

# Perbaikan Faktor Daya Menggunakan *Cuk Converter* pada Pengaturan Kecepatan Motor *Brushless DC*

Hadyan Perdana Putra, Heri Suryoatmojo, dan Sjamsjul Anam  
Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS)  
Jl. Arief Rahman Hakim, Surabaya 60111

*E-mail:* hadyanperdanaputra@gmail.com, suryomgt@ee.its.ac.id, anam@ee.its.ac.id

**Abstrak—** *Brushless DC motor (BLDC)* adalah mesin listrik yang sangat serbaguna. Secara konstruksi, BLDC adalah motor sinkron dengan gulungan ketat dan magnet permanen dipasang pada rotor. Dengan tidak menggunakan sikat dan komutator, sikat kerusakan dan percikan api tidak ditemukan di motor ini dan membuat BLDC lebih efisien daripada jenis lain dari motor listrik. BLDC digunakan dalam berbagai aplikasi, seperti aplikasi rumah tangga, transportasi, aerospace, pemanasan, ventilasi, robotika, dan banyak lainnya. Dalam operasi BLDC menggunakan sumber AC, *rectifier* dan menghubungkan kapasitor umumnya digunakan. Dan juga, karena BLDC perlu gelombang saat perseggi untuk bekerja, penggunaan inverter diperlukan. Inverter juga digunakan untuk tujuan kontrol kecepatan di kontrol kecepatan BLDC konvensional. Kontrol kecepatan konvensional yang hanya menggunakan DBR dan inverter menghasilkan harmonik yang besar yang berarti mengurangi faktor daya juga. Untuk mengatasi masalah ini, dapat digunakan DC-DC konverter antara *rectifier* dan inverter. Pada penelitian ini akan diteliti pengaruh mode *Cuk Converter* sebagai penghubung antara DBR dan inverter terhadap faktor daya sumber.

**Kata Kunci —** Motor *Brushless DC*, *Cuk Converter*, *Power Factor Correction*, Kontrol Kecepatan.

## I. PENDAHULUAN

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

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

Dalam pengoperasian dengan menggunakan sumber tegangan AC satu fasa, umumnya motor *brushless DC*

membutuhkan *full-wave rectifier*, kapasitor DC link, serta inverter dimana kontrol dilakukan melalui *switching* pada inverter menggunakan *Pulse Width Modulation (PWM)* [4]. Pengoperasian ini dapat menghasilkan nilai *Total Harmonic Distortion (THD)* dari arus sumber dan mengurangi faktor daya dari sumber AC karena pengaturan kecepatan menggunakan *switching PWM* pada inverter menyebabkan *losses* yang diakibatkan oleh frekuensi dari *switching* tersebut [6]. Untuk mereduksi harmonisa dan perbaikan faktor daya dapat dilakukan dengan memasang filter pasif, filter aktif, dan *hybrid filter* dimana aplikasi ini untuk daya yang tinggi dan instalasi sistem yang telah ada. Tetapi cara seperti ini sangat memerlukan biaya mahal dan masih ada *losses* lainnya. Maka ada cara lain yaitu dengan memakai konverter. Konverter yang sering digunakan untuk PFC (*Power Factor Correction*) yaitu *Boost Converter*, *Buck-Boost Converter*, dan *Multilevel* [7]. Ozturk [8] melakukan penelitian dengan *Boost Converter* namun memiliki kekurangan pada kontrol yang kompleks dan membutuhkan banyak sensor. Wu [9] menggunakan *Cascaded Buck-Boost Converter* yang menggunakan dua *switch* untuk PFC namun sayangnya memiliki masalah pada efisiensinya dan membutuhkan biaya yang tidak murah.

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

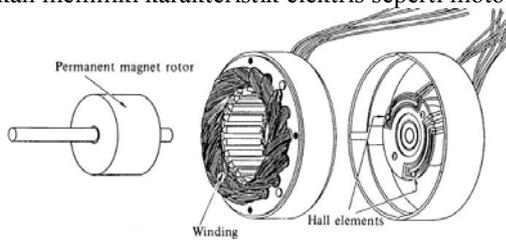
## II. DASAR TEORI

### A. Motor *Brushless DC*

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

Secara konstruksi, motor *brushless DC* kurang lebih seperti motor AC sinkron magnet permanen, dimana belitan jangkar terletak pada stator dan rotor yang terdiri dari satu atau lebih magnet permanen, namun memiliki perbedaan pada *back-EMF*. *Back-EMF* motor AC sinkron magnet

permanen berbentuk sinusoidal sedangkan motor brushless DC berbentuk trapezoidal. Dengan *back-EMF* yang berbentuk trapezoidal tersebut, motor brushless DC dapat dikatakan memiliki karakteristik listrik seperti motor DC.

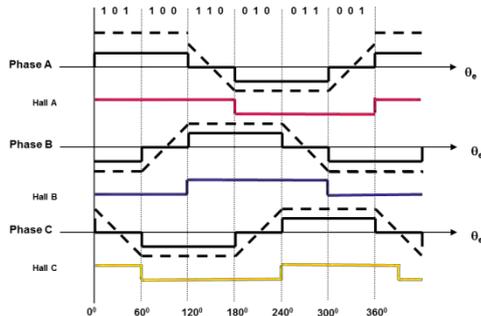


Gambar 1 Konstruksi Motor Brushless [3]

B. Metode Pendeteksian Perubahan Komutasi

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

Adapun metode menggunakan sensor adalah metode pendeteksian dengan menggunakan sensor tambahan. Metode menggunakan sensor ini mendeteksi gerakan mekanis dari rotor dimana hasilnya akan digunakan untuk perubahan komutasi. Sensor yang sering digunakan adalah sensor *hall-effect*. Metode ini lebih sering digunakan karena mudah dalam aplikasinya dan banyak motor yang dibuat dengan sensor *hall-effect* didalamnya. Sensor *hall-effect* adalah sensor medan magnet yang dapat digunakan untuk mengetahui posisi rotor berdasarkan medan magnet yang dideteksi. Dengan menggunakan sensor ini, akan diperoleh komutasi 120° antar fasa.

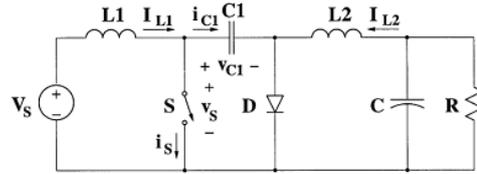


Gambar 2 Proses Komutasi berdasarkan sensor Hall-Effect

C. Cuk Converter

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

kelemahannya adalah besarnya nilai reaktif pada komponen serta besarnya arus pada *switch*, dioda, dan kapasitor  $C_i$ .



Gambar 2 Rangkaian Cuk Converter [13]

Pada keadaan *switch on*, *switch* tertutup sehingga dilewati arus, dioda tidak bekerja, dan kapasitor  $C_i$  discharge oleh arus dari induktor  $L_o$ . Ketika *switch off*, *switch* terbuka sehingga dioda mengalirkan arus dari induktor  $L_i$  dan  $L_o$ . Pada keadaan *switch off* pula kapasitor  $C_i$  diisi oleh arus dari induktor  $L_o$ .

D. Harmonisa dan Hubungannya dengan Power Factor

Sistem kontrol kecepatan motor *brushless* DC konvensional dengan sumber AC menggunakan *rectifier* dan *inverter* tiga fasa menghasilkan harmonisa besar pada sumber [16]. Fenomena harmonisa ini, khususnya pada listrik AC, berhubungan dengan berkurangnya nilai *power factor*. Hubungan antara harmonisa dengan *power factor* dapat didefinisikan dengan rumus:

$$PF = \cos(\delta_1 - \theta_1) \tag{1}$$

Dimana  $\delta_1$  adalah sudut dari gelombang arus dan  $\theta_1$  adalah sudut dari gelombang tegangan. Rumus dasar tersebut tidak dapat digunakan untuk beban no linier karena beban linier memiliki faktor distorsi, yakni faktor harmonisa yang menyebabkan *power factor* terdistorsi. Adanya harmonisa dari arus dan tegangan pada sumber akan menghasilkan faktor distorsi (*distortion factor* atau DF).

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

Besarnya nilai *distortion factor* ini akan mempengaruhi nilai *power factor* dari sistem. Pengaruh ini dapat dituliskan dengan persamaan

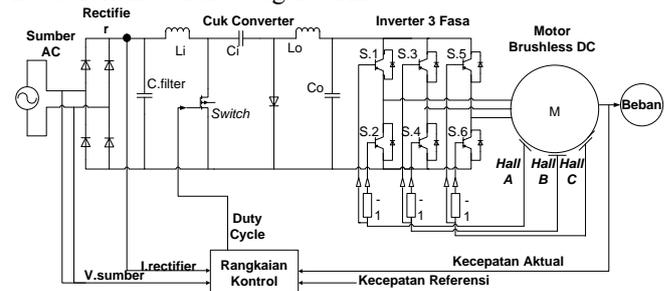
$$TPF = DPF \times DF \tag{3}$$

Dimana TPF merupakan nilai faktor daya nyata yang terjadi karena adanya faktor distorsi harmonisa sedangkan DPF adalah *Displacement Power Factor*, yang merupakan nilai faktor daya tanpa memperhitungkan harmonisa.

III. PERANCANGAN SISTEM DETEKSI KERUSAKAN

A. Konfigurasi Sistem

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



Gambar 5 Sistem Kontrol BLDC secara Keseluruhan

Pada skema konvensional dimana sumber satu fasa AC disaraskan dengan *rectifier*, kemudian hasil penyearahan

masuk ke VSI dengan berbasis kontrol dari sinyal sensor *hall-effect* sehingga switch dapat *open* dan *close* sesuai dengan posisi rotor dan untuk kontrol kecepatannya hanya melalui PWM yang tersambung dengan sinyal *hall-effect* tadi sebelum masuk ke switch VSI, kontrol kecepatan yang diperoleh dari skema sangat baik namun harmonisa yang dihasilkan besar dan berkurangnya nilai faktor daya pada sumber AC satu fasa. Untuk memperbaiki faktor daya, *cuk converter* dipasang diantara antara filter *rectifier* dengan VSI. *Cuk converter* disini akan bekerja sebagai instrumen untuk menjaga nilai faktor daya tetap di nilai normal serta mengurangi harmonisa hasil dari penyearahan dan *switching* pada VSI, dapat dikatakan fungsi *cuk converter* mirip seperti *regulator* tegangan dan arus.

**B. Permodelan BLDC**

Motor yang digunakan dalam tugas akhir ini adalah motor *brushless* DC keluaran MOOG, seri BN42-53IP-03. Motor ini memiliki daya sebesar 874 Watt.

**Tabel 1** Tabel Parameter Motor MOOG Seri BN42-53IP-03

Parameter	Nilai
Rated Power	874 Watt
Rated Speed	2820 rpm
Rated Torque	2.9588 Nm
Resistance (phase-phase)	0,408 Ω
Inductance (phase-phase)	1.71 mH
Speed Constant (krpm/V)	29.239
Torque Constant (Nm/A)	0.3269
No. of Poles	8
Moment of Inertia	0,4939x10 <sup>-3</sup> kg.m <sup>2</sup>
No Load Speed	2920 rpm
No Load Current	0.7 A

**C. Perancangan Cuk Converter dan Filter**

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

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

Pada penelitian ini, dibatasi tegangan input pada tegangan rms sumber minimal adalah 200V dengan nilai maksimalnya adalah 240V.

**Tabel 2** Tabel Rating Cuk Converter

Vrms.max	240 V
Vrms.min	200 V
Vp.max	339.14 V
Vp.min	282.84 V
Vavg.max	216 V
Vavg.min	180 V
Vout.optimal	100 V
Vout.max	110 V
Vout.min	10 V
Pmax	900 Watt
Pmin	10 Watt
Frekuensi Switching (f)	20.000 Hz

Dua mode *converter* berdasarkan *switching* akan diteliti pada penelitian ini. Mode tersebut adalah CCM dan DCM pada L<sub>o</sub>. Dua mode ini dibandingkan karena berdasarkan [14], mode ini adalah yang paling baik dan hasilnya kurang lebih sama. Tujuan dengan membandingkan mode ini adalah

untuk mengetahui mode mana yang paling baik untuk daya maksimal 900 watt.

Ada 5 komponen yang dicari nilainya, yaitu Li, Lo, Ci, Co, dan Cfilter. Nilai Li diperoleh dengan persamaan

$$L_i = \frac{V_{avg.min}^2 \cdot V_{out.max}}{\eta_1 \cdot P_{max} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.max})}$$

Untuk Lo, karena ada 2 mode yang akan digunakan yaitu CCM dan DCM pada Lo, maka ada 2 nilai Lo yang digunakan. Untuk Lo CCM diperoleh melalui

$$L_{o.ccm} = \frac{V_{out.max}^2 \cdot V_{avg.min}}{\eta_2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{max} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.max})}$$

Sedangkan DCM dicari diantara hasil 2 persamaan, dimana digunakan nilai yang terendah

$$L_{o.dcm1} = \frac{V_{out.max}^2 \cdot V_{avg.min}}{\eta_{crit} \cdot \sqrt{2} \cdot P_{max} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.max})}$$

$$L_{o.dcm2} = \frac{V_{out.min}^2 \cdot V_{avg.min}}{\eta_{crit} \cdot \sqrt{2} \cdot P_{min} \cdot f \cdot (V_{p.min} + V_{o.min})}$$

Untuk Ci diperoleh dengan

$$C_i = \frac{P_{max}}{\eta_3 \cdot (V_{o.max} + V_{p.max})^2 \cdot f}$$

Lo dapat diperoleh dengan rumus, dimana digunakan hasil yang tertinggi sebagai batas minimum

$$C_{o.1} = \frac{P_{max}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \eta_4 \cdot V_{o.max}^2}$$

$$C_{o.2} = \frac{P_{min}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \eta_4 \cdot V_{o.min}^2}$$

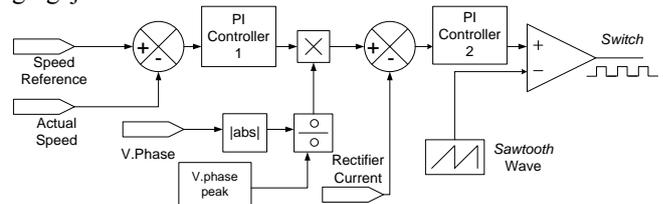
Dan Cfilter dengan persamaan

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

Dengan menggunakan parameter pada Tabel 2, diperoleh nilai komponen sebesar 4.6 mH untuk Li, 2.2 Mh untuk Lo CCM dan 20 μH untuk DCM, 3 μF untuk Ci, 4 mF untuk Co, dan 1 μF untuk Cfilter.

**D. Metode Kontrol dengan Average Current Control**

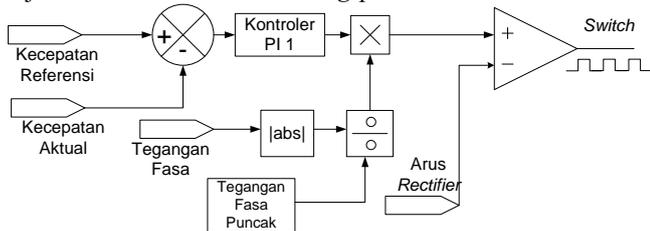
Rangkaian kontrol kecepatan didasarkan pada saat rangkaian kontrol PFC rata [14]. Sinyal referensi adalah referensi kecepatan. referensi kecepatan akan menurun umpan balik negatif pertama, kecepatan yang sebenarnya. PI controller digunakan untuk menstabilkan kecepatan. Kemudian, sinyal error stabil dikalikan dengan nilai absolut dari sumber tegangan yang dibagi dengan nilai puncak tegangan yaitu 311 V. Tujuan dari perkalian adalah untuk mendapatkan sinyal sinusoidal mutlak dalam sinyal kontrol. Sinusoidal sinyal menurun dengan umpan balik negatif kedua, *rectifier* saat ini. PI controller digunakan kembali untuk menstabilkan kesalahan dan kemudian komparator akan membandingkan PI sinyal controller dengan sinyal gigi gergaji.



**Gambar 6** Rangkaian Kontrol dengan Metode *Average Current Control*

E. Metode Kontrol dengan Metode Histeresis

Seperti metode *average current control*, pada metode ini akan digunakan kecepatan sebagai referensi dari kontrol atau biasa disebut *set point*. Selanjutnya melalui operasi pengurangan, dicari *error* dari kecepatan referensi. Kecepatan referensi tersebut dikurangi oleh nilai kecepatan aktual yang dideteksi oleh sensor kecepatan, atau dapat dikatakan, kecepatan aktual adalah umpan balik negatif. Selanjutnya, nilai *error* yang telah diperoleh akan diproses oleh kontroler PI. Hasil dari kontroler PI kemudian dikalikan oleh hasil sensor tegangan sumber yang telah diabsolutkan dan dibagi oleh 311, sama seperti metode sebelumnya, yang bertujuan agar sinyal berbentuk sinusoidal yang disearahkan. Gelombang tersebut kemudian masuk ke komparator dimana akan dibandingkan dengan gelombang arus *rectifier* dan hasil komparator kemudian dijadikan acuan untuk *switching* pada *cuk converter*.



Gambar 7 Rangkaian Kontrol dengan Metode Histeresis

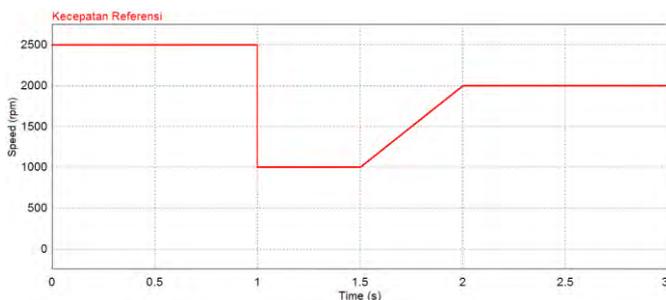
IV. HASIL SIMULASI DAN ANALISA

Terdapat empat kombinasi antara dua mode dengan dua metode yang diuji. Dilakukan tiga uji pada simulasi, yaitu uji respon motor terhadap perubahan kecepatan, uji respon motor terhadap perubahan torsi, dan uji nilai THD dan PF pada kecepatan yang diuji.

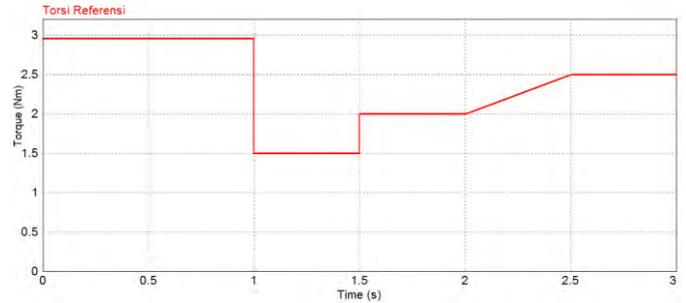
Pada uji kecepatan respon terhadap perubahan referensi kecepatan, torsi beban pada nilai 2.9588 Nm dan tegangan input sebesar 220 V AC rms. Berkebalikan dengan uji terhadap perubahan referensi kecepatan, uji respon motor terhadap perubahan torsi menggunakan torsi yang berubah namun kecepatan tetap pada nilai 2500 rpm dan tegangan sebesar 220 V AC rms. Untuk uji nilai THD dan PF, digunakan 10 nilai kecepatan dimulai dari 250 rpm hingga 2500 rpm dengan jarak antara kecepatan uji sebesar 250 rpm dan akan dibandingkan dengan nilai THD dan PF pada kecepatan 2500 rpm tanpa *cuk converter*.

Tabel 4.1 Keadaan Steady State Sumber AC pada Kontrol Kecepatan tanpa Cuk Converter pada kecepatan 2500 rpm

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



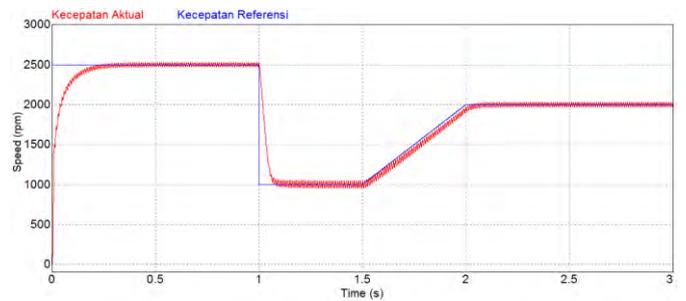
Gambar 8 Kurva Uji Kontrol Kecepatan Terhadap Perubahan Kecepatan Referensi



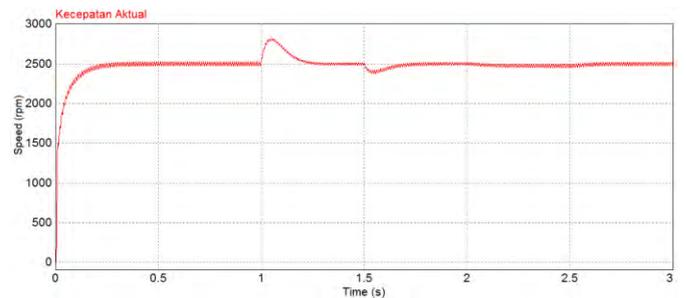
Gambar 9 Kurva Uji Kontrol Kecepatan Terhadap Perubahan Torsi

A. Mode CCM dengan Metode Average Current Control

Hasil kontrol kecepatan dengan kombinasi ini bekerja sangat baik. Respon menuju nilai 2500 rpm dari keadaan diam sekitar 0.3 detik dan responnya ketika diturunkan ke 1000 rpm dari 2500 rpm pun cepat meskipun kecepatan sedikit dibawah referensi ketika kecepatan dinaikkan perlahan. Hasil uji perubahan torsi pun menunjukkan respon yang cepat namun lonjakan kekecepatannya cukup besar.



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



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

Untuk uji THD dan PF, nilai THD tertinggi sebesar 31.1% pada kecepatan uji rendah dan THD terendah senilai 1.967% pada kecepatan uji tertinggi. Nilai PF berkebalikan dengan THD dimana pada 250 rpm nilainya 0.95405 dan pada 2500rpm sebesar 0.99976.

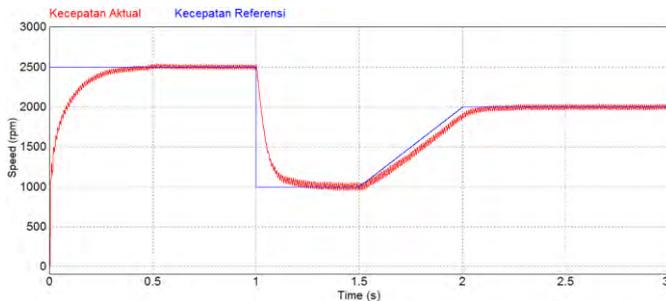
Tabel 4.2 Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode Average Current Control

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	31.108	0.95487	0.99915	0.95405
2	500	16.805	0.98617	0.99782	0.98402
3	750	10.247	0.99479	0.99930	0.99409
4	1000	6.997	0.99756	0.99976	0.99732
5	1250	5.266	0.99862	0.99992	0.99854
6	1500	3.924	0.99923	0.99995	0.99918

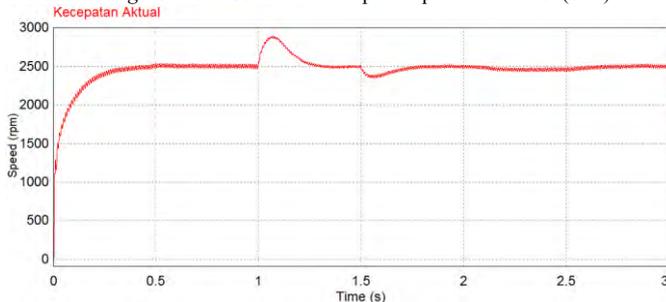
7	1750	3.128	0.99951	0.99995	0.99946
8	2000	2.620	0.99966	0.99995	0.99961
9	2250	2.285	0.99974	0.99995	0.99969
10	2500	1.967	0.99981	0.99995	0.99976

**B. Mode DCM pada  $L_o$  dengan Metode Average Current Control**

Performa mode dalam kontrol kecepatan dibawah performa mode CCM dengan metode yang sama. Waktu yang dibutuhkan untuk mencapai keadaan *steady state* lebih banyak, *error* kecepatan lebih besar, serta lonjakan kecepatan ketika terjadi perubahan torsi juga lebih besar. Nilai maksimum THD dan minimum TPF pada mode ini juga tidak sebaik mode CCM dengan metode yang sama. Namun mulai kecepatan 500 rpm, nilai THD jauh lebih kecil dan berdampak pada nilai TPF yang lebih baik pula.



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



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

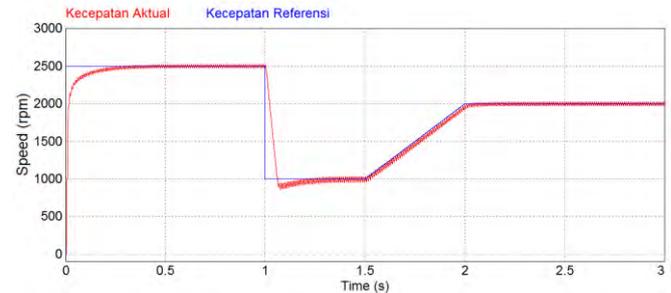
**Tabel 4.3** Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode DCM pada  $L_o$  dengan Metode Average Current Control

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	33.170	0.94915	0.99698	0.94628
2	500	12.076	0.99279	0.99988	0.99267
3	750	7.041	0.99753	0.99998	0.99751
4	1000	4.494	0.99899	0.99998	0.99897
5	1250	3.475	0.9994	0.99999	0.99939
6	1500	2.286	0.99974	0.99999	0.99973
7	1750	1.970	0.99981	0.99999	0.9998
8	2000	1.645	0.99986	0.99999	0.99985
9	2250	1.408	0.9999	0.99999	0.99989
10	2500	1.262	0.99992	0.99999	0.99991

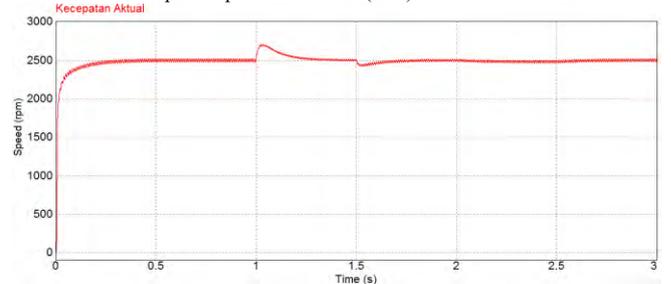
**C. Mode CCM dengan Metode Histeresis**

Respon motor yang ditunjukkan oleh hasil simulasi pada mode CCM dengan metode histeresis ini sangat cepat. Bisa

dilihat ketika awal simulasi, motor dengan cepat mencapai kecepatan 2500 rpm dari keadaan diam, lebih cepat dari mode yang sama dengan metode sebelumnya. Motor dapat mengikuti referensi yang naik perlahan dengan baik pula. namun ketika kecepatan diubah dari 2500 rpm ke 1000 rpm kecepatan merosot ke nilai dibawah refrensinya sebelum mencapai keadaan tunak. Ketika diberikan perubahan torsi, kecepatan responnya kurang lebih sama seperti mode CCM dengan metode sebelumnya tetapi lonjakan kecepatan jauh lebih kecil. Sayangnya, performanya untuk mengurangi THD dan memperbaiki PF dibawah mode CCM dengan metode sebelumnya. Nilai THD pada kecepatan 250 rpm lebih tinggi, begitu pula THD pada kecepatan 2500 rpm. Nilai PF pun maksimum dan minimum juga lebih rendah.



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



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

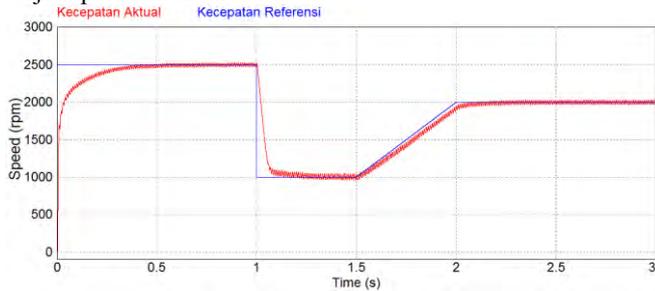
**Tabel 4.4** Nilai THD arus, DF, DPF, dan TPF dari Mode CCM dengan Metode Histeresis

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	31.820	0.95292	0.99452	0.9477
2	500	22.675	0.97524	0.9934	0.96881
3	750	13.814	0.99059	0.99685	0.98747
4	1000	9.505	0.99551	0.99898	0.9945
5	1250	6.683	0.99777	0.99957	0.99735
6	1500	4.986	0.99876	0.99977	0.99853
7	1750	3.815	0.99927	0.99988	0.99915
8	2000	3.211	0.99948	0.99993	0.99941
9	2250	2.614	0.99966	0.99996	0.99962
10	2500	2.286	0.99974	0.99997	0.99971

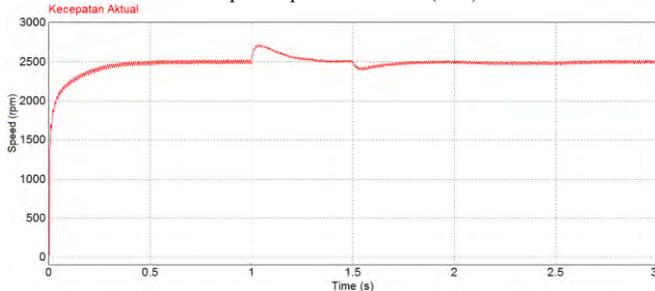
**D. Mode DCM pada  $L_o$  dengan Metode Histeresis**

Hasil terhadap referensi kecepatan yang beragam menunjukkan bahwa motor mengikuti referensi dengan cukup baik. Dibandingkan dengan mode yang sama dengan metode sebelumnya, performa kontrol kecepatan masih lebih baik pada sisi kecepatan respon dan *error* kecepatan. Namun bila dibandingkan dengan mode CCM pada metode yang sama, performanya kalah bagus, terlebih pada

kecepatan respon dan *error* ketika kecepatan dinaikkan perlahan. Respon yang lebih lama juga ditunjukkan ketika terjadi perubahan torsi.



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



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

Uji THD dan TPF pada mode DCM pada  $L_o$  dengan metode histeresis menunjukkan hasil yang sangat baik. Nilai tertinggi THD yakni sebesar 20.767% ini jauh lebih rendah dibandingkan kombinasi lainnya dan juga nilai terendah THD pada 2500 rpm juga sangat baik yaitu sebesar 1.428% meskipun 1.66% lebih besar dibandingkan mode yang sama dengan metode yang berbeda.

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

No.	Speed (rpm)	THD (%)	DF	DPF	TPF
1	250	20.767	0.97911	0.98977	0.96909
2	500	15.67	0.98794	0.99710	0.98508
3	750	7.834	0.99695	0.99954	0.99649
4	1000	5.440	0.99852	0.99983	0.99835
5	1250	3.888	0.99925	0.99915	0.99840
6	1500	3.142	0.99951	0.99995	0.99946
7	1750	2.429	0.99971	0.99997	0.99968
8	2000	2.021	0.99980	0.99998	0.99978
9	2250	1.716	0.99985	0.99998	0.99983
10	2500	1.428	0.99990	0.99999	0.99989

V. KESIMPULAN

1. *Cuk Converter* yang diberikan kontrol *power factor correction* mampu mengurangi harmonisa hingga ke titik 1.26% yang sebelumnya 74.08% dan memperbaiki faktor daya hingga mencapai nilai 0.99984 yang sebelumnya hanya 0.64782.
2. Kemampuan untuk mengurangi harmonisa dan perbaikan faktor daya dari *Cuk Converter* dengan mode DCM pada  $L_o$  lebih baik dibandingkan *Cuk Converter* mode CCM. Mode DCM pada  $L_o$  juga sedikit lebih murah dalam pembuatannya karena nilai induktor  $L_o$  yang lebih kecil. Namun dalam kecepatan respon dalam

3. Kontrol kecepatan berbasis perbaikan faktor daya dengan metode *average current control* lebih unggul dibandingkan metode histeresis pada sisi kontrol kecepatan. Di sisi mitigasi harmonisa dan perbaikan faktor daya pun secara keseluruhan masih unggul tetapi untuk mode DCM pada  $L_o$ , metode histeresis dapat dikatakan sedikit lebih baik karena nilai THD pada kecepatan uji terendah (250 rpm) yang jauh lebih kecil. Selain itu, metode histeresis juga lebih murah dalam implementasinya karena tidak menggunakan gelombang *sawtooth* dan hanya butuh satu kontroler PI.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Anoop Mathew Korula, Sudhanshu Tripathi , "Reduction of Harmonics to Improve Performance of Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive Using Cuk Converter", ISSN ,vol-2, Issue-6, June 2013
- [2] Padmaraja Yedamale, "*Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*" Microchip technology ,2003.
- [3] T. Kenjo and S. Nagamori, *Permanent Magnet Brushless DC Motors*. Oxford, U.K.: Clarendon Press, 1985.
- [4] J. R. Handershot and T. J. E Miller, *Design of Brushless Permanent Magnet Motors*. Oxford, U.K.: Clarendon Press, 2010.
- [5] T. J. Sokira and W. Jaffe, *Brushless DC Motors: Electronics Commutation and Controls*. Blue Ridge Summit, PA, USA: Tab Books, 1989.
- [6] B. Singh and V. Bist, „Power quality improvement in a zeta converter for brushless DC motor drives” *IET Sci. Meas. Technol.*, Vol. 9, Iss. 3, pp. 351-361, 2015.
- [7] Singh, B., Singh, S., Chandra, A., Al-Haddad, K.: „Comprehensive study of single-phase AC-DC power factor corrected converters with high-frequency isolation”, *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 7, no. 4, pp. 540-556, 2011
- [8] S. B. Ozturk, O. Yang, and H. A. Toliyat, “Power factor correction of direct torque controlled brushless DC motor drive” in *Proc. 42nd IEEE IAS Annu. Meeting*, Sep. 23–27, 2007, pp. 297–304.
- [9] C. H. Wu and Y. Y. Tzou, “Digital control strategy for efficiency optimization of a BLDC motor driver with VOPFC,” in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 20–24, 2009, pp. 2528–2534.
- [10] Azzumar, Muhammad, “Permodelan dan Simulasi Brushless DC Motor Kecil untuk Aplikasi Aktuator Sirip Roket”, Laporan Seminar Universitas Indonesia, Januari 2012.
- [11] J. Shao, D. Nolan , M. Teissier, and D. Swanson, “A Novel Microcontroller based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 39, no. 6, pp. 1730-1740, Nov./Dec. 2003
- [12] R. C. Becerra, T. M. Jahns, and M. ehsani, “four-quadrant sensorless brushless ECM drive,”in *Proc. APEC’91*, 1991, pp. 202-209
- [13] D. W. Hart, “*Power Electronics*”. New York, USA. McGraw-Hill, 2011
- [14] V. Bist and B. Singh, „PFC Cuk Converter-Fed BLDC Drive”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 30 no.2, February 2015.
- [15] R. W. Erickson and D. Maksimovic, „*Fundamentals of Power Electronics, second edition*”, New York, USA, Kluwer Academic Publisher, 2004
- [16] R. G. Ellis, „*Power System Harmonics – A Reference Guide to Cause, Effects, and Corrective Measures*”, Cambridge, Canada, Rockwell Automation. 2001
- [17] M. H. Rashid, „*Power Electronics Handbook*”, San Diego, USA, Academic Press. 2001
- [18] R. Sharma and A. Haque, „*Simulation and Analysis of Power Factor Correction in Electric Control System for Metal Halide High Intensity Discharge Lamps*”, *Advance in Electronic and Electrical Engineering*, ISSN 2331-1297, Vol.4 No.2, pp. 185-192, 2014