TUGAS AKHIR - TE 141599

PERANCANGAN *ZETA CONVERTER* YANG DILENGKAPI *POWER FACTOR CORRECTION* PADA APLIKASI PENGATURAN KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC

Adhika Prajna Nandiwardhana
NRP 2212100155

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D.

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

FINAL PROJECT - TE 141599

DESIGN OF ZETA CONVERTER WITH POWER FACTOR CORRECTION FOR BRUSHLESS DC MOTOR SPEED CONTROL APPLICATION

Adhika Prajna Nandiwardhana
NRP 2212100155

Advisor
Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D.

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

PERANCANGAN *ZETA CONVERTER* YANG DILENGKAPI *POWER FACTOR CORRECTION* PADA APLIKASI 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	Dosen Pembimbing II
Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.	Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D.
NIP. 198006032006041003	NIP. 196510121990031003

SURABAYA
JUNI, 2016

PERANCANGAN *ZETA CONVERTER* YANG DILENGKAPI *POWER FACTOR CORRECTION* PADA APLIKASI PENGATURAN KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC

Adhika Prajna Nandiwardhana
2212 100 155

Pembimbing I : Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Pembimbing II : Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D.

ABSTRAK

Penggunaan motor *brushless* DC telah banyak digunakan dalam berbagai bidang seperti peralatan rumah tangga maupun industri dikarenakan motor ini memiliki struktur yang sederhana, efisiensi dan torsi yang tinggi, serta menggunakan konsep komutasi elektris yang berbeda dari motor DC lainnya. Namun pengoperasian pada umumnya yang menggunakan sumber AC, penyearah serta inverter membuat tingginya nilai harmonisa arus (THD) sebesar 73,33% dan *power factor* sebesar 0,803 dimana nilai ini kurang baik dalam pengaplikasiannya

Pada penelitian ini akan dikaji mengenai proses *power factor correction* yang mereduksi harmonisa arus (THD) sumber AC dengan menggunakan *zeta converter* dalam pengaplikasian motor *brushless* DC, serta pengoperasian motor dengan mengamati respon motor terhadap kecepatan referensi yang berubah-ubah dan mengamati kestabilan motor terhadap pembebanan yang bervariasi. Dalam menerapkan metode yang dilakukan pada penelitian ini, pengoperasian motor *brushless* DC yang telah dirancang dapat bekerja dengan baik meliputi respon motor yang dapat mengikuti kecepatan referensi yang berubah-ubah, serta kestabilan motor dalam mempertahankan kecepatannya pada pembebanan yang bervariasi. Proses *power factor correction* dapat meningkatkan kualitas daya pada berbagai kecepatan dan mode penerapan yang berbeda-beda, dimana peningkatan tersebut membuktikan kinerja yang baik dalam sistem ini dan memiliki nilai kualitas daya yang baik.

Kata Kunci: *Zeta Converter, Brushless DC, Power Factor,* Pengaturan Kecepatan, Harmonisa arus

Halaman ini sengaja dikosongkan

DESIGN OF ZETA CONVERTER WITH POWER FACTOR CORRECTION FOR BRUSHLESS DC MOTOR SPEED CONTROL APPLICATION

Adhika Prajna Nandiwardhana
2212 100 155

Supervisor I : Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Supervisor II : Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D

ABSTRACT

.

Brushless DC motor has been used in several applications such as home appliances and industry, because of its simple structure, highly efficient, high torque, and using electric commutation principal which different to other DC motors. In common application, brushless DC motors using AC source, rectifier and inverter that occur high current harmonics (THD) of 73,33% and power factor of 0,803 which these values are dissatisfactory in application.

In this research, would be discussed about power factor correction process which reduced current harmonics (THD) at AC source using zeta converter in brushless DC motor application, as well as motor operation by observing motor response against reference speed variation and observing motor stability against load torque variation. By applying the methods in this research, brushless DC motor operation that has been designed could work properly, involving motor response that followed the speed reference and motor stability in maintaining its speed on load torque variation. Power factor correction process could improve power quality in speed variation and different mode in this system, which these improvements show that this system worked properly and has good power quality.

Index Terms**: **Zeta Converter, Brushless DC, Power Factor, Speed Control, Current Harmonics

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL
PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR
HALAMAN PENGESAHAN
ABSTRAK……i
ABSTRACT ……iii
KATA PENGANTAR……v
DAFTAR ISI ……vii
DAFTAR GAMBAR……xi
DAFTAR TABEL ……xiii
BAB 1 PENDAHULUAN……1
1.1 Latar Belakang……1
1.2 Permasalahan……2
1.3 Batasan Masalah……2
1.4 Tujuan……2
1.5 Metodologi……3
1.6 Sistematika Penulisan……4
1.7 Relevansi atau Manfaat……4
BAB 2 SISTEM KONTROL KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC DENGAN *ZETA CONVERTER* BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION* ……5
2.1 Motor *Brushless* DC……5
2.1.1 Prinsip Kerja Motor *Brushless* DC……7
2.12. Rangkaian Ekivalen Motor *Brushless* DC……9
2.1.3 Komutasi Secara Elektris pada Motor *Brushless* DC……10
2.2 *Zeta Converter*……13
2.2.1 Siklus Operasi *Zeta Converter*……13
2.2.2 Penurunan Rumus Komponen Induktor Input (Li)……16
2.2.3 Penurunan Rumus Komponen Induktor Output (Lo)……16
2.2.4 Penurunan Rumus Komponen Kapasitor *Intermediate* (C1)17
2.2.5 Persamaan Komponen Kapasitor *DC-Link* (Cd)……18
2.3 Penyearah Gelombang Penuh……18
2.4 Inverter Tiga Fasa……21
2.5 Filter DC……23
2.5.1 Kapasitor Filter (Cf)……24
2.5.2 Induktor Filter (Lf)……24
2.6 Korelasi Antara *Power Factor* dengan Harmonisa……24
2.7 Sistem Kontrol Otomatis……26

2.8 Kontroler Proporsional 26
2.7 Kontroler Integrator.....27
BAB 3 PERANCANGAN *ZETA CONVERTER* DAN PEMODELAN SISTEM KONTROL KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION* 29
3.1 Konfigurasi Sistem Kontrol Kecepatan Motor *Brushless* DC 29
3.2 Pemodelan Kontrol Logika Motor *Brushless* DC terhadap VSI Berbasis Sensor *Hall-Effect* 31
3.3 Perancangan *Zeta Converter*.....33
3.3.1 Pengambilan Parameter yang Diperlukan dari Motor.....33
3.3.2 Perhitungan Nilai Induktor Input (Li) 34
3.3.3 Perhitungan Nilai Induktor Output (Lo).....37
3.3.4 Perhitungan Nilai Kapasitor *Intermediate* (C1).....39
3.3.5 Perhitungan Nilai Kapasitor *DC-Link* (Cd).....41
3.4 Perancangan Filter DC.....42
3.4.1 Perhitungan Nilai Komponen Filter C.....43
3.4.2 Perhitungan Nilai Komponen Filter L.....44
3.5 Sistem Kontrol Kecepatan Motor dan PFC untuk *Switching* Konverter 44
3.5.1 Metode *Average Current Control* 45
3.5.2 Metode *Hysteresis Current Control*.....46
BAB 4 HASIL SIMULASI SISTEM DAN ANALISIS DATA 49
4.1 Karakteristik Pengoperasian Motor *Brushless* DC.....50
4.1.1 Proses Komutasi pada Motor *Brushless* DC.....51
4.1.2 Bentuk Tegangan dan Arus Motor.....52
4.1.3 Kecepatan Motor pada Tegangan yang Berbeda 54
4.2 Pengoperasian Motor *Brushless* DC Metode Konvensional 55
4.3 Analisis Sistem Kontrol Kecepatan Motor *Brushless* DC Dengan *Zeta Converter* 58
4.3.1 Karakteristik Induktor Input (Li) 58
4.3.1.1 Mode DCM.....59
4.3.1.2 Mode CCM 59
4.3.2 Karakteristik Kapasitor *Intermediate* (C1).....60
4.3.3 Karakteristik Induktor Output (Lo).....60
4.3.4 Karakteristik Tegangan Output Konverter 61
4.3.5 Analisa Sistem Kontrol *Average Current*.....62
4.4 Pengujian Sistem Kontrol Motor *Brushless* DC Dengan Mode yang Berbeda 63
4.4.1 Pengujian Motor pada Mode DCM.....63

4.4.1.1 Pengujian Kecepatan Motor Bervariasi 64
4.4.1.2 Pengujian Torsi Beban Bervariasi 65
4.4.2 Pengujian Motor pada Mode CCM..... 66
4.4.2.1 Pengujian Kecepatan Motor Bervariasi 66
4.4.2.2 Pengujian Torsi Beban Bervariasi 67
4.5 Perbandingan Sistem Kontrol Kecepatan Motor *Brushless* DC Menggunakan Konverter Zeta Dengan Metode Berbeda..... 69
4.5.1 Pengoperasian Dengan Kontrol PFC *Average Current* 69
4.5.2 Pengoperasian Dengan Kontrol PFC *Hysteresis Current* 71
KESIMPULAN 75
DAFTAR PUSTAKA 77
BIOGRAFI 79

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Konstruksi motor *Brushless* DC secara umum[2]..... 5
Gambar 2.2 Motor *brushless* DC *inrunner*[10] 6
Gambar 2.3 Motor *brushless* DC *outrunner*[10]..... 6
Gambar 2.4 Motor *brushless* DC tiga fasa *unipolar*[2]..... 8
Gambar 2.5 Rangkaian ekivalen motor *brushless* DC[1]..... 9
Gambar 2.6 Prinsip dasar motor BLDC dengan sensor Hall[2] 10
Gambar 2.7 Proses pendeteksian posisi rotor[2]..... 11
Gambar 2.8 Gelombang sinyal yang dihasilkan sensor Hall[12]..... 12
Gambar 2.9 Korelasi antara sinyal Hall dengan tegangan fasa motor [13] 12
Gambar 2.10 Skema Rangkaian *Zeta Converter*[14] 13
Gambar 2.11 *Zeta Converter* Siklus ON[14]..... 14
Gambar 2.12 *Zeta Converter* Siklus OFF[14] 14
Gambar 2.13 Rangkaian Penyearah Gelombang Penuh[16] 19
Gambar 2.14 Gelombang Sumber AC, Output, dan Dioda [16]..... 20
Gambar 2.15 Rangkaian Inverter 3 Fasa[16]..... 21
Gambar 2.16 Siklus Pensaklaran Inverter[16]..... 22
Gambar 2.17 Tegangan Output Inverter dengan Beban Wye[16] 23
Gambar 2.18 Skema Filter DC pada Rangkaian PFC [17]..... 23
Gambar 3.1 Konfigurasi sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC 29
Gambar 3.2 Rangkaian *Feedback* Motor berbasis Sensor *Hall*..... 32
Gambar 3.3 Rangkaian Pengujian Rating Motor *Brushless* DC..... 33
Gambar 3.4 Sistem Kontrol Metode *Average Current*..... 45
Gambar 3.5 Sistem Kontrol Metode *Hysterisis Current* 47
Gambar 4.1 Rangkaian Sederhana Pengoperasian Motor 50
Gambar 4.2 Sinyal *Hall-Effect* A 51
Gambar 4.3 Sinyal *Switching* Gerbang S1 dan S2 51
Gambar 4.4 Urutan *Switching* Inverter..... 52
Gambar 4.5 Gelombang Tegangan *Line-to-Line* Motor *Brushless* DC 52
Gambar 4.6 Gelombang Tegangan *Back-EMF* Motor *Brushless* DC.. 53
Gambar 4.7 Gelombang Arus Stator Motor *Brushless* DC 53
Gambar 4.8 Kecepatan Motor pada Tegangan yang Berbeda 54
Gambar 4.9 Motor *Brushless* DC Metode Konvensional..... 55
Gambar 4.10 Gelombang Tegangan dan Arus Sumber AC 56
Gambar 4.11 Gelombang Arus Sumber AC 56
Gambar 4.12 Gelombang Arus Induktor Input Mode DCM 59

Gambar 4.13 Gelombang Arus Induktor Input Mode CCM 59
Gambar 4.14 Gelombang Tegangan Kapasitor *Intermediate*.....60
Gambar 4.15 Gelombang Arus Induktor Output.....61
Gambar 4.16 Gelombang Tegangan Output Konverter.....61
Gambar 4.17 Hasil Perbandingan Kecepatan Referensi dan Aktual 62
Gambar 4.18 Perbandingan Tegangan dan Arus Sumber AC.....63
Gambar 4.19 Respon Motor Mode DCM Dalam Perubahan Kecepatan 64
Gambar 4.20 Torsi Beban Mode DCM yang Bervariasi 65
Gambar 4.21 Respon Motor Dalam Mode DCM Perubahan Torsi Beban 66
Gambar 4.22 Respon Motor Mode CCM Dalam Perubahan Kecepatan 67
Gambar 4.23 Torsi Beban Mode CCM yang Bervariasi.....67
Gambar 4.24 Respon Motor Mode CCM Dalam Perubahan Torsi Beban 68

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1 Parameter motor *brushless* DC 30
Tabel 3.2 Proses pendeteksian sinyal sensor Hall 32
Tabel 3.3 Konstanta PI Metode *Average Current* 46
Tabel 3.4 Konstanta PI Metode *Hysteresis Current* 47
Tabel 4.1 Variasi Kecepatan dengan Tegangan Berbeda 55
Tabel 4.2 Nilai THD Arus dan *Power Factor* Metode Konvensional .. 57
Tabel 4.3 Kecepatan Referensi Mode DCM yang Ditentukan 64
Tabel 4.4 Torsi Beban Mode DCM yang Ditentukan 65
Tabel 4.5 Kecepatan Referensi Mode CCM yang Ditentukan 66
Tabel 4.6 Torsi Beban Mode CCM yang Ditentukan 68
Tabel 4.7 Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Average Current* Mode DCM 69
Tabel 4.8 Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Average Current* Mode CCM 70
Tabel 4.9 Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Average Current* Mode DCM 70
Tabel 4.10 Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Average Current* Mode CCM 71
Tabel 4.11 Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Hysterisis Current* Mode DCM 72
Tabel 4.12 Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Hysterisis Current* Mode CCM 72
Tabel 4.13 Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Hysterisis Current* Mode DCM 73
Tabel 4.14 Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Hysterisis Current* Mode CCM 73

Halaman ini sengaja dikosongkan

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB I
PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang Masalah

Motor *Brushless* DC memiliki struktur yang sederhana, efisiensi yang tinggi, torsi yang tinggi, dan sebagainya. Motor ini banyak digunakan pada aplikasi di bidang *aerospace*, robotik, industri proses, peralatan rumah tangga, peralatan mesin yang presisi, dan lain-lain.[1] Konstruksi dari motor *brushless* DC sangat mirip dengan motor sinkron AC, pada stator terdapat belitan jangkar dan pada rotor terdapat beberapa magnet. Motor ini memiliki proses pendeteksian posisi dari rotor pada motor (kutub magnet) untuk menghasilkan sinyal yang dapat mengontrol proses komutasi secara elektris. Sensor yang biasa digunakan pada motor ini adalah Hall, tetapi beberapa motor ada yang memakai sensor optik.[2]

Dalam pengoperasiannya, motor *brushless* DC biasanya dioperasikan pada metode yang konvensional, dimana menggunakan *diode bridge rectifier* (DBR) dengan nilai kapasitor *dc-link* yang besar untuk menggerakkan motor. Akibatnya akan membuat tingginya nilai harmonisa arus (THD) yang ada pada sisi sumber AC. Sehingga nilai-nilai kualitas daya pada sumber AC menjadi perhatian yang semakin bertambah penting.[3]

Dalam banyaknya permasalahan dalam kualitas daya, dapat dilakukan pemecahan masalah seperti menggunakan filter pasif, filter aktif dan filter *hybrid* yang biasanya digunakan bersamaan dengan penyearah konvensional. Metode-metode seperti ini biasa digunakan pada kapasitas daya yang cukup tinggi, dan pada sistem yang telah ada (*existing*). Sehingga berdasarkan pertimbangan-pertimbangan lainnya, penggunaan filter seperti ini terlihat cukup mahal, kurang menguntungkan dan bisa saja ada *losses* lainnya yang dapat mengurangi efisiensi dari sistem secara keseluruhan[4]. Cara lain untuk mengatasi masalah-masalah kualitas daya adalah dengan menggunakan konverter *single-stage high power factor*, konverter *power factor correction* (PFC), konverter PFC *single-stage isolated* dengan input universal, dan lain-lain. [5]. Pada konverter PFC dapat dioperasikan pada *Continuous Inductor Current Mode* (CICM) atau *Discontinuous Inductor Current Mode* (DICM). Akan tetapi untuk aplikasi daya rendah, konverter akan dioperasikan pada mode DICM karena lebih cocok daripada mode CICM yang lebih cocok untuk aplikasi daya tinggi [6,7]. *Zeta Converter* akan digunakan karena dapat menaikkan maupun menurunkan tegangan dan

pengoperasiannya sebagai PFC *Converter* yang baik [8].

Berdasarkan pertimbangan pada permasalahan yang ada, dilakukan penelitian mengenai *Zeta Converter* dalam pengaplikasian motor *brushless* DC yang dapat memperbaiki *power factor* dan mereduksi harmonisa arus, dan juga sebagai kontrol kecepatan motor. Konverter ini digunakan dan dapat dioperasikan dalam dua mode operasi konverter, dan di tiap modenya akan menggunakan metode kontrol PFC yang berbeda, dan tentunya memiliki karakteristik yang berbeda sesuai kebutuhan aplikasi.

1.2. Perumusan Masalah

Pengoperasian motor *brushless* DC secara konvensional menyebabkan tingginya nilai *Total Harmonic Distortion (THD)* dan mengakibatkan buruknya nilai faktor daya di sisi suplai tegangan AC pada sistem ini. Sehingga diperlukan sistem *power factor correction* (PFC) yang dapat mereduksi nilai THD serta memperbaiki faktor daya. *Zeta converter* memiliki kemampuan untuk memperbaiki faktor daya serta mengatur kecepatan motor, dan diperlukan adanya perancangan pada konverter tersebut.

1.3. Batasan Masalah

Pada penelitian ini, ditentukan batasan-batasan masalah sebagai berikut:

1. Simulasi pemodelan dan analisis menggunakan perangkat lunak simulator PSIM
2. Konverter yang digunakan adalah *Zeta converter* pada mode DCM dan CCM dengan kontrol PFC *average current* dan *hysterisis current*.
3. Pengujian motor *brushless* DC dilakukan dengan pengaturan kecepatan referensi dari 750 rpm sampai 2500 rpm, serta pengujian torsi beban bervariasi dari 0,5 Nm sampai 2,9588 Nm pada sistem dengan kontrol PFC *average current*.
4. Performa sistem dalam meningkatkan *power factor* dianalisa dari nilai harmonisa arus sumber yang telah direduksi berdasarkan nilai THD pada sumber AC.

1.4. Tujuan

Dalam tugas akhir ini, terdapat tujuan dan manfaat adalah mengetahui performa *Zeta converter* dalam memperbaiki *power factor* dan mengurangi harmonisa arus sumber, serta mengetahui perbandingan

antara mode operasi konverter DCM dan CCM mencakup performa motor pada pengujian kontrol kecepatan, dan juga menggunakan sistem kontrol PFC yang berbeda-beda pada sistem yang dirancang.

1.5. Metodologi

Adapun metodologi yang digunakan dalam Tugas Akhir ini adalah:

1. Studi Literatur
   Pada tahap ini, akan dilakukan studi mengenai dasar-dasar dari motor *brushless* DC, yang mencakup prinsip kerja, karakteristik serta analisis yang terkait dengan motor *brushless* DC. Selain itu akan dipelajari mengenai *Zeta Converter*, *Power Factor Correction* (PFC), serta *Voltage Source Inverter* (VSI) yang mencakup karakteristik serta prinsip kerjanya. Adapun literatur yang digunakan akan diambil dari buku, jurnal, prosiding, serta artikel.
2. Identifikasi dan Perancangan Sistem
   Dalam tahap ini, dilakukan penentuan parameter-parameter yang akan digunakan dalam perancangan sistem, mencakup penentuan nilai pada komponen konverter, pemodelan *inverter* yang terhubung dengan motor *brushless* DC, serta sistem kontrol yang merupakan kontrol kecepatan motor dan *power factor correction* untuk proses *switching* gerbang pada konverter.
3. Simulasi Sistem
   Tahap ini adalah mensimulasikan sistem secara keseluruhan. Dimana setelah menentukan nilai-nilai komponen dan merancang sistem, hasil dari perancangan tersebut dapat digunakan pada tahap simulasi. Simulasi akan dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak PSIM. Data yang diperoleh saat tahap identifikasi dan perancangan sistem akan dimasukkan ke tiap komponen sistem yang ada pada *software*, dan setelah itu simulasi dapat dilakukan.
4. Analisis Data
   Pada tahap ini akan dilakukan analisis terhadap hasil simulasi yang telah dilakukan. Analisa yang akan dilakukan yaitu mengenai performa pengaturan kecepatan motor, performa motor saat torsi beban bervariasi, performa perbaikan faktor daya dan perbandingan pada tiap mode operasi konverter serta sistem kontrol PFC yang berbeda.
5. Penyusunan Buku
   Semua proses dan hasil penelitian akan ditulis dan disusun dalam laporan sebagai hasil penelitian dari tugas akhir ini.

1.6. Sistematika Penulisan

Laporan penelitian ini memiliki sistematika penulisan yang dibagi menjadi beberapa bagian sebagai berikut:

1. **BAB I. Pendahuluan**
   Bab ini berisi mengenai pembahasan latar belakang masalah dalam tugas akhir, permasalahan, tujuan, metodologi, sistematika penulisan dan relevansi atau manfaat pada laporan tugas akhir ini.
2. **BAB II. Sistem Kontrol Kecepatan Motor Brushless DC Dengan Zeta Converter Berbasis Power Factor Correction**
   Dalam bab ini dibahas mengenai dasar-dasar teori atau kajian pustaka yang berhubungan dengan permasalahan serta sistem-sistem yang ada dalam pembahasan di tugas akhir ini, yang nantinya teori tersebut digunakan sebagai dasar-dasar untuk pengerjaan dan penulisan tugas akhir.
3. **BAB III. Perancangan Zeta Converter dan Pemodelan Sistem Kontrol Kecepatan Motor Brushless DC Berbasis Power Factor Correction**
   Proses perancangan sistem, penentuan nilai-nilai yang dibutuhkan, serta pemodelan sistem keseluruhan akan dibahas dalam bab ini. Berbagai metode seperti perancangan mode operasi konverter yang berbeda serta perancangan dua metode kontrol PFC yang berbeda dibahas pula pada bab ini.
4. **BAB IV. Hasil Simulasi Sistem dan Analisis Data**
   Bab ini akan dibahas mengenai hasil simulasi dari perancangan dan pemodelan sistem yang telah dibuat, sehingga hasil tersebut akan dianalisis dan juga didapat perbandingan antara metode kontrol dan mode operasi konverter yang berbeda.
5. **BAB V. Penutup**
   Bab ini merupakan bab terakhir sebagai penutup yang merupakan kesimpulan dari tugas akhir yang dikerjakan dan yang telah dianalisis. Saran dijelaskan pada bab ini untuk keperluan penelitian selanjutnya.

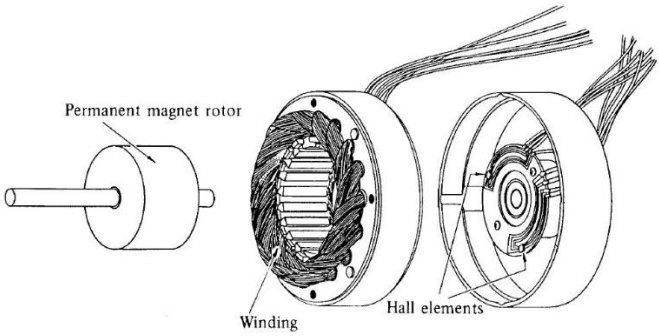
1.7. Relevansi atau Manfaat

Relevansi atau manfaat dari penelitian Tugas Akhir ini diharapkan desain pengaturan menggunakan *Zeta Converter* ini dapat diaplikasikan pada motor *Brushless* DC yang dilengkapi *power factor correction*, serta dapat menjadi acuan untuk penelitian-penelitian selanjutnya.

BAB II
SISTEM KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC DENGAN *ZETA CONVERTER* BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION*

2.1. Motor *Brushless* DC

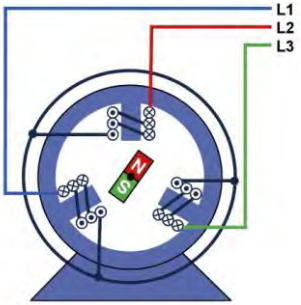
Motor *brushless* DC memiliki struktur stator yang mirip dengan motor induksi AC *polyphase.* Fungsi dari magnet antara motor *brushless* dengan motor DC komutator adalah sama. Kelebihan yang jelas dari konfigurasi *brushless* adalah penghilangan dari penggunaan sikat. Perawatan sikat tidak diperlukan lagi, dan masalah-masalah yang berhubungan dengan sikat dapat dihilangkan. Dengan tidak adanya sikat, akan mengurangi panjang motor yang dapat mengurangi jarak antara *bearing* sehingga memungkinkan kecepatan yang lebih tinggi atau panjang/diameter aktif yang lebih panjang. Jika dibandingkan dengan motor induksi, dengan rangka yang sama, sistem pendinginan yang sama, motor *brushless* DC magnet permanen memiliki efisiensi dan faktor daya yang lebih baik, dan daya output yang lebih besar. Secara umum, motor *brushless* DC memiliki belitan jangkar pada stator dan rotor yang terdiri dari satu magnet atau lebih, serta *Hall elements* sebagai sensor posisi kutub rotor seperti pada gambar 2.1



Gambar 2.1 Konstruksi motor *Brushless* DC secara umum[2]

Untuk merealisasikan komutasi tanpa kontak secara mekanis, sikat pada motor telah digantikan oleh *inverter* yang tersambung pada kumparan jangkar dan besi magnet yang diletakkan pada sisi stator dan rotor secara terpisah. Untuk mengatur kecepatan dan arah rotasi pada motor, sensor posisi rotor, rangkaian kontrol, bersamaan dengan *inverter* harus ada pada sistem motor *brushless* DC.

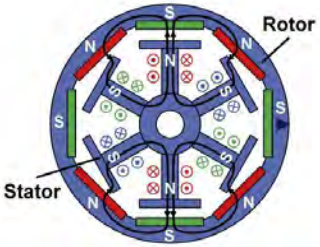
Ada dua jenis motor *brushless* DC. Yang pertama adalah tipe *inrunner*, dimana rotor yang memiliki magnet permanen terletak pada sisi dalam dan stator pada sisi luar. Pada tiap kumparan pada stator disusun dengan perbedaan sudut sebesar 120˚. Posisi rotor akan sinkron terhadap gelombang arus sehingga dapat dikatakan bahwa motor ini adalah motor sinkron.



Gambar 2.2 Motor *brushless* DC *inrunner*[9]

Tipe kedua adalah motor *brushless* DC *outrunner*, dimana rotor yang memiliki magnet permanen berada pada sisi luar sedangkan stator berada pada sisi dalam motor. Pada motor jenis ini biasanya *slot* pada stator memiliki jumlah kelipatan dari tiga. Adapun perumusan mengenai rasio reduksi yang menyatakan arus pada motor:

$$i = \frac{\text{frek. arus}}{\text{frek. rotasi}} = \frac{\text{jumlah kutub rotor}}{2} \qquad (2.1)$$



Gambar 2.3 Motor *brushless* DC *outrunner*[9]

Persamaan diatas menyatakan karakteristik dari tipe *outrunner* dimana torsi lebih besar dan dikarenakan banyaknya magnet permanen pada rotor, disebabkan oleh besarnya diameter, dan frekuensi rotasi lebih

kecil daripada frekuensi arus AC [9].

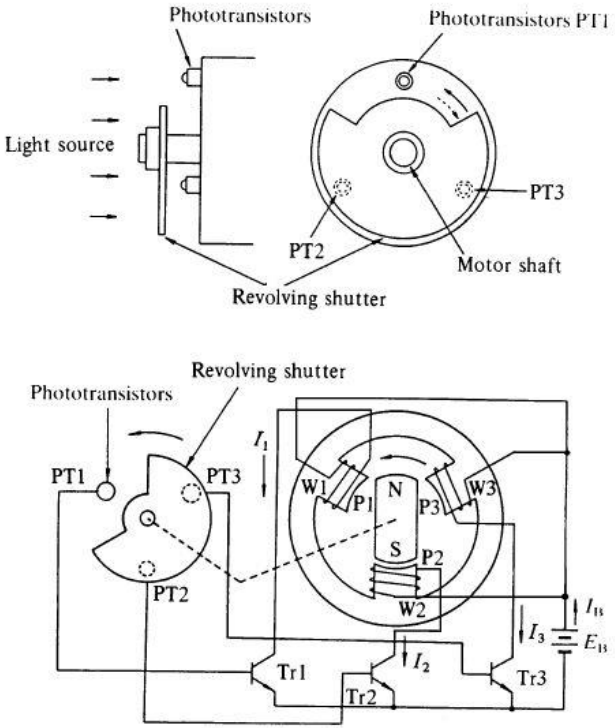
2.1.1 Prinsip Kerja Motor *Brushless* DC

Pada motor *brushless* DC, interaksi magnet terjadi antara kumparan pada stator, magnet permanen pada rotor, dan struktur besi pada keduanya. Sebuah kumparan tunggal yang membawa arus dalam medan magnet seragam menyebabkan gaya, yang disebut gaya Lorentz:

$$\vec{F} = \vec{I}Lx\vec{B} \tag{2.2}$$

Dimana I adalah arus vektor yang mengalir sepanjang kumparan (arah dari arus sangat penting), L adalah panjang dari konduktor, dan B adalah medan magnet vektor. Gaya Lorentz F yang dihasilkan dapat didefinisikan dengan menggunakan aturan tangan kanan.[10]

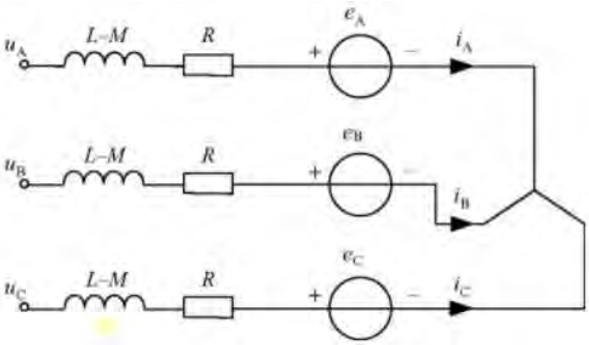
Pada gambar 2.4 diilustrasikan motor *brushless* DC tiga fasa *unipolar* yang menggunakan sensor optik (*phototransistor*) sebagai pendeteksi posisi rotor. Tiga *phototransistor* PT1, PT2, dan PT3 diletakkan pada ujung plat pada perbedaan 120° satu sama lain, dan terkena cahaya saat perputaran *shutter* yang terkopel pada *shaft* motor secara berulang. Seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.4, kutub selatan rotor menghadap kutub *salient* P2 pada stator, dan *phototransistor* PT1 mendeteksi cahaya dan menyalakan transistor Tr1. Pada kondisi ini, kutub selatan yang diciptakan kutub *salient* P1 oleh arus yang mengalir sepanjang kumparan W1 menarik kutub utara rotor untuk bergerak sesuai dengan arah panah. Saat kutub utara rotor menghadap kutub *salient* P1, *shutter* yang terkopel dengan *shaft* motor akan menutup PT1, dan PT2 akan terkena cahaya dan arus akan mengalir dan menyalakan transistor Tr2. Saat arus mengalir sepanjang kumparan W2, dan membuat kutub selatan pada kutub *salient* P2, maka kutub utara rotor akan bergerak lagi searah dengan panah pada gambar dan menghadap pada kutub P2. Pada kondisi ini, *shutter* menutup PT2, dan *phototransistor* PT3 terkena cahaya. Peristiwa ini mengatur arus yang mengalir dari kumparan W2 ke W3. Maka, saat kutub *salient* P2 mulai *de-energized*, kutub P3 mulai *energized* dan membuat kutub selatan. Karena itu, kutub utara rotor akan bergerak dari kutub stator P2 ke P3 tanpa berhenti. Dengan mengulang peristiwa *switching* yang berulang seperti ini, rotor magnet permanen akan bergerak secara terus-menerus.



Gambar 2.4 Motor *brushless* DC tiga fasa *unipolar*[2]

2.1.2 Rangkaian Ekivalen Motor *Brushless* DC

Pada aplikasi motor *brushless* DC, kumparan stator terkoneksi *wye* seperti yang dicontohkan pada gambar 2.5:



Gambar 2.5. Rangkaian ekivalen motor *brushless* DC[1]

Secara umum, kutub *salient* rotor dengan orientasi permukaan dipakai pada motor *brushless* DC. Pada kondisi ini, induktansi kumparan tidak akan berubah sewaktu-waktu. Lebih jauh lagi, karena kumparan stator tiga fasa adalah simetris, induktansi akan bernilai sama, begitu pula dengan induktansi mutual. Untuk persamaan tegangan *back* EMF dapat dirumuskan sebagai berikut:

$$e_A = \omega \psi_m f_A(\theta) \tag{2.3}$$

dimana,

ω = kecepatan putar rotor;

ψ_m = nilai maksimum *flux linkage* magnet permanen terhadap kumparan stator, $\psi_m = 2NSB_m$;

B_m = nilai maksimum distribusi kerapatan magnet permanen dalam *air gap;*

$f_A(\theta)$ = fungsi gelombang *back* EMF fasa A

Karena memiliki kumparan tiga fasa yang simetris, ada pula fungsi *back* EMF $f_B(\theta) = f_A(\theta - 2\pi/3)$ dan $f_c(\theta) = f_A(\theta + 2\pi/3)$

Untuk persamaan torsi pada motor *brushless* DC dapat diturunkan dari rumus daya:

$$P_e = e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C \tag{2.4}$$

$$P_e = T_e \omega \tag{2.5}$$

Sehingga,

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\omega} \tag{2.6}$$

dimana,

T_e = torsi elektromagnetik

ω = kecepatan angular dari rotasi (rad/s)

Sedangkan persamaan tegangan kumparan stator pada salah satu fasa dari motor *brushless* DC dapat dituliskan sebagai berikut:

$$u_A = Ri_A + (L - M)\frac{di_A}{dt} + e_A \tag{2.7}$$

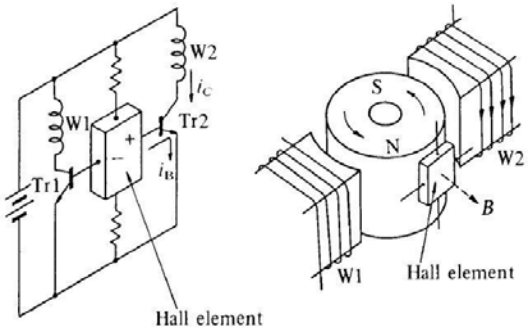
Untuk persamaan tegangan kumparan stator secara tiga fasa dapat dituliskan sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L\text{-}M & 0 & 0 \\ 0 & L\text{-}M & 0 \\ 0 & 0 & L\text{-}M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

dimana R adalah resistansi stator, L adalah induktansi, M adalah induktansi mutual dari stator, $e_A, e_B \; dan \; e_C$ adalah tegangan *back* EMF pada stator.

2.1.3 Komutasi Secara Elektris pada Motor *Brushless* DC

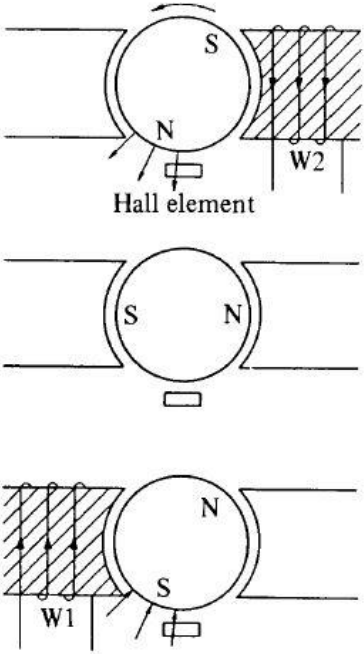
Komutasi secara elektris dapat dilakukan dengan menggunakan sensor Hall yang diletakkan pada motor. Sinyal output dari sensor Hall tersebut mengoperasikan dua transistor Tr1 dan Tr2 untuk mengontrol arus pada belitan stator W1 dan W2 seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.6.



Gambar 2.6. Prinsip dasar motor BLDC dengan sensor Hall[2]

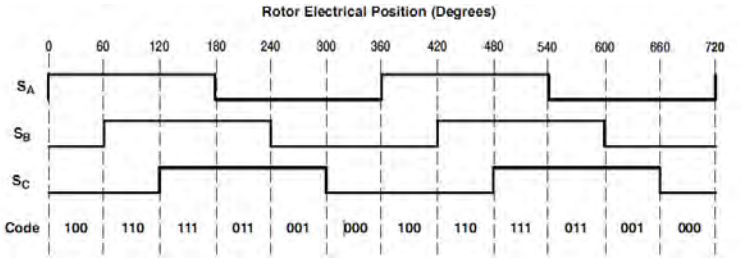
Proses pendeteksian posisi rotor dengan menggunakan sensor Hall dapat ditunjukkan pada gambar 2.7. dengan tiga macam ilustrasi, yang pertama

adalah pada saat sensor Hall mendeteksi kutub utara dari rotor dan belitan W2 mengalami *energize* dan membentuk kutub selatan pada stator sehingga rotor berputar berlawanan jarum jam. Pada proses yang kedua merupakan posisi sensor Hall yang tidak sama sekali mendeteksi magnet rotor, sehingga transistor-transistor berada pada kondisi off dan tidak ada arus yang mengalir pada belitan di stator. Sedangkan pada proses yang terakhir, sensor Hall kembali mendeteksi posisi rotor dengan mendeteksi magnet kutub selatan pada rotor, sehingga belitan W1 akan *energize* dan membentuk kutub selatan yang akan menarik kutub utara pada rotor agar tetap bergerak terus menerus secara berlawanan arah jarum jam.



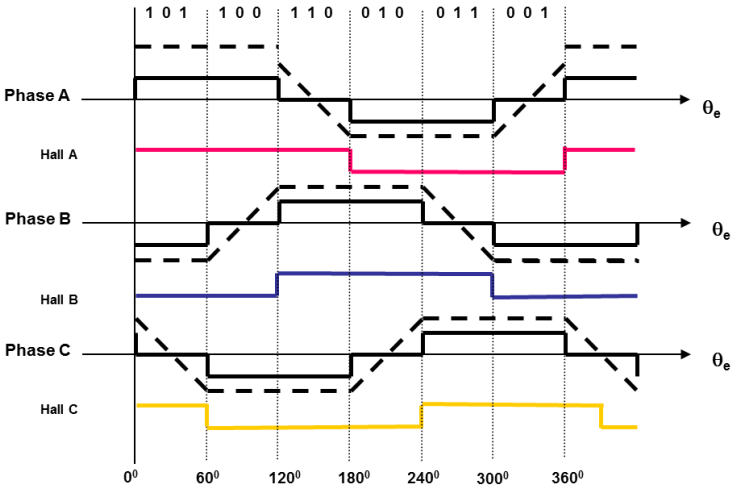
Gambar 2.7. Proses pendeteksian posisi rotor[2]

Sehingga, secara keseluruhan dari proses pendeteksian posisi rotor dengan menggunakan sensor Hall, akan didapat bentuk gelombang tiap sensor yang mendeteksi dengan sinyal pulsa sebesar 180° yang akan dijelaskan pada gambar 2.8.



Gambar 2.8. Gelombang sinyal yang dihasilkan sensor Hall[11]

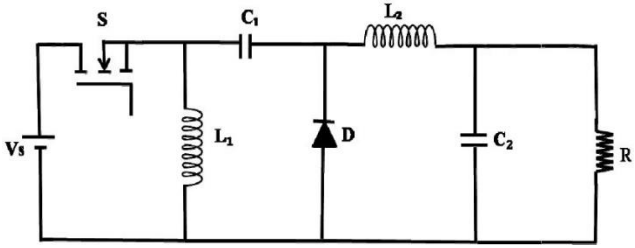
Dengan berbedanya sinyal pulsa yang dihasilkan oleh sensor Hall pada motor *brushless* DC, akan mempengaruhi proses *switching* pada inverter sehingga tegangan yang masuk pada motor *brushless* DC berbeda-beda tiap fasanya sesuai dengan sinyal Hall yang terdeteksi seperti yang diilustrasikan pada gambar 2.9.



Gambar 2.9. Korelasi antara sinyal Hall dengan tegangan fasa motor [12]

2.2. *Zeta Converter*

Zeta Converter merupakan konverter DC-DC orde keempat. Konverter ini dapat menaikkan dan menurunkan tegangan tanpa mengubah polaritas output konverter. *Zeta Converter* merupakan salah satu jenis dari konverter buck-boost, akan tetapi memiliki kelebihan yaitu karena memiliki polaritas output yang tidak terbalik. Induktor dan kapasitor pada konverter ini memiliki efek yang besar terhadap efisiensi konverter dan *ripple* tegangan yang dihasilkan. Konverter ini mentransfer energi antara induktansi dan kapasitansinya untuk mengubah dari besaran energi tegangan ke besaran energi lainnya. Proses transfer energi tersebut dikontrol oleh sebuah divais *switching* S (MOSFET). Skema dari *Zeta Converter* dapat dijelaskan pada gambar 2.10 [13].



Gambar 2.10. Skema Rangkaian *Zeta Converter* [13]

2.2.1. Siklus Operasi *Zeta Converter*

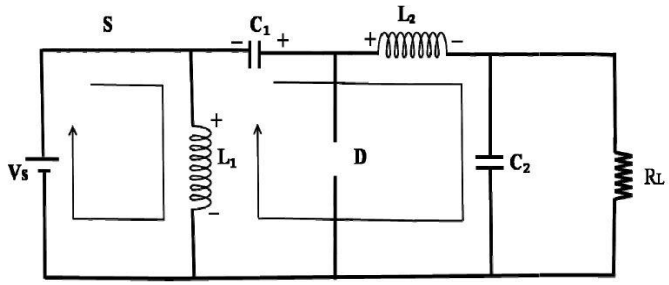
Rangkaian *Zeta Converter* ini dibagi menjadi dua siklus. Siklus yang pertama adalah saat saklar dalam kondisi ON seperti yang dijelaskan pada gambar 2.11. Pada kondisi ini dioda menjadi OFF, sehingga terjadi kondisi *open circuit* pada dioda dan *short circuit* pada saklar. Induktor Li dan Lo berada dalam kondisi *charging*, dimana arus induktor i_{L1} dan i_{L2} akan meningkat secara linier. Kapasitor C_1 akan mengalami *discharging* dan energi tersebut akan menyuplai induktor Lo dan Vo.

Dengan menggunakan persamaan hukum Kirchhoff, didapatkan persamaan pada saat siklus ON:

$$V_{in} = V_{Li\,ON} \tag{2.9}$$

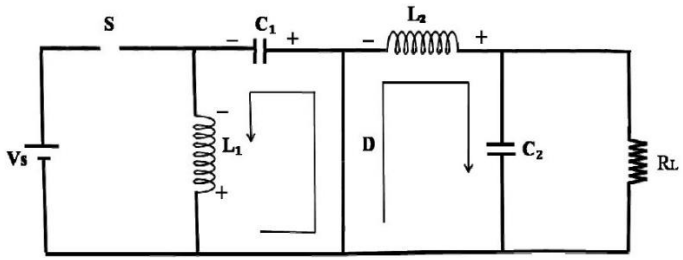
$$V_{Cd} = V_o \tag{2.10}$$

$$-V_{Li\,ON} - V_{C1} + V_{Lo\,ON} + V_{Cd} = 0$$
$$V_{Lo\,ON} = V_{in} + V_{C1} - V_o \tag{2.11}$$



Gambar 2.11. *Zeta Converter* Siklus ON [13]

Pada siklus kedua yaitu saat saklar OFF. Pada saat saklar OFF, maka dioda menjadi ON. Pada kondisi ini saklar menjadi *open circuit* dan dioda menjadi *short circuit* seperti yang dijelaskan pada gambar 2.12. Induktor Li yang sebelumnya telah mengalami fase *charging*, akan mengalami proses *discharging.* Induktor Lo berada pada proses *discharging* pula. Pada kondisi ini, kapasitor C_1 mengalami *charging* akibat adanya arus yang disuplai oleh induktor Li.



Gambar 2.12. *Zeta Converter* Siklus OFF [13]

Dengan menggunakan persamaan hukum Kirchhoff, didapatkan persamaan pada saat siklus OFF:

$$V_{Li\,OFF} = -V_{C1} \tag{2.12}$$

$$V_{Cd} = V_o$$

$$V_{Lo\,OFF} + V_{Cd} = 0$$

$$V_{Lo\ OFF} = -V_o \tag{2.13}$$

Dengan menggunakan perbandingan:

$$\int_0^{DT} V_{Li\ ON}\ dt + \int_{DT}^{T} V_{Li\ OFF}\ dt = 0$$

$$DT.V_{in} + T(1-D) - V_{C1} = 0$$
$$D.V_{in} = V_{C1}(1-D)$$
$$V_{C1} = V_{in}\ \frac{D}{(1-D)} \tag{2.14}$$

$$\int_0^{DT} V_{Lo\ ON}\ dt + \int_{DT}^{T} V_{Lo\ OFF}\ dt = 0$$

$$DT.(V_{in} + V_{C1} - V_o) + T(1-D)(-V_o) = 0$$
$$D.V_{in} + D.V_{C1} - D.V_o + D.V_o - V_o = 0$$
$$D(V_{in} + V_{C1}) = V_o \tag{2.15}$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.14 pada persamaan 2.15, akan didapat persamaan sebagai berikut:

$$\therefore V_o = D\left(V_{in} + V_{in}\frac{D}{(1-D)}\right)$$
$$= D.V_{in}\left(1 + \frac{D}{(1-D)}\right)$$
$$= D.V_{in}\left(\frac{1}{(1-D)}\right)$$
$$V_o = V_{in}\left(\frac{D}{(1-D)}\right) \tag{2.16}$$

$$\left(\frac{D}{(1-D)}\right) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o}$$

Sehingga persamaan akhir *duty cycle* adalah:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_{in}} \tag{2.17}$$

2.2.2. Penurunan Rumus Komponen Induktor Input (Li)

Untuk mencari persamaan nilai komponen induktor input (Li) pada *Zeta Converter*, akan dilakukan dengan penurunan dari persamaan 2.9. Sehingga akan diturunkan persamaan sebagai berikut:

$$V_{in} = V_{Li\ ON}$$

$$V_{in} = Li.\frac{dI_{Li\ ON}}{dt_{on}}$$

$$\frac{dI_{Li\ ON}}{dt_{on}} = \frac{V_{in}}{Li}$$

$$\frac{\Delta I_{Li\ ON}}{t_{on}} = \frac{V_{in}}{Li}$$

$$Li = \frac{V_{in}.t_{on}}{\Delta I_{Li}}$$

Karena,

$$D = \frac{t_{on}}{T} \text{ dan } D = t_{on}.f$$

Maka, persamaan nilai komponen induktor input (Li) pada *Zeta Converter* adalah:

$$Li = \frac{V_{in}.D}{\Delta I_{Li}.f_s} \tag{2.18}$$

2.2.3. Penurunan Rumus Komponen Induktor Output (Lo)

Untuk mencari persamaan nilai komponen induktor output (Lo) pada *Zeta Converter*, akan dilakukan dengan penurunan dari persamaan 2.13 pada kondisi saklar pada konverter OFF. Sehingga akan diturunkan persamaan sebagai berikut:

$$V_{Lo\ OFF} = -V_o$$

Diketahui,

$$V_o = V_{Cd} = V_{DC}$$

Maka,

$$V_{Lo\ OFF} = -V_{DC}$$

$$Lo.\frac{dI_{Lo\ OFF}}{dt_{off}} = -V_{DC}$$

$$\frac{\Delta I_{Lo}}{t_{off}} = \frac{-V_{DC}}{Lo}$$

Karena,

$$t_{off} = (1-D)T \rightarrow t_{off} = \frac{(1-D)}{f}$$

Sehingga,

$$\frac{\Delta I_{Lo}}{(1-D)/f_s} = \frac{-V_{DC}}{Lo}$$

$$Lo = \left|\frac{-V_{DC}.(1-D)}{\Delta I_{Lo}.f_s}\right|$$

Persamaan akhir dari komponen induktor output (Lo) pada *Zeta Converter* adalah:

$$Lo = \frac{V_{DC}.(1-D)}{\Delta I_{Lo}.f_s} \quad (2.19)$$

atau

$$Lo = \frac{V_{in}.D}{\Delta I_{Lo}.f_s} \quad (2.20)$$

2.2.4. Penurunan Rumus Komponen Kapasitor *Intermediate* (C_1)

Untuk mencari persamaan nilai komponen kapasitor *intermediate* (C_1) pada *Zeta Converter*, akan dilakukan analisa dengan menggunakan hukum arus Kirchhoff. Dimana pada saat saklar pada konverter dalam kondisi ON,

$I_{C1} = I_{Lo}$

Maka,

$$C_1 . \frac{dV_{C1\ ON}}{dt_{ON}} = I_{Lo}$$

$$C_1 . \frac{\Delta V_{C1}}{t_{ON}} = \frac{V_o}{R_L}$$

$$C_1 . \frac{\Delta V_{C1}}{D/f_S} = \frac{V_o}{R_L}$$

$$C_1 = \frac{V_o . D}{\Delta V_{C1} . f_S . R_L}$$

Diketahui,

$$V_o = V_{Cd} = V_{DC}$$

Sehingga, persamaan akhir dari nilai komponen kapasitor *intermediate* (C_1) pada *Zeta Converter* adalah:

$$C_1 = \frac{V_{DC} . D}{\Delta V_{C1} . f_S . R_L} \quad (2.21)$$

2.2.5. Persamaan Komponen Kapasitor *DC-Link* (C_d)

Kapasitor *DC-Link* berfungsi untuk mereduksi *ripple* tegangan output dari konverter. Nilai dari komponen kapasitor *DC-Link* dapat ditentukan melalui persamaan sebagai berikut [14]:

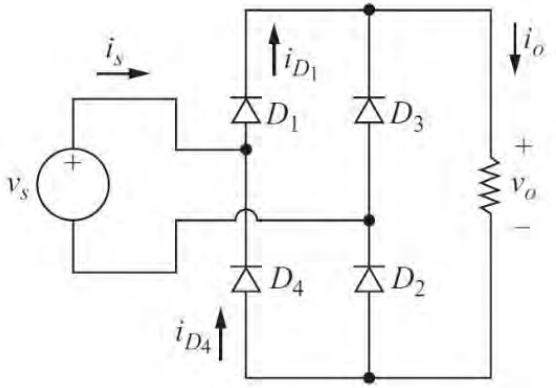
$$C_d = \frac{P_o}{2.\pi.f.\Delta V_o . V_o} \quad (2.21)$$

Pada persamaan ini, f menggunakan frekuensi *line* AC yang digunakan.

2.3. Penyearah Gelombang Penuh

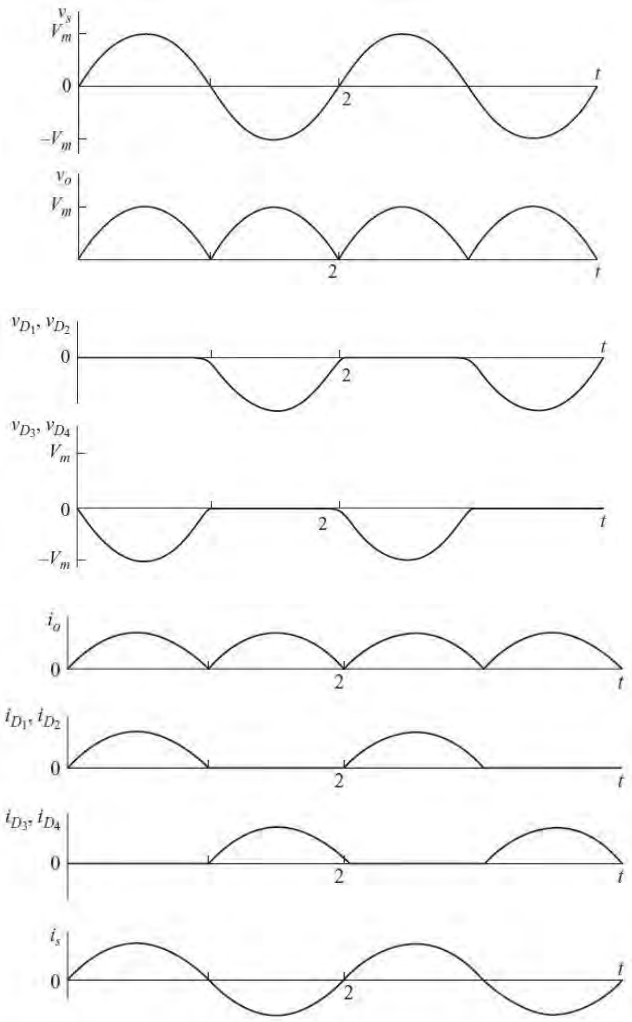
Penyearah digunakan untuk menyearahkan tegangan dan arus AC menjadi DC murni. Dimana fungsi dari penyearah gelombang penuh secara umum sama seperti penyearah setengah gelombang. Output dari

penyearah gelombang penuh terlihat bahwa memiliki *ripple* yang lebih rendah daripada penyearah setengah gelombang. Rangkaian dari penyearah gelombang penuh diilustrasikan pada gambar 2.13.



Gambar 2.13. Rangkaian Penyearah Gelombang Penuh[15]

Dioda D1 dan D2 akan berkonduksi bersamaan, begitu pula dengan dioda D3 dan D4 yang akan berkonduksi bersamaan. Sesuai dengan hukum tegangan Kirchhoff menggunakan *loop* yang mencakup sumber AC, dioda D1 dan D3 tidak dapat berkonduksi secara bersamaan begitu pula dioda D2 dan D4 tidak dapat berkonduksi bersamaan. Ketika sumber AC mengalami polaritas positif (+Vs) maka dioda D1 dan D2 akan mengalami konduksi. Pada saat sumber AC mengalami polaritas negatif (-Vs) maka dioda D3 dan D4 akan mengalami konduksi. Nilai tegangan maksimum pada dioda saat kondisi *open* merupakan nilai maksimum dari tegangan sumber AC yaitu pada saat polaritas negatif (-Vs). Contohnya dapat dilihat ketika dioda D1 konduksi dan dioda D3 *open* seperti yang dijelaskan pada gambar 2.14. Arus sumber rms dan arus output rms adalah sama. Arus sumber AC sama seperti arus output untuk satu siklus gelombang sumber, dimana setengah siklusnya merupakan gelombang saat positif dan setengahnya lagi merupakan gelombang saat negatif pada sumber AC. Frekuensi dasar pada tegangan output adalah 2ω dimana ω merupakan frekuensi sumber AC dimana tiap dua gelombang pada output terjadi tiap satu periode pada input AC [15].



Gambar 2.14. Gelombang Sumber AC, Output, dan Dioda [16]

Pada penyearah gelombang penuh, tegangan pada output merupakan tegangan rata-rata (*average*). Gelombang yang ada pada penyearah adalah sinusoidal,

$$V_o(\omega t) = \begin{cases} V_m \sin \omega t & untuk\ 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -V_m \sin \omega t & untuk\ \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

Sehingga, persamaan tegangan rata-rata (*average*) adalah:

$$V_o = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \sin \omega t \ d(\omega t)$$

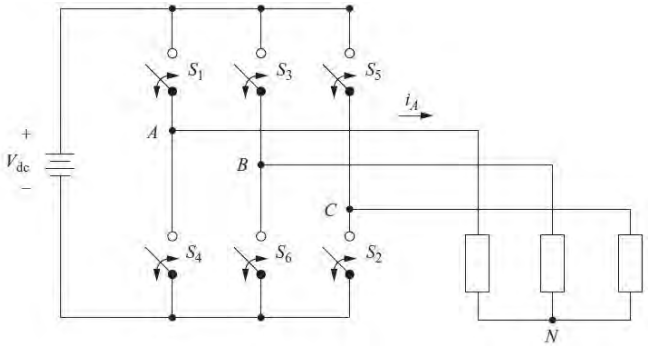
$$V_o = \frac{2V_m}{\pi} \tag{2.22}$$

Adapun persamaan tegangan rms dari output penyearah yaitu [16]:

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} (V_m \sin \omega t)^2 \ d(\omega t)}$$

$$V_o = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707\ V_m \tag{2.23}$$

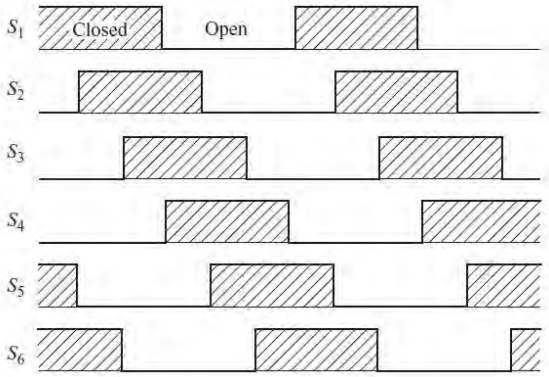
2.4. Inverter Tiga Fasa



Gambar 2.15. Rangkaian Inverter Tiga Fasa [15]

Inverter merupakan divais yang memiliki output AC tiga fasa dan sebuah input DC seperti yang diilustrasikan pada gambar 2.15. Saklar pada inverter memiliki urutan konduksi yang berbeda-beda. Setiap saklar pada inverter memiliki *duty ratio* sebesar 50 persen dan sebuah proses konduksi terjadi setiap interval waktu T/6, atau dengan perbedaan sudut

sebesar 60°. Saklar S1 dan S4, begitu pula dengan S2,S5 dan S3,S6 berkonduksi secara berkebalikan, hal ini harus dilakukan agar tidak *close* secara bersamaan. Dengan skema seperti ini, tegangan yang terjadi V_{A0}, V_{B0} dan V_{C0} memiliki besaran $+V_{DC}$ dan 0. Sementara untuk tegangan output *line-to-line* V_{AB}, V_{BC} dan V_{CA} memiliki besaran $+V_{DC}$ dan $-V_{DC}$. Proses pensaklaran pada inverter dapat dijelaskan pada gambar 2.16.



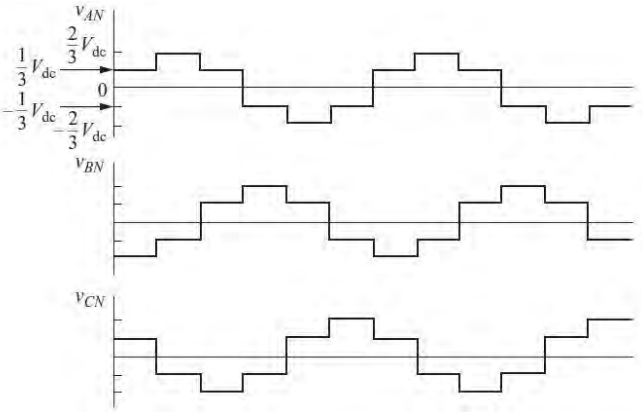
Gambar 2.16. Siklus Pensaklaran Inverter [15]

Beban 3 fasa yang terkoneksi pada output inverter dapat berkonfigurasi delta maupun wye tanpa *grounding*. Untuk beban konfigurasi wye, tegangan tiap fasa dari beban adalah *line-to-neutral* seperti pada gambar 2.17. Hal ini dikarenakan bentuk gelombang output *six step* pada tegangan *line-to-neutral* dihasilkan dari enam proses transisi pensaklaran tiap periode, sehingga skema rangkaian seperti ini disebut *inverter six-step.* Deret Fourier untuk tegangan output memiliki frekuensi dasar yang sama dengan frekuensi *switching* pada inverter. Tegangan output dari beban konfigurasi wye didapat dari persamaan Fourier sebagai berikut:

$$V_{n,\,L\text{-}L} = \left|\frac{4V_{DC}}{n\pi}\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right)\right| \tag{2.24}$$

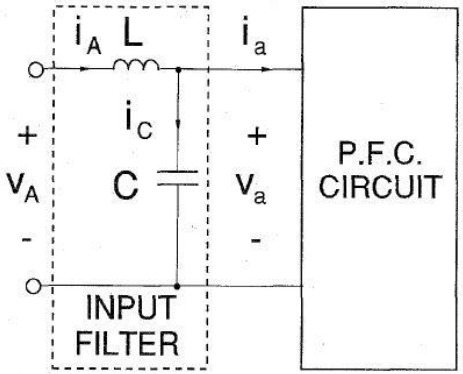
$$V_{n,\,L\text{-}N} = \left|\frac{2V_{DC}}{3n\pi}\left[2+\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right)-\cos\left(n\frac{2\pi}{3}\right)\right]\right| \qquad n=1,5,7,\ldots \tag{2.25}$$

Frekuensi output inverter dapat dikontrol dengan mengubah frekuensi *switching*. Magnitudo dari tegangan output bergantung pada nilai tegangan suplai DC. Untuk mengontrol tegangan output inverter *six-step,* tegangan DC input harus diubah-ubah.



Gambar 2.17. Tegangan Output Inverter dengan Beban Wye[16]

2.5 Filter DC



Gambar 2.18. Skema Filter DC pada Rangkaian PFC [17]

Pada rangkaian PFC, digunakan filter DC seperti pada gambar 2.18. Dalam hal ini diasumsikan terdapat komponen filter yang diletakkan pada

sisi AC dalam input penyarah, sehingga tidak ada distorsi frekuensi rendah pada arus input yang ada. Rangkaian PFC yang biasanya digunakan beroperasi dan menghasilkan arus rata-rata konverter yang sefasa dengan tegangan konverter [17].

2.5.1 Kapasitor Filter (Cf)

Dalam merancang kapasitor filter, perbedaan sudut gelombang adalah proporsional terhadap nilai kapasitor filter. Sehingga untuk mendapatkan *input displacement factor* (IDF) yang tinggi (IDF = $\cos\theta$), nilai kapasitor harus diminimalisir. Maka nilai dari kapasitor dapat dihitung dengan persamaan:

$$\text{Cmax} = \frac{I_m}{\omega V_m} \tan\left(\cos^{-1}\text{IDF}\right) \tag{2.26}$$

2.5.2 Induktor Filter (Lf)

Pada filter DC terdapat pula induktor, dimana induktor ini digunakan untuk mendapat komposisi yang cocok dengan kapasitor pada filter ini. Untuk induktor filter menggunakan persamaan sebagai berikut:

$$L_f = \frac{1}{4.\pi^2.f_C^2.C_f} \tag{2.27}$$

Dimana fc merupakan frekuensi cut-off yang biasa ditentukan sebesar fs/10, dan Cf merupakan nilai kapasitor filter yang telah dihitung sebelumnya [18].

2.6 Korelasi Antara *Power Factor* dengan Harmonisa

Pada *proceeding* dijelaskan mengenai definisi dari *power factor* dan perbedaan antara *displacement*, dan *distortion power factor* serta efek dari *power factor* yang rendah akibat adanya beban non-linier seperti penggunaan penyearah. Penjelasan umum mengenai harmonisa yaitu *Total Harmonic Distortion* (THD) mencakup sumber distorsi arus, efek pada peralatan distribusi daya, dan lain-lain. Korelasi antara *power factor* dan harmonisa dibahas dengan parameter-parameter yang mendefinisikan kualitas daya dari beban-beban non-linier.

Distortion factor (*harmonic factor*) merupakan rasio rms dari harmonisa terhadap nilai kuantitas fundamentalnya, biasanya nilai tersebut berupa satuan persen. *Total Harmonic Distortion* (THD) merupakan satuan untuk mendefinisikan *distortion factor* dari arus maupun tegangan. Untuk *power factor* dibagi menjadi tiga definisi. Pertama adalah *Displacement PF* yang merupakan rasio dari daya aktif (P) pada gelombang fundamental, terhadap gelombang fundamental daya semu (S). PF ini dinotasikan sebagai perbedaan sudut fasa gelombang antara tegangan dan arus ($\cos(\delta_1 - \theta_1)$). Kedua adalah *Distortion PF* yang merupakan komponen distorsi yang berhubungan dengan harmonisa tegangan atau arus yang ada, dan didefinisikan sebagai rasio dari komponen fundamental arus sumber AC terhadap total arus sumber Ii/Ir (rms). Sedangkan yang terakhir adalah *True PF* yang merupakan rasio total daya input dalam watt terhadap total daya semu input ke beban [19].

Pada kondisi gelombang non-sinusoidal, tegangan dan arus AC mengandung harmonisa. Harmonisa yang biasanya timbul adalah orde 3, 5, dan 7 yang merupakan kelipatan dari frekuensi fundamental (50/60Hz). Saat kondisi *steady state*, persamaan tegangan dan arus direpresentasikan dalam deret Fourier sebagai berikut:

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_k^2}{2}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_{krms}^2} \tag{2.28}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_k^2}{2}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{krms}^2} \tag{2.29}$$

Sedangkan persamaan THD tegangan dan arus adalah:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{krms}^2}}{v_{1rms}} .100\% = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{v_1} .100\% \tag{2.30}$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{krms}^2}}{I_{1rms}} .100\% = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} .100\% \tag{2.31}$$

Untuk persamaan dari *Distortion* PF sendiri adalah:

$$PF_{dist} = \frac{1}{\sqrt{1+(THD\%)^2}} \tag{2.32}$$

Sehingga untuk mencari nilai *True* PF menggunakan perkalian antara *Displacement* PF dengan *Distortion* PF [20]:

$$PF_{true} = PF_{disp}.PF_{dist} = \frac{P_{avg}}{V_{1rms}I_{1rms}} . \frac{1}{\sqrt{1+(THD/100)^2}} \quad (2.33)$$

2.7 Sistem Kontrol Otomatis

Pada pengaturan kecepatan motor *brushless* DC diperlukan sistem kontrol otomatis untuk menjaga kontinuitas dan kestabilan kecepatan motor. Sistem kontrol otomatis tersebut berfungsi untuk memperbaiki sinyal *error* dan respon suatu sistem seperti yang dijelaskan pada gambar 2.18.

Plant yang digunakan pada penelitian ini adalah motor *brushless* DC, aktuatornya adalah sebuah gerbang MOSFET pada *Zeta Converter* yang digunakan untuk mengatur *duty cycle* dari konverter, dan *Amplifier* terdiri dari kontroler PI yang akan mengolah dan memperbaiki sinyal *error*. Sistem kontrol bekerja dengan cara membandingkan *set point* dengan nilai aktual dari sensor untuk mendapatkan sinyal *error* yang nantinya akan diolah kembali. Sinyal *error* akan diolah menggunakan *amplifier* untuk mengubah respon dari *plant* yang digunakan agar sesuai dengan *set point* yang telah ditentukan. Untuk dapat bekerja dengan baik, konstanta dari kontroler PI harus diatur dahulu agar dapat memperbaiki sinyal *error* [21].

2.8 Kontroler Proporsional

Kontroler proporsional memiliki fungsi untuk mengubah respon pada saat transien agar sesuai dengan *set point* nya pada kondisi saat *settling time*. Kontroler ini digunakan untuk mengolah sinyal agar mencapai kondisi *steady state* nya. Fungsi lain dari kontroler proporsional adalah mengolah sinyal *error* dan memperbaikinya. Konstanta proporsional dapat diubah-ubah sesuai dengan kondisi yang diinginkan. Jika konstanta proporsional terlalu besar maka sistem tidak akan mencapai *steady state* dan jika terlalu rendah maka respon sistem akan sulit menyesuaikan *set point* yang ditetapkan sehingga *error* pada sistem akan semakin besar.

2.9 Kontroler Integrator

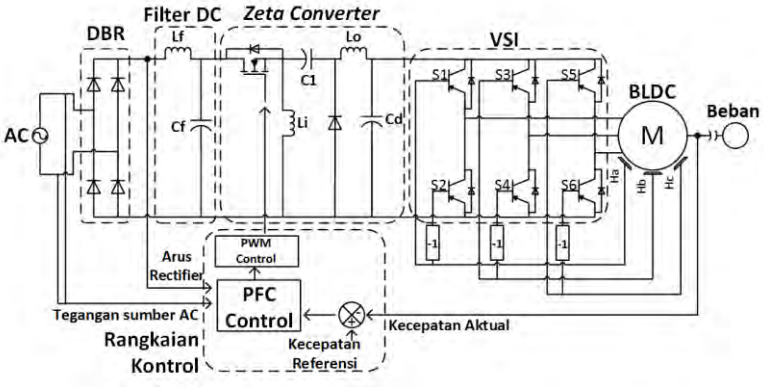
Kontroler ini digunakan untuk menghilangkan *error* pada saat *steady state* dengan menggunakan prinsip pengintegralan. Konstanta pada kontroler integrator ini berpengaruh pada cepat atau lambatnya respon sistem dan dalam menghilangkan *offset* sistem.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB III
PERANCANGAN *ZETA CONVERTER* DAN PEMODELAN SISTEM KONTROL KECEPATAN MOTOR *BRUSHLESS* DC BERBASIS *POWER FACTOR CORRECTION*

3.1 Konfigurasi Sistem Kontrol Kecepatan Motor *Brushless* DC

Sistem penggerak motor *brushless* DC yang menggunakan sumber listrik AC untuk suplai dayanya secara umum memerlukan *diode bridge rectifier* untuk menyearahkan sumber listrik AC menjadi DC, filter DC, konverter berupa *zeta converter* untuk menaikkan maupun menurunkan tegangan DC pada sisi output, dan inverter khususnya *voltage source inverter* (VSI) untuk mentransformasikan sumber listrik DC menjadi listrik tiga fasa dengan bentuk gelombang trapezoidal atau gelombang kotak. Konfigurasi sistem kontrol kecepatan motor brushless DC akan ditunjukkan pada Gambar 3.1. Pemodelan dari sistem ini akan dilakukan pada *software* simulator.



Gambar 3.1. Konfigurasi sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC

Pada sistem ini sumber listrik AC yang digunakan adalah sumber listrik yang biasa dipakai dalam kebutuhan rumah tangga yaitu sebesar 220Vrms dengan Vpeak sebesar 311.127V dan tegangan sumber minimal sebesar 180Vrms dengan Vpeak sebesar 254.558V serta frekuensi sebesar 50Hz. Sumber AC tersebut disearahkan oleh *diode bridge rectifier* secara *fullwave* sehingga tegangan yang masuk ke sistem besarnya seperti

sumber AC nya. Filter DC akan digunakan untuk memperbaiki listrik DC yang telah disearahkan agar bentuk gelombangnya dapat lebih baik. *Zeta Converter* yang ada dalam sistem menggunakan *gate* IGBT sebagai switching dan akan digunakan untuk menurunkan tegangan sumber DC yang besarnya adalah 198,17V (*maximum average voltage*) pada kondisi nominal atau 162,139V (*minimum average voltage*) ke tegangan sebesar 100V (average voltage) yang merupakan tegangan nominal dari motor *brushless* DC. Inverter yang digunakan berfungsi untuk mentransformasikan sumber listrik DC menjadi listrik 3 fasa atau listrik dengan gelombang kotak yang memiliki beda fasa sebesar 120˚ tiap fasanya untuk menyuplai motor *brushless* DC yang digunakan. Untuk proses switching dari tiap *gate* IGBT pada inverter, akan didapat dari proses *sensing* sensor *hall* pada motor *brushless* DC. Dalam menjalankan fungsinya, proses switching dari tiap *gate* pada *inverter* sangat bergantung dari sinyal masukan yang didapat dari sensor *hall* (Ha, Hb, Hc) pada motor. Proses *sensing* menggunakan sensor *hall* ini dilakukan dengan cara mendeteksi magnet permanen yang ada pada rotor. Sehingga pada pengoperasiannya, tiap pendeteksian magnet permanen oleh sensor *hall* akan mengeluarkan output sinyal berupa tegangan yang besarnya 1 atau 0 (biner) yang nantinya akan masuk ke *gate* IGBT pada *inverter* untuk mengaktifkan proses *switching*.

Untuk kontrol kecepatan motor *brushless* DC akan dilakukan dengan cara mengatur kecepatan referensi yang berupa tegangan pada *software simulator*. Kecepatan referensi yang diatur nantinya akan dibandingkan dengan sensor yang ada pada sistem ini, dimana hasil dari pengolahan pada blok kontrol kecepatan akan mengatur proses *switching* pada konverter. Sehingga tegangan output konverter yang akan digunakan sebagai suplai motor *brushless* DC dapat diatur sesuai yang kita inginkan dan berdasarkan *rating* pada *datasheet* motor yang digunakan. Proses *power factor correction* akan berlangsung pada blok kontrol kecepatan ini dengan mendeteksi tegangan pada sumber AC, tegangan DC pada output konverter dan arus pada keluaran *diode bridge rectifier* (DBR) menggunakan sensor. Sehingga dapat dibandingkan agar faktor daya pada sumber AC tetap baik dalam pengoperasian motor *brushless* DC.

Tabel 3.1. Parameter motor *brushless* DC

Parameter	Nilai
Voltage	100Vdc
Rated Power	874 W

Tabel 3.1. Parameter motor *brushless* DC Lanjutan

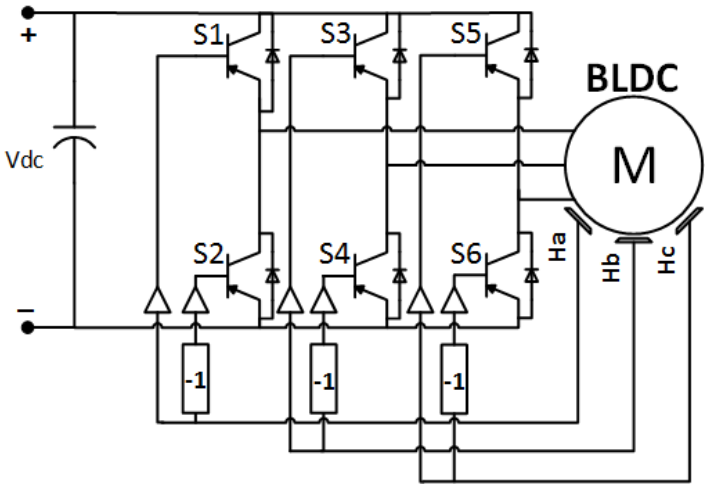
No Load Speed	2920 rpm
Rated Speed	2820 rpm
Rated Current	10.2 A
Rated Torque	2.9588 Nm
Peak Torque	18.0744 Nm
Stall Torque	3.6649 Nm
R (resistansi terminal)	0.408Ω
L (induktansi terminal)	1.71mH
Torque Constant (Nm/amp)	0.3269
Speed Constant (rpm/V)	29.2397
No. of Poles (P)	8
Rotor Inertia	0.00049399 $kg.m^2$
Mech. Time Constant	1.9ms
Timing	120°

Motor *brushless* DC yang digunakan merupakan produk dari MOOG Components Group dengan tipe BN42-53IP kode belitan 03 yang dapat diaplikasikan pada aplikasi daya rendah. Beban yang ada pada parameter motor *brushless* DC akan digunakan sebesar 2.9588 Nm, dimana nilai ini digunakan untuk menyesuaikan kapasitas motor dalam memikul beban secara optimal. Tegangan motor *brushless* DC yang akan digunakan bervariasi dengan batasan sesuai *limit* dari sistem kontrol kecepatan dan dengan tegangan maksimal sesuai *rating* pada *datasheet* yaitu sebesar 100V.

3.2 Pemodelan Kontrol Logika Motor *Brushless* DC terhadap VSI Berbasis Sensor *Hall-Effect*

Sensor *hall* pada motor yang berfungsi untuk mendeteksi posisi rotor akan menghasilkan sinyal yang nantinya akan digunakan sebagai *trigger* pada gerbang *switching* pada *inverter*. Sinyal yang dihasilkan oleh sensor Hall akan masuk ke On-Off Controller pada rangkaian sehingga akan terlihat sinyal kotak dengan besaran 1 dan 0 (biner), dimana tiap sensornya (Ha, Hb, dan Hc) mengirimkan sinyal ke dua gerbang *switching* dengan salah satu gerbang yang sinyal masukannya di *invert* sehingga gerbang tidak menyala bersamaan. Sinyal Ha masuk ke gerbang IGBT S1 dan S2, dimana pada S2 sinyal Ha di *invert* agar sinyalnya berkebalikan dengan sinyal yang masuk pada gerbang IGBT S1. Sinyal

Hb akan masuk ke gerbang IGBT S3 dan S4, dimana pada S4 sinyal Hb di *invert* agar sinyalnya berkebalikan. Begitupun dengan sinyal Hc yang masuk ke gerbang IGBT S5 dan S6, dengan sinyal pada gerbang S6 yang di *invert* seperti yang dijelaskan pada gambar 3.2.



Gambar 3.2. Rangkaian *Feedback* Motor berbasis Sensor *Hall*

Sehingga dengan metode kontrol logika yang dirancang akan dihasilkan proses pendeteksian sinyal sensor Hall yang dihasilkan oleh motor, yang nantinya akan mempengaruhi proses *switching* inverter di tiap gerbang-gerbangnya. Proses dari pendeteksian sinyal sensor Hall dan urutan *switching* pada gerbang inverter dapat ditunjukkan dan dijabarkan pada tabel 3.2.

Tabel 3.2. Proses pendeteksian sinyal sensor Hall

Sudut	Ha	Hb	Hc	S1	S2	S3	S4	S5	S6
0-60	0	-1	1	0	0	0	1	1	0
60-120	1	-1	0	1	0	0	1	0	0
120-180	1	0	-1	1	0	0	0	0	1
180-240	0	1	-1	0	0	1	0	0	1
240-300	-1	1	0	0	1	1	0	0	0
300-360	-1	0	1	0	1	0	0	1	0

3.3 Perancangan *Zeta Converter*

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus dari *Zeta Converter*, *duty cycle* dari konverter dapat dikalkulasikan berdasarkan tegangan input dan output yang dikehendaki sesuai dengan persamaan berikut:

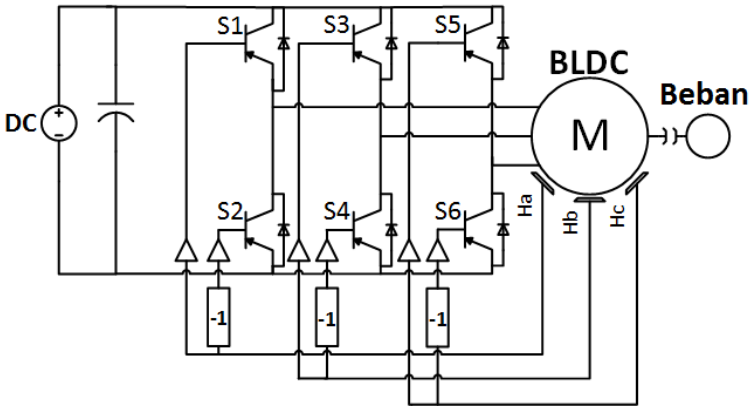
$$\mathrm{Vo} = \frac{\mathrm{D}}{1-\mathrm{D}} \text{ x Vi}$$

$$\mathrm{D} = \frac{\mathrm{Vo}}{\mathrm{Vo}+\mathrm{Vi}} = \frac{\mathrm{Vdc}}{\mathrm{Vdc}+\mathrm{Vin}}$$

Dimana, Vo atau Vdc merupakan tegangan output dari konverter dan Vi atau Vin merupakan tegangan input dari konverter,

3.3.1 Pengambilan Parameter yang Diperlukan dari Motor

Pada perhitungan nilai-nilai dari komponen pada konverter, dibutuhkan parameter-parameter untuk digunakan dalam perhitungan. Parameter yang belum ada dan belum diketahui, akan dapat diperoleh melalui uji coba pengoperasian motor *brushless* DC dengan menggunakan sumber listrik DC murni sebagai input dari inverter.



Gambar 3.3. Rangkaian Pengujian Rating Motor *Brushless* DC

Pengoperasian motor *brushless* DC yang pertama, dilakukan menggunakan tegangan DC sebesar 100V, dimana tegangan ini

merupakan tegangan *rated* yang sesuai pada spesifikasi motor *brushless* DC yang digunakan. Beban yang digunakan adalah sebesar 2.9588 Nm, dimana beban ini merupakan beban pada saat kondisi *rated*. Hasil dari pengoperasian motor yang pertama ini akan didapat nilai daya pada saat kondisi *rated* yaitu sebesar 874W. Sehingga parameter daya yang akan dipakai untuk perhitungan nilai komponen konverter akan ditetapkan dengan pembulatan menjadi 900W. Nilai daya ini akan ditetapkan sebagai daya maksimal (Pmax) yang akan digunakan pada perhitungan nilai komponen pada *Zeta Converter*.

Pengoperasian motor *brushless* DC yang kedua, dilakukan menggunakan tegangan DC sebesar 30V, dimana tegangan ini merupakan tegangan minimal yang ditentukan untuk pengaturan kecepatan motor yang lebih rendah dibandingkan pada saat tegangan *rated*. Pada pengoperasian yang kedua ini tidak menggunakan beban agar daya yang digunakan dapat seminimal mungkin, sehingga akan didapat nilai daya yaitu sebesar 6,3W. Nilai daya ini akan ditetapkan sebagai daya minimal (Pmin) yang akan digunakan pada perhitungan nilai komponen pada *Zeta Converter*.

3.3.2 Perhitungan Nilai Induktor Input (Li)

Setelah dilakukan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Zeta Converter*, maka nilai dari induktor input pada konverter dapat ditentukan berdasarkan persamaan yang telah didapat. Sehingga, nilai induktor input tersebut dapat ditentukan melalui persamaan:

$$\mathrm{Li} = \frac{\mathrm{Vin.\,D}}{\Delta \mathrm{I_{Li}.\,fs}} = \frac{\mathrm{Vin.\,D}}{\eta.\,\mathrm{I_{Li}.\,fs}} = \frac{\mathrm{Rin.\,D}}{\eta.\,\mathrm{fs}} = \left(\frac{\mathrm{Vs^2}}{\mathrm{Pi}}\right)\frac{\mathrm{D}}{\eta.\,\mathrm{fs}}$$

$$\mathrm{Li} = \frac{\mathrm{Vs^2}}{\eta.\,\mathrm{fs.\,Pi}}\left(\frac{\mathrm{Vdc}}{\mathrm{Vdc} + \mathrm{Vin}}\right)$$

Dimana Vs adalah tegangan yang disearahkan dari sumber listrik AC, Vdc adalah tegangan output konverter, Vin adalah tegangan input konverter, fs adalah frekuensi *switching* pada konverter, Pi adalah daya yang akan dihasilkan oleh konverter, dan η merupakan besaran toleransi *ripple* arus pada induktor.

Untuk menentukan nilai induktor input agar sesuai dengan mode DCM (*Discontinuous Current Mode*) yang digunakan, pada penentuan

nilai komponen ini akan dilakukan dengan menggunakan prinsip *critical value* dari induktor input, dimana nilai induktor merupakan nilai kritis atau nilai minimum dari kapasitas induktor dalam menyimpan besaran arus, sehingga persamaan nilai induktor menjadi:

$$\mathrm{Li} = \frac{\mathrm{Vs}^2}{2.\mathrm{fs}.\mathrm{Pi}} \left(\frac{\mathrm{Vdc}}{\mathrm{Vdc} + \mathrm{Vin}}\right)$$

Perhitungan induktor input pada kondisi tegangan DC maksimum sebesar 100V

$$\mathrm{Li}_{100} = \frac{\mathrm{Vs}^2}{2.\mathrm{fs}.\mathrm{Pi}} \left(\frac{\mathrm{Vdc}}{\mathrm{Vdc} + \mathrm{Vin}}\right)$$

$$= \frac{\mathrm{Vs}^2_{\mathrm{min}}}{2.\mathrm{fs}.\mathrm{Pmax}} \left(\frac{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}}}{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}} + \mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}}\right)$$

$$= \frac{\mathrm{Vavg}^2_{\mathrm{min}}}{2.\mathrm{fs}.\mathrm{Pmax}} \left(\frac{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}}}{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}} + \mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}}\right)$$

Untuk nilai daya maksimal akan dirancang sebesar 900W sebagai daya yang akan digunakan pada output *Zeta Converter*, dimana daya yang akan dirancang sedikit lebih besar dari hasil pengoperasian motor *brushless* DC menggunakan sumber DC murni pada tegangan 100V dengan kondisi *rated load* yang telah dilakukan yaitu sebesar 874W. Sehingga nilai dari daya maksimal dapat disubstitusikan pada persamaan komponen induktor input, yaitu:

$$\mathrm{Li}_{100} = \frac{162{,}139^2}{2.20000.900} \left(\frac{100}{100 + 162{,}139}\right)$$

$$= 0{,}27857\mathrm{mH}$$

Perhitungan induktor input pada kondisi tegangan DC minimum sebesar 30V yaitu:

$$\mathrm{Li}_{30} = \frac{\mathrm{Vs}^2}{2.\mathrm{fs}.\mathrm{Pi}} \left(\frac{\mathrm{Vdc}}{\mathrm{Vdc} + \mathrm{Vin}}\right)$$

$$= \frac{\mathrm{Vs}_{\mathrm{min}}^2}{2.\mathrm{fs}.\mathrm{Pmin}} \left(\frac{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{min}}}{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{min}} + \mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}}\right)$$

$$= \frac{\mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}^2}{2.\mathrm{fs}.\mathrm{Pmin}} \left(\frac{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{min}}}{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{min}} + \mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}}\right)$$

Berdasarkan data dari hasil pengoperasian motor *brushless* DC dengan menggunakan sumber DC murni yang telah dilakukan, daya minimum yang dihasilkan berada pada tegangan 30V dengan kondisi tidak berbeban adalah sebesar 6,3W. Sehingga dapat disubstitusikan pada persamaan komponen induktor input, yaitu:

$$\mathrm{Li}_{30} = \frac{162{,}139^2}{2.20000.6{,}3} \left(\frac{30}{30 + 162{,}139}\right)$$

$$= 39{,}787\mathrm{mH}$$

Setelah perhitungan pada dua kondisi tegangan DC yang berbeda dilakukan, didapat dua nilai perhitungan yang berbeda. Pada mode DCM, untuk menentukan nilai induktor input pada kondisi terburuk pada tegangan DC maksimum, maka nilai induktor input yang akan digunakan harus lebih kecil dari nilai perhitungan yang terkecil (Li_{100}),

$$\mathrm{Li} < \mathrm{Li}_{100}$$
$$\mathrm{Li} < 0{,}27857\mathrm{mH}$$

Sehingga, ditentukan nilai induktor input diperkirakan sebesar 40µH agar mode DCM (*Discontinuous Current Mode*) pada induktor input tetap terjamin.

Pada *Zeta Converter* yang digunakan, akan digunakan mode pengoperasian konverter lainnya yaitu pada mode CCM (Continuous Current Mode). Mode ini digunakan dengan cara merancang nilai induktor input (Li) dengan besaran *ripple* yang ditentukan, dengan syarat bentuk gelompang arus pada induktor ini akan tetap kontinyu tanpa mencapai nilai nol pada saat kondisi *discharging*. Nilai induktor input pada mode CCM dapat ditentukan melalui persamaan yang telah diketahui, yaitu:

$$\mathrm{Li} = \frac{\mathrm{Vs}^2}{\eta.\,\mathrm{fs}.\,\mathrm{Pi}}\left(\frac{\mathrm{Vdc}}{\mathrm{Vdc}+\mathrm{Vin}}\right)$$

Pada perhitungan induktor input saat mode CCM, nilai *ripple* yang akan digunakan adalah sebesar 15%, sehingga nilai η yang digunakan adalah sebesar 0,15.

$$\mathrm{Li} = \frac{\mathrm{Vs}^2}{\eta.\,\mathrm{fs}.\,\mathrm{Pi}}\left(\frac{\mathrm{Vdc}}{\mathrm{Vdc}+\mathrm{Vin}}\right)$$

$$= \frac{\mathrm{Vs}_{\mathrm{min}}^2}{\eta.\,\mathrm{fs}.\,\mathrm{Pmax}}\left(\frac{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}}}{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}}+\mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}}\right)$$

$$= \frac{\mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}^2}{\eta.\,\mathrm{fs}.\,\mathrm{Pmax}}\left(\frac{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}}}{\mathrm{Vdc}_{\mathrm{max}}+\mathrm{Vavg}_{\mathrm{min}}}\right)$$

Daya maksimal yang digunakan sama seperti pada perhitungan sebelum-sebelumnya yaitu sebesar 900W. Sehingga nilai dari daya maksimal dapat disubstitusikan pada persamaan komponen induktor input, yaitu:

$$\mathrm{Li} = \frac{162{,}139^2}{0{,}15.20000.900}\left(\frac{100}{100+162{,}139}\right)$$

$$\mathrm{Li} = 3{,}7143\mathrm{mH}$$

Sehingga, nilai induktor input (Li) yang akan dipakai pada mode CCM adalah sebesar 3,7143mH.

3.3.3 Perhitungan Nilai Induktor Output (Lo)

Berdasarkan analisa rangkaian dan penurunan rumus yang telah dilakukan, akan didapat persamaan untuk mencari nilai induktor output pada *Zeta Converter*. Nilai dari induktor output dapat dihitung berdasarkan persamaan:

$$\mathrm{Lo} = \frac{\mathrm{Vdc}.\,(1-\mathrm{D})}{\Delta \mathrm{I}_{\mathrm{Lo}}.\,\mathrm{fs}} = \frac{\mathrm{Vdc}.\,(1-\mathrm{D})}{\eta.\,\mathrm{I}_{\mathrm{Lo}}.\,\mathrm{fs}}$$

Diketahui bahwa,

$$I_{Lo} = \frac{1 - D}{D} \text{x } I_{Li}$$

$$\frac{I_{Lo}}{1 - D} = \frac{I_{Li}}{D}$$

Di substitusikan ke persamaan sehingga,

$$Lo = \frac{Vdc.D}{\eta.I_{Li}.fs} = \frac{Rin.Vdc.D}{\eta.Vin.fs}$$

$$Lo = \frac{Vdc.D}{\eta.Vin.fs} \text{ x } \left(\frac{Vs^2}{Pi}\right)$$

Diketahui,

$$D = \left(\frac{Vdc}{Vdc + Vin}\right)$$

Disubstitusikan ke persamaan induktor output menjadi:

$$Lo = \frac{Vdc}{\eta.Vin.fs} \left(\frac{Vs^2}{Pi}\right)\left(\frac{Vdc}{Vdc + Vin}\right)$$

Dimana Vs adalah tegangan yang disearahkan dari sumber listrik AC, Vdc adalah tegangan output konverter, Vin adalah tegangan input konverter, fs adalah frekuensi *switching* pada konverter, Pi adalah daya yang akan dihasilkan oleh konverter, dan η merupakan besaran toleransi *ripple* arus pada induktor.

Pada perhitungan induktor output ini, Vdc yang akan digunakan adalah tegangan output konverter pada kondisi maksimal (Vdc_{max}) sesuai yang telah ditentukan, Vin yang akan digunakan adalah tegangan minimum pada sumber listrik AC yang telah disearahkan (Vs_{min}) sesuai dengan nilai yang telah ditentukan, dan daya yang akan dikalkulasikan adalah pada saat daya maksimal ($Pmax$) pada konverter.

$$\mathrm{Lo} = \frac{\mathrm{Vdc_{max}}}{\eta.\mathrm{Vavg_{min}}.\mathrm{fs}} \left(\frac{\mathrm{Vs_{min}^2}}{\mathrm{P_{max}}}\right)\left(\frac{\mathrm{Vdc_{max}}}{\mathrm{Vdc_{max}} + \mathrm{Vavg_{min}}}\right)$$

$$\mathrm{Lo} = \frac{\mathrm{Vdc_{max}}}{\eta.\mathrm{Vavg_{min}}.\mathrm{fs}} \left(\frac{\mathrm{Vavg_{min}^2}}{\mathrm{P_{max}}}\right)\left(\frac{\mathrm{Vdc_{max}}}{\mathrm{Vdc_{max}} + \mathrm{Vavg_{min}}}\right)$$

Pada perhitungan nilai induktor output pada *Zeta Converter*, ditentukan nilai toleransi *ripple* arus sebesar 15%, sehingga nilai η yang digunakan adalah sebesar 0,15.

$$\mathrm{Lo} = \frac{100}{0{,}15.162{,}139.20000} \left(\frac{162{,}139^2}{900}\right)\left(\frac{100}{100 + 162{,}139}\right)$$

$$\mathrm{Lo} = 2.291\mathrm{mH}$$

Sehingga, sesuai dengan perhitungan nilai induktor output yang telah dilakukan, dapat ditentukan bahwa nilai Lo yang akan digunakan adalah sebesar 2.291mH

3.3.4 Perhitungan Nilai Kapasitor *Intermediate* ($\mathbf{C_1}$)

Sesuai dengan analisa rangkaian dan penurunan rumus pada *Zeta Converter*, didapat persamaan untuk mencari nilai dari komponen kapasitor *intermediate* (C_1) yang berada pada sisi tengah dari *Zeta Converter* yang digunakan. Persamaan untuk mencari nilai komponen kapasitor *intermediate* (C_1) yaitu:

$$\mathrm{C_1} = \frac{\mathrm{Vdc.\,D}}{\Delta\mathrm{V_{C1}}.\,\mathrm{fs}.\,\mathrm{R_L}} = \frac{\mathrm{Vdc.\,D}}{\eta.\,\mathrm{V_{C1}}.\,\mathrm{fs}.\,\mathrm{R_L}}$$

Berdasarkan bentuk dari rangkaian *Zeta Converter*, nilai kapasitor C_1 berada ditengah konverter sehingga nilai tegangan dari kapasitor C_1 adalah $V_{C1} = (Vdc + Vin)$. Karena R_L tidak diketahui, maka akan digantikan melalui persamaan

$$\mathrm{Pi} = \frac{\mathrm{Vdc^2}}{\mathrm{R_L}}$$

$$R_L = \frac{Vdc^2}{Pi}$$

Dengan mensubstitusikan persamaan R_L yang telah ditentukan, maka persamaan dari nilai kapasitor *intermediate* C_1 adalah:

$$C_1 = \frac{Vdc.\,Pi.\,D}{\eta.\,(Vdc + Vin).\,fs.\,Vdc^2}$$

$$= \frac{Pi.\,D}{\eta.\,(Vdc + Vin).\,fs.\,Vdc}$$

$$= \frac{Pi}{\eta.\,(Vdc + Vin).\,fs.\,Vdc}\left(\frac{Vdc}{Vdc + Vin}\right)$$

$$= \frac{Pi}{\eta.\,(Vdc + Vin).\,fs}\left(\frac{1}{Vdc + Vin}\right)$$

Sehingga persamaan akhir dari nilai kapasitor *intermediate* C_1 adalah:

$$C_1 = \frac{Pi}{\eta.\,(Vdc + Vin)^2.\,fs}$$

Dimana Pi adalah daya yang digunakan pada konverter, η merupakan nilai toleransi *ripple* tegangan, Vdc adalah tegangan output konverter, Vin adalah tegangan input konverter dan fs adalah frekuensi *switching* konverter yang digunakan.

Nilai daya yang akan digunakan adalah daya maksimum yang akan digunakan, Vin yang akan digunakan adalah nilai maksimal dari tegangan input (Vs_{max}) pada konverter yang merujuk pada besarnya sumber listrik AC yang akan masuk ke konverter setelah disearahkan. Vdc yang digunakan adalah tegangan maksimum (Vdc_{max}) dari output konverter yang telah ditentukan.

$$C_1 = \frac{Pmax}{\eta.\,(Vdc_{max} + Vavg_{max})^2.\,fs}$$

Pada perhitungan nilai kapasitor *intermediate* (C_1) pada *Zeta Converter*, ditentukan nilai toleransi *ripple* tegangan sebesar 12,5%, sehingga nilai η yang digunakan adalah sebesar 0,125.

$$C_1 = \frac{900}{0{,}125.(100 + 198{,}17)^2.20000}$$

$$C_1 = 4{,}05\mu F$$

Sehingga, sesuai dengan perhitungan nilai kapasitor *intermediate* (C_1) yang telah dilakukan, dapat ditentukan bahwa nilai C_1 yang akan digunakan adalah sebesar $4{,}05\mu F$

3.3.5 Perhitungan Nilai Kapasitor *DC-Link* (C_d)

Berdasarkan persamaan yang telah diketahui, nilai dari kapasitor *DC-Link* (C_d) dapat ditentukan dengan melakukan perhitungan.

$$C_d = \frac{Pi}{2.\pi.f.\Delta Vdc.Vdc}$$

$$C_d = \frac{Pi}{2.\pi.f_{line}.\eta.Vdc.Vdc}$$

$$C_d = \frac{Pi}{2.\pi.f_{line}.\eta.Vdc^2}$$

Dimana Pi adalah daya yang akan digunakan pada konverter, f_{line} adalah frekuensi pada sumber listrik AC yang telah ada, η merupakan nilai toleransi dari *ripple* tegangan output yang memenuhi persyaratan, dan Vdc merupakan tegangan output pada konverter yang telah ditentukan.

Pada perhitungan kapasitor ini akan dilakukan dengan menghitung nilai pada saat maksimum dan pada saat minimum. Daya yang akan digunakan pada nilai minimum merupakan daya minimum ($Pmin$) yang telah ditentukan berdasarkan hasil pengoperasian motor *brushless* DC menggunakan sumber DC murni, dan tegangan output konverter yang akan digunakan adalah tegangan minimum (Vdc_{min}) yang telah ditentukan sesuai dengan perancangan.

$$C_{d\,min} = \frac{Pmin}{2.\pi.f_{line}.\eta.Vdc_{min}^2}$$

Pada perhitungan nilai kapasitor *DC-Link* (C_d) pada *Zeta Converter*, frekuensi *line* (f_{line}) yang digunakan pada sumber listrik AC adalah sebesar 50Hz dan ditentukan nilai toleransi *ripple* tegangan sebesar 5%, sehingga nilai η yang digunakan adalah sebesar 0,05.

$$C_{d\,min} = \frac{6{,}3}{2.3{,}14\,.50\,.0{,}05\,.30^2}$$

$$C_{d\,min} = 0{,}4458\text{mF}$$

Pada perhitungan nilai kapasitor maksimum, daya yang akan digunakan merupakan daya maksimum (Pmax) yang telah ditentukan yaitu sebesar 900W. Sehingga nilai dari kapasitor pada saat maksimum adalah:

$$C_{d\,max} = \frac{Pmax}{2.\pi.f_{line}.\eta.Vdc_{max}^2}$$

$$C_{d\,max} = \frac{900}{2.3{,}14\,.50\,.0{,}05\,.100^2}$$

$$C_{d\,max} = 5{,}732\text{mF}$$

Nilai kapasitor *DC-Link* yang akan digunakan harus merupakan nilai perhitungan dengan hasil terbesar. Sehingga, sesuai dengan perhitungan yang telah dilakukan berdasarkan persamaan yang didapat, nilai dari kapasitor *DC- Link* (C_d) pada *Zeta Converter* ditentukan sebesar 5,732mF

3.4 Perancangan Filter DC

Pada sistem perbaikan faktor daya pada aplikasi motor *brushless* DC diperlukan adanya filter DC untuk mengkompensasi buruknya arus dan tegangan setelah disearahkan oleh *diode bridge rectifier* (DBR). Filter DC terdiri dari komponen L dan C, dimana tiap komponen tersebut memiliki fungsi yang berbeda-beda. Komponen L berfungsi untuk mengkompensasi buruknya arus yang disearahkan, sedangkan komponen

C berfungsi untuk mengkompensasi buruknya tegangan yang telah disearahkan. Akan tetapi, besaran nilai komponen L dan C tersebut sangat berpengaruh pada sisi DC output maupun AC input. Jika L dan C ditentukan nilai yang besar, maka tegangan dan arus pada sisi DC akan relatif baik, tetapi arus pada sisi AC input akan menjadi buruk. Begitupun sebaliknya, ketika nilai L dan C ditentukan dengan besaran yang kecil maka tegangan dan arus di sisi DC tidak terlalu baik tetapi arus pada sisi AC akan terlihat baik. Sehingga untuk menentukan nilai-nilai dari tiap komponen tersebut harus dilakukan perhitungan untuk mendapatkan nilai yang tepat.

3.4.1. Perhitungan Nilai Komponen Filter C

Nilai dari komponen C pada filter dapat ditentukan berdasarkan persamaan yang telah diketahui. Persamaan dalam menentukan komponen C adalah:

$$C_{f\,max} = \frac{I_m}{\omega . V_m} \tan(\theta)$$

Dimana, I_m merupakan arus maksimal atau pada puncaknya, V_m merupakan tegangan puncak, ω merupakan $2.\pi.f_{line}$ dan θ merupakan sudut perbedaan antara tegangan dan arus pada suplai AC yang diinginkan. Variabel I_m dapat diganti dengan,

$$I_m = \frac{Pmax}{\sqrt{2}.Vs}$$

Sehingga persamaannya menjadi,

$$C_{f\,max} = \frac{(Pmax/\sqrt{2}.Vs)}{2.\pi.f_{line}.V_m} \tan(\theta)$$

Daya maksimal yang akan digunakan adalah 900W, tegangan yang akan digunakan pada suplai AC adalah 220Vrms sehingga Vm adalah $\sqrt{2}.220$V. Serta sudut θ yang ditentukan adalah sebesar 1°.

$$C_{f\,max} = \frac{(900/\sqrt{2}.220)}{2.3{,}14.50.\sqrt{2}.220} \tan(1^{\circ})$$

$C_{f\,max} = 516{,}843\text{nF}$

Sehingga, nilai komponen C pada filter yang akan digunakan adalah 300nF yang merupakan nilai yang besarnya masih berada dibawah nilai $C_{f\,max}$

3.4.2. Perhitungan Nilai Komponen Filter L

Nilai dari komponen L pada filter dapat ditentukan berdasarkan persamaan yang telah diketahui pada kondisi idealnya. Persamaan dalam menentukan komponen L adalah:

$$L_f = \frac{1}{4.\pi^2.f_C^2.C_f}$$

Dimana C_f merupakan nilai komponen C pada filter yang telah ditentukan sebelumnya, dan f_C merupakan frekuensi *cut-off* yang ditentukan pada filter ini. Nilai f_C yang akan digunakan merupakan $f_S/10$ atau sepersepuluh dari nilai frekuensi *switching* yang digunakan pada konverter ini.

$$L_f = \frac{1}{4.\pi^2.2000^2.300\text{x}10^{-9}}$$

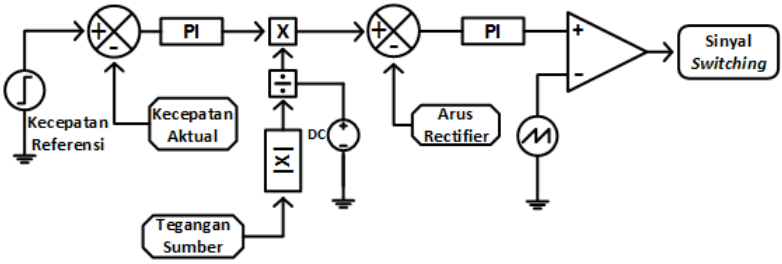
$$L_f = 21.13\text{mH}$$

3.5 Sistem Kontrol Kecepatan Motor dan PFC untuk Switching Konverter

Dalam merancang suatu sistem penggerak motor BLDC, diperlukan sistem kontrol kecepatan agar motor yang digerakkan dapat berjalan dengan baik. Sistem kontrol kecepatan motor yang baik harus dapat mudah diatur, responnya cepat dan kestabilan pada motor yang dikontrol dapat terjaga dengan baik dalam segala kondisi. Sistem kontrol ini merupakan sistem rangkaian tertutup dimana semua parameter yang dijadikan input pada sistem kontrol akan mempengaruhi pengaturan kecepatan dari motor. Pada sistem kontrol ini, untuk mengontrol pengoperasian motor memerlukan umpan balik (*feedback*) dari motor yang digunakan tersebut untuk mendapatkan nilai yang akan

dibandingkan menjadi nilai *error* dan nantinya akan diperbaiki melalui kontroler sehingga motor yang diatur dapat beroperasi sesuai yang diinginkan. Untuk sistem kontrol kecepatan, digunakan kecepatan referensi berupa sumber tegangan *step* atau dapat menggunakan *piecewise linear* apabila menginginkan kecepatan referensi yang berubah-ubah dalam satuan waktu. Nilai kecepatan yang direferensikan akan proporsional terhadap kecepatan motor yang sebenarnya, sehingga kecepatan motor sebenarnya akan mengikuti kecepatan yang direferensikan. Sebagai contoh ketika kecepatan referensi diatur pada 2500rpm, melalui sistem kontrol yang dirancang akan membuat motor berputar pada kecepatan 2500rpm juga. Pada tugas akhir ini akan digunakan dua jenis sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC berbasis *power factor correction*, sebagai pembanding dalam pengoperasian pada sistem yang digunakan.

3.5.1. Metode *Average Current Control*



Gambar 3.4. Sistem Kontrol Metode *Average Current*

Sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC dengan metode seperti ini menggunakan tiga buah sensor sebagai umpan balik, yang pertama adalah pendeteksian kecepatan pada motor, sensor kedua adalah sensor tegangan pada sumber AC, dan yang ketiga adalah sensor arus pada sisi sumber yang telah disearahkan menjadi DC melewati penyearah. Sistem kontrol kecepatan motor yang digunakan sama seperti prinsip dasarnya dengan membandingkan kecepatan referensi berupa sumber tegangan *step* atau *piecewise linear* dan kecepatan aktual pada motor sehingga menghasilkan sinyal *error* yang nantinya akan diolah oleh kontroler PI. Untuk hasil *sensing* tegangan pada sumber AC, diperlukan adanya pemutlakan agar nilai tegangan pada polaritas negatif dapat

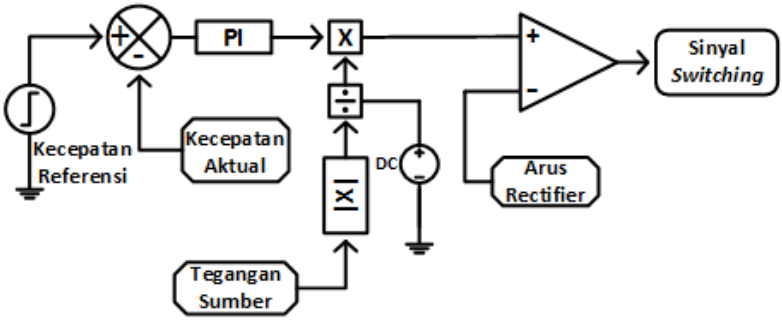
menjadi polaritas positif, dan dilakukan pembagian dengan nilai puncak pada tegangan sumber AC tersebut. Hal ini dilakukan agar nilai dari tegangan sumber AC yang telah di *sensing* tersebut menjadi proporsional terhadap sinyal hasil perbandingan kecepatan referensi dengan kecepatan aktual yang telah dikoreksi. Sinyal hasil perbandingan kecepatan yang telah dikoreksi pada kontroler PI yang ada, akan dikalikan dengan gelombang tegangan sumber AC yang telah diolah. Sehingga nanti akan dibandingkan dengan arus yang di *sensing* pada sumber di sisi DC. Hasil dari perbandingan ini akan menghasilkan sinyal *error* yang akan dikoreksi kembali dengan menggunakan kontroler PI. Pemberian konstanta Kp yang besar dilakukan agar sinyal yang masuk ke komparator dapat dibandingkan dengan sumber tegangan gergaji secara baik sehingga sinyal *switching* dapat dihasilkan dengan baik. Untuk dari nilai konstanta pada kontroler PI didapat secara *trial* dan *error* seperti yang dijelaskan pada tabel 3.3.

Tabel 3.3. Konstanta PI Metode *Average Current*

PI 1	Kp	0,01
	Ki	0,1
PI 2	Kp	10
	Ki	5

3.5.2. Metode *Hysterisis Current Control*

Pada sistem kontrol dengan metode *Hysterisis Current* ini menggunakan tiga sensor yang sama seperti metode *Average Current* sebagai umpan balik, yaitu sensor kecepatan motor *brushless* DC, sensor tegangan pada sumber AC, dan sensor arus sumber pada sisi DC setelah penyearah. Prinsip kerja dari sistem kontrol ini mirip dengan metode *Average Current* yang telah dijelaskan sebelumnya dengan membandingkan kecepatan referensi yang berupa sumber tegangan *step* atau *piecewise linear* dengan kecepatan aktual pada motor yang dideteksi oleh sensor kecepatan.



Gambar 3.5. Sistem Kontrol Metode *Hysterisis Current*

Sinyal *error* yang didapat setelah membandingkan kecepatan tersebut akan dikoreksi dengan menggunakan kontroler PI yang telah diatur konstantanya dan hasil dari sinyal tersebut akan dikalikan dengan tegangan hasil *sensing* pada sumber AC yang dimutlakkan dan diperkecil skalanya, sehingga hasil dari perkalian tersebut akan menghasilkan sinyal AC yang besarnya sesuai sinyal hasil perbandingan kecepatan yang telah dikoreksi. Yang membedakan dengan sistem kontrol *Average Current* adalah pada saat membandingkan bentuk tegangan yang di *sensing* pada sumber AC dengan bentuk arus sumber yang di *sensing* pada sumber di sisi DC yang telah disearahkan. Pada bagian ini, sinyal bentuk gelombang tegangan akan langsung masuk ke komparator dan dibandingkan langsung dengan bentuk arus pada sisi DC. Sehingga hasil yang diproses oleh komparator akan langsung menjadi sinyal untuk *switching* konverter. Penentuan nilai dari konstanta kontroler PI dilakukan dengan cara *trial* dan *error*, dimana kontroler yang di *tuning* hanya ada satu. Nilai konstanta dapat dituliskan pada tabel 3.4.

Tabel 3.4. Konstanta PI Metode *Hysteresis Current*

PI	Kp	0,01
	Ki	0,1

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB IV
HASIL SIMULASI SISTEM DAN ANALISIS DATA

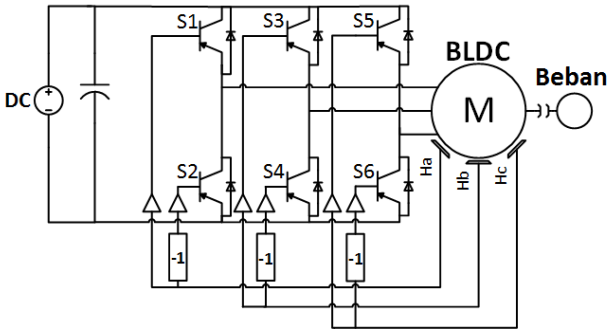
Pada bab ini akan dibahas mengenai hasil simulasi dari sistem pengaturan kecepatan motor *brushless* DC menggunakan konverter Zeta yang telah dirancang dan analisis data yang akan didapat dari pengoperasian sistem tersebut. Mekanisme simulasi sistem ini telah banyak dijelaskan pada bab 3. Secara umum, simulasi dari sistem ini bertujuan untuk mengetahui performa dari pengaturan kecepatan motor *brushless* DC dengan menggunakan konverter Zeta yang telah dirancang sesuai dengan perhitungan yang ada. Pada hasil simulasi ini, performa dari sistem yang dirancang akan dibandingkan pula dengan sistem pengaturan kecepatan motor *brushless* DC konvensional, dimana seharusnya sistem yang dirancang pada penelitian ini akan lebih unggul dalam memperbaiki *power factor* pada sisi suplai AC.

Secara garis besar, pada bab ini akan dibahas beberapa bagian pembahasan. Pada pembahasan pertama akan dianalisa mengenai karakteristik dari pengoperasian motor *brushless* DC. Dalam pembahasan yang pertama ini akan dianalisa bentuk tegangan dan arus keluaran *inverter* yang menjadi masukan dari motor *brushless* DC. Untuk pembahasan yang kedua akan diamati dan dianalisa pengoperasian dari pengaturan kecepatan motor *brushless* DC dengan metode konvensional, yang nantinya akan didapat analisa dari kekurangan-kekurangan dari metode konvensional ini sehingga dapat menjadi perbandingan antara metode konvensional dengan metode menggunakan konverter Zeta. Pada pembahasan yang ketiga adalah mengenai analisa hasil dan karakteristik pada konverter Zeta yang telah dirancang sebelum-sebelumnya. Dalam analisa konverter Zeta ini akan diamati bentuk gelombang tegangan pada kapasitor, gelombang arus pada induktor dengan mode operasi DCM maupun CCM, serta bentuk gelombang tegangan output yang telah dikompensasi oleh kapasitor *dc-link*. Pembahasan yang keempat adalah mengenai analisa dari pengoperasian motor *brushless* DC menggunakan konverter Zeta yang bervariasi. Pada pembahasan ini akan dilakukan dua tipe pengujian yang berbeda-beda terhadap sistem kontrol kecepatan motor yang telah dirancang. Pengujian yang pertama adalah dengan mengatur kecepatan referensi yang berubah-ubah, sehingga motor akan berputar mengikuti kecepatan referensi yang telah ditentukan. Sedangkan yang kedua adalah dengan mengatur torsi beban yang berubah pada kecepatan motor yang konstan, dan nantinya akan diamati kestabilan dari

kecepatan motor pada torsi yang bervariasi. Pembahasan yang terakhir adalah membandingkan sistem kontrol kecepatan motor yang menggunakan konverter Zeta dengan mode operasi konverter yang berbeda serta rangkaian kontrol *power factor correction* (PFC) yang berbeda pula. Konverter pada sistem ini akan dioperasikan pada mode DCM dan CCM, dimana pada masing-masing mode memiliki karakteristik yang berbeda-beda. Rangkaian kontrol PFC akan digunakan dua tipe yang berbeda dengan tiap tipe dari rangkaian kontrol tersebut akan dioperasikan dalam mode konverter yang berbeda pula. Nilai dari *power factor* serta harmonisa arus pada sistem ini juga diamati pada tiap metode yang berbeda-beda pula. Sehingga dalam analisa dan pengamatan hasil simulasi yang dilakukan, akan terdapat perbedaan antara tiap metode yang telah dilakukan.

4.1. Karakteristik Pengoperasian Motor *Brushless* DC

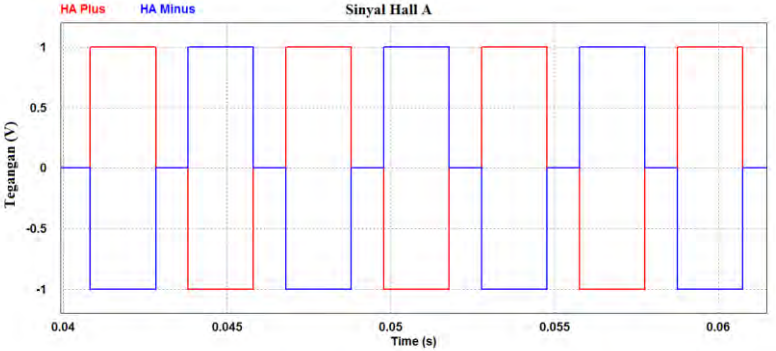
Motor *brushless* DC memiliki karakteristik tersendiri pada arus dan tegangan pada tiap fasa yang masuk ke stator. Pengoperasian motor ini menggunakan *Voltage Source Inverter* (VSI) dengan suplai DC pada sisi input *inverter* tersebut seperti pada gambar 4.1. Proses *switching* pada *inverter* dilakukan dengan menggunakan sinyal Hall yang di *sensing* pada motor *brushless* DC, sehingga siklus dari proses *switching* pada tiap gerbang *inverter* bergantung pada sinyal Hall yang terdeteksi. Frekuensi *switching* pada *inverter* akan bergantung pada cepat atau lambatnya putaran rotor pada motor *brushless* DC, frekuensi akan semakin cepat ketika putaran pada rotor semakin cepat dan begitupun sebaliknya. Mekanisme proses *switching inverter* telah banyak dijelaskan pada bab sebelumnya.



Gambar 4.1. Rangkaian Sederhana Pengoperasian Motor

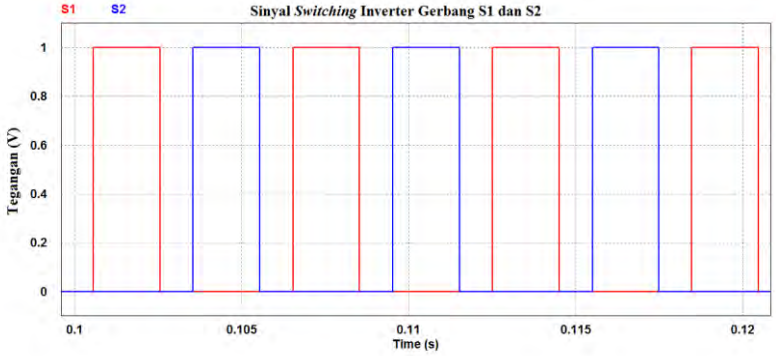
4.1.1. Proses Komutasi pada Motor *Brushless* DC

Pada proses komutasi motor *brushless* DC tiga buah sensor Hall mendeteksi posisi rotor secara bergantian. Dalam konfigurasinya, tiap sensor Hall tersebut dibagi menjadi dua dengan salah satunya di *invert* sehingga bentuk sinyalnya menjadi berkebalikan seperti yang dijelaskan pada gambar 4.2. Kedua sinyal Hall A ini akan masuk pada dua gerbang inverter yang berbeda, dimana Hall A yang asli (HA Plus) akan masuk ke gerbang S1, sedangkan yang berkebalikan (HA Minus) akan masuk ke gerbang S2.



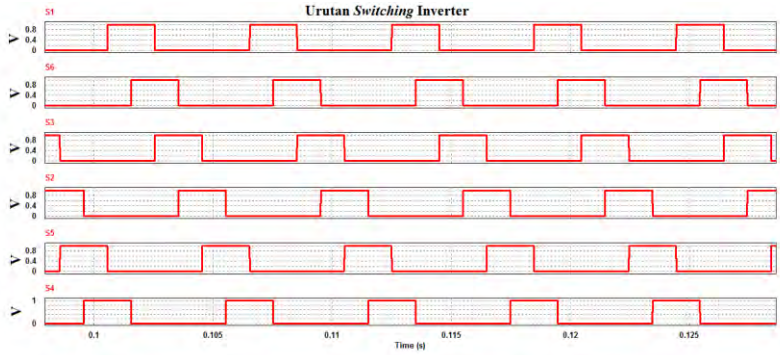
Gambar 4.2. Sinyal *Hall-Effect* A

Sinyal Hall A yang bercabang tadi akan diproses oleh *On-Off Controller* sehingga sinyal yang bernilai dibawah 0 akan di hilangkan. Sehingga sinyal Hall A tersebut hanya keluar dengan output sinyal yaitu 1 dan 0 saja seperti yang dijelaskan pada gambar 4.3.



Gambar 4.3. Sinyal *Switching* Gerbang S1 dan S2

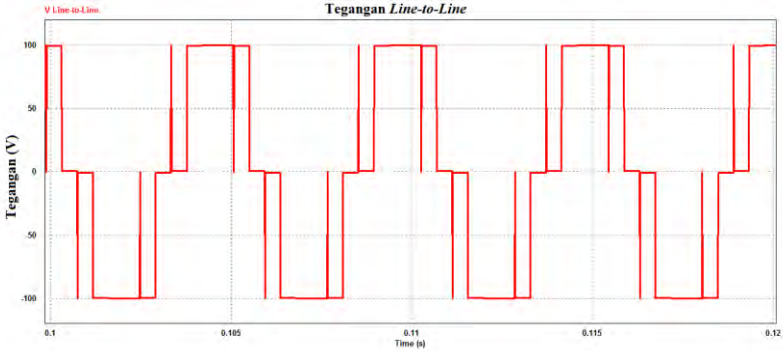
Maka, dengan adanya sinyal Hall yang masuk ke tiap gerbang inverter yang berbeda-beda, serta yang memiliki sinyal untuk mengaktifkan gerbang-gerbang inverter dan menyala secara berbeda pula, proses *switching* inverter menjadi berbeda-beda pada tiap gerbangnya. Sehingga pada inverter akan didapat urutan *switching* yang dapat dijelaskan pada gambar 4.4.



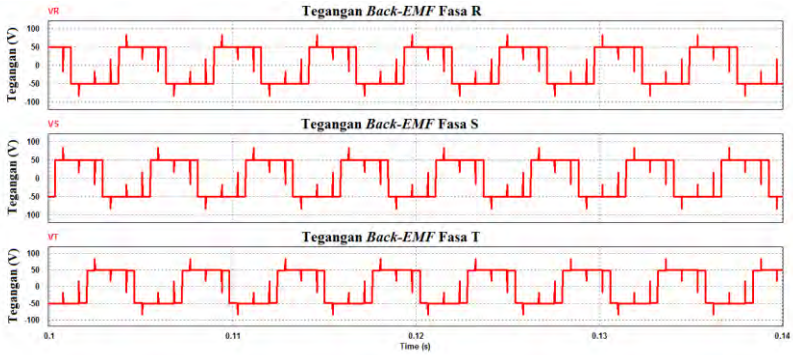
Gambar 4.4. Urutan *Switching* Inverter

4.1.2. Bentuk Tegangan dan Arus Motor

Berdasarkan hasil simulasi karakteristik motor *brushless* DC yang telah dilakukan, akan didapat bentuk tegangan dan arus pada tiap fasa yang masuk ke stator pada motor.

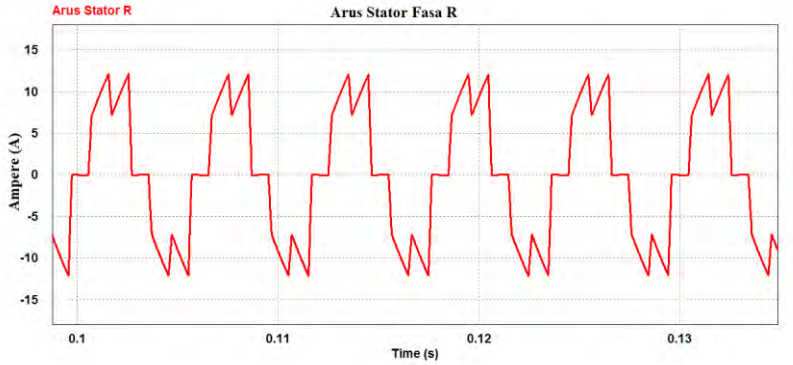


Gambar 4.5. Gelombang Tegangan *Line-to-Line* Motor *Brushless* DC



Gambar 4.6. Gelombang Tegangan *Back-EMF* Motor *Brushless* DC

Pada gambar 4.5 dan 4.6 dapat dilihat bentuk gelombang tegangan yang masuk pada stator motor. Gambar 4.5 menggambarkan bentuk gelombang tegangan *line-to-line* antara fasa R dan S yang berbentuk menyerupai *trapezoidal*, serta gelombang tegangan tersebut memiliki polaritas positif dan juga polaritas negatif dengan puncak sebesar 100V. Sedangkan pada gambar 4.6 menggambarkan bentuk gelombang tegangan *Back-EMF* pada tiap fasa yang memiliki perbedaan sebesar 120˚ dengan titik puncak 50V. Gelombang tegangan *Back-EMF* tersebut memiliki bentuk pulsa yang kurang sempurna. Hal ini terjadi karena adanya proses mutasi tegangan yang disebabkan oleh konduksi pada saat periode komutasi.

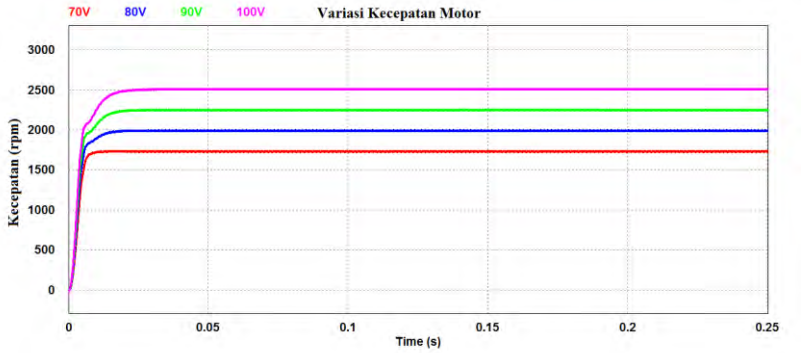


Gambar 4.7. Gelombang Arus Stator Motor *Brushless* DC

Bentuk dari gelombang arus fasa pada motor *brushless* DC diilustrasikan pada gambar 4.7. Pada arus fasa jangkar ini, tiap fasanya berbeda sebesar 120˚ sama seperti tegangannya. Bentuk gelombang arus fasa ini menyerupai kotak dengan titik puncak yang berbentuk gergaji. Bentuk gelombang ini memang menjadi karakteristik dari tiap motor *brushless* DC yang dioperasikan.

4.1.3. Kecepatan Motor pada Tegangan yang Berbeda

Dalam pengoperasian motor *brushless* DC, tegangan sumber dapat diubah-ubah sehingga kecepatan motor tersebut akan berubah sesuai besarnya tegangan. Gambar 4.8 menjelaskan bahwa ketika tegangan dirubah, kecepatan akan berubah pula. Semakin tinggi tegangan sumber maka kecepatan juga semakin tinggi. Pengujian kecepatan motor pada gambar dilakukan pada beban *rated* 2,9588 Nm dan pada tegangan 70V, 80V, 90V, dan 100V.



Gambar 4.8. Kecepatan Motor pada Tegangan yang Berbeda

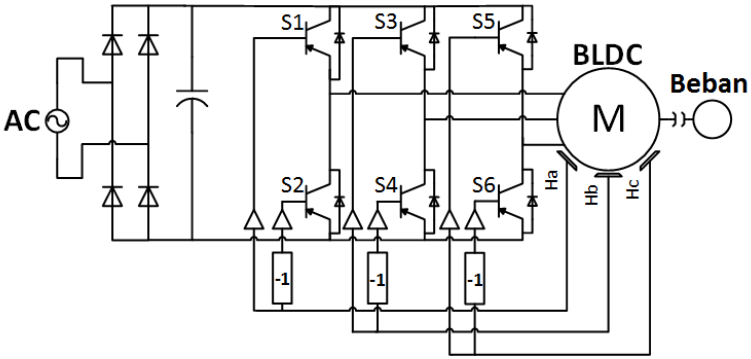
Pengujian kecepatan motor yang dilakukan, mulai dari tegangan 30V dimana merupakan tegangan DC minimum yang ditentukan untuk penentuan parameter pada konverter, dan dilakukan secara bertahap dengan selang 10V pada tiap pengujiannya sampai tegangan 100V yang ditetapkan sebagai tegangan DC maksimum pada perancangan di sistem ini. Sehingga kecepatan yang bervariasi dapat ditunjukkan pada tabel 4.1 dengan tegangan maksimum sebesar 100V yang merupakan *rating* pada motor *brushless* DC tersebut.

Tabel 4.1. Variasi Kecepatan dengan Tegangan Berbeda

Tegangan (V)	Kecepatan (rpm)
30	693
40	954
50	1214
60	1474
70	1734
80	1993
90	2252
100	2511

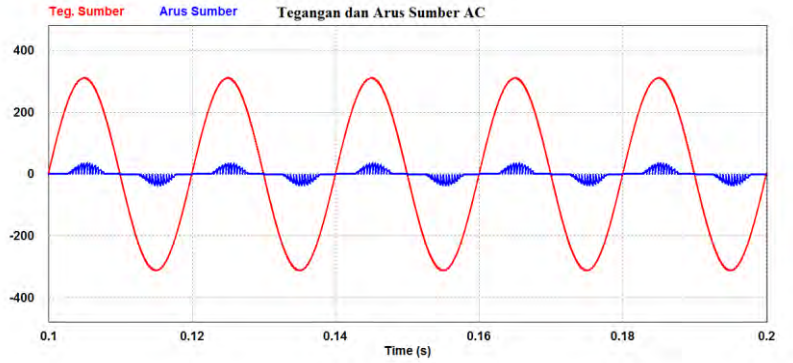
4.2. Pengoperasian Motor *Brushless* DC Metode Konvensional

Sistem penggerak motor *brushless* DC dengan metode konvensional ini berbeda dengan sistem yang menggunakan konverter seperti yang dilakukan pada penelitian ini. Sistem dengan metode konvensional ini menggunakan sumber AC dan penyearah untuk menyearahkan sumber listrik AC tersebut, akan tetapi setelah sumber disearahkan langsung masuk sebagai input dari *inverter*. Tegangan yang menjadi input dari *inverter* merupakan tegangan rata-rata (*average voltage*) yang konstan dari tegangan sumber AC. Hal ini berbeda dengan sistem menggunakan konverter yang dapat menaikkan maupun menurunkan tegangan DC untuk input tegangan pada *inverter*. Untuk proses *switching* dari *inverter* tersebut menggunakan sinyal dari sensor Hall sama seperti konfigurasi pada saat simulasi karakteristik motor *brushless* DC dalam pembahasan sebelumnya.

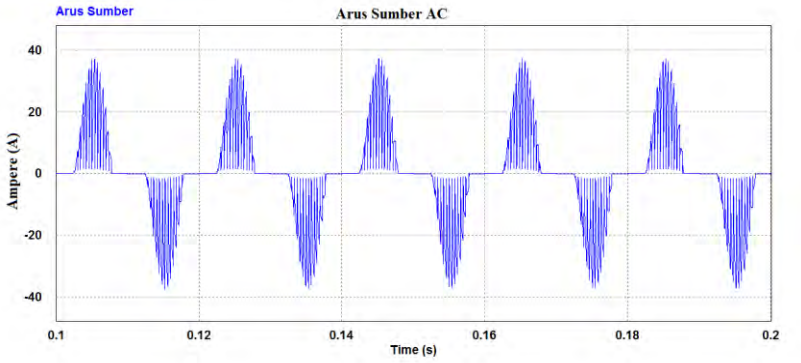


Gambar 4.9. Motor *Brushless* DC Metode Konvensional

Pada hasil simulasi metode konvensional ini, diamati tegangan dan arus pada sumber AC seperti yang ditunjukkan pada gambar 4.10. Bentuk gelombang arus sisi sumber AC ini terlihat sangat berbeda dibandingkan dengan gelombang tegangannya. Seperti yang dapat dilihat pula pada gambar 4.11 akan lebih terlihat jelas bentuk gelombang arus sumber AC yang memiliki *ripple* sangat besar.



Gambar 4.10. Gelombang Tegangan dan Arus Sumber AC



Gambar 4.11. Gelombang Arus Sumber AC

Pada grafik hasil simulasi dilakukan perhitungan nilai *power factor* dan nilai THD arus di sisi sumber AC. Sesuai dari grafik hasil simulasi, nilai *power factor* yang terukur adalah sebesar 0,9958. Nilai yang didapat

ini merupakan nilai *displacement power factor* (PF_{disp}) yaitu perbedaan sudut antara gelombang tegangan dan arus sumber AC pada kondisi tidak terjadi harmonisa yang ada pada arus sumber. Untuk nilai dari THD arus yang terukur adalah sebesar 73,33%. Untuk nilai *power factor* yang nyata dimana saat sistem terjadi harmonisa yaitu *true power factor* (PF_{true}) didapatkan dari hasil perkalian antara *displacement power factor* (PF_{disp}) dengan *distortion power factor* (PF_{dist}), dimana parameter *distortion power factor* merupakan variabel *power factor* yang terdapat nilai harmonisa arus dan digunakan sebagai pengali nilai *displacement power factor*. Nilai THD pada arus dapat dicari dengan menggunakan persamaan deret yaitu:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\Sigma_{k=2}^{\infty} I_{krms}^2}}{I_{1rms}} . 100\% = 73{,}33\%$$

Dimana nilai arus I_{krms} adalah nilai dari tiap frekuensi pada saat terjadi harmonisa, nilai ini didapat dari hasil FFT pada simulasi. Nilai arus ini didapat tiap perbedaan frekuensi, dimana pada listrik AC arus harmonisa yang terjadi adalah orde ganjil sehingga nilai k pada variabel I_{krms} dimulai dari orde tiga. Nilai I_{1rms} pada persamaan merupakan nilai arus orde satu dimana nilai ini merupakan arus pada frekuensi fundamental yaitu pada frekuensi 50Hz.

Nilai *distortion power factor* dapat dicari setelah mengetahui nilai dari THD arus pada sisi sumber AC, sehingga nilai tersebut akan didapat melalui persamaan:

$$\mathrm{PF_{dist}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\mathrm{THD\%})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\mathrm{THD\%})^2}} = 0{,}8064$$

Sehingga nilai dari *true power factor* (PF_{true}) dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut:

$$PF_{true} = PF_{disp}\ x\ PF_{dist} = 0{,}9958 \text{ x } 0{,}8064 = 0{,}803$$

Tabel 4.2. Nilai THD Arus dan *Power Factor* Metode Konvensional

THD Arus	**73,33%**
True Power Factor	**0,803**

Maka setelah melalui perhitungan secara matematis, nilai dari *true power factor* atau *power factor* pada saat terjadi harmonisa adalah sebesar 0,803 dan dengan nilai THD pada arus sumber AC sebesar 73,33%. Nilai dari *power factor* ini masih tergolong kurang baik, sedangkan nilai THD arus pada sumber AC sangat besar. Sehingga pada metode konvensional ini masih tergolong metode yang kurang baik karena besarnya nilai THD arus pada sumber AC dan nilai *power factor* yang kurang baik.

4.3. Analisis Sistem Kontrol Kecepatan Motor *Brushless* DC Dengan Konverter Zeta

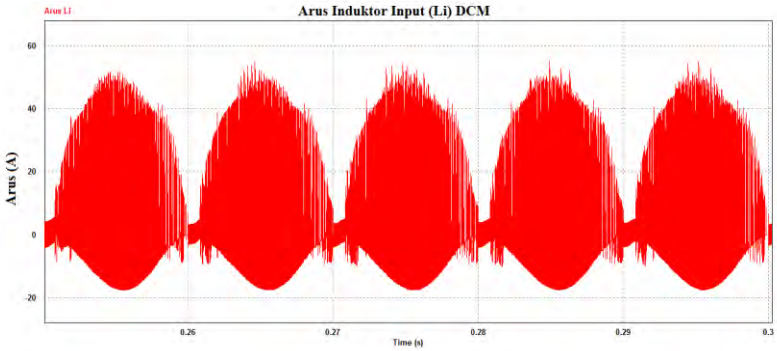
Pada sistem ini menggunakan konverter Zeta dan rangkaian kontrol untuk mengatur *switching* pada konverter. Konverter ini dioperasikan dalam dua mode, yaitu mode DCM dan CCM. Untuk perbedaan mode tersebut dilakukan penentuan nilai yang berbeda pada komponen induktor input (Li). Nilai induktor input pada mode DCM ditentukan dengan nilai yang kecil agar proses DCM dapat berlangsung, sedangkan pada mode CCM nilai induktor dirancang sesuai *ripple* yang ditentukan. Rangkaian kontrol PFC dirancang untuk mengatur kecepatan dari motor yang digunakan. Menggunakan umpan balik berupa kecepatan aktual, *sensing* tegangan sumber AC, dan *sensing* arus sumber di sisi DC. Respon dari motor ditentukan oleh besarnya konstanta kontroler PI yang digunakan pada proses pengkoreksian sinyal error hasil perbandingan kecepatan referensi dan kecepatan aktual. Untuk proses *power factor correction* dilakukan perbandingan antara bentuk gelombang tegangan dengan arus pada sumber sehingga perbedaan sudut akan diatasi berdasarkan perbandingan ini. Sinyal hasil perbandingan akan digunakan pada komparator untuk menghasilkan sinyal untuk *switching* MOSFET pada konverter.

4.3.1 Karakteristik Induktor Input (Li)

Sistem dengan menggunakan konverter Zeta ini memiliki mode operasi yang berbeda yaitu DCM dan CCM. Nilai pada induktor input dalam konverter ini yang akan menentukan mode operasi dari konverter Zeta yang digunakan, dimana pada mode DCM digunakan besaran *ripple* yang tergolong *critical value* sedangkan pada mode CCM digunakan besaran *ripple* yang dikehendaki seperti pada perancangan biasanya. Bentuk dari arus pada induktor input ini akan berbeda di tiap modenya, sehingga memiliki karakteristik yang berbeda berdasarkan perhitungan komponen induktor dengan besaran *ripple* arus yang berbeda.

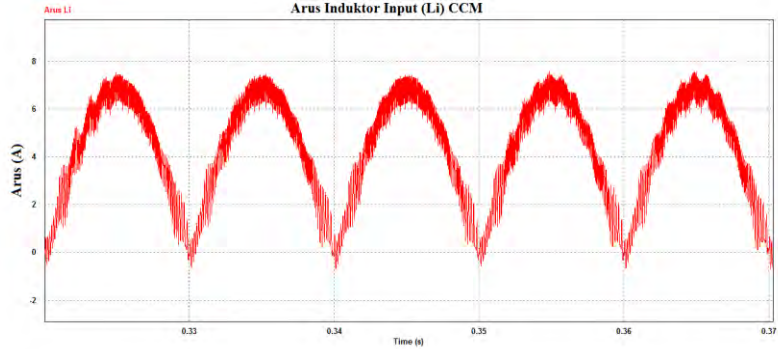
4.3.1.1. Mode DCM

Pada mode DCM ini, nilai induktor input dibuat bernilai kecil agar *ripple* pada induktor tersebut menjadi besar sehingga pada mode ini terdapat fase dimana arus pada induktor mencapai nilai nol pada saat *discharging*, beberapa saat terjadi arus yang berkebalikan sehingga pada pengukuran arus induktor sempat bernilai negatif seperti yang dijelaskan pada gambar 4.12.



Gambar 4.12. Gelombang Arus Induktor Input Mode DCM

4.3.1.2. Mode CCM



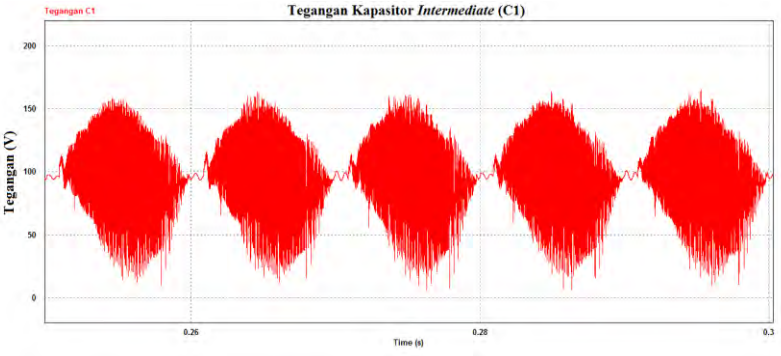
Gambar 4.13. Gelombang Arus Induktor Input Mode CCM

Pada mode CCM ini, nilai dari induktor input dirancang berbeda dengan nilai pada saat DCM. Nilai dari *ripple* arus pada induktor input

mode CCM ini ditentukan sebesar 15%, dimana adanya arus pada fase *charging* dan *discharging* masih berada pada kondisi kontinyu dan tidak ada arus yang berada pada nilai nol pada saat *discharging*. Gambar 4.13 menjelaskan bentuk gelombang arus induktor input yang merupakan gelombang kontinyu. Bentuk dari gelombang arus ini membuktikan bahwa nilai induktor input yang dihitung menghasilkan bentuk gelombang yang kontinyu sesuai yang dikehendaki.

4.3.2. Karakteristik Kapasitor *Intermediate* (C_1)

Bentuk gelombang tegangan pada kapasitor *intermediate* C1 dapat dijelaskan pada gambar 4.14. Gelombang tegangan yang memiliki *ripple* seperti gambar ditentukan berdasarkan nilai *ripple* yang ditentukan. Semakin besar nilai *ripple* yang ditentukan, maka nilai kapasitor semakin kecil sehingga kapasitas dalam menyimpan energi berbentuk tegangan akan semakin kecil. Maka dengan besarnya nilai *ripple* yang ditentukan akan menyebabkan tegangan yang semakin memiliki *ripple* yang relatif besar, tetapi dengan gelombang tegangan yang tetap kontinyu.

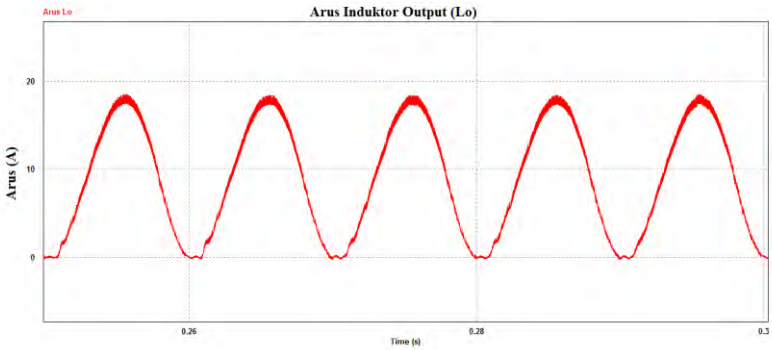


Gambar 4.14. Gelombang Tegangan Kapasitor *Intermediate*

4.3.3. Karakteristik Induktor Output (Lo)

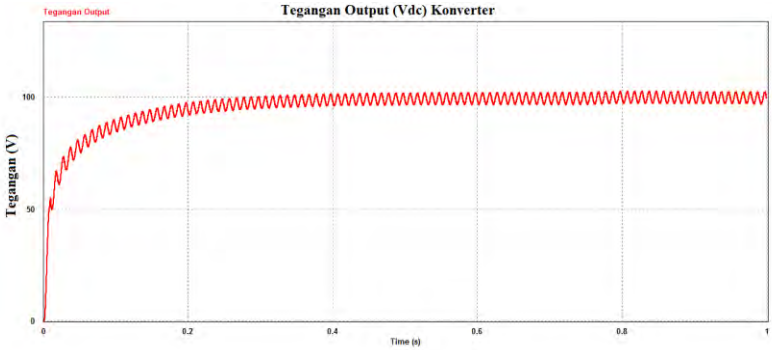
Nilai komponen induktor output dirancang dengan nilai *ripple* yang relatif sama dengan induktor input. Gambar 4.15 menjelaskan mengenai bentuk gelombang arus pada induktor output konverter. Sesuai dengan bentuk gelombangnya, arus pada induktor output memiliki *ripple* yang tidak besar dan pada kondisi *discharging* arusnya tidak mencapai titik nol

sehingga dapat dikatakan bahwa arus pada induktor output ini berada pada kondisi kontinyu.



Gambar 4.15. Gelombang Arus Induktor Output

4.3.4. Karakteristik Tegangan Output Konverter



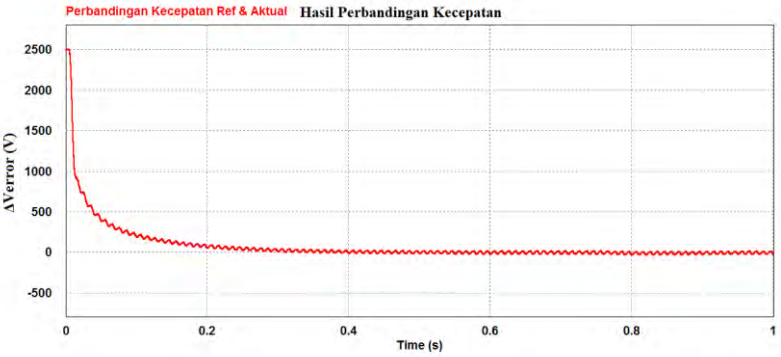
Gambar 4.16. Gelombang Tegangan Output Konverter

Bentuk dari gelombang tegangan pada output konverter bergantung pada besaran kapasitor yang ada pada sisi output tersebut. Fungsi dari kapasitor tersebut adalah untuk mengkompensasi *ripple* tegangan pada output konverter. Berdasarkan besaran kapasitor output yang telah ditentukan, bentuk dari gelombang output konverter dapat dilihat pada gambar 4.16. Tegangan output konverter ini memiliki nilai tegangan rata-

rata (*average*) sekitar 100V, akan tetapi masih ada *ripple* sebesar 5V *peak-to-peak* dengan tegangan minimum 97V dan tegangan maksimum 102V, dimana nilai ini sesuai dengan rancangan yang memiliki ketentuan nilai *ripple* sebesar 5%.

4.3.5. Analisa Sistem Kontrol *Average Current*

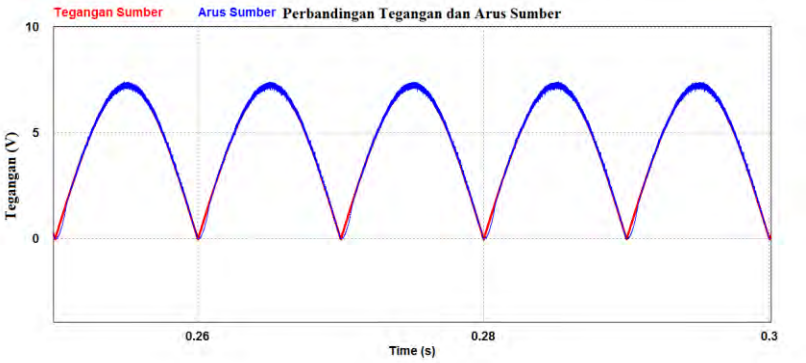
Sistem yang dirancang pada penelitian ini menggunakan sistem kontrol *Average Current*, dimana pada sistem kontrol ini dapat mengatur kecepatan referensi, respon motor, dan juga memperbaiki bentuk gelombang pada sumber AC menggunakan perbandingan bentuk gelombang. Pada saat starting motor, nilai kecepatan referensi dibandingkan oleh kecepatan aktual yang dideteksi pada motor. Nilai perbandingan ini akan semakin kecil seiring dengan naiknya kecepatan motor sesuai yang dijelaskan pada gambar 4.17. Respon motor menuju kondisi *steady state* diatur oleh besaran konstanta yang ada pada kontroler PI. Nilai konstanta Kp sebesar 0,01 dan Ki sebesar 0,1 telah membuat respon motor menuju kondisi *steady state* yang cukup singkat pada kisaran waktu 0,4 sekon.



Gambar 4.17. Hasil Perbandingan Kecepatan Referensi dan Aktual

Dalam proses *power factor correction*, tegangan dan arus pada sumber AC akan dibandingkan. Hal ini bertujuan untuk membandingkan perbedaan sudut antara gelombang tegangan dan arus, yang nantinya akan diperbaiki untuk mencapai nilai *power factor* yang baik. Pada gambar 4.18 dijelaskan mengenai perbandingan antara gelombang tegangan dan arus pada sisi sumber AC, dimana pada kondisi ini bentuk gelombang

arus sangat menyerupai gelombang tegangan meski ada sedikit perbedaan yang dapat dilihat. Sehingga melalui perbandingan ini, proses *power factor correction* dapat terjadi dan nilai *power factor* pada sumber AC dapat ditingkatkan.



Gambar 4.18. Perbandingan Tegangan dan Arus Sumber AC

4.4. Pengujian Sistem Kontrol Motor *Brushless* DC Dengan Mode yang Berbeda

Pada sistem kontrol kecepatan motor brushless dc yang dirancang, motor perlu diuji performanya dalam pengaturan kecepatan maupun dalam perubahan torsi beban. Dalam pengujian sistem ini, akan dioperasikan pada dua mode konverter yang berbeda. Aspek-aspek yang akan dianalisa adalah mengenai respon motor terhadap perubahan kecepatan serta respon motor terhadap perubahan beban, dimana kestabilan dari motor juga menjadi aspek yang penting pada sistem ini. Untuk respon motor dipengaruhi oleh besarnya konstanta kontroler PI yang ditentukan, dimana hal ini menentukan respon motor dalam mencapai kondisi *steady state*.

4.4.1 Pengujian Motor pada Mode DCM

Pada mode ini akan diamati pengujian motor terhadap kecepatan referensi yang berubah-ubah dan torsi beban yang berubah dengan kecepatan tetap, dimana respon motor dan kestabilan motor akan menjadi pengamatan pada pengujian ini.

4.4.1.1 Pengujian Kecepatan Motor Bervariasi

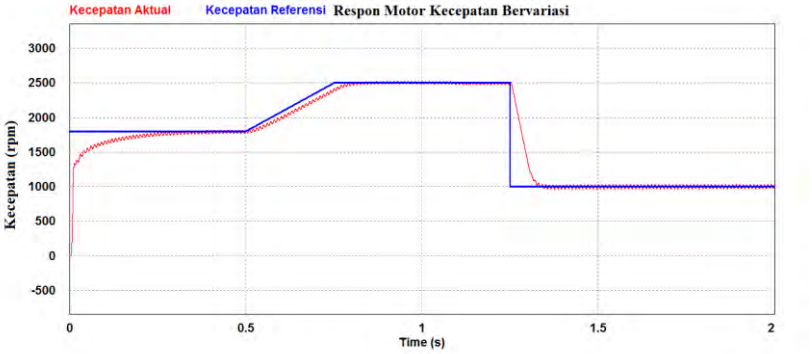
Kecepatan akan diatur dalam beberapa fase perubahan kecepatan, dengan pengaturan seperti yang dijelaskan pada tabel 4.3. Perubahan kecepatan referensi akan membuat motor berputar sesuai dengan referensi yang ditentukan.

Tabel 4.3. Kecepatan Referensi Mode DCM yang Ditentukan

Waktu	Kecepatan Referensi
0 – 0,5 sekon	1800 rpm
0,75 – 1,25 sekon	2500 rpm
1,25 – 2 sekon	1000 rpm

Berdasarkan gambar 4.19 dapat terlihat bahwa perubahan kecepatan yang seketika akan menyebabkan respon motor untuk mencapai *steady state* lebih lama, dibandingkan dengan perubahan kecepatan yang perlahan. Pada perubahan kecepatan dari 1800 rpm menuju 2500 rpm, motor akan mencapai kondisi steady state dalam waktu sekitar 0,075 sekon. Berbeda dengan perubahan kecepatan dari 2500 rpm menuju 1000 rpm secara seketika, respon motor untuk mencapai kondisi *steady state* akan sedikit lebih lama dengan waktu sebesar 0,1 sekon.

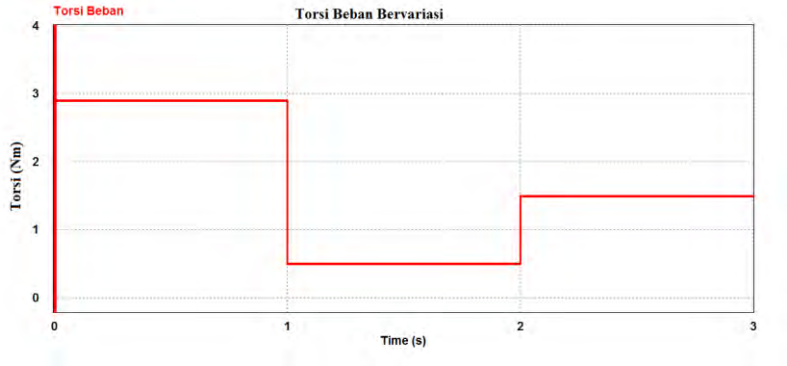
Sesuai dengan pengujian yang telah dilakukan, dapat terlihat bahwa motor tetap berputar mengikuti kecepatan referensi yang berubah dan kestabilan motor dalam perubahan kecepatan dapat terjaga.



Gambar 4.19. Respon Motor Mode DCM Dalam Perubahan Kecepatan

4.4.1.2 Pengujian Torsi Beban Bervariasi

Pengujian ini dilakukan dengan mengatur torsi beban yang berubah-ubah. Perubahan torsi beban dapat dijelaskan pada tabel 4.4. Perubahan torsi ini diamati pada saat penurunan beban maupun kenaikan beban, dimana akan terjadi respon motor dalam menuju kondisi *steady state* yang berbeda. Untuk grafik dari perubahan torsi beban dapat dilihat pula pada gambar 4.20 untuk melihat besarnya perubahan yang akan diuji pada motor *brushless* DC.



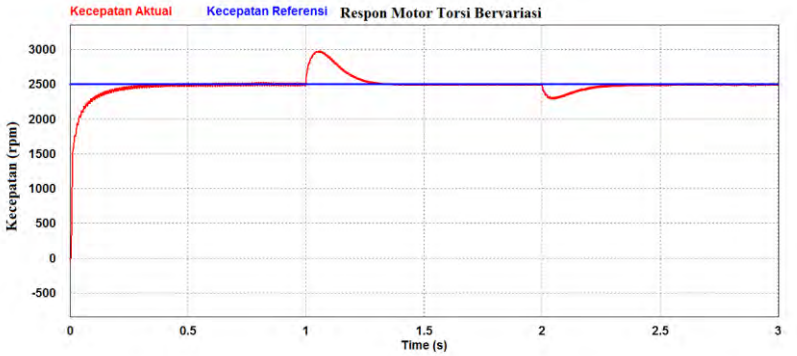
Gambar 4.20. Torsi Beban Mode DCM yang Bervariasi

Tabel 4.4. Torsi Beban Mode DCM yang Ditentukan

Waktu	Torsi Beban
0 – 1 sekon	2,9588 Nm
1 – 2 sekon	0,5 Nm
2 – 3 sekon	1,5 Nm

Berdasarkan gambar 4.21 dapat dilihat bahwa ketika terjadi penurunan torsi beban (2,9588 Nm ke 0,5 Nm), kecepatan motor akan naik seketika dan langsung menuju kondisi *steady state* kembali dalam waktu 0,45 sekon. Puncak dari kenaikan kecepatan ini adalah pada kecepatan 2975 rpm. Sedangkan pada saat kenaikan torsi beban (0,5 Nm ke 1,5 Nm), kecepatan motor akan turun dan langsung menuju kondisi *steady state* kembali dalam waktu 0,475 sekon. Kecepatan paling rendah pada kondisi *transien* adalah pada kecepatan 2293 rpm. Sesuai dengan hasil pengujian yang telah dilakukan, dapat dilihat bahwa perubahan torsi

yang lebih banyak akan menyebabkan kecepatan melonjak atau menurun lebih banyak pula.



Gambar 4.21. Respon Motor Dalam Mode DCM Perubahan Torsi Beban

4.4.2 Pengujian Motor pada Mode CCM

Pada mode ini akan diamati pengujian motor terhadap kecepatan referensi yang berubah-ubah dan torsi beban yang berubah dengan kecepatan tetap seperti pada pengujian mode sebelumnya. Respon motor dan kestabilan motor akan menjadi pengamatan pada pengujian ini sebagai perbandingan dengan mode sebelumnya.

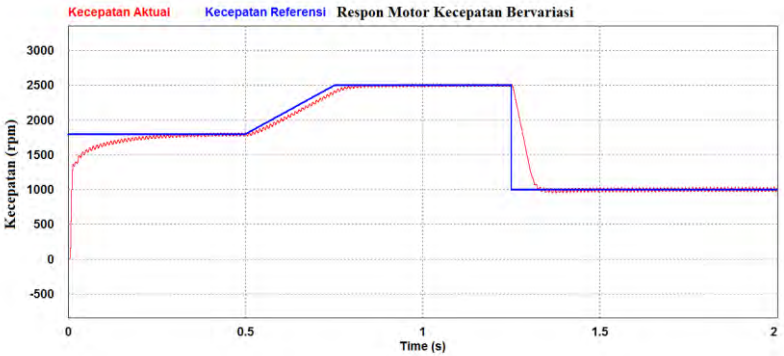
4.4.2.1 Pengujian Kecepatan Motor Bervariasi

Pada pengujian perubahan kecepatan motor ini akan ditentukan kecepatan referensi dengan fase yang berbeda. Pengaturan kecepatan ini sama seperti yang dilakukan pada mode sebelumnya yaitu mode DCM. Perubahan kecepatan referensi dapat dijelaskan seperti pada tabel 4.5.

Tabel 4.5. Kecepatan Referensi Mode CCM yang Ditentukan

Waktu	Kecepatan Referensi
0 – 0,5 sekon	1800 rpm
0,75 – 1,25 sekon	2500 rpm
1,25 – 2 sekon	1000 rpm

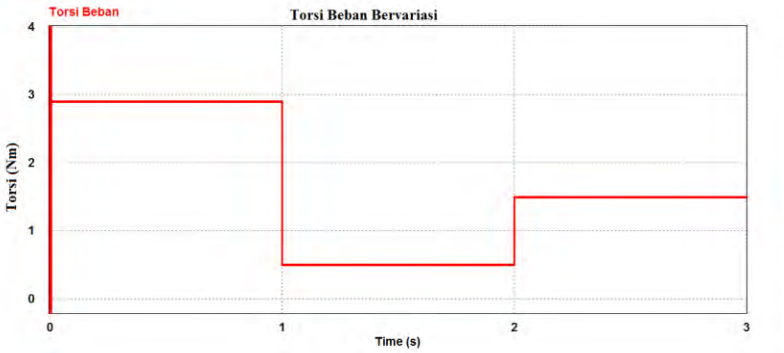
Berdasarkan gambar 4.22 dapat terlihat bahwa perubahan kecepatan yang seketika akan menyebabkan respon motor untuk mencapai *steady state* lebih lama, dibandingkan dengan perubahan kecepatan yang perlahan.



Gambar 4.22. Respon Motor Mode CCM Dalam Perubahan Kecepatan

Pada perubahan kecepatan dari 1800 rpm menuju 2500 rpm, motor akan mencapai kondisi steady state dalam waktu sekitar 0,075 sekon. Berbeda dengan perubahan kecepatan dari 2500 rpm menuju 1000 rpm secara seketika, respon motor untuk mencapai kondisi *steady state* akan sedikit lebih lama dengan waktu sebesar 0,1 sekon. Respon motor pada mode CCM ini terlihat sama seperti pada mode DCM. Sesuai dengan pengujian yang telah dilakukan, dapat terlihat bahwa motor tetap berputar mengikuti kecepatan referensi yang berubah dan kestabilan motor dalam perubahan kecepatan dapat terjaga.

4.4.2.2 Pengujian Torsi Beban Bervariasi



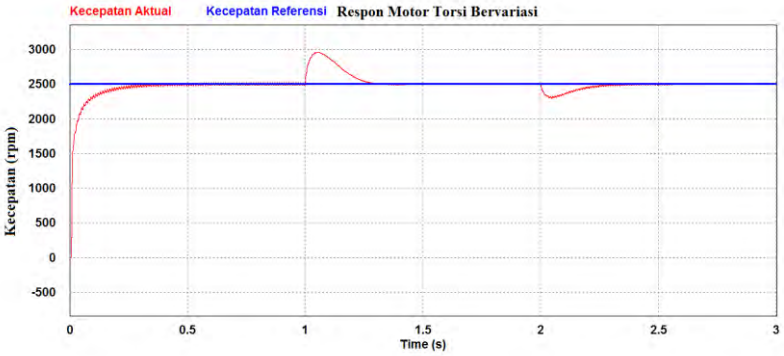
Gambar 4.23. Torsi Beban Mode CCM yang Bervariasi

Pengujian ini dilakukan dengan mengatur torsi beban yang berubah-ubah. Perubahan torsi beban dapat dijelaskan pada tabel 4.6. Pengujian ini sama seperti pada mode DCM dengan perubahan torsi yang sama, dimana akan diamati pada saat penurunan beban maupun kenaikan beban, diamati pula respon motor dalam menuju kondisi *steady state* yang berbeda.

Tabel 4.6. Torsi Beban Mode CCM yang Ditentukan

Waktu	Torsi Beban
0 – 1 sekon	2,9588 Nm
1 – 2 sekon	0,5 Nm
2 – 3 sekon	1,5 Nm

Berdasarkan gambar 4.23 dapat dilihat bahwa ketika terjadi penurunan torsi beban (2,9588 Nm ke 0,5 Nm), kecepatan motor akan naik seketika dan langsung menuju kondisi *steady state* kembali dalam waktu 0,35 sekon. Puncak dari kenaikan kecepatan ini adalah pada kecepatan 2960 rpm. Sedangkan pada saat kenaikan torsi beban (0,5 Nm ke 1,5 Nm), kecepatan motor akan turun dan langsung menuju kondisi *steady state* kembali dalam waktu 0,4 sekon. Kecepatan paling rendah pada kondisi *transien* adalah pada kecepatan 2298 rpm. Pada mode CCM ini terlihat bahwa respon motor sedikit lebih cepat daripada saat mode DCM. Sesuai dengan hasil pengujian yang telah dilakukan, dapat dilihat bahwa perubahan torsi yang lebih banyak akan menyebabkan kecepatan melonjak atau menurun lebih banyak pula.



Gambar 4.24. Respon Motor Mode CCM Dalam Perubahan Torsi Beban

4.5. Perbandingan Sistem Kontrol Kecepatan Motor *Brushless* DC Menggunakan Konverter Zeta Dengan Metode Berbeda

Pembahasan ini akan diamati perbandingan antara dua pengoperasian dengan menggunakan metode kontrol yang berbeda, dimana dari tiap kontrol PFC ini akan memiliki karakteristik dan prinsip kerja yang berbeda. Perbandingan yang akan dilakukan adalah performa sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC menggunakan konverter Zeta dalam memperbaiki *power factor* dan mengurangi harmonisa pada arus di sisi sumber AC, dimana pada tiap metode kontrol memiliki performa yang berbeda dalam memperbaiki *power factor* dan mengurangi harmonisa. Dalam perbandingan ini pula akan digunakan motor dalam kondisi beban *rated*.

4.5.1. Pengoperasian Dengan Kontrol PFC *Average Current*

Dalam pengoperasian motor dengan kontrol PFC *Average Current* ini dioperasikan pada mode konverter DCM dan CCM. Motor dioperasikan mulai dari kecepatan 750 rpm sampai 2500 rpm dengan rentang kecepatan sebesar 250 rpm pada tiap pengambilan datanya. Pada pengoperasian ini, akan didapat data *displacement power factor* (PF_{disp}) dan THD pada arus sumber AC. Nilai *true power factor* (PF_{true}) dapat dicari setelah mengetahui nilai dari *distortion power factor* (PF_{dist}), sehingga nilai akhir dari *true power factor* nantinya akan didapat melalui persamaan.

Tabel 4.7. Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Average Current* Mode DCM

Kecepatan (rpm)	DCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
750	11.4	0.9978	0.9936	0.9916
1000	7.63	0.9991	0.9971	0.9963
1250	5.98	0.9995	0.9982	0.9977
1500	4.54	0.9996	0.9990	0.9986
1750	3.73	0.9997	0.9993	0.999
2000	3.09	0.9998	0.9995	0.9993
2250	2.82	0.9998	0.9996	0.9994
2500	2.66	0.9999	0.9996	0.9995

Tabel 4.8. Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Average Current* Mode CCM

Kecepatan (rpm)	CCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
750	13.9	0.997	0.9905	0.9876
1000	9.48	0.9985	0.9955	0.994
1250	7.53	0.9992	0.9972	0.9965
1500	6.04	0.9995	0.9982	0.9977
1750	5.25	0.9996	0.9986	0.9983
2000	4.47	0.9997	0.9990	0.9987
2250	3.94	0.9998	0.9992	0.999
2500	3.51	0.9998	0.9994	0.9991

Pada perubahan kecepatan motor, berdasarkan hasil simulasi didapat bahwa pada kecepatan paling rendah yaitu 750 rpm menghasilkan THD arus paling besar dan nilai *power factor* yang kurang maksimal. Seiring dengan kenaikan kecepatan motor, nilai THD arus semakin berkurang dan pada kecepatan 2500 rpm nilai THD pada arus terlihat rendah, begitupun dengan nilai *power factor* yang meningkat meski tidak signifikan. Mode DCM memiliki performa lebih baik dibandingkan dengan mode CCM. Pada kecepatan *rated* sebesar 2500 rpm, mode DCM dapat mencapai nilai THD sebesar 2,66% sedangkan pada mode CCM hanya pada nilai THD sebesar 3,51%. Begitupun dengan *power factor* pada mode DCM sedikit lebih baik dibandingkan pada mode CCM.

Pengoperasian dilakukan pula pada tegangan sumber AC yang berubah-ubah, yang nantinya akan dianalisa mengenai respon dan performa sistem dengan kontrol PFC *Average Current* dalam meningkatkan *power factor*.

Tabel 4.9. Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Average Current* Mode DCM

Tegangan (V)	DCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
180	3.23	0.9997	0.9995	0.9991
200	2.83	0.9998	0.9996	0.9994
220	2.66	0.9999	0.9996	0.9995

Tabel 4.10. Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Average Current* Mode CCM

Tegangan (V)	CCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
180	3.46	0.9997	0.9994	0.9991
200	3.45	0.9998	0.9994	0.9992
220	3.51	0.9998	0.9994	0.9991

Saat pengujian dengan tegangan sumber AC yang bervariasi, akan mempengaruhi performa dari sistem ini. Pada mode DCM nilai dari THD arus dan *power factor* akan memburuk pada tegangan dibawah 220V, sedangkan pada mode CCM nilai THD arus dan *power factor* relatif stabil meski memiliki nilai yang paling baik pada tegangan 200V. Berdasarkan pengujian, mode DCM terlihat memiliki performa yang cukup baik dibandingkan dengan mode CCM yang relatif sama seperti performa dalam kecepatan motor yang bervariasi. Sehingga dapat disimpulkan bahwa mode DCM memiliki performa lebih baik dari mode CCM dalam kondisi tegangan tertentu, sedangkan mode CCM lebih terlihat stabil dalam performanya.

4.5.2. Pengoperasian Motor Dengan Kontrol PFC *Hysterisis Current*

Dalam pengoperasian motor dengan kontrol PFC *Hysterisis Current* ini dioperasikan pada mode konverter DCM dan CCM sama seperti metode kontrol sebelumnya. Motor dioperasikan mulai dari kecepatan 750 rpm sampai 2500 rpm dengan rentang kecepatan sebesar 250 rpm pada tiap pengambilan datanya. Pada pengujiannya, dilakukan pula perhitungan *distortion power factor* (PF_{dist}) dengan memasukkan parameter THD arus sumber sehingga nilai *true power factor* (PF_{true}) akan didapat dari hasil perkalian antara *distortion power factor* dengan *displacement power factor*.

Pada perubahan kecepatan motor, berdasarkan hasil simulasi didapat bahwa pada kecepatan paling rendah yaitu 750 rpm menghasilkan THD arus paling besar dan nilai *power factor* yang kurang maksimal. Seiring dengan kenaikan kecepatan motor, nilai THD arus semakin berkurang dan pada kecepatan 2500 rpm nilai THD pada arus yang terlihat paling rendah atau optimal dalam performanya, begitupun dengan nilai *power factor* akan terus meningkat seiring dengan naiknya kecepatan motor meski pada kenaikan ini tidak menunjukkan nilai yang signifikan.

Tabel 4.11. Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Hysteresis Current* Mode DCM

Kecepatan (rpm)	DCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
750	8.15	0.9984	0.9967	0.9948
1000	6.08	0.9992	0.9982	0.9974
1250	4.69	0.9995	0.9989	0.9984
1500	3.73	0.9997	0.9993	0.9990
1750	3.1	0.9998	0.9995	0.9993
2000	2.71	0.9998	0.9996	0.9994
2250	2.48	0.9998	0.9997	0.9995
2500	2.37	0.9999	0.9997	0.9996

Tabel 4.12. Perbandingan Pada Kecepatan Bervariasi Metode *Hysteresis Current* Mode CCM

Kecepatan (rpm)	CCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
750	12.6	0.9974	0.9922	0.9895
1000	8.92	0.9987	0.9960	0.9948
1250	6.78	0.9993	0.9977	0.997
1500	5.45	0.9996	0.9985	0.9981
1750	4.57	0.9997	0.9990	0.9987
2000	3.96	0.9998	0.9992	0.999
2250	3.6	0.9998	0.9994	0.9992
2500	3.33	0.9998	0.9994	0.9992

Mode DCM memiliki performa lebih baik dibandingkan dengan mode CCM. Pada kecepatan *rated* sebesar 2500 rpm, mode DCM dapat mencapai nilai THD sebesar 2,37% sedangkan pada mode CCM hanya pada nilai THD sebesar 3,33%. Begitupun dengan *power factor* pada mode DCM sedikit lebih baik dibandingkan pada mode CCM. Dibandingkan dengan metode *average current*, metode ini sedikit lebih baik pada kondisi kecepatan *rated* dan memiliki *range* performa yang lebih rapat karena pada saat kecepatan rendah sebesar 750 rpm, metode ini memiliki performa yang menghasilkan THD arus sebesar 8,15% dan *power factor* sebesar 0,9948 pada mode DCM.

Tabel 4.13. Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Hysteresis Current* Mode DCM

Tegangan (V)	DCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
180	2.95	0.9997	0.9996	0.9993
200	2.47	0.9998	0.9997	0.9995
220	2.37	0.9999	0.9997	0.9996

Tabel 4.14. Perbandingan Pada Tegangan Sumber Bervariasi Metode *Hysteresis Current* Mode CCM

Tegangan (V)	CCM			
	THDi (%)	PF_{disp}	PF_{dist}	PF_{true}
180	3.1	0.9997	0.9995	0.9992
200	3.02	0.9998	0.9995	0.9993
220	3.33	0.9998	0.9994	0.9992

Saat pengujian dengan tegangan sumber AC yang bervariasi, akan mempengaruhi performa dari sistem ini. Pada metode ini, sama seperti metode *average current* yaitu mode DCM nilai dari THD arus dan *power factor* akan memburuk pada tegangan dibawah 220V, sedangkan pada mode CCM nilai THD arus dan *power factor* relatif stabil meski memiliki nilai yang paling baik pada tegangan 200V, hanya saja metode ini sedikit lebih baik performanya dalam mengurangi nilai THD arus dan meningkatkan *power factor*.

Halaman ini sengaja dikosongkan

KESIMPULAN

Kesimpulan

Sesuai dengan hasil simulasi sistem yang dirancang, dan juga hasil analisis data mengenai performa dari sistem pengaturan kecepatan motor *brushless* DC menggunakan *zeta converter* untuk memperbaiki *power factor* dan mereduksi harmonisa pada arus, didapat beberapa kesimpulan:

1. Sistem pengaturan kecepatan motor *brushless* DC menggunakan *zeta converter* dapat memperbaiki kualitas daya dari nilai THD sebesar 73,33% dan *power factor* sebesar 0,803 menjadi nilai THD berkisar antara 2-3% dan *power factor* hingga 0,999.
2. Pengujian sistem pengaturan kecepatan motor *brushless* DC dengan kecepatan referensi yang bervariasi dapat berjalan dengan baik karena putaran motor dapat mengikuti kecepatan referensi
3. Pengoperasian motor pada kecepatan yang konstan tetap stabil pada pembebanan yang bervariasi, meski terdapat *overshoot* maupun *undershoot* saat perubahan beban dan kembali stabil pada waktu tertentu.
4. Pengoperasian sistem dengan menggunakan dua mode operasi konverter DCM dan CCM didapat perbedaan, dimana pada mode DCM lebih unggul dalam memperbaiki *power factor* dibandingkan dengan mode CCM. Akan tetapi pada sisi pengaturan kecepatan motor, mode CCM memiliki respon yang sedikit lebih cepat dibandingkan mode DCM.
5. Pengujian dengan menggunakan dua metode kontrol PFC yang berbeda menghasilkan perbedaan pula, dimana pada kontrol PFC *hysterisis current* dapat mereduksi harmonisa arus sedikit lebih baik dibandingkan kontrol PFC *average current*

Saran

Pada tugas akhir ini didapat pula saran-saran untuk pengembangan penelitian yang selanjutnya, yaitu sebagai berikut:

1. Perlunya dikaji mengenai efisiensi dari konverter, meliputi dua mode operasi DCM maupun CCM.
2. Perlunya dikaji mengenai pemodelan *switching* inverter terhadap motor *brushless* DC dan penggunaan *rating* motor yang berbeda.

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR PUSTAKA

[1] Xia, C.L., "*Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*", Wiley Press, Beijing, 2012

[2] T. Kenjo dan S. Nagamori, "*Permanent Magnet Brushless DC Motors*", Clarendon Press, Oxford, U.K., 1985.

[3] 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.

[4] Singh, B., Singh, B.N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., Kothari, D.P., "*A review of single-phase improved power quality AC-DC converters*", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 5, pp. 962-981, 2003.

[5] 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.

[6] Martins, D.C., "*Zeta converter operating in continuous conduction mode using the unity power factor technique*", *Proc. IEE PEVSD'96*, 1996, pp. 7-11.

[7] D.C Martins, A. Peres dan I. Barbi, "*Zeta converter applied in power factor correction*", *Proc PESC'94*, Taiwan, pp. 1152-1157.

[8] Singh, B., Singh, B.P., Dwivedi, S., "*AC-DC zeta converter for power quality improvement of direct torque controlled PMSM drive*", *Korean J. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 146-162, April 2006.

[9] Buchi, Roland: "*Brushless Motors and Controllers*", Books on Demand, Norderstedt, 2012

[10] Case Study, "Simple Analysis for Brushless DC Motors", Massachussetts Institute of Technology (MIT)

[11] BP101, "BLDC.RDK.Stellaris; Motor Pole Counts", <URL: https://e2e.ti.com/support/microcontrollers/stellaris_arm/f/471/t/202037>, July, 2012

[12] Rajne, Milan, "Generate your own commutation table: Trapezoidal control 3-phase BLDC motors using hall sensors", <URL: https://e2e.ti.com/blogs_/b/motordrivecontrol/archive/2013/11/08/generate-your-own-commutation-table-trapezoidal-control-3-phase-bldc-motors-using-hall-sensors>, November, 2013

[13] P. Ramesh Babu, S.Ram Prasath dan R.Kiruthika,*"Simulation and*

Performance Analysis of CCM Zeta Converter with PID Controller", 2015 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), pp. 1-7, Nagercoil, March 2015

[14] Application Note, "PFC boost converter design guide", Infineon Technologies AG, 2016

[15] W. Hart, Daniel, "*Power Electronics*", McGraw-Hill, New York, USA, 2011

[16] Rashid, Muhammad H., "*Power Electronics Handbook*", Academic Press, Florida, USA, 2001

[17] Vlatko Vlatkovic, Dusan Borojevic dan Fred C. Lee, "*Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp. 199-205, January 1996

[18] B. Singh and V. Bist, *"A PFC Based BLDC Motor Drive Using a Bridgeless Zeta Converter"*, Industrial Electronics Society, IECON 2013, pp. 2553-2558, Vienna, 2013

[19] Cividino, Lorenzo, "*Power Factor, Harmonic Distortion; Causes, Effects and Consideration*", Telecommunications Energy Conference, INTELEC '92, pp. 506-513, Washington, DC, Oktober 1992

[20] W. Mack Grady dan Robert J. Gilleskie, "*Harmonics and How They Relate to Power Factor*", Proc. Of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA '93), San Diego, CA, November 1993

[21] Fahmi, Ahmad Afif, "*Sistem Pengereman Elektris Brushless DC Motor Menggunakan Bidirectional Inverter Untuk Aplikasi Kendaraan Listrik*", Laporan Tugas Akhir Institut Teknologi Sepuluh Nopember, 2013

BIOGRAFI

Adhika Prajna Nandiwardhana dilahirkan di Jakarta 30 September 1994. Penulis merupakan anak terakhir dari empat bersaudara dari pasangan Drs. Ari Soelendro, MA., dan drg. Susilowati Wisnuwardhani. Menamatkan pendidikan dasar di SD Bhakti Jakarta pada tahun 2006, lalu melanjutkan ke jenjang selanjutnya di SMPN 75 Jakarta dan lulus pada tahun 2009. Setelah lulus dari SMAN 78 Jakarta pada tahun 2012, penulis melanjutkan studi di Jurusan Teknik Elektro Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) Surabaya dan memilih program studi Teknik Sistem Tenaga. Pada tahun 2015 penulis menjadi asisten di Laboratorium Konversi Energi Listrik ITS dengan bidang minat Mesin Listrik, Elektronika Daya dan *Renewable Energy*.

e-mail : adhikaprajna@gmail.com
adhika12@mhs.ee.its.ac.id