 2 Nm. Kecepatan turun hingga mencapai titik terendahnya pada 2348 rpm. Titik terendah ini terjadi pada 0.065 detik setelah terjadi perubahan impuls. Waktu tersebut hampir sama seperti waktu reaksi pada perubahan torsi pada detik ke 1 sebelumnya, dimana perbedaannya hanya 0.005 detik. Perbedaan ini disebabkan oleh perubahan nilai torsi yang tidak sederastis sebelumnya. Kecepatan kembali pada keadaan *steady state* pada detik ke 1.8, 0.3 detik dari awal perubahan torsi dan 0.235 detik dari titik balik kecepatan motor yang mana kecepatan terendahnya adalah 2350 rpm. Gambar 4.21 adalah Hasil simulasi mendetil terhadap perubahan torsi kedua ini .



Gambar 4.21 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2)

Pada interval detik ke 2 hingga 2.5 dapat dilihat Respon sistem terhadap perubahan torsi secara perlahan. Pada inveral ini kecepatan berkurang sedikit. Perubahan perlahan ini tidak menyebabkan perubahan kecepatan yang signifikan. Perubahan kecepatan akibat kenaikan torsi secara perlahan antara detik 2 dan 2.5 ditampilkan pada Gambar 4.22.



Gambar 4.22 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Average Current Control* pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8)

Hasil simulasi untuk melihat kemampuan dalam mengurangi harmonisa dan perbaikan faktor daya dapat dilihat pada tabel di bawah.

Tabel 4.3 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM pada Lo dengan Metode *Average Current Control*

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	33.170	0.94915	0.99698	0.94628
2	500	12.076	0.99279	0.99988	0.99267
3	750	7.041	0.99753	0.99998	0.99751
4	1000	4.494	0.99899	0.99998	0.99897
5	1250	3.475	0.99940	0.99999	0.99939
6	1500	2.286	0.99974	0.99999	0.99973
7	1750	1.970	0.99981	0.99999	0.99980
8	2000	1.645	0.99986	0.99999	0.99985
9	2250	1.408	0.99990	0.99999	0.99989
10	2500	1.262	0.99992	0.99999	0.99991

Harmonisa terbesar pada mode ini ada pada kecepatan 250 rpm dimana THD ada pada nilai 33.17%. Perubahan derastis terjadi antara 250 rpm ke 500 rpm dimana THD berkurang sebesar 21%. THD semakin kecil seiring dengan main tingginya kecepatan motor. Pada kecepatan tertinggi yaitu 2500 rpm, THD ada pada nilai 1.2618% dimana gelombang sudah hampir murni sinusoidal.

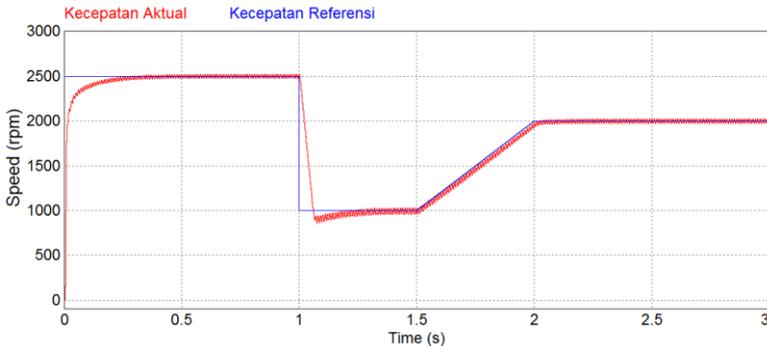
Nilai DF sangat dipengaruhi oleh nilai THD dan nilai tersebut berkebalikan dengan THD yang mana semakin besar THD maka DF semakin kecil. Nilai DF terkecil adalah bernilai 0.94915, ada pada kecepatan 250 rpm dimana nilai THD pada kecepatan tersebut sebesar 33.17%. Untuk nilai terbesar, DF ada pada nilai 0.99992 pada kecepatan 2500 rpm.

DPF paling rendah adalah bernilai 0.99698. DPF tersebut ada pada kecepatan 250 rpm. Untuk nilai tertinggi ada pada nilai 0.99999 pada kecepatan 1250 rpm hingga 2500 rpm. Nilai DPF berpengaruh terhadap nilai TPF yang merupakan nilai faktor daya yang sebenarnya. Pada kecepatan 250 rpm yang memiliki nilai DF dan DPF terendah, TPF ada pada nilai 0.94628. Untuk kecepatan *rating* pada 2500 rpm, TPF bernilai 0.99991. Dibandingkan dengan mode CCM yang menggunakan metode yang sama, nilai TPF dan THD pada kecepatan 250 rpm lebih baik. Meskipun pada kecepatan 250 rpm lebih rendah, pada kecepatan lebih tinggi mode DCM ini memiliki THD lebih rendah dengan nilai PF yang lebih baik.

4.3.4 Performa Mode CCM dengan Metode Histeresis

Hasil simulasi mode CCM dengan metode histeresis untuk respon terhadap perubahan referensi kecepatan ada pada gambar 4.22. Pada interval antara detik 0 ke 1, dapat dilihat respon sistem terhadap perubahan referensi yang derastis, dengan diberi kecepatan referensi sebesar 2500 dari awal simulasi. Untuk mencapai kecepatan tunak 2500 rpm dari keadaan diam, dibutuhkan waktu sekitar 0.45 detik. Perubahan referensi secara mendadak ada pada detik ke 1. Pada detik ini, kecepatan diubah ke nilai 1000 rpm dari yang awalnya sebesar 2500 rpm. Kecepatan turun hingga ke titik terendahnya sebesar 855 rpm pada 0.075 detik setelah perubahan referensi. Setelah mencapai titik terendah tersebut, kecepatan naik dan mencapai keadaan tunak pada 1000 rpm. 0.26 detik dibutuhkan untuk mencapai keadaan tunak tersebut. Maka total waktu yang dibutuhkan dari awal perubahan referensi hingga ke keadaan tunak adalah sekitar 0.335 detik. Saat terjadi perubahan

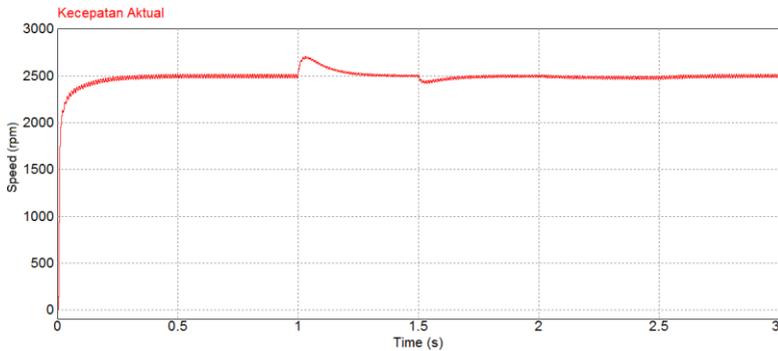
referensi secara perlahan seperti antara detik 1.5 hingga 2, kecepatan motor dapat mengikuti referensi dengan baik. Perbedaan antara kecepatan motor dengan referensi hanya sedikit dan sangat rapat.



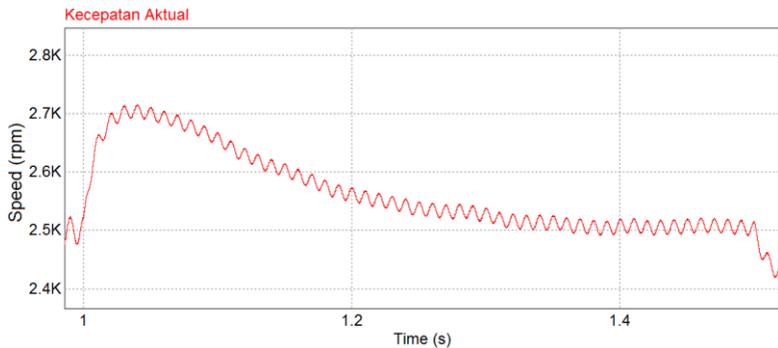
Gambar 4.23 Kurva kecepatan aktual (merah) Mode CCM dengan Metode Histeresis terhadap Kecepatan Referensi (biru)

Dibandingkan dengan mode yang sama dengan metode yang berbeda, kecepatan respon terhadap pemberian referensi yang tinggi dari awal sedikit lebih lama, sebesar 0.07 detik. Untuk perubahan kecepatan dari tinggi ke rendah secara mendadak, respon lebih lama sebesar sekitar 0.13 detik dan disertai dengan kecepatan rata-rata yang turun melewati kecepatan referensinya seperti terlihat pada Gambar 4.23. Deviasi antara kecepatan aktual dengan referensi yang diubah perlahan kurang lebih sama, dimana keduanya dapat mengikuti kecepatan referensi dengan baik dan sangat rapat terhadap nilai referensinya. *Ripple* kecepatan pun sama dimana semakin tinggi kecepatan semakin rendah *ripple* yang ada.

Gambar 4.24 adalah hasil uji terhadap perubahan torsi pada kecepatan referensi dan sumber yang tetap. Uji perubahan torsi pertama ada pada detik 1. Pada detik ini torsi diubah dari 2.9588 ke 1.5 Nm. Terjadi lonjakan kecepatan dimana kecepatan mencapai 2715 rpm pada kecepatan puncaknya. Kecepatan puncak ini terjadi 0.04 detik setelah perubahan torsi. Kecepatan kemudian turun hingga ke nilai *steady state* 2500 rpm pada sekitar detik 1.38. Waktu *recovery* yang dibutuhkan dari titik balik kecepatan puncak ke keadaan *steady state* adalah sekitar 0.34 detik. Secara keseluruhan dibutuhkan waktu 0.38 detik untuk mencapai keadaan *steady state* dari awal perubahan referensi torsi.



Gambar 4.24 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah

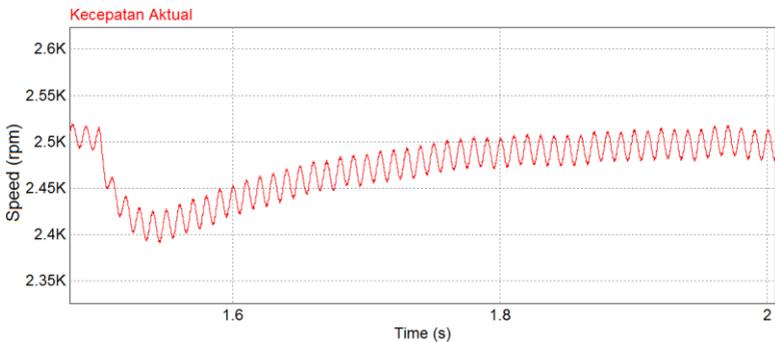


Gambar 4.25 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode *Histeresis* pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5)

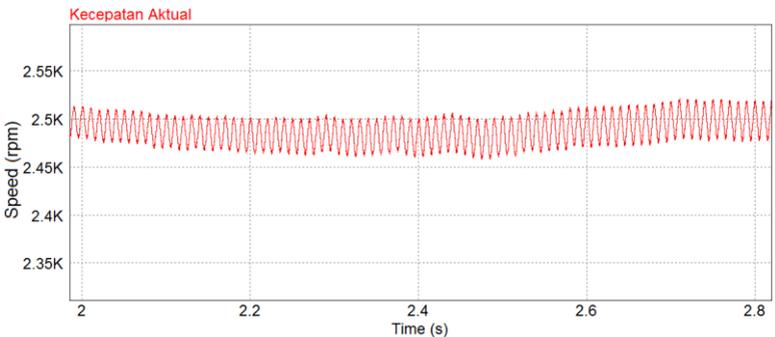
Uji perubahan torsi kedua adalah dengan memberikan perubahan torsi yang lebih tinggi secara mendadak dimana torsi diubah dari 1.5 Nm ke 2 Nm. Kenaikkan torsi ini mengakibatkan kecepatan motor turun hingga mencapai 2391 rpm. Waktu reaksi tersebut sekitar 0.045 detik dari awal perubahan torsi. Waktu *recovery* untuk kembali ke kecepatan tunak 2500 rpm adalah sekitar 0.33 detik. Sedikit agak lama namun sejak 0.3 detik perubahan kecepatan rata-rata tidak jauh dari 2500 rpm, hanya beda 1 hingga 3 rpm saja. Detil uji ini ada pada gambar 4.25.

Respon motor terhadap perubahan torsi yang dinaikkan secara perlahan dapat dilihat detilnya pada gambar 4.26. Pada interval antara detik 2 ke 2.5, torsi dinaikkan perlahan dari 2 Nm ke 2.5 Nm. Perubahan

tersebut memperlambat kecepatan motor dimana terjadi selama perubahan berlangsung. Penurunan kecepatan akibat perubahan torsi yang perlahan ini tidak besar, hanya sekitar 20 rpm. Setelah perubahan berhenti pada detik 2.5 motor kembali berusaha mencapai kecepatan referensi 2500 rpm dan membutuhkan waktu kurang lebih 0.2 detik.



Gambar 4.26 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2)



Gambar 4.27 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8)

Secara keseluruhan, motor cenderung stabil terhadap perubahan torsi pada kecepatan referensi dan tegangan sumber yang tetap. Dibandingkan mode yang sama pada metode yang berbeda, perubahan kecepatan pada akibat perubahan torsi pada kontrol ini lebih rendah. Terlihat pada uji torsi pertama, puncak kecepatan tidak setinggi metode sebelumnya. Pada uji kedua dan ketiga pun penurunan kecepatan tidak

serendah pada metode sebelumnya. Sedikitnya perubahan kecepatan ini tidak dibarengi dengan cepatnya respon untuk *recovery* ke keadaan tunaknya bila dibandingkan dengan metode sebelumnya. Selain itu, kecepatan motor juga tidak sehalus metode sebelumnya dimana dapat dibandingkan antara Gambar 4.17 dengan Gambar 4.27. Pada Gambar 4.17 kecepatan rata-rata sangat stabil sedangkan pada Gambar 4.27 kecepatan rata-rata naik-turun sedikit dan hampir terjadi setiap saat..

Tabel di bawah adalah tabel uji kemampuan mitigasi harmonisa serta perbaikan faktor daya. Dilakukan pengukuran THD dan PF pada kecepatan tiap 250 rpm antara 250 rpm hingga 2500 rpm.

Tabel 4.4 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode Histeresis

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	31.820	0.95292	0.99452	0.94770
2	500	22.675	0.97524	0.99340	0.96881
3	750	13.814	0.99059	0.99685	0.98747
4	1000	9.505	0.99551	0.99898	0.99450
5	1250	6.683	0.99777	0.99957	0.99735
6	1500	4.986	0.99876	0.99977	0.99853
7	1750	3.815	0.99927	0.99988	0.99915
8	2000	3.211	0.99948	0.99993	0.99941
9	2250	2.614	0.99966	0.99996	0.99962
10	2500	2.286	0.99974	0.99997	0.99971

THD terbesar adalah 31.82% pada kecepatan 250 rpm. THD pada kontrol ini baru dapat memenuhi standar mulai kecepatan 1250 rpm dimana THD bernilai 6.683%. Di bawah kecepatan 1250 rpm, THD masih terlalu besar. Berkurangnya nilai THD pada tiap kenaikan kecepatan tidak signifikan pada mode CCM dengan metode sebelumnya. Pada mode yang sama dengan metode sebelumnya, berkurangnya THD dari 250 rpm ke 500 rpm dapat mencapai 14.3% sedangkan untuk metode ini hanya 9.15%. Untuk dapat mengurangi THD hingga di bawah 10%, dibutuhkan kecepatan 1250 rpm sedangkan pada metode sebelumnya 1000 rpm sudah di bawah 10%. Pengurangan

THD tiap titik uji tidak terlalu signifikan dan nilai terendah untuk THD adalah sebesar 2.286% pada kecepatan 2500 rpm. Nilai THD sangat berpengaruh pada nilai DF. Nilai terendah DF pada kontrol ini adalah 0.95292 pada kecepatan 250 rpm dan tertinggi pada 0.99966 pada kecepatan 2500 rpm.

Nilai DPF yang terhitung pada uji ini paling rendah adalah 0.99452 pada kecepatan 250 rpm dan tertinggi 0.99997 pada kecepatan 2500 rpm. Dengan demikian, nilai DPF pada kontrol sudah cukup baik dari awal uji.

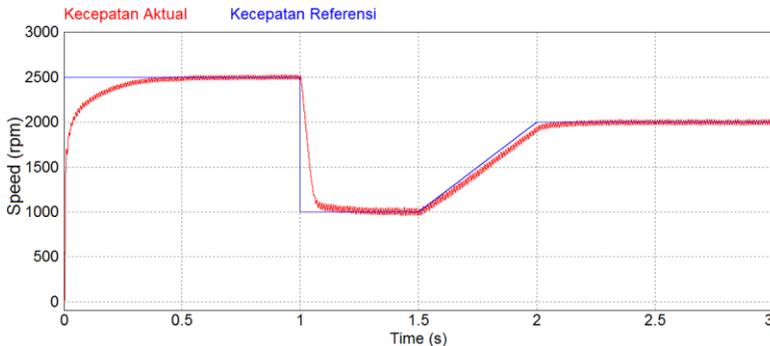
TPF atau faktor daya yang sebenarnya dapat dihitung dengan mengalikan DF dengan DPF. TPF terendah ada pada kecepatan 250 rpm dengan nilai 0.94770 dimana hasil perkalian antara DF sebesar 0.95292 dengan DPF sebesar 0.99452. Kenaikkan signifikan terjadi pada 500 rpm dan 750 rpm. Pada 500 rpm TPF naik sebesar 0.02111 menjadi 0.96881 dan pada 750 rpm naik 0.01866 menjadi 0.98747. TPF tertinggi ada pada 2500 rpm dengan nilai sebesar 0.99971.

Kemampuan mitigasi harmonisa dari kontrol ini tidak sebaik mode CCM pada metode sebelumnya. Mode CCM metode sebelumnya THD memiliki rentang antara 31.108% dan 1.9667% sedangkan kontrol ini antara 31.82% dan 2.286%. Nilai maksimum dan minimum THD masih lebih besar dari metode sebelumnya. Terlebih kemampuan mengurangi harmonisa pada kecepatan rendah yang terbilang lambat, dimaa untuk mengurangi harmonisa hingga di bawah titik 10% dibutuhkan kecepatan sedikit di bawah 1000 rpm, dibandingkan dengan metode sebelumnya pada kecepatan 1000 rpm nilai THD ada pada titik 6.9%. performanya dalam mitigasi harmonisa berpengaruh terhadap koreksi faktor daya dimana hasilnya sedikit dibawa metode sebelumnya. Sedikitnya perbedaan ini disebabkan oleh nilai DPF kedua metode yang hampir sama.

4.3.5 Performa Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis

Hasil uji respon terhadap perubahan referensi kecepatan dilampirkan pada Gambar 4.27. Waktu yang dibutuhkan untuk mencapai kecepatan tunak saat diberi referensi 2500 rpm dari keadaan diam adalah sekitar 0.5 detik. Waktu ini lebih lama dibandingkan dengan waktu menyesuaikan kecepatan pada saat perubahan kecepatan dari 2500 rpm ke 1000 rpm seperti pada detik ke 1. Waktu penyesuaian pada perubahan referensi ini adalah sebesar 0.3 detik. Ketika diberi perubahan referensi kecepatan perlahan seperti interval detik 1.5 ke 2, motor dapat

menyesuaikan namun semakin tinggi referensinya semakin besar perbedaan kecepatan antara kecepatan referensi dengan kecepatan aktual seperti yang terlihat pada Gambar 4.28. Untuk *Ripple* kecepatan, *ripple* lebih besar pada kecepatan rendah dibandingkan dengan kecepatan tinggi seperti yang terlihat pada grafik performa.

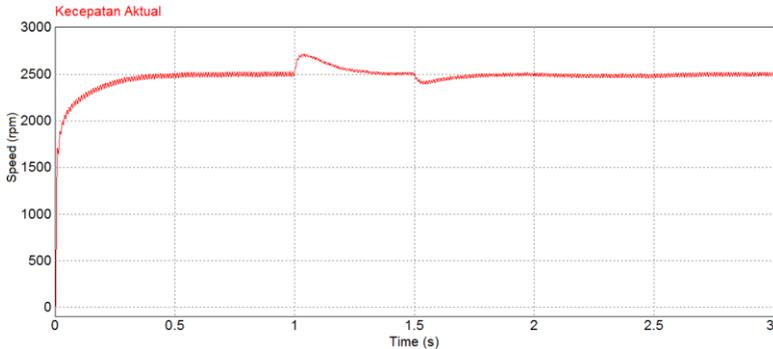


Gambar 4.28 Kurva kecepatan aktual (merah) Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis terhadap Kecepatan Referensi (biru)

Dibandingkan dengan mode DCM yang sama dengan metode yang berbeda, waktu untuk menyamai kecepatan referensi 2500 rpm dari keadaan diam kurang lebih sama. Perbedaan performa mulai terlihat pada detik 1 dimana perubahan referensi dari 2500 rpm ke 1000 rpm. Pada metode sebelumnya kecepatan tidak dapat menyamai secara halus dan cenderung lebih lambat. Selain itu, ketika diberi referensi kecepatan yang naik perlahan seperti pada interval detik 1.5 ke, 2 metode sebelumnya dapat mengikuti dengan baik namun perbedaan kecepatannya lebih besar dibanding dengan metode ini.

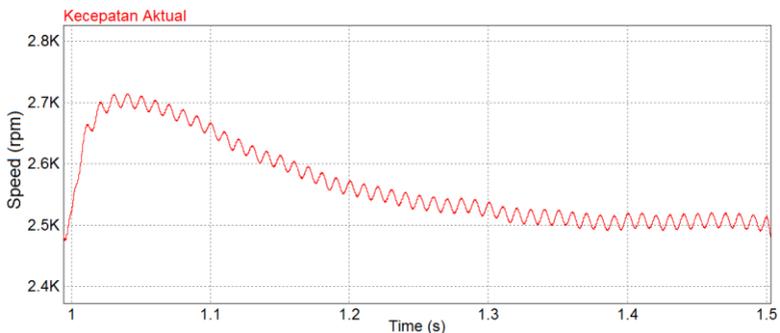
Untuk perbandingan dengan mode CCM pada metode yang sama, respon kecepatan secara keseluruhan tidak lebih baik. Kecepatan dalam merespon untuk menyamai kecepatan 2500 rpm dari keadaan diam lebih lama dan perbedaan antara kecepatan referensi dan kecepatan aktual lebih besar ketika diberi perubahan referensi secara perlahan. Keunggulan dari mode ini dibanding mode CCM dengan metode yang sama adalah dalam merespon penurunan referensi secara mendadak seperti pada detik 1. Kecepatan pada Mode CCM sempat *drop* ke nilai di bawah nilai referensi sedangkan mode ini dapat menyesuaikan referensi dengan baik meskipun waktu respon kurang lebih sama.

Hasil simulasi untuk uji terhadap perubahan nilai torsi ditampilkan pada gambar selanjutnya.



Gambar 4.29 Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah

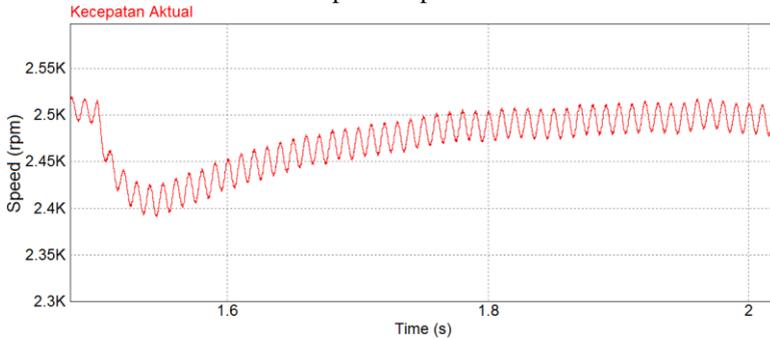
Berdasarkan kurva di atas, respon motor terhadap penurunan torsi dari 2.9588 Nm ke 1.5 Nm kurang lebih 0.38 detik. Sebelum dapat menyamai kecepatan referensi, kecepatan motor sempat melonjak hingga 2715 rpm. Lonjakan kecepatan tersebut terjadi 0.04 detik setelah perubahan torsi terjadi sehingga waktu *recovery* untuk menyamai kecepatan referensi adalah sekitar 0.31 detik.



Gambar 4.30 Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1-1.5)

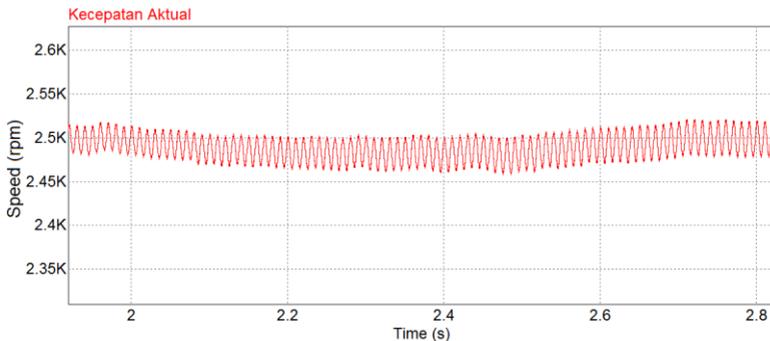
Motor mengalami perubahan kecepatan ketika torsi dinaikkan dari 1.5 Nm ke 2 Nm secara mendadak yang dilakukan pada detik 1.5.

Kecepatan turun hingga mencapai 2391 Nm. Dibutuhkan waktu sekitar 0.3 detik untuk kembali mencapai kecepatan referensi.



Gambar 4.31 Kurva Kecepatan Aktual Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 1.5-2)

Pada saat diberi kecepatan referensi yang naik bertahap, kecepatan motor mengalami perlambatan hingga mencapai kecepatan rata-rata sebesar 2462 rpm. Setelah torsi tetap pada nilai 2 Nm dari detik ke 2, motor berusaha menuju kecepatan referensi dan membutuhkan waktu 0.2 detik



Gambar 4.32 Kurva Kecepatan Aktual Mode CCM dengan Metode Histeresis pada Saat Torsi Diubah (Interval Detik 2-2.8)

Dibandingkan dengan mode DCM yang menggunakan metode berbeda, secara keseluruhan motor lebih stabil dalam mempertahankan kecepatan referensinya. Pada uji dengan perubahan torsi dari 2.9588 Nm ke 1.5 Nm di detik 1, lonjakan kecepatan tidak sebesar dengan metode

sebelumnya. *Drop* kecepatan pada uji dengan menaikkan torsi dari 1.5 Nm ke 2 Nm pada detik 1.5 pun tidak serendah pada metode sebelumnya. Pada saat torsi dinaikkan secara perlahan pada detik 2 ke 2.5, penurunan kecepatan juga tidak sebesar metode sebelumnya. Meskipun kecepatan lebih stabil, namun respon tidak secepat metode sebelumnya.

Dalam kecepatan respon, mode DCM pada L_o ini juga tidak secepat mode CCM yang menggunakan metode yang sama. Seperti yang diperlihatkan pada kurva kecepatan pada Gambar 4.22 dan Gambar 4.28, mode DCM ini lebih lambat dalam merespon. Kendati respon lebih lama, nilai perubahan kecepatan terhadap perubahan torsi kurang lebih sama.

Berikut adalah tabel uji nilai THD dan faktor daya pada beberapa kecepatan dari mode DCM pada L_o dengan metode histeresis.

Tabel 4.5 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM pada L_o dengan Metode Histeresis

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	20.767	0.97911	0.98977	0.96909
2	500	15.67	0.98794	0.99710	0.98508
3	750	7.834	0.99695	0.99954	0.99649
4	1000	5.44	0.99852	0.99983	0.99835
5	1250	3.888	0.99925	0.99915	0.99840
6	1500	3.142	0.99951	0.99995	0.99946
7	1750	2.429	0.99971	0.99997	0.99968
8	2000	2.021	0.99980	0.99998	0.99978
9	2250	1.716	0.99985	0.99998	0.99983
10	2500	1.428	0.99990	0.99999	0.99989

THD yang tercatat pada uji ini sudah cukup baik dari kecepatan rendah. Sejak kecepatan uji 250 rpm, THD yang tercatat sudah ada pada nilai 20.767%. THD sudah ada pada batas di bawah 10% sejak kecepatan uji 750 rpm yang mana THD yang tercatat sebesar 7.834%. Selanjutnya THD turun hingga di titik terendah sebesar 1.428%

ketika motor berputar 2500 rpm. DPF yang tercatat dari awal uji pun sudah sangat baik. Di awal uji, DPF sudah ada di angka 0.98977. Seiring dinaikkannya kecepatan, DPF juga semakin baik hingga mencapai angka 0.99999 di 2500 rpm. Kombinasi THD dan DPF tersebut dapat menghasilkan nilai PF yang sudah sangat tinggi dari kecepatan rendah. Nilai PF terendah adalah sebesar 0.96909 di kecepatan 250 rpm dan tertinggi 0.99989 di kecepatan 2500 rpm.

Nilai THD pada metode ini dibandingkan dengan mode DCM pada L_o yang menggunakan metode yang berbeda secara keseluruhan lebih rendah dimana hanya unggul di kecepatan 250 rpm dan sisanya lebih rendah. Walau lebih rendah, keunggulan pada kecepatan terendah (250 rpm) ini berarti mode DCM pada L_o dengan metode histeresis ini dapat menjaga nilai THD jauh lebih rendah dibandingkan dengan mode yang sama dengan metode berbeda. Pada metode sebelumnya, kecepatan 250 rpm menghasilkan THD sebesar 33.17% sedangkan metode histeresis ini sebesar 20.767%. Nilai yang sangat jauh untuk dua metode yang dengan kecepatan uji serta mode yang sama. Bila dibandingkan dengan mode CCM dengan metode yang sama yaitu metode histeresis, kemampuan dalam mengurangi THD dan koreksi faktor daya jauh lebih unggul yang mana mode ini memiliki *range* THD antara 20.767 % hingga terendah 1.428% sedangkan mode CCM tertinggi bernilai 31.82 dan terendah bernilai 2.286%.

BAB 5

PENUTUP

5.1. Kesimpulan

Berdasarkan hasil yang telah didapat melalui proses pengujian dan analisis data mengenai perbaikan faktor daya dengan *Cuk Converter* pada pengaturan kecepatan motor *Brushless* DC yang telah dilakukan diperoleh kesimpulan sebagai berikut.

1. *Cuk Converter* yang diberikan kontrol *power factor correction* mampu mengurangi harmonisa hingga ke titik 1.26% yang sebelumnya 74.08% dan memperbaiki faktor daya hingga mencapai nilai 0.99991 yang sebelumnya hanya 0.64782.
2. Kemampuan untuk mengurangi harmonisa dan perbaikan faktor daya dari *Cuk Converter* dengan mode DCM pada L_o lebih baik dibandingkan *Cuk Converter* mode CCM. Mode DCM pada L_o juga sedikit lebih murah dalam pembuatannya karena nilai induktor L_o yang lebih kecil. Namun dalam kecepatan respon dalam kontrol kecepatan dan kestabilan pada saat perubahan torsi mode CCM lebih unggul dari mode DCM pada L_o .
3. Kontrol kecepatan berbasis perbaikan faktor daya dengan metode *average current control* lebih unggul dibandingkan metode histeresis pada sisi kontrol kecepatan. Di sisi mitigasi harmonisa dan perbaikan faktor daya pun secara keseluruhan masih unggul tetapi untuk mode DCM pada L_o , metode histeresis dapat dikatakan sedikit lebih baik karena nilai THD pada kecepatan uji terendah (250 rpm) yang jauh lebih kecil. Selain itu, metode histeresis juga lebih murah dalam implementasinya karena tidak menggunakan gelombang *sawtooth* dan hanya butuh satu kontroler PI.

5.2. Saran

Adapun saran yang dapat diberikan untuk perbaikan dan pengembangan tugas akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Dibutuhkan penelitian lebih lanjut terhadap efisiensi dari kedua metode (CCM dan DCM pada L_o).
2. Dapat digunakan Kontrol inverter berdasarkan *feedback* sensor *hall-effect* dengan mode trapezoidal untuk mendapatkan hasil yang lebih halus.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Anoop Mathew Korula, Sudhanshu Tripathi , "*Reduction of Harmonics to Improve Performance of Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive Using Cuk Converter*", ISSN ,vol-2, Issue-6, June 2013
- [2] Padmaraja Yedamale, "*Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*" Microchip technology ,2003.
- [3] T. Kenjo and S. Nagamori, "*Permanent Magnet Brushless DC Motors*". Oxford, U.K.: Clarendon Press, 1985.
- [4] J. R. Handershot and T. J. E Miller, "*Design of Brushless Permanent Magnet Motors*". Oxford, U.K.: Clarendon Press, 2010.
- [5] T. J. Sokira and W. Jaffe, "*Brushless DC Motors: Electronics Commutation and Controls*". Blue Ridge Summit, PA, USA: Tab Books, 1989.
- [6] B. Singh and V. Bist, "*Power quality improvement in a zeta converter for brushless DC motor drives*" *IET Sci. Meas. Technol.*, Vol. 9, Iss. 3, pp. 351-361, 2015.
- [7] Singh, B., Singh, S., Chandra, A., Al-Haddad, K.: "*Comprehensive study of single-phase AC-DC power factor corrected converters with high-frequency isolation*", *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 7, no. 4, pp. 540-556, 2011
- [8] S. B. Ozturk, O. Yang, and H. A. Toliyat, "*Power factor correction of direct torque controlled brushless DC motor drive*" in *Proc. 42nd IEEE IAS Annu. Meeting*, Sep. 23–27, 2007, pp. 297–304.
- [9] C. H. Wu and Y. Y. Tzou, "*Digital control strategy for efficiency optimization of a BLDC motor driver with VOPFC*," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 20–24, 2009, pp. 2528–2534.
- [10] Azzumar, Muhammad, "*Permodelan dan Simulasi Brushless DC Motor Kecil untuk Aplikasi Aktuator Sirip Raket*", Laporan Seminar Universitas Indonesia, Januari 2012.
- [11] J. Shao, D. Nolan , M. Teissier, and D. Swanson, "*A Novel Microcontroller based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps*", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 39, no. 6, pp. 1730-1740, Nov./Dec. 2003

- [12] R. C. Becerra, T. M. Jahns, and M. ehsani, “*four-quadrant sensorless brushless ECM drive*,”in Proc. APEC’91, 1991, pp. 202-209
- [13] D. W. Hart, “*Power Electronics*”. New York, USA. McGraw-Hill, 2011
- [14] V. Bist and B. Singh, “*PFC Cuk Converter-Fed BLDC Drive*”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 30 no.2, February 2015.
- [15] R. W. Erickson and D. Maksimovic, “*Fundamentals of Power Electronics, second edition*”, New York, USA, Kluwer Academic Publisher, 2004
- [16] R. G. Ellis, “*Power System Harmonics – A Reference Guide to Cause, Effects, and Corrective Measures*”, Cambridge, Canada, Rockwell Automation. 2001
- [17] M. H. Rashid, “*Power Electronics Handbook*”, San Diego, USA, Academic Press. 2001
- [18] R. Sharma and A. Haque, “*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 2331-1297, Vol.4 No.2, pp. 185-192, 2014

RIWAYAT HIDUP



Penulis dilahirkan di Jakarta pada tanggal 5 Maret 1994 dengan nama lengkap Hadyan Perdana Putra, dari orang tua Drs. Setia Budi, MA. dan Dra. Ratna Sri Mawarti, MA. Penulis menjalani masa kecilnya di Rawamangun, Jakarta Timur, hingga umur 5 tahun dan pindah ke Depok, Jawa Barat. Penulis menamatkan pendidikan dasar di SD Dharma Karya (tahun 2006), pendidikan menengah di SMP Dharma Karya (tahun 2009) dan SMAN 2 Tangerang Selatan (tahun 2012). Saat ini penulis berusia 22 tahun dan sedang menempuh studi tingkat strata 1 di Jurusan Teknik Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya. Penulis mengambil bidang studi Teknik Sistem Tenaga dengan fokus pada konversi energi listrik. Selama kuliah penulis aktif dalam berbagai kegiatan akademis maupun non akademis. Penulis bergabung HIMATEKTRO ITS (tahun 2013-2014) sebagai Staff Departemen Pengabdian Masyarakat, dan Panitia ISITIA 2015 (tahun 2014-2015) sebagai ketua panitia mahasiswa. Penulis juga bergabung dengan asisten Laboratorium Konversi Energi Listrik sejak tahun 2014 hingga saat ini. Penulis dapat dihubungi melalui email hadyanperdanaputra@gmail.com dan nomor telepon 085213621360.