

## Desain dan Implementasi Pengaturan Kecepatan Motor BLDC Melalui Pengaturan Fluks

Ony Asrarul Qudsi<sup>1</sup>, Sutedjo<sup>2</sup>, Era Purwanto<sup>3</sup>, Syechu Dwitya Nugraha<sup>4</sup>,  
Indra Ferdiansyah<sup>5</sup>, Putu Agus M. P<sup>6</sup>, Endro Wahjono<sup>7</sup>, Achmad Muzakki<sup>8</sup>  
<sup>1,2,3,4,5,6,7,8</sup>Jurusan Teknik Elektro Industri, Departemen Elektro, Politeknik Elektronika Negeri  
Surabaya, Indonesia

*email:* <sup>1</sup>ony@pens.ac.id

**Abstrak** - Jurnal ini menyajikan desain dan implementasi pengaturan kecepatan motor BLDC (*Brushless DC*). Pengaturan kecepatan motor BLDC (*Brushless DC*) yang umum dilakukan adalah dengan menggunakan metode *six-step* pada proses pensaklaran inverter, akan tetapi metode ini memiliki masalah yang khas, yaitu riak torsi yang dihasilkan cukup besar terutama pada kecepatan rendah. Oleh karena itu, pada jurnal ini konsep pengaturan kecepatan motor BLDC (*Brushless DC*) dilakukan dengan mengatur fluks yang dihasilkan kumparan motor BLDC (*Brushless DC*). Pembacaan arus oleh sensor akan diolah pada fluks estimator untuk mendapatkan besaran fluks pada motor. Dengan menggunakan kontrol PI (*Proportional Integral*), maka nilai fluks yang dihasilkan oleh kumparan akan dikontrol sehingga sama dengan dengan nilai *setpoint* yang telah ditentukan. Nilai fluks yang telah sama dengan *setpoint* akan dikonversikan menjadi nilai PWM (*Pulse Width Modulation*) yang akan digunakan sebagai sinyal *input* pada *six-step* inverter. Hasil pengujian dengan memberikan gangguan berupa penambahan beban pada motor, menunjukkan bahwa motor mampu mempertahankan kecepatannya sesuai nilai kecepatan yang diberikan. Dengan demikian, metode pengaturan kecepatan yang diusulkan dapat bekerja dengan baik.

**Kata Kunci** - BLDC, fluks estimator, *six-step* inverter

**Abstract** - *This journal presents the design and implementation of BLDC (Brushless DC) motor speed control. The speed control of BLDC (Brushless DC) motor is commonly done using the six-step method in the inverter switching process, but this method has a unique problem, namely the resulting high torque ripples especially at low speeds. Therefore, in this journal the concept of speed control of the BLDC (Brushless DC) motor can be done by controlling the flux produced by the BLDC (Brushless DC) motor coil. The current reading by the sensor will be processed in the flux estimator to get the flux value in the motor. By using the PI (Proportional Integral) controller, the flux value generated by the coil will be controlled so that it is equal to the setpoint value that has been determined. Flux values that have the same setpoint will be converted to PWM (Pulse Width Modulation) values which will be used as input signals on the six-step inverter. The test results show that by providing disturbance form the additional load on the motor, the motor is able to maintain its speed according to the value of the speed provided. Thus, the proposed speed regulation method can work well.*

**Keywords** – BLDC, *flux estimator*, *six-step inverter*

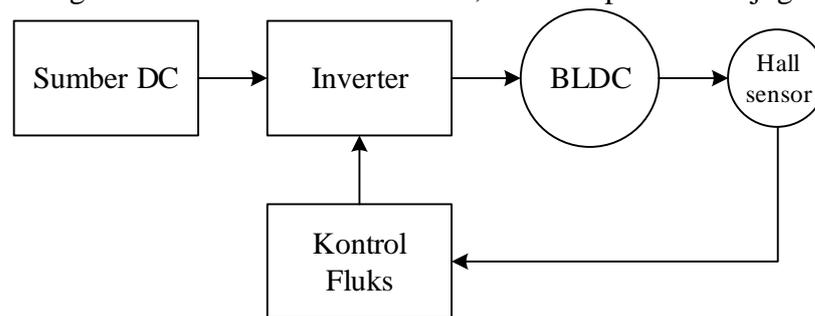
### I. PENDAHULUAN

Motor BLDC (*Brushless DC*) adalah salah satu jenis motor sinkron AC 3 fasa dengan kontruksi yang kecil [1]. Pada motor BLDC (*Brushless DC*), stator terdiri dari kumparan sedangkan pada rotor terdiri dari magnet permanen. Penggunaan motor jenis ini menjadi populer beberapa tahun terakhir. Perkembangan kendaraan listrik yang pesat, menjadikan motor ini banyak diimplementasikan pada berbagai jenis kendaran listrik. Pada beberapa jenis, motor ini menggunakan sensor hall untuk mengetahui posisi rotor.

Sejauh ini metode kontrol motor BLDC (*Brushless DC*) adalah menggunakan metode *six-step* [6][7][14][15]. Metode ini cukup sederhana sehingga mudah diimplementasikan, akan tetapi metode ini memiliki masalah yang khas, yaitu riak torsi yang dihasilkan cukup besar terutama pada kecepatan rendah [3-5]. Hal ini membuat kecepatan motor menjadi tidak stabil dan motor memiliki vibrasi (getaran) yang cukup besar pula.

Pengaturan kecepatan motor menggunakan metode pengaturan fluks cukup baik untuk mengurangi riak torsi. Akan tetapi, pengaturan kecepatan motor menggunakan metode ini umumnya dilakukan pada PMSM (Permanen Magnet Synchronous Motor) dan motor induksi yang memiliki sistem medan magnet kopel [9-11]. Oleh karena itu, pada penelitian ini diusulkan sebuah pengaturan kecepatan motor BLDC (*Brushless DC*) melalui pengaturan fluks magnetic pada kumparan motor.

Metode pengaturan kecepatan ini, menggunakan referensi sumbu  $d$  dan  $q$ . Pengaturan kecepatan motor yang diusulkan adalah metode pengaturan fluks yang berorientasi pada sumbu  $d$  dan  $q$  secara langsung. Konsep pengaturan fluks ini secara tidak langsung akan berimbas pada perubahan kecepatan dan torsi motor. Nilai *setpoint* fluks akan dibandingkan dengan nilai fluks yang diperoleh dari *flux estimator* sehingga diperoleh nilai *error* dan *delta error*. Penggunaan kontrol *Proportional dan Integral* (PI) untuk mengatur nilai fluks yang berorientasi pada sumbu  $d$  dan  $q$  selalu berada pada nilai *setpoint*. Kontrol PI (*Proportional Integral*) merupakan kontrol konvensional yang cukup sederhana. Kontrol jenis ini memiliki dua parameter sebagai konstanta yaitu  $K_p$  dan  $K_i$  yang mana kedua parameter ini tidak bekerja secara independent [11][12]. Dengan mengubah kedua konstanta tersebut, maka respon sistem juga berubah.



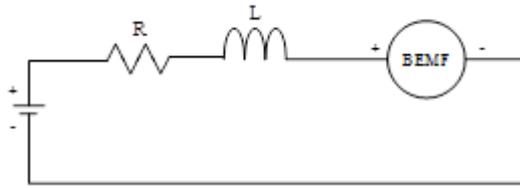
Gambar 1. Diagram Blok Pengaturan Kecepatan Motor BLDC Melalui Pengaturan Fluks

Nilai fluks yang telah sesuai dengan *setpoint* kemudian dikonversikan kedalam bentuk sinyal PWM (*Pulse Width Modulation*). Sinyal PWM (*Pulse Width Modulation*) ini kemudian dijadikan sebagai sinyal penyulutan mosfet pada inverter. Pada penelitian ini digunakan *six-step* inverter dengan komutasi  $120^\circ$ . Gambar 1 menunjukkan diagram blok pengaturan kecepatan motor BLDC (*Brushless DC*) melalui pengaturan fluks yang diusulkan. Berdasarkan gambar 1, hall sensor akan memberikan umpan balik kecepatan terhadap kontrol. Kemudian, kontrol akan bekerja untuk menjaga kecepatan motor sesuai dengan yang ditentukan (*setpoint*).

## II. METODE

### A. Pemodelan Motor BLDC

BLDC (*Brushless DC*) motor atau dapat disebut juga dengan BLAC (*Brushless AC*) motor merupakan motor listrik *synchronous AC* tiga fasa. Perbedaan pemberian nama ini terjadi karena BLDC (*Brushless DC*) memiliki *back electromotive force* (BEMF) berbentuk trapezoidal sedangkan BLAC (*Brushless AC*) memiliki BEMF (*Back Electromotive Force*) berbentuk sinusoidal. Walau demikian keduanya memiliki struktur yang sama dan dapat dikendalikan dengan metode *six-step* maupun metode PWM (*Pulse Width Modulation*) sinusoidal.



Gambar 2. Rangkaian Ekivalen BLDC (Brushless DC) [2]

$$V_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \tag{1}$$

$$V_b = i_b R_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b \tag{2}$$

$$V_c = i_c R_c + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c \tag{3}$$

Dibandingkan dengan motor DC, BLDC (*Brushless DC*) memiliki biaya perawatan yang lebih rendah dan kecepatan yang lebih tinggi akibat tidak digunakannya brush. Dibandingkan dengan motor induksi, BLDC (*Brushless DC*) memiliki efisiensi yang lebih tinggi karena rotor dan torsi awal yang lebih tinggi karena rotor terbuat dari magnet permanen. Walaupun memiliki kelebihan dibandingkan dengan motor DC dan induksi, pengendalian BLDC (*Brushless DC*) jauh lebih rumit untuk kecepatan dan torsi yang konstan karena tidak adanya brush yang menunjang proses komutasi. Gambar 2 menunjukkan rangkaian ekivalen motor BLDC (*Brushless DC*). Persamaan 1, 2, dan 3 menunjukkan pemodelan matematis motor BLDC (*Brushless DC*).

Untuk menghasilkan torsi konstan, BEMF (*Back Electromotive Force*) trapesium disinkronkan dengan bentuk kuasi kuadrat dengan mengendalikan arus tiga fasa. BEMF (*Back Electromotive Force*) instan pada motor BLDC (*Brushless DC*) ditulis seperti pada persamaan 4, 5, dan 6 [2].

$$E_a = f_a(\theta) \cdot E_a \cdot \omega \tag{4}$$

$$E_b = f_b(\theta) \cdot E_b \cdot \omega \tag{5}$$

$$E_c = f_c(\theta) \cdot E_c \cdot \omega \tag{6}$$

Dengan mengasumsikan BEMF (*Back Electromotive Force*) identik untuk ketiga fase, maka pemodelan BEMF (*Back Electromotive Force*) diperoleh berdasarkan posisi rotor. Jadi bentuk gelombang tiga fase yang dihasilkan pada setiap kecepatan operasi dengan posisi rotor adalah simetris. BEMF (*Back Electromotive Force*) pada belitan ditulis dengan persamaan 7, 8, dan 9 [2].

$$e_a = \begin{bmatrix} \left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta & \left(0 < \theta < \frac{\pi}{6}\right) \\ E & \left(\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6}\right) \\ -\left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta + 6E & \left(\frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{7\pi}{6}\right) \\ -E & \left(\frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6}\right) \\ -\left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta - 12E & \left(\frac{11\pi}{6} < \theta < 2\pi\right) \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$e_b = \begin{bmatrix} & \left(0 < \theta < \frac{\pi}{6}\right) \\ \left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta - 4E & \left(\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6}\right) \\ E & \left(\frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{9\pi}{6}\right) \\ -\left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta - 10E & \left(\frac{9\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6}\right) \\ -E & \left(\frac{11\pi}{6} < \theta < 2\pi\right) \end{bmatrix} \tag{8}$$

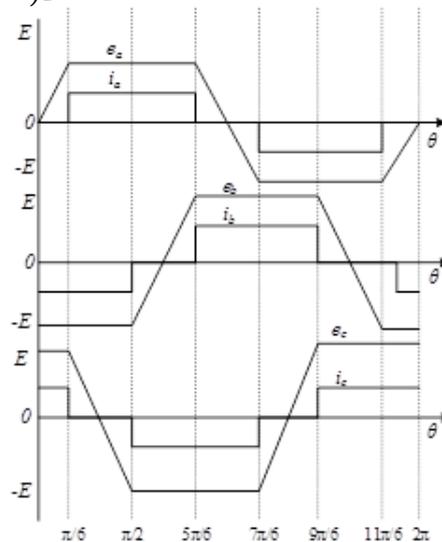
$$e_c = \begin{bmatrix} -E & (0 < \theta < \frac{\pi}{2}) \\ -(\frac{6E}{\pi})\theta + 2E & (\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{2}) \\ -E & (\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{7\pi}{6}) \\ (\frac{6E}{\pi})\theta - 8E & (\frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{9\pi}{6}) \\ E & (\frac{9\pi}{6} < \theta < 2\pi) \end{bmatrix} \tag{9}$$

BEMF (*Back Electromotive Force*) adalah fungsi posisi rotor dan direpresentasikan sebagai  $f_a(\theta)$ ,  $f_b(\theta)$ , dan  $f_c(\theta)$  dengan batas nilai 1 hingga -1. Dengan mengganti  $E = 1$  dalam persamaan 7, 8 dan 9, maka diperoleh:

$$e_a = \begin{bmatrix} (\frac{6}{\pi})\theta & (0 < \theta < \frac{\pi}{6}) \\ 1 & (\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6}) \\ -(\frac{6}{\pi})\theta + 6 & (\frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{7\pi}{6}) \\ -1 & (\frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6}) \\ -(\frac{6}{\pi})\theta - 12 & (\frac{11\pi}{6} < \theta < 2\pi) \end{bmatrix} \tag{10}$$

$$e_b = \begin{bmatrix} -1 & (0 < \theta < \frac{\pi}{6}) \\ (\frac{6}{\pi})\theta - 4 & (\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{5\pi}{6}) \\ 1 & (\frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{9\pi}{6}) \\ -(\frac{6}{\pi})\theta - 10 & (\frac{9\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6}) \\ -1 & (\frac{11\pi}{6} < \theta < 2\pi) \end{bmatrix} \tag{11}$$

$$e_c = \begin{bmatrix} -1 & (0 < \theta < \frac{\pi}{2}) \\ -(\frac{6}{\pi})\theta + 2 & (\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{2}) \\ -1 & (\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{7\pi}{6}) \\ (\frac{6}{\pi})\theta - 8 & (\frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{9\pi}{6}) \\ 1 & (\frac{9\pi}{6} < \theta < 2\pi) \end{bmatrix} \tag{12}$$

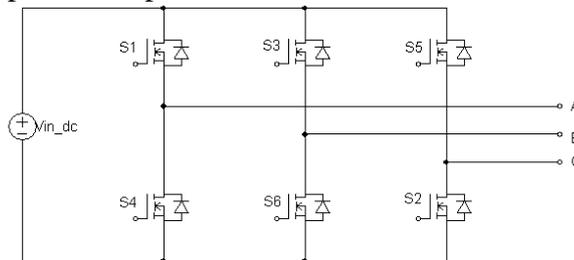


Gambar 3. Gelombang BEMF (*Back Electromotive Force*) dan Arus pada BLDC (*brushless DC*) [2]

Pada Gambar 3 merupakan bentuk gelombang trapezoidal atau gelombang *square* 3 fasa yang menggunakan 3 buah algoritma *six step* yang masing – masing berbeda 1 step (60 derajat) antara satu algoritma dengan algoritma lainnya seperti pada persamaan 10, 11, 12 [2].

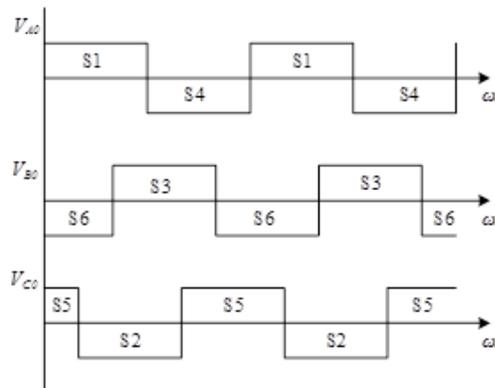
**B. Six-Step Inverter**

Pengaturan *six-step* inverter 3 fasa pada penelitian ini menggunakan PWM (*Pulse Width Modulation*) keluaran sinyal kotak dengan komutasi sebesar 120°. Penyusunan rangkaian sebagai inverter 3 fasa dapat dilihat pada Gambar 4.



Gambar 4. Rangkaian *Six-step* Inverter [14]

Pengaturan dengan komutasi 120° dapat diartikan bahwa dalam 360°, setiap saklar akan on selama 120° dan akan off selama 240°. Bentuk komutasi dalam skala waktu dapat dilihat pada Gambar 5.



Gambar 5. Gelombang Komutasi 120°

Untuk membentuk keluaran gelombang komutasi 120° diatur melalui mikrokontroler. Pengaturan dapat dilakukan dengan menggunakan sensor untuk menentukan kapan sakelar harus ON atau OFF, untuk motor BLDC (*Brushless DC*) digunakan 3 buah *hall sensor* sebagai penentu waktu kerja sakelar. Kombinasi penyaklaran dapat dilihat pada Tabel 1.

Tabel 1. Pengaturan *six-step* inverter Untuk Putaran Motor BLDC (*Brushless DC*)

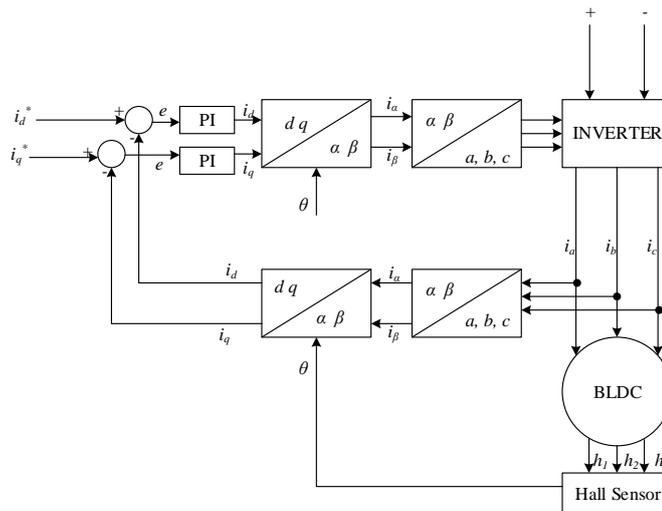
| Hall Sensors Value (H3<br>H2 H1) | Phase | Switches     |
|----------------------------------|-------|--------------|
| 1 0 0                            | A – B | S1 ; S2; S6  |
| 1 1 0                            | A – C | S1 ; S3 ; S2 |
| 0 1 0                            | B – C | S4 ; S3 ; S2 |
| 0 1 1                            | B – A | S4 ;S3 ; S5  |
| 0 0 1                            | C – A | S4 ; S6 ; S5 |
| 1 0 1                            | C – B | S1 ; S6 ; S5 |

Setiap sakelar pada inverter 3 fasa terkonduksi berpasangan sebesar 60° sesuai urutan seperti pada Tabel 1. Pada saat posisi *hall* (101) sakelar yang terkonduksi adalah S1,S5,S6 sehingga  $V_{DC}$  akan mengalir melalui S1 dan S5 menuju kumparan A – B dan kembali melalu S6. Pada saat posisi *hall* (100) sakelar yang terkonduksi adalah S1,S2,S6 sehingga  $V_{DC}$  akan mengalir melalui S1 menuju kumparan A – C dan kembali melalui S2 dan S6. Pada saat posisi *hall* (110) sakelar yang terkonduksi adalah S1,S2,S3 sehingga  $V_{DC}$  akan mengalir melalui S1 dan S3 menuju kumparan B – C dan kembali melalui S2. Pada saat posisi *hall* (010) sakelar

yang terkonduksi adalah S2,S3,S4 sehingga  $V_{DC}$  akan mengalir melalui S3 menuju kumparan B – A dan kembali melalui S2 dan S4. Pada saat posisi *hall* (011) sakelar yang terkonduksi adalah S3,S4,S5 sehingga  $V_{DC}$  akan mengalir melalui S3 dan S5 menuju kumparan C – A dan kembali melalui S4. Pada saat posisi *hall* (001) sakelar yang terkonduksi adalah S4,S5,S6 sehingga  $V_{DC}$  akan mengalir melalui S5 menuju kumparan C – B dan kembali melalui S4 dan S6.

C. Pengaturan Fluks Motor BLDC (Brushless DC)

Pengaturan fluks adalah suatu metode pengaturan medan pada motor AC dari sistem *coupled* diubah menjadi sistem *decoupled*. Dengan sistem ini arus penguatan dan arus beban motor dapat dikontrol secara terpisah, dengan demikian torsi dan fluks juga dapat diatur secara terpisah, seperti halnya pada sistem decoupled motor DC. Gambar 6 menunjukkan skema pengaturan fluks pada motor BLDC (*Brushless DC*).



Gambar 6. Skema Pengaturan Fluks pada Motor BLDC (*Brushless DC*)

Berdasarkan skema pengaturan fluks pada motor BLDC (*Brushless DC*), arus *input* tiap fasa pada motor akan dideteksi oleh sensor arus. Arus yang telah dideteksi pada setiap fasa kemudian akan diubah menjadi menjadi arus  $\alpha$  dan  $\beta$  yang berada pada sebuah sumbu referensi yang stasioner. Pada tahap ini digunakan Transformasi Clarke seperti pada persamaan 13 [11].

$$i_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{13}$$

Setelah diperoleh  $i_\alpha$  dan  $i_\beta$  yang berada pada sumbu yang stasioner ditransformasikan pada sumbu  $d$  dan  $q$  sehingga diperoleh  $i_d$  dan  $i_q$  seperti pada persamaan 14 [11].

$$i_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{14}$$

$\theta$  diperoleh dari besar kecepatan yang terdeteksi oleh *hall* sensor sesuai dengan persamaan 15 [11].

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \tag{15}$$

Selanjutnya  $i_d$  dan  $i_q$  dibandingkan dengan  $i_d^*$  dan  $i_q^*$  yang merupakan sinyal referensi yang sesuai dengan nilai *setpoint*. Melalui perbandingan tersebut nilai *error* yang diperoleh akan dikontrol oleh kontroler PI (*Proportional Integral*) sehingga nilai  $i_d$  dan  $i_q$  telah sesuai dengan  $i_d^*$  dan  $i_q^*$ . Nilai  $i_d$  dan  $i_q$  telah sesuai selanjutnya diubah menjadi  $i_\alpha$  dan  $i_\beta$  dan kemudian diubah kembali menjadi sinyal pada setiap fasa pada proses pensaklaran inverter melalui inverse pada persamaan 13 dan 14. Dengan demikian nilai fluks pada motor BLDC (*Brushless DC*) akan

berubah sesuai dengan *setpoint* yang ditentukan, sehingga kecepatan motor akan selalu berada pada nilai *setpoint* yang ditentukan.

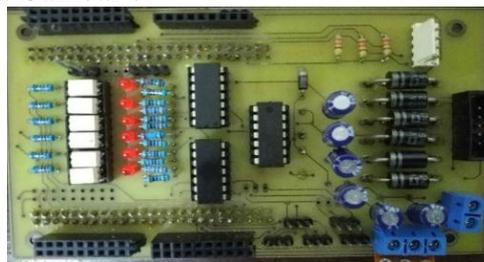
### III. HASIL DAN PEMBAHASAN

Pengujian pada penelitian ini dilakukan untuk mengetahui kerja sistem yang telah dirancang dapat berjalan dengan baik sesuai dengan perencanaan yang telah dilakukan. Pada penelitian ini juga digunakan sistem data *logger* untuk merekam data yang dihasilkan oleh sistem yang dibuat sehingga dapat dilakukan analisa yang lebih detil. Pada penelitian ini digunakan mikrokontroler ARM STM32F407VGTX sebagai inti dari pengaturan keseluruhan sistem. *Driver* yang dirancang akan menerima masukan berupa *six-step* PWM (*Pulse Width Modulation*) yang merupakan *duty cycle* sebagai pensaklaran awal pada inverter yang didapatkan dari keluaran mikrokontroler. Sedangkan masukan mikrokontroler berupa sinyal ADC. Selain itu mikrokontroler juga menerima masukan dari *hall sensor* untuk menentukan bentuk luaran PWM (*Pulse Width Modulation*).

#### A. Pengujian *Driver* Inverter

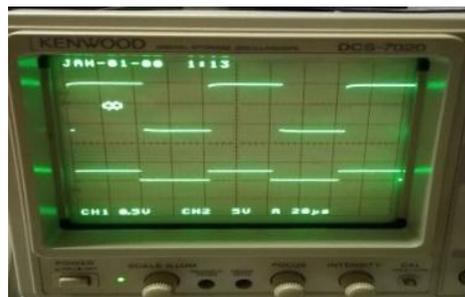
*Driver* inverter digunakan sebagai penyulut MOSFET yang digunakan pada rangkaian inverter karena pulsa luaran dari PWM (*Pulse Width Modulation*) mikrokontroler tidak mampu menyulut secara langsung. Tegangan luaran PWM (*Pulse Width Modulation*) mikrokontroler sebesar  $\pm 3V$ , sedangkan tegangan penyulutan MOSFET sebesar  $\pm 12V$  sehingga dibutuhkan *driver* tiga fasa sebagai penyulut.

Pada *driver* ini menggunakan tiga buah IC IR2110 dan enam buah IC TLP521-1. IC IR2110 merupakan *driver* untuk inverter tiga fasa, sedangkan IC TLP521-1 merupakan IC *opto coupler*. *Opto coupler* merupakan rangkaian pemisah yang digunakan untuk mengkopel suatu sinyal agar mikrokontroler dan *driver* inverter tiga fasa tidak terhubung secara langsung sehingga jika terjadi kerusakan pada *driver* inverter tiga fasa maka tidak menyebabkan kerusakan pada bagian mikrokontroler. Enam IC TLP521-1 ini digunakan untuk memisahkan antara keluaran mikrokontroler dengan sinyal *drive*. Rangkaian *driver* inverter menggunakan IC IR2110 ditunjukkan pada Gambar 7.



Gambar 7. Rangkaian *Driver* Inverter Menggunakan IR2110

Pengujian sinyal luaran dari *driver* inverter dilakukan dengan memberi masukan sinyal PWM (*Pulse Width Modulation*) dari mikrokontroler ke TLP521, kemudian bentuk sinyal dilihat pada gambar 8.

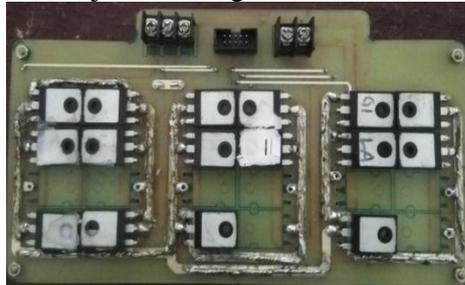


Gambar 8. Sinyal Keluaran dari *Driver* Inverter

Berdasarkan pengujian data pengujian pada gambar 8, sinyal luaran *driver* inverter telah sesuai dengan perencanaan dengan komutasi 120° pada gambar 5. Hal ini juga menunjukkan bahwa *driver* inverter yang dibuat telah sesuai dengan proses pensaklaran pada Tabel 1.

**B. Pengujian *Six-step* Inverter**

Pada penelitian ini daya motor BLDC (*Brushless* DC) yang digunakan sebesar 1500 Watt. Dari spesifikasi daya dan tegangan motor tersebut maka dapat digunakan untuk mendesain rangkaian inverter. Gambar 9 menunjukkan rangkaian inverter.



Gambar 9. Rangkaian *Six-step* Inverter

Pengujian *six-step* inverter dilakukan dengan menghubungkan inverter dengan motor BLDC (*Brushless* DC). Dengan memvariasikan tegangan *input* pada inverter, maka diperoleh data hasil pengujian sesuai dengan Tabel 2.

Tabel 2. Hasil Pengujian *Six-step* Inverter

| Vin (V) | Iin (A) | Vout (L-L) |         |         |
|---------|---------|------------|---------|---------|
|         |         | Vab (V)    | Vbc (V) | Vac (V) |
| 5       | 1,3     | 3,1        | 3,1     | 3       |
| 10      | 1,6     | 6,8        | 6,8     | 6,8     |
| 15      | 1,7     | 10,5       | 10,5    | 10,6    |
| 20      | 1,9     | 14, 01     | 14, 01  | 14      |
| 25      | 2,1     | 18,1       | 18,1    | 18,2    |
| 30      | 2,3     | 22         | 22      | 22      |

Secara perhitungan, tegangan keluaran rms *line to line* pada inverter dengan metode *six-step* komutasi 120° sesuai pada persamaan 16.

$$V_{LL} = 0,6753 \times V_{DC} \tag{16}$$

Dengan membandingkan antara tegangan keluaran rms line to line hasil pengujian dan hasil perhitungan maka diperoleh selisih yang disebut dengan *error*. *Error* yang diperoleh menunjukkan tingkat kesesuaian perencanaan dan inverter yang telah dibuat. Berdasarkan data hasil pengujian pada table II dan hasil perhitungan diperoleh rata-rata *error* sebesar 5.5 %. Hal ini menunjukkan bahwa inverter yang dibuat cukup ideal digunakan pada penelitian ini. Gambar 10 menunjukkan sinyal keluaran dari inverter.



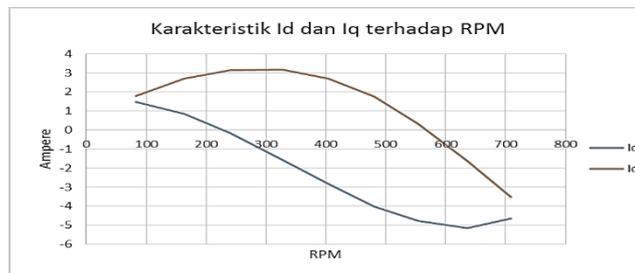
Gambar 10. Sinyal Keluaran *Six-step* Inverter

Pada Gambar 10 dapat dilihat bahwa ada pergeseran antar fasa sebesar 120° dikarenakan pada inverter ini menggunakan metode *six-step* komutasi 120°.

**C. Pengujian Karakteristik  $i_d$  dan  $i_q$**

Pengujian ini dilakukan untuk mencari nilai  $i_d$  dan  $i_q$  pada kecepatan tertentu. Untuk mencari nilai  $i_d$  dan  $i_q$  dilakukan dengan mendeteksi arus pada setiap fasa menggunakan sensor

arus. Setelah nilai  $i_a$ ,  $i_b$ , dan  $i_c$  dideteksi, maka dilakukan estimasi nilai fluks melalui nilai  $i_d$  dan  $i_q$ . Hasil pengujian karakteristik  $i_d$  dan  $i_q$  terhadap kecepatan motor dapat dilihat pada Gambar 11.

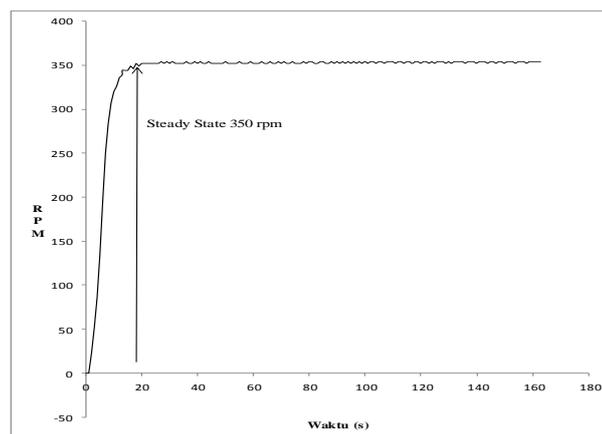


Gambar 11. Karakteristik  $I_d$  dan  $I_q$  Terhadap Kecepatan Motor

Semakin besar putaran motornya maka nilai  $\theta$  juga semakin besar. Hal ini sesuai dengan persamaan 15. Karakteristik  $i_d$  dan  $i_q$  pada gambar 11 digunakan sebagai referensi  $i_d^*$  dan  $i_q^*$  pada sistem yang akan dibandingkan dengan umpan balik yang diperoleh dari sistem.

#### D. Pengujian Intergrasi Sistem

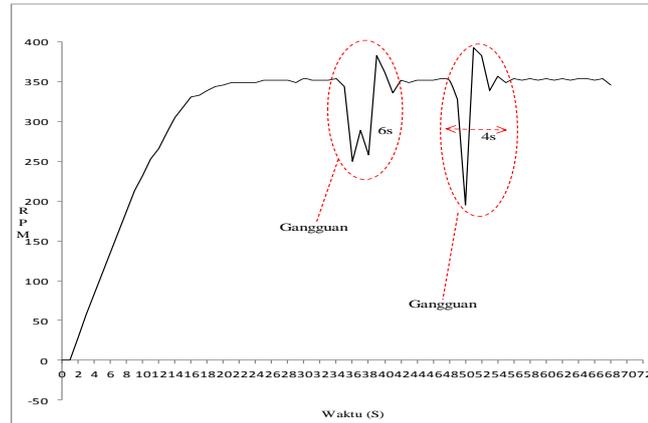
Pengujian *six step* inverter menggunakan motor BLDC (*Brushless* DC) 1500 Watt melalui pengontrolan fluks  $i_d$  dan  $i_q$ . Pada pengujian ini diambil data respon kecepatan terhadap waktu dengan *set point* 350 RPM. Grafik respon motor kondisi *close loop* dapat dilihat pada gambar 12.



Gambar 12. Respon Kecepatan Motor Kondisi *Close Loop*

Pada Gambar 12 dapat dilihat bahwa sistem *close loop* bekerja dengan baik karena dapat mencapai nilai *set point* yang ditentukan. Selain itu dapat dilihat respon waktu untuk mencapai *set point* adalah 20 detik. Hasil dari pengujian ini selatif stabil di 350 RPM.

Selanjutnya dilakukan pengujian *close loop* dengan memberikan gangguan. Gangguan yang diberikan berupa penambahan beban pada motor secara spontan. Tujuan diberikannya gangguan adalah untuk mengetahui apakah kontrol dapat mempertahankan *set point* atau tidak. Grafik respon motor kondisi *close loop* dengan gangguan dapat dilihat pada Gambar 12.



Gambar 13. Respon Kecepatan Motor Kondisi *Close Loop* dengan Gangguan

Berdasarkan Gambar 13, dapat dilihat bahwa saat terjadi gangguan berupa penambahan beban kecepatan motor juga akan turun. Akan tetapi sistem control yang telah dirancang dan dibuat mampu bekerja dengan baik sehingga kecepatan motor dapat kembali ke nilai *setpoint* yang ditentukan. Kecepatannya mengalami *over shoot* kecil terlebih dahulu baru kembali ke nilai set point yang ditentukan. Respon waktu yang diperlukan untuk mengembalikan kecepatan motor setelah terjadi gangguan adalah 6 detik dan 4 detik. Dengan demikian sistem yang telah dirancang dapat bekerja dengan baik.

#### IV. KESIMPULAN

Berdasarkan hasil pengujian yang telah dilakukan metode kontrol kecepatan motor BLDC (*Brushless DC*) melalui pengaturan fluks dapat menjaga kecepatan motor pada nilai *setpoint* yang ditentukan yaitu 350 RPM dan memiliki riak torsi yang cukup kecil dengan rata-rata riak torsi 0,85% pada kondisi *steady-state*. Metode kontrol yang diusulkan juga dapat mengembalikan kecepatan motor pada nilai *setpoint* yang ditentukan ketika terjadi gangguan. Respon waktu yang diberikan oleh kontrol cukup cepat 4-6 detik sesaat setelah terjadi gangguan, sehingga metode ini sangat sesuai digunakan untuk mengatur kecepatan motor BLDC (*Brushless DC*).

#### REFERENSI

- [1] P. Sarala, S. F. Kodad and B. Sarvesh, "Analysis of closed loop current controlled BLDC motor drive," 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), Chennai, 2016, pp. 1464-1468.
- [2] Vikramarajan J., "Mathematical Modelling and Simulation of Brushless DC Motor Using MATLAB", International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IJRASET), Volume 3 Issue XII, December 2015.
- [3] J. Xiao, L. Zhang, M. Ou and F. Zhu, "BLDC motor field orientation control system based on LPIDBP neural network," IET International Conference on Information Science and Control Engineering 2012 (ICISCE 2012), Shenzhen, 2012, pp. 1-4.
- [4] Tae-Sung Kim, Sung-Chan Ahn and Dong-Seok Hyun, "A new current control algorithm for torque ripple reduction of BLDC motors," IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243), Denver, CO, USA, 2001, pp. 1521-1526 vol.2.

- [5] C. Xia, Y. Wang and T. Shi, "Implementation of Finite-State Model Predictive Control for Commutation Torque Ripple Minimization of Permanent-Magnet Brushless DC Motor," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 896-905, March 2013.
- [6] E. Firmansyah, F. D. Wijaya, W. P. R. Aditya and R. Wicaksono, "Six-step commutation with round robin state machine to alleviate error in hall-effect-sensor reading for BLDC motor control," 2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS), Kuta, 2014, pp. 251-253.
- [7] Y. Lee and J. Kim, "Analysis of the Three-Phase Inverter Power Efficiency of a BLDC Motor Drive Using Conventional Six-Step and Inverted Pulse *Width* Modulation Driving Schemes," in *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 42, no. 1, pp. 34-40, winter 2019.
- [8] G. Liu, J. Lu and H. Zhang, "A Stator Flux-oriented Decoupling Control Scheme for Induction Motor," 2007 IEEE International Conference on Control and Automation, Guangzhou, 2007, pp. 1701-1704.
- [9] M. Tursini, E. Chiricozzi and R. Petrella, "Feedforward Flux-Weakening Control of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Accounting for Resistive Voltage Drop," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 440-448, Jan. 2010.
- [10] G. Pellegrino, R. I. Bojoi and P. Guglielmi, "Unified Direct-Flux Vector Control for AC Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 5, pp. 2093-2102, Sept.-Oct. 2011.
- [11] S. B. Ozturk and H. A. Toliyat, "Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 16, no. 2, pp. 351-360, April 2011.
- [12] J. Zhang, L. Li, D. G. Dorrell and Y. Guo, "Modified PI controller with improved steady-state performance and comparison with PR controller on direct matrix converters," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 53-66, March 2019.
- [13] A. V. Sant, K. R. Rajagopal and N. K. Sheth, "Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Using Hybrid PI Speed Controller With Inherent and Noninherent Switching Functions," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4088-4091, Oct. 2011.
- [14] Ony Asrarul Qudsi, Novie Ayub Windarko, Ardyono Priyadi, Mauridhi Hery Purnomo, "Optimized GDPWM based on Spontaneous Evolutionary GA for reducing switching losses on inverter", ICITEE, 2013
- [15] Sutedjo Sutedjo, Ony Asrarul Qudsi, Suhariningsih Suhariningsih, Diah Septi Yanaratri, "Desain dan Implementasi Six-Step Comutation pada Sistem Kontrol Motor BLDC 1, 5 KW", Prosiding Sentrinov, 2017