

Karakteristik Respon Transien Motor Induksi Tiga Fasa Berbasis Algoritma Vektor Kontrol

Rico Hardianto¹, Yanu Shalahuddin², Fajar Yumono³

^{1,2,3}Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Islam Kadiri, Kediri, Jawa Timur.

Informasi Artikel

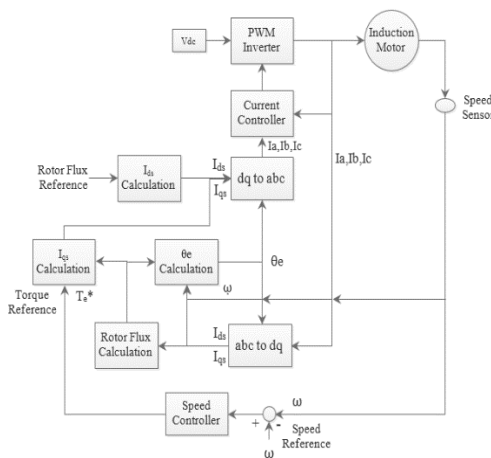
Naskah Diterima : 17 Oktober 2019

Direvisi : 11 Desember 2019

Disetujui : 20 Desember 2019

*Korespondensi Penulis :
ricohardianto1@gmail.com

Graphical abstract



Abstract

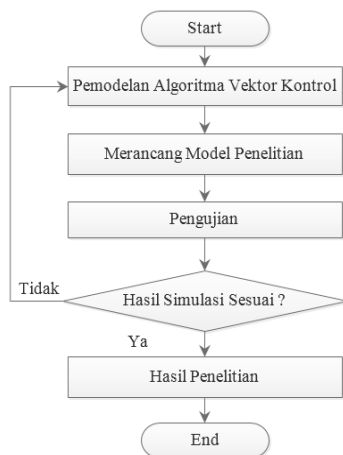
The characteristics of the three phase induction motor speed regulation are nonlinear. The vector control is one of the control methods that is currently being researched to regulate the speed of a three-phase induction motor. This study discusses the step by step vector control algorithm model using Matlab / Simulink. The three-phase stator winding current is transformed into d-q coordinates which will then be compared with the reference signal, the comparison error signal is fed to the PI controller. Simulink model testing is done by changing the input speed and torque of the load. Simulation results show that this characteristic response transient has a good value, when testing changes in speed from 1200-2000 RPM speed and declining speed from 1800-1000 RPM speed with 0 Nm and 75 Nm load torque, then tested with 0-75 load torque changes Nm and 75-0 Nm, the average rise time values ranged from 0.732 to 1.598 s, overshoot ranged from 0.501% to 0.509%, and errors steady state ranged from 0.776% to 1.943%.

Keywords: Three phase induction motor, Vector control, PI controller, Transformation d-q, Simulink.

Abstrak

Karakteristik pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa adalah nonlinear. Vektor kontrol merupakan salah satu metode kontrol yang saat ini banyak diteliti guna mengatur kecepatan motor induksi tiga fasa. Penelitian ini membahas tentang langkah demi langkah model algoritma vektor kontrol menggunakan Matlab/Simulink. Arus tiga fasa belitan stator di transformasi ke koordinat d-q yang selanjutnya akan dibandingkan dengan sinyal referensi, sinyal error hasil perbandingan di umpankan pada controller PI. Pengujian model simulink dilakukan dengan perubahan input kecepatan dan torsi beban. Hasil simulasi menunjukkan bahwa karakteristik respons transien ini mempunyai nilai yang baik, saat uji perubahan kecepatan dari kecepatan 1200-2000 RPM dan kecepatan menurun dari kecepatan 1800-1000 RPM dengan torsi beban 0 N.m dan 75 N.m, kemudian diuji dengan perubahan torsi beban 0-75 N.m dan 75-0 N.m, diperoleh nilai rata-rata *rise time* yang berkisar 0,732 s – 1,598 s, *overshoot* berkisar 0,501 % – 0,509 %, dan *error steady state* berkisar 0,776 % – 1,943 %.

Kata kunci: Motor induksi tiga fasa, Vektor kontrol, PI controller, Transformasi d-q, simulink.



© 2019 Penerbit Jurusan Teknik Elektro UNTIRTA Press. All rights reserved

1. PENDAHULUAN

Motor induksi 3 fasabanyak digunakan di bidang industri karena memiliki konstruksi yang sederhana dan kokoh, harga relatif murah dan tidak memerlukan pemeliharaan yang rumit. Namun motor induksi 3 fasa memiliki kelemahan yaitu, sulitnya mengatur kecepatan karena karakteristiknya bersifat *nonlinear*. Saat ini dan masa mendatang motor induksi tiga fasa juga akan digunakan sebagai penggerak pada mobil listrik. Penggunaan mobil listrik saat ini dirasa akan lebih efektif, karena selain

tidak menimbulkan polusi kontruksinya juga lebih sederhana, suaranya halus, tahan lama, serta memiliki efisiensi energi yang tinggi dibanding dengan kendaraan berbahan bakar minyak.

Metode kontrol kecepatan motor induksi 3 fasa yang dipakai sebelumnya antara lain yaitu: Metode perubahan kecepatan putaran motor induksi dengan mengubah banyaknya kutub. Metode perubahan tahanan luar juga dapat dilakukan untuk mengatur kecepatan motor induksi. Metode perubahan tegangan jala-jala sangat berpengaruh terhadap torsi, karena torsi merupakan fungsi tegangan. Metode perubahan frekuensi jala-jala untuk mengatur kecepatan motor induksi yang terbagi menjadi dua, yaitu skalar kontrol dan vektor kontrol. Secara konvensional motor induksi tiga fasa dioperasikan pada kecepatan yang tetap sesuai dengan frekuensi sumber tegangan serta jumlah kutub dari motor induksi, tetapi pada mobil listrik diperlukan kecepatan yang bervariasi.

Vektor kontrol atau *field oriented control* merupakan metode kontrol yang digunakan untuk mengatur kecepatan motor induksi tiga fasa pada rentang kecepatan yang besar serta presisi dan respon yang cepat. Dengan metode vektor kontrol maka komponen torsi dan komponen *fluks* bisa dikendalikan secara terpisah.

Beberapa penelitian sebelumnya dengan subyek yang sama diantaranya; Kontroller berbasis AI yaitu, metode *Genetic Algorithm* yang diimplementasikan untuk mendapatkan parameter PID[1]. *Neural Network* sebagai *self tuning* pada kontroller PD (*Proportional Derivative*) dengan berbasis vektor kontrol[2]. Sistem kendali menggunakan metode kontroller Logika Fuzzy[3]. Respon kecepatan menggunakan kontroller PI pada Metode vektor kontrol[4]. Transformasi d-q atau transformasi Clarke dan Park digunakan untuk mempermudah pemrosesan sinyal[5]. Metode vektor kontrol menggunakan *rectifier* pada inverter [6].

Pada penelitian ini akan dirancang model simulink algoritma vektor kontrol secara bertahap sehingga mudah diterapkan oleh peneliti lain dengan subjek yang sama agar bisa didapatkan karakteristik respon transien yang baik.

1.1 Vektor Kontrol

Vektor kontrol adalah metode pengaturan frekuensi medan pada motor AC, di mana dari sistem *coupled* (gabungan) dirubah menjadi sistem *decoupled* (terpisah) dengan kata lain arus stator motor listrik AC tiga fasa diidentifikasi sebagai dua komponen ortogonal yang dapat divisualisasikan dengan vektor, yaitu satu komponen menentukan *fluks* medan magnet pada motor dan yang ke dua adalah torsi[2]. Untuk mempermudah pemrosesan sinyal digunakan transformasi abc to dq yang dirumuskan dalam 2 tingkat matriks, yaitu transformasi Clarke (abc to $\alpha\beta$) dan transformasi Park ($\alpha\beta$ to dq).

1.2 Transformasi abc to dq

Transformasi abc to dq dibuat dari dua tingkat matriks yaitu, transformasi Clarke and Park. Transformasi ini mengkonversi komponen domain waktu dari sistem tiga fasa dalam kerangka referensi abc untuk mengarahkan ke direct, quadrature, dan komponen nol dalam kerangka referensi berputar. Transformasi ini dapat digunakan untuk memutar kerangka referensi bentuk gelombang AC tiga fasa sehingga menjadi sinyal DC. Transformasi dq sering digunakan untuk menyederhanakan analisis mesin sinkron tiga fasa atau menyederhanakan perhitungan untuk kontrol kecepatan motor induksi tiga fasa.

Transformasi Clarke atau transformasi abc to $\alpha\beta 0$ adalah transformasi vektor ruang dari sinyal domain-waktu dari sistem koordinat tiga fasa alami I_{abc} menjadi kerangka referensi dua fasa stasioner $I_{\alpha\beta 0}$. Komponen 0 adalah nol untuk sistem tiga fasa seimbang. Matriks transformasi ditunjukkan dalam persamaan 1[5].

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

Transformasi Park mengkonversi vektor dalam bidang putar (rotating reference frame) ke referensi dq. Matriks transformasi ditunjukkan dalam persamaan 2[5]. Persamaan berikut mengambil arus quadrature dua fasa dan mengubahnya menjadi kerangka sinkron dua fasa.



$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2)$$

Pembalikan transformasi dq0 ke abc untuk mengubah komponen domain-waktu *direct*, *quadrature*, dan komponen 0 dalam kerangka acuan berputar ke komponen-komponen sistem tiga fase dalam koordinat abc.

Persamaan 3 mendefinisikan invers matrik transformasi Park dari domain-waktu *direct*, *quadrature* (dq) menjadi dua fasa $\alpha\beta$ dalam bidang stasioner (*stationary reference frame*) [5].

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3)$$

Dan persamaan 4 mendefinisikan invers matrik transformasi Clarke dari kerangka referensi dua fasa $\alpha\beta$ menjadi sistem tiga fasa dalam kerangka referensi abc [5].

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4)$$

2. METODE PENELITIAN

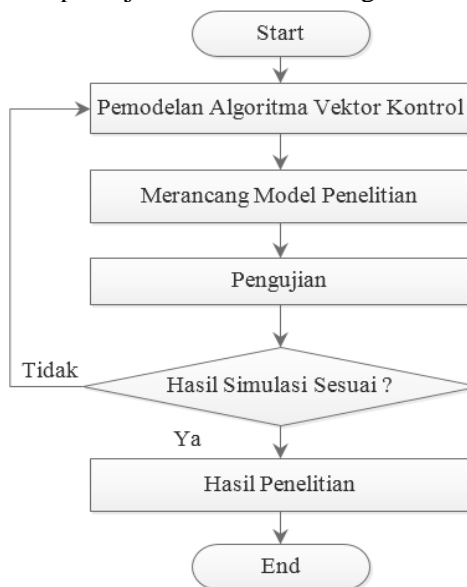
2.1 Metode Penelitian

Proses penelitian terbagi menjadi beberapa tahap yang dilakukan berdasarkan urutan dalam melakukan penelitian:

- a) Identifikasi masalah yaitu dengan merumuskan latar belakang hingga tujuan dalam penelitian ini.
- b) Studi literatur, yaitu mengumpulkan data-data dari buku referensi dan jurnal-jurnal sesuai dengan topik penelitian yang dilakukan yaitu tentang pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa.
- c) Merancang model-model Simulink algoritma vektor kontrol, yaitu membuat blok diagram *subsystem* pada algoritma vektor kontrol yang akan diterapkan sebagai teknik pengontrolan frekuensi pada motor induksi yang dibuat.
- d) Pengujian simulasi, yaitu dilakukan memberikan *set point* perubahan kecepatan referensi dan memberi perubahan torsi beban yang berbeda pada motor induksi tiga fasa dan menganalisa hasil respon kendali sistem menggunakan Matlab Simulink.

2.2 Diagram Alir Penelitian

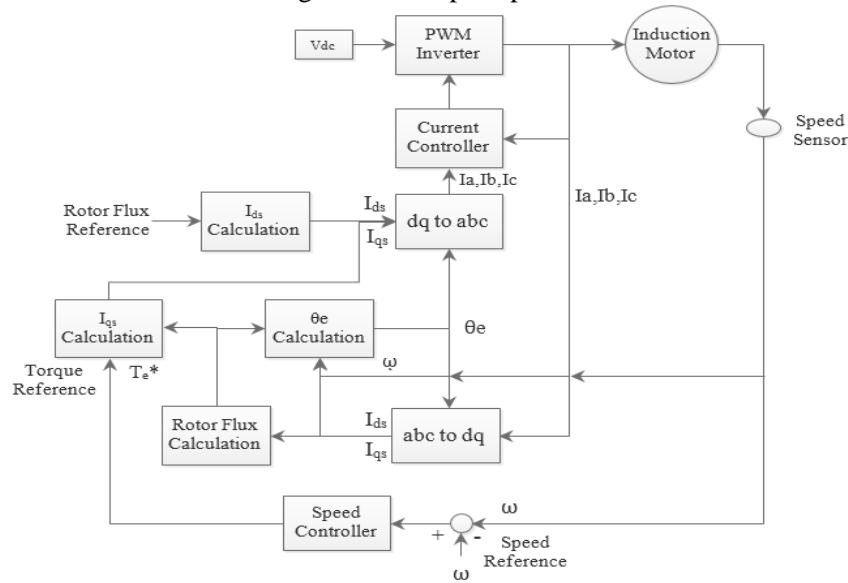
Secara sederhana proses penelitian untuk karakteristik respon transien motor induksi tiga fasa berbasis algoritma vektor kontrol dapat dijelaskan melalui diagram alir pada Gambar 1.



Gambar 1. Diagram Alir Penelitian

2.3 Perancangan Algoritma Vektor Kontrol

Skema pengontrolan motor induksi tiga fasa dengan menggunakan algoritma vektor kontrol dapat digambarkan dalam bentuk diagram blok seperti pada Gambar 2.



Gambar 2. Blok Diagram Vektor Kontrol Pada Motor Induksi [6].

Besar arus *quadratur-axis* referensi (I_{qs}) dapat dihitung dengan torsi referensi (T_e) menggunakan persamaan berikut[4][6].

$$I_{qs} = \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{T_e}{\lambda_r} \dots\dots\dots(5)$$

(λ_r) adalah *fluks linkage* rotor estimasi, yang dihasilkan dari perubahan arus stator I_{ds} , dihitung melalui persamaan berikut[4][6].

$$\lambda_r = \frac{L_m \cdot I_{ds}}{1 + T_r \cdot s} \dots\dots\dots(6)$$

Dengan $T_r = L_r/R_r$ adalah konstanta waktu rotor.

Besarnya arus *direct-axis* stator referensi (I_{ds}) adalah tergantung dari input *fluks* referensi (λ_r) yang dihitung dengan persamaan berikut[4][6].

$$I_{ds} = \frac{\lambda_r}{L_m} \dots\dots\dots(7)$$

Sedangkan arus stator (I_{qs}) dan fluksi rotor digunakan untuk menghitung besarnya perubahan sudut atau posisi fluksi rotor (Teta ' θ_e '), yang diperoleh dari transformasi koordinat perhitungan antara kecepatan putaran rotor (ω_m) dan kecepatan slip (ω_{sl}) dengan persamaan 7 dan 8 [4][6].

$$\theta_e = \int (\omega_m + \omega_{sl}) \dots\dots\dots(8)$$

Kecepatan slip diperoleh dari perhitungan arus stator referensi (I_{qs}) dengan parameter motor[4][6].

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\lambda_r} \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot I_{qs} \dots\dots\dots(9)$$

Arus referensi (I_{qs}) dan (I_{ds}) dikonversi ke dalam arus sefasa referensi I_{as} , I_{bs} , I_{cs} yang akan menjadi input *Current Controller* untuk menghasilkan sinyal PWM. Sedangkan persamaan yang digunakan untuk mengubah sistem 3 fasa ke sistem dua fasa adalah persamaan[4];

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ -\frac{1}{2}\cos(\theta_e) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta_e) & \left(\frac{1}{2}\cos(\theta_e) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta_e)\right) \\ -\frac{1}{2}\cos(\theta_e) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta_e) & \left(\frac{1}{2}\cos(\theta_e) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta_e)\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(10)$$

Dan sebaliknya, persamaan yang digunakan untuk mengubah sistem dua fasa ke tiga fasa kembali adalah persamaan[4];



$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta_e) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta_e) \right) & \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta_e) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta_e) \right) \\ -\sin(\theta_e) \left(\frac{1}{2} \sin(\theta_e) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta_e) \right) & \left(\frac{1}{2} \cos(\theta_e) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta_e) \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots(11)$$

Persamaan Kontroller PI dapat dirumuskan sebagai berikut[7].

$$co(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt) \dots\dots\dots(12)$$

Dengan :CO (t) : sinyal keluaran kontroller PI

Kp : konstanta proporsional

Ki : konstanta integral

Ti: waktu integral

e(t) : sinyal error : referensi-keluaran plant

Variabel dan konstanta yang digunakan dalam persamaan matematik serta satuan besaran ditampilkan pada tabel 1.

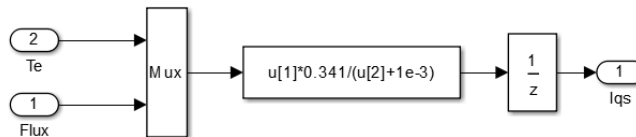
Tabel 1. Konstanta Dan Satuan Besaran

Nama	Keterangan	Satuan
I_{qs}	Arus stator quadratur-axis referensi	Ampere
I_{ds}	Arus stator direct-axis referensi	Ampere
L_r	Induktansi kumparan rotor	mH
L_m	Induktansi mutual	mH
P	Jumlah kutub	Pole
T_e	Torsi elektromagnetik	N.m
λ_r	Fluks linkage rotor estimasi	Webber
$T_{r,s}$	Konstanta waktu rotor	S
R_r	Tahanan Rotor	Ohm
θ_e	Posisi sudut radian fluks rotor dan stator	rad
ω_m	Kecepatan putaran rotor	rad/sec
ω_{sl}	Kecepatan slip	rad

2.4 Model Simulink Algoritma Vektor Kontrol

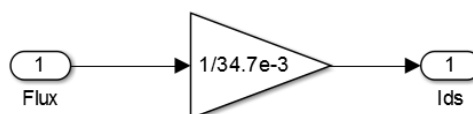
Pemodelan menggunakan software Matlab/Simulink R2015a. Model simulink dibuat berdasarkan blok diagram algoritma vektor kontrol pada gambar 2, untuk pengaturan kecepatan motor induksi. Tahap-tahap yang ditempuh pada penelitian ini untuk mencapai model simulink penelitian yang diinginkan adalah sebagai berikut ini.

Model I_{qs} Calculation digunakan untuk menghitung arus *quadratur-axis* pada stator yang digunakan untuk mengatur kecepatan. Nilai ini didapatkan dari keluaran kontroller kecepatan yaitu sinyal kontrol berupa torsi *electromagnetic* referensi (T_e). Pada model ini, digunakan persamaan 5 yang ditampilkan pada gambar 3.



Gambar 3. Model I_{qs} Calculation

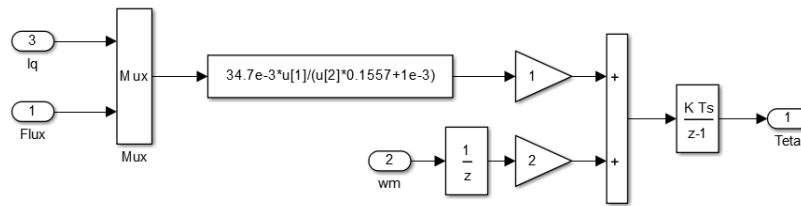
Berikutnya adalah model I_{ds} Calculation yang digunakan untuk menghitung arus *direct-axis* referensi pada stator dan berfungsi untuk mengubah sumbu referensi stator yang berupa nilai λ_r constant (fluks rotor). Pada model ini, digunakan persamaan 7 yang ditampilkan pada gambar 4.



Gambar 4. Model I_{ds} Calculation

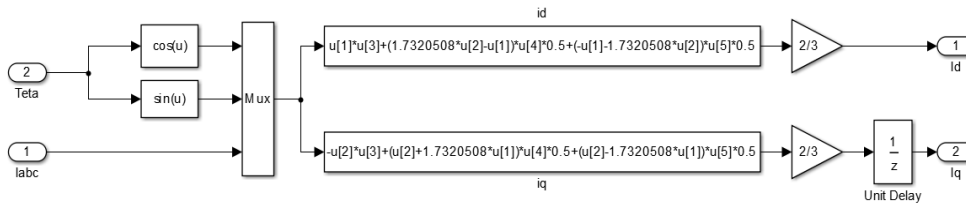


Selanjutnya adalah model *Teta Calculation* yang berfungsi untuk menghitung nilai sudut fasa dari putaran medan rotor dan stator dalam fungsi sudut radian. Pada model ini menggunakan persamaan 8 dan 9 yang ditampilkan pada gambar 5.



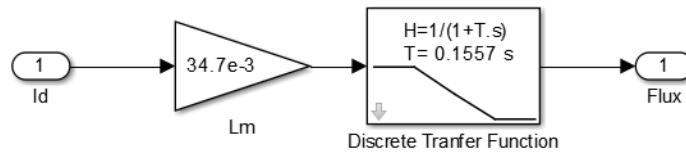
Gambar 5. Model *Teta Calculation*

Tahap berikutnya adalah model transformasi *Abc to Dq Conversion* yang berfungsi untuk mentransformasikan dari sistem tiga fasa (abc), ke sistem dua fasa (dq). Pada model ini menggunakan persamaan 10, dimana persamaan tersebut adalah hasil dari invers transformasi clarke dan park, yang ditampilkan pada gambar 6.



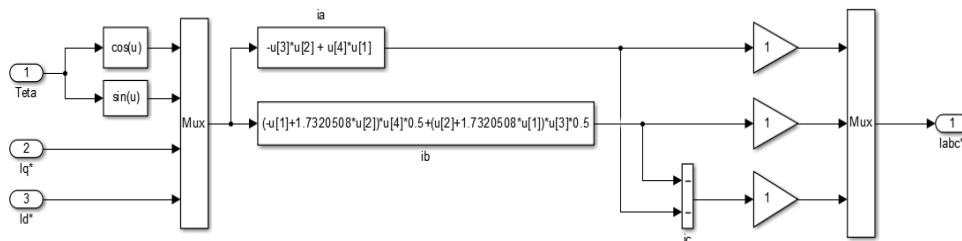
Gambar 6. Model Transformasi *Abc to Dq Conversion*

Berikutnya adalah model *Fluks Calculation* yang berfungsi untuk menghitung besaran *fluks*, kemudian hasil dari bagian ini adalah λ_r (*fluks megnetik pada rotor*) yang akan dibandingkan dengan torsi referensi pada *I_{qs} calculation* setiap saat. Model ini menggunakan persamaan 6, yang ditampilkan pada gambar 7.



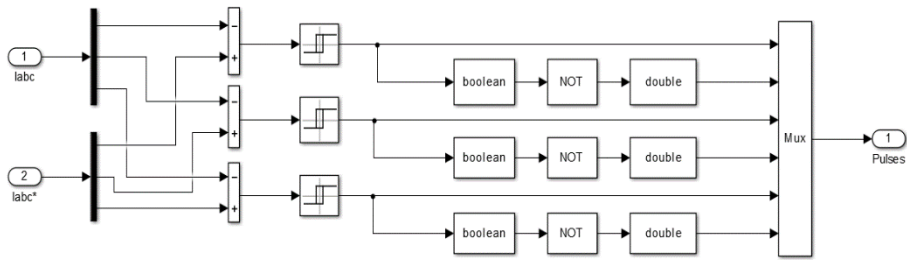
Gambar 7. Model *Fluks Calculation*

Selanjutnya adalah model transformasi *Dq to Abc Conversion* yang berfungsi untuk mentransformasikan sistem dua fasa (dq) ke sistem tiga fasa (abc) yang menjadi input PWM untuk menyalakan *gate* pada inverter. Pada model ini menggunakan persamaan 11, dimana persamaan tersebut adalah hasil dari invers transformasi clarke dan park yang ditampilkan pada gambar 8.



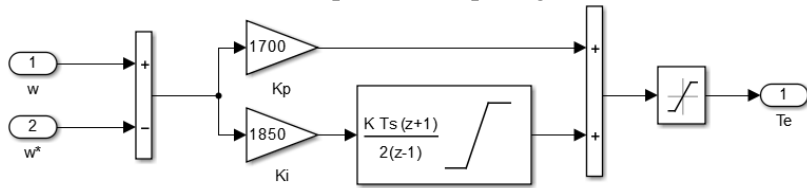
Gambar 8. Model Transformasi *Dq to Abc Conversion*

Langkah selanjutnya dirancang model PWM yaitu, *Current Regulator* atau teknik kendali arus histerisis, dimana menggunakan sistem kontrol *closed loop* pembangkit sinyal PWM yang pengontrolanya didasarkan pada arus umpan balik (arus aktual) yang dibandingkan terhadap arus referensi di mana arus aktual secara terus menerus melakukan *tracking* terhadap arus *command* dengan nilai *hysterisis band* tertentu. Blok model PWM yang diperlihatkan pada gambar 9.



Gambar 9. Model Hysterisis-Band Current Control PWM

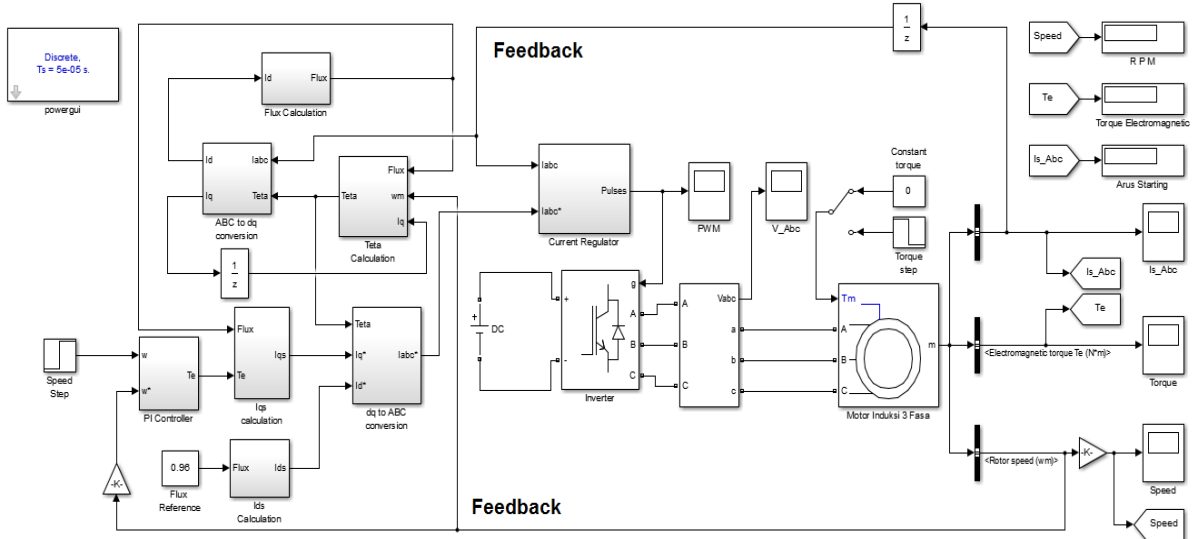
Tahap berikutnya akan dirancang model kontroler *proportional integral* (PI) yang berfungsi sebagai penerima *input* dari sinyal kesalahan (*feedback*). Dimana *gain* K_i dihubungkan dengan *discrete time integrator* yang berfungsi guna mempercepat waktu penetapan yang dihasilkan oleh respon sinyal keluaran motor, Setelah itu penjumlahan dari parameter K_p dan K_i di saturasi ke *torque electromagnetic* (T_e). Model kontroler PI diperlihatkan pada gambar 10.



Gambar 10. Model Kontroler PI

2.5 Model Penelitian

Tahap berikutnya masing-masing model yang telah dibuat dijadikan sub-system. kemudian seluruh sub-system digabungkan berdasarkan blok diagram gambar 2, hasilnya seperti diperlihatkan pada gambar 11.



Gambar 11. Model Penelitian

Sinyal yang di umpan balik adalah arus tiga fasa stator dan kecepatan motor dalam satuan RPM yang kemudian dibandingkan dengan kecepatan referensi. Sinyal *error* hasil perbandingan menjadi input dari kontroler PI untuk memberikan sinyal pada vektor kontrol, yang akan diteruskan ke rangkaian penyalan dari inverter untuk mengubah tegangan dan arus motor, sehingga diperoleh nilai frekuensi yang sesuai dan perubahan torsi akan mengubah kecepatan motor sehingga bisa mendekati kecepatan referensi.

Spesifikasi motor dan nilai parameter sistem yang digunakan dalam penelitian ini diperlihatkan pada tabel 2.

Tabel 2. Spesifikasi Motor Dan Nilai Parameter Sistem

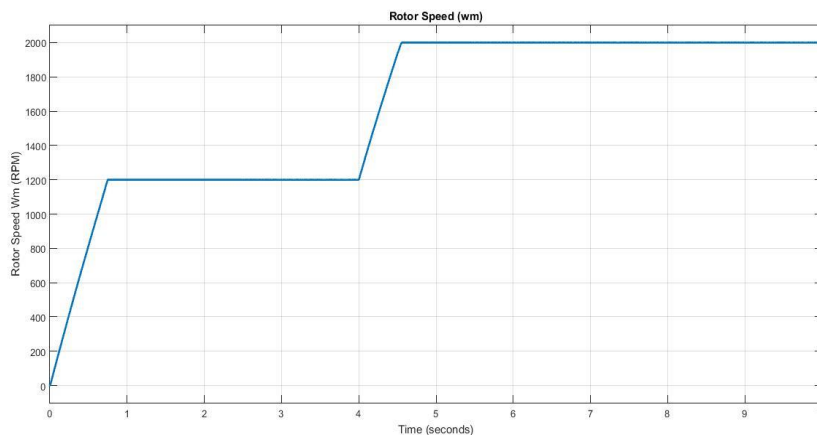
Parameter Sistem	Parameter Elemen System	Nilai Sistem
Motor Induksi 3 Fasa/ <i>Asynchronous Machine</i>	Daya	50 Hp
	Voltage L-L	400 V(Rms)
	Frekuensi	50 Hz
	Rs (Stator Resistance)	0.087 Ω
	LIs (Stator Inductance)	0.8e-3 H
	Rr (Rotor Resistance)	0.228 Ω
	L _r (Rotor Inductance)	0.8e-3 H
	Lm (Mutual Inductance)	34.7e-3 H
	Inertia (J)	1.662 kg.m ²
	No Of Poles	2
	Friction Factor	0.1
UniversalBridge/ IGBT Inverter	Bridge Arm	3
	Snubber resistance Rs	1000 Ohm
	Snubber capacitance Cs	Inf
	Ron	1e-3
Sumber Tegangan DC	Amplitude	780 V
Three-Phase VI Measurement	Voltage measurement (pu)	Phase To Phase
	Base Voltage Vrms ph-ph	500 V
Kontroller PI	Konstanta propotional	1700
	Konstanta integral	1850

3. HASIL DAN PEMBAHASAN

Pengujian dilakukan melalui beberapa fase, dimana masing-masing fase yang diterapkan memiliki masukan input perubahan kecepatan referensi dan masukan perubahan torsi beban yang berbeda. Keluaran berupa grafik respon kecepatan motor, dengan berdasarkan perubahan kecepatan dan torsi beban pada waktu tertentu. Dan nilai *gain* dari kontroller PI yang digunakan pada penelitian ini, yaitu Kp: 1700 dan Ki: 1850

3.1 Pengujian Simulasi Dengan Torsi Beban 0 N.m

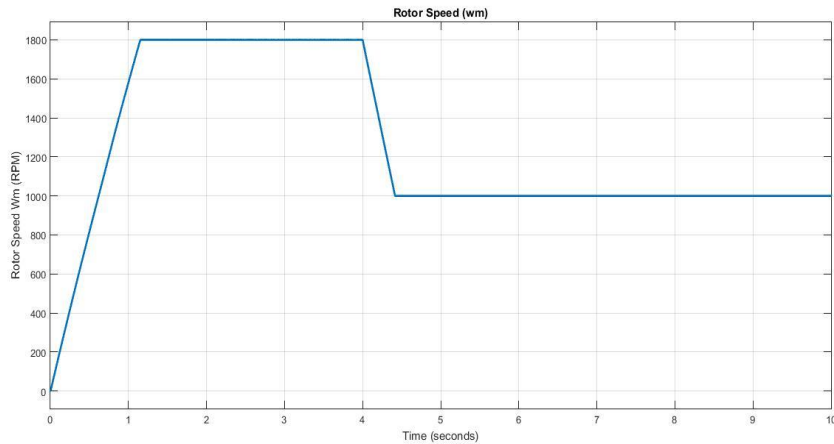
Fase pertama pengujian dilakukan dengan memberikan masukan input perubahan kecepatan 1200-2000 RPM dan kecepatan 1800-1000 RPM pada torsi beban 0 N.m. Respon perubahan kecepatan motor dari hasil simulasi diperlihatkan pada gambar 12 dan 13.



Gambar 12. Respon Perubahan Kecepatan 1200-2000 RPM Dengan Torsi Beban 0 N.m

Gambar 12. memperlihatkan respon perubahan kecepatan motor 1200 ke 2000 RPM, pada pengujian simulasi diatas didapattkankarakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.505 %, *rase time* 0.739 s, dan *error steady state* 0.776 %.

Gambar 13. memperlihatkan menurunnya kecepatan motor dari kecepatan 1800 RPM lalu terjadi perubahan pada step time 4 detik, kecepatannya turun menjadi 1000 RPM.

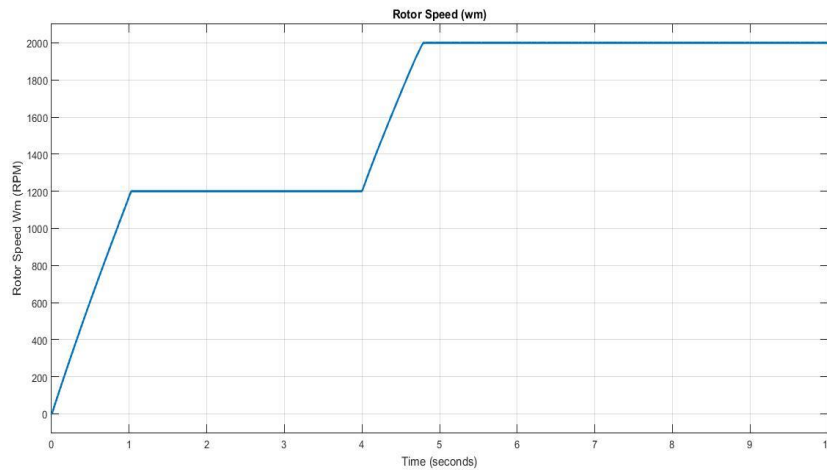


Gambar 13. Respon Perubahan Kecepatan 1800-1000 RPM Dengan Torsi Beban 0 N.m

Pada gambar 13. Didapatkan karakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.505 %, *rase time* 1.142 s, dan *error steady state* 1.170 %.

3.2 Pengujian Simulasi Dengan Torsi Beban 75 N.m

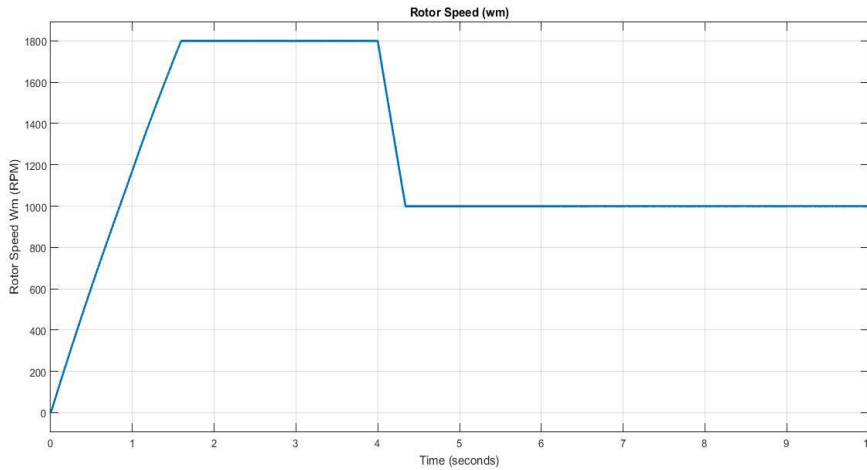
Fase selanjutnya dilakukan simulasi dengan memberikan masukan input torsi beban 75 N.m yang divariasikan dengan perubahan kecepatan 1200-2000 RPM dan 1800-1000 RPM. Hasil dari respon perubahan kecepatan motor diperlihatkan pada gambar 14 dan 15.



Gambar 14. Respon Perubahan Kecepatan 1200-2000 RPM Dengan Torsi Beban 75 N.m

Gambar 14. memperlihatkan respon perubahan kecepatan motor pada step time 4 detik dari 1200 RPM ke 2000 RPM dengan torsi beban 75 N.m. Pada pengujian simulasi diatas maka didapatkan karakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.508 %, *rase time* 1.002 s, dan *error steady state* 1.104 %.

Respon berikutnya diperlihatkan pada gambar 15, yang menunjukkan menurunnya kecepatan motor pada step time 4 detik dari kecepatan 1800 lalu turun pada kecepatan 1000 RPM dengan torsi beban 150 N.m.

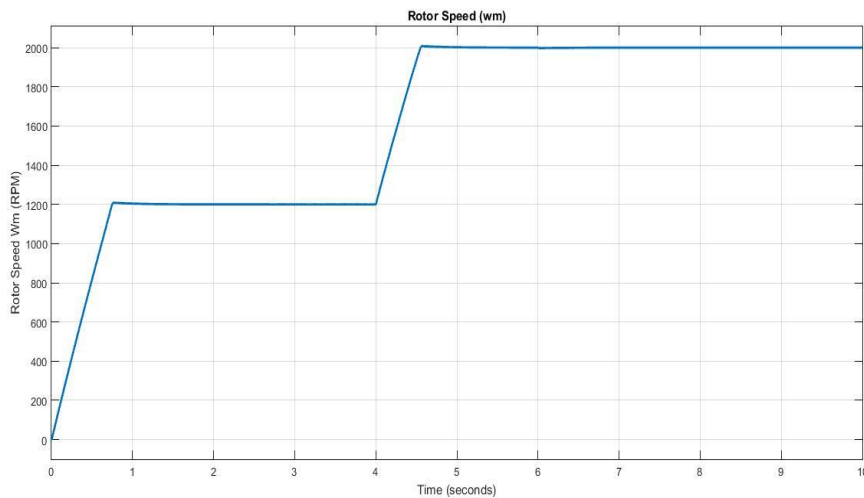


Gambar 15. Respon Perubahan Kecepatan 1800-1000 RPM Dengan Torsi Beban 75 N.m

Berdasarkan gambar 15, maka didapatkan karakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.504 %, *rasi time* 1.580 s, dan *error steady state* 1.654 %.

3.3 Pengujian Simulasi Dengan Torsi Beban 0-75 N.m

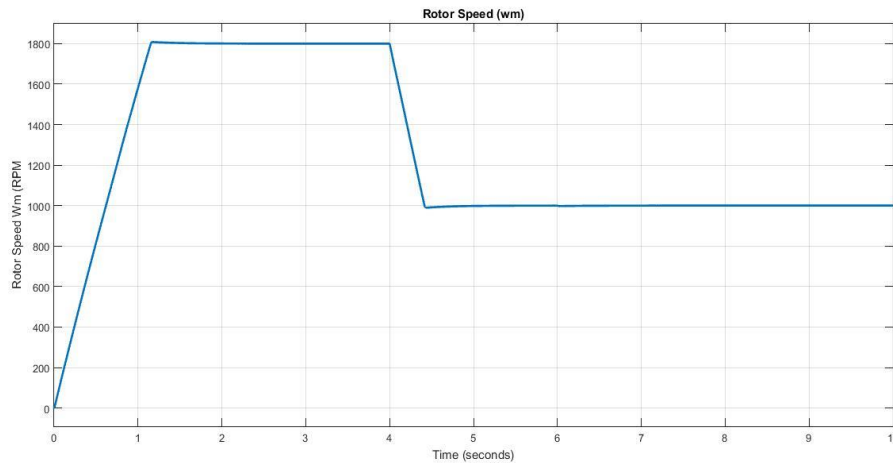
Fase kedua pengujian dilakukan dengan memberikan masukan input kecepatan yang sama pada perubahan torsi beban 0-75 N.m. Respon perubahan kecepatan motor dari hasil simulasi diperlihatkan pada gambar 16 dan 17.



Gambar 16. Respon Perubahan Kecepatan 1200-2000 RPM Dengan Torsi Beban 0-75 N.m

Pada pengujian simulasi dari gambar 16 diatas terjadi perubahan beban pada step time 6 detik maka didapatkan karakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.601 %, *rasi time* 0.732 s, dan *error steady state* 1.125 %.

Respon berikutnya diperlihatkan pada gambar 17, dari kecepatan motor 1800 RPM–2000 RPM dengan perubahan torsi beban 0-75 N.m pada step time 6 detik.

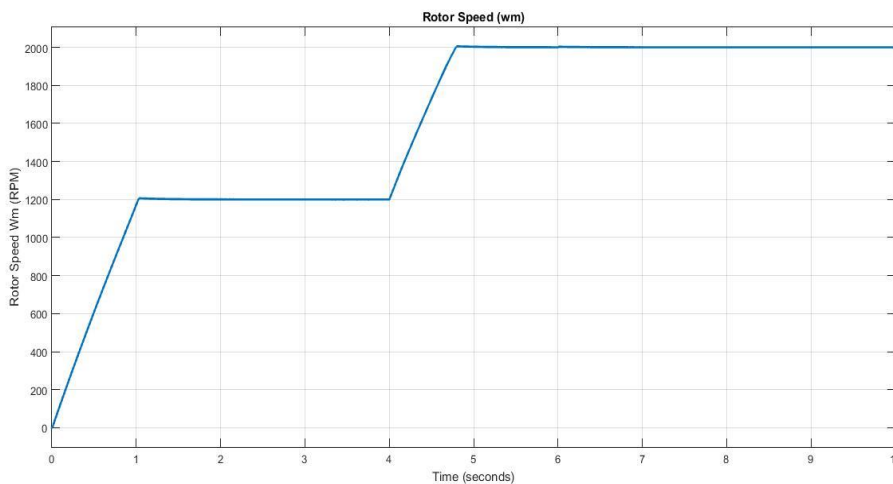


Gambar 17. Respon Perubahan Kecepatan 1800-1000 RPM Dengan Torsi Beban 0-75 N.m

Pada pengujian simulasi dari gambar 17 diatas, maka didapatkan karakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.603 %, *rase time* 1.132 s, dan *error steady state* 1.431 %.

3.4 Pengujian Simulasi Dengan Torsi Beban 75-0 N.m

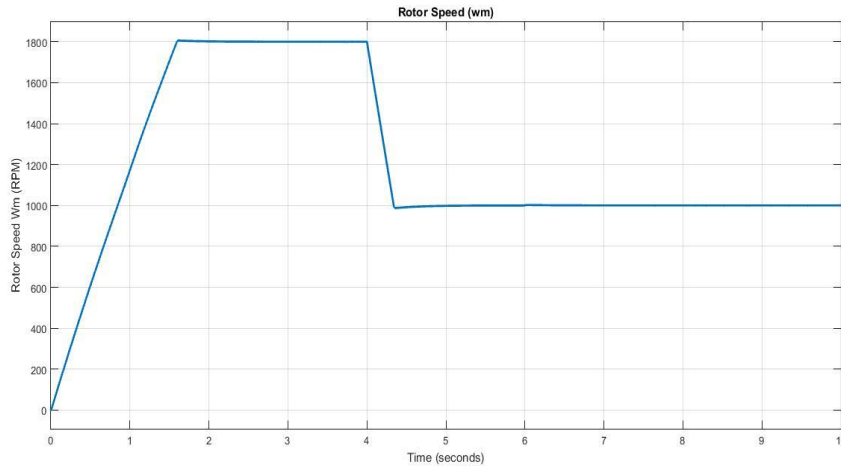
Fase selanjutnya dilakukan simulasi dengan memberikan masukan input perubahan torsi beban 75-0 N.m yang divariasikan dengan perubahan kecepatan 1200-2000 RPM dan 1800-1000 RPM. Hasil dari respon perubahan kecepatan motor diperlihatkan pada gambar 18 dan 19.



Gambar 18. Respon Perubahan Kecepatan 1200-2000 RPM Dengan Torsi Beban 75-0 N.m

Pada pengujian simulasi dari gambar 18 diatas terjadi perubahan beban pada step time 6 detik, maka didapatkan karakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.509 %, *rase time* 1.021 s, dan *error steady state* 1.664 %.

Respon berikutnya diperlihatkan pada gambar 19, dari kecepatan motor 1800 RPM–2000 RPM dengan perubahan torsi beban 75-0 N.m pada step time 6 detik.



Gambar 19. Respon Perubahan Kecepatan 1800-1000 RPM Dengan Torsi Beban 75-0 N.m

Pada pengujian simulasi dari gambar 19 di atas maka didapatkan karakteristik respon transien sebagai berikut: *overshoot* 0.509 %, *rise time* 1.598 s, dan *error steady state* 1.943 %.

Hasil pengujian simulasi pada penelitian ini diperlihatkan pada data tabel 3 di bawah ini.

Tabel 3. Hasil Penelitian

Kecepatan (RPM)	Rise Time (s)	Overshoot (%)	Error Steady State (%)
Torsi Beban 0 N.m			
1200-2000	0,739	0,505	0,776
1800-1000	1,142	0,505	1,170
Torsi Beban 75 N.m			
1200-2000	1,002	0,508	1,104
1800-1000	1,580	0,504	1,654
Torsi Beban 0-75 N.m			
1200-2000	0,732	0,501	1,104
1800-1000	1,132	0,503	1,431
Torsi Beban 75-0 N.m			
1200-2000	1,021	0,509	1,664
1800-1000	1,598	0,509	1,943

4. KESIMPULAN

4.1 Kesimpulan

Dari hasil penelitian dan pembahasan tentang karakteristik respon transien motor induksi tiga fasa berbasis algoritma vektor kontrol yang telah disimulasikan dan dianalisa maka dapat disimpulkan bahwa :

- a) Berdasarkan hasil penelitian pada tabel 3, bahwa metode vektor kontrol yang digunakan sebagai pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa, telah diperoleh karakteristik respon transien yang baik saat diuji perubahan kecepatan dan torsi beban yang berbeda dengan nilai *gain* yang diberikan yaitu K_p : 1700 dan K_i : 1850 pada controller PI.
- b) Untuk pengujian torsi beban 0 N.m dengan perubahan kecepatan 1200-2000 RPM didapatkan karakteristik respon kecepatan sebagai berikut: *rise time* = 0.739, *overshoot* = 0.505, *error steady state* = 0.776, lalu pada kecepatan 1800-1000 RPM diperoleh: *rise time* = 1.142, *overshoot* = 0.505, *error steady state* = 1.170.

- c) Untuk pengujian torsi beban 75 N.m dengan perubahan kecepatan 1200-2000 RPM didapatkan karakteristik respon kecepatan sebagai berikut: $rise\ time = 1.002$, $overshoot = 0.508$, $error\ steady\ state = 1.104$, lalu pada kecepatan 1800-1000 RPM diperoleh: $rise\ time = 1.580$, $overshoot = 0.504$, $error\ steady\ state = 1.654$.
- d) Untuk pengujian torsi beban 0-75 N.m dengan perubahan kecepatan 1200-2000 RPM didapatkan karakteristik respon kecepatan sebagai berikut: $rise\ time = 0.732$, $overshoot = 0.501$, $error\ steady\ state = 1.104$, lalu pada kecepatan 1800-1000 RPM diperoleh: $rise\ time = 1.132$, $overshoot = 0.503$, $error\ steady\ state = 1.431$.
- e) Untuk pengujian torsi beban 75-0 N.m dengan perubahan kecepatan 1200-2000 RPM didapatkan karakteristik respon kecepatan sebagai berikut: $rise\ time = 1.021$, $overshoot = 0.509$, $error\ steady\ state = 1.664$, lalu pada kecepatan 1800-1000 RPM diperoleh: $rise\ time = 1.598$, $overshoot = 0.509$, $error\ steady\ state = 1.943$.

4.2 Saran

Dalam penelitian ini masih banyak sekali kekurangan dan ketidaksempurnaan. Untuk itu, perlu dilakukan pengembangan agar ke depannya menjadi sempurna ataupun lebih baik lagi dan untuk pengembangan lebih lanjut, disarankan untuk menerapkan controller berbasis AI (*Artificial Intelligence*), misalnya dengan menggunakan *Genetic Algorithm* (GA) atau ANFIS (*Adaptive Neuro Fuzzy Inference System*) sehingga akan didapatkan metode *tuning* secara otomatis dan lebih baik pada nilai *gain* Kp dan Ki dari controller PI saat terjadi perubahan kecepatan dan torsi beban pada motor induksi tanpa perlu merubah nilai Kp dan Ki secara manual.

REFERENSI

- [1] Era P., Ananto M. W., Soebagio, Mauridhi H. P., "Pengembangan Metoda Self Tuning Parameter PID Controller Dengan Menggunakan Genetic Algorithm Pada Pengaturan Motor Induksi Sebagai Penggerak Mobil Listrik", *Seminar Nasional Aplikasi Teknologi Informasi 2009 (SNATI 2009)*. ISSN : 1907-5022, 2009.
- [2] Rizalun I., "Pengaturan Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa Menggunakan Metode Vektor Kontrol Berbasis Jaringan Syaraf Tiruan Radial Basis Function – PD (JST RBF-PD) Hybrid", *Tesis*, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya, 2015.
- [3] Anwar H., "Pengaturan Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa Menggunakan Logika Fuzzy", *Skripsi*, Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia, 2008.
- [4] Era P., Gigih P., Endro W., M. Machmud Rifadil, "Pengembangan Model Motor Induksi Sebagai Penggerak Mobil Listrik Dengan Menggunakan Metode Vektor Kontrol", *Jurnal Ilmiah Elite Elektro*, Vol. 2, No.2, September 2011 : 67-72, 2011.
- [5] Yanu S., "Mitigasi Voltage Sag Dengan Dynamic Voltage Restorer Berbasis Pre-Sag Menggunakan Matlab/Simulink", *Tesis*, Magister Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Universitas Islam Sultan Agung, 2015.
- [6] Ashish D., Sanjay D., "Matlab Simulation And Comparison Of Sigle Phase To Three Phase Converter Fed Induction Motor Drive Using One And Two Rectifier", *International Journal Of Modern Engineering Research (IJMER)*. ISSN: 2249-6645. Vol.4, Iss 5, May. 2014, Hal 43, 2014.
- [7] Dr. M. J. Willis. "Proportional-Integral-Derivative Control". University of Newcastle: Dept. of Chemical and Process Engineering, 1999.
- [8] Bose, Bimal K., "Modern Power Electronics And AC Drives", The University Of Tennessee: Knoxville, Pretince Hall, Inc. United State Of America, 2002.