

PEMODELAN DIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (DFOC) PADA PENGATURAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI TIGA PHASA

Rizana Fauzi¹, Jumiyatun², Maryantho³

^{1,2,3} Dosen, Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Tadulako

email: rfauzi86@gmail.com

Abstract

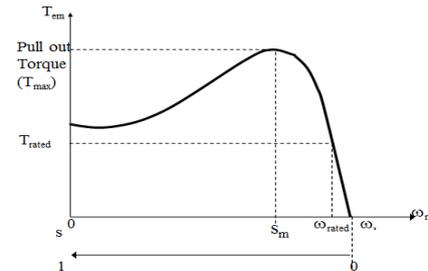
The 3 phase induction motor in its use is increasingly growing, so research on the speed regulation of the 3 phase induction motor is also increasingly being studied. This is because the use of 3 phase induction motors in industry and especially hybrid vehicles is increasingly being developed. But there are some disadvantages of induction motors, one of which is the characteristics of non-linear parameters, especially rotor resistance which has varying values for different operating conditions, so it cannot maintain its speed constantly if there is a change in load. This of course can affect the performance of an induction motor. To get a constant speed and better system performance on load changes a controller / controller is needed. This study aims to model the parameters used in Direct Field Oriented Control (DFOC) using Matlab SIMULINK. With the controlled dq parameter, the induction motor will be more stable, because the dq parameter determines the stability of the changes in torque and flux in the induction motor. In the results of implementation, it can be seen that the use of DFOC can be used as an approach in the speed regulation of the induction motor. and with the use of PI controls it can help the output response get better with a shorter response time to reach the reference value.

Keywords: induction motor, DFOC, PI

I. PENDAHULUAN

Motor induksi 3 fasa merupakan motor listrik yang sangat sering diaplikasikan khususnya pada dunia industri. Aplikasi motor induksi 3 phase semakin lama semakin berkembang, dikarenakan kehandalannya pada penggunaan di industri dan khususnya pada kendaraan hybrid semakin banyak dikembangkan. Diantara kelebihan motor induksi 3 phase juga terdapat beberapa kekurangan, salah satunya adalah karakteristik parameter yang tidak linier, terutama resistansi rotor yang memiliki nilai yang bervariasi untuk kondisi operasi yang berbeda, sehingga tidak dapat mempertahankan kecepatannya secara konstan bila terjadi perubahan beban. Dikarenakan hal tersebut, untuk mendapatkan kecepatan yang konstan dan respon sistem yang lebih

baik terhadap perubahan beban maka dibutuhkan pengendali.

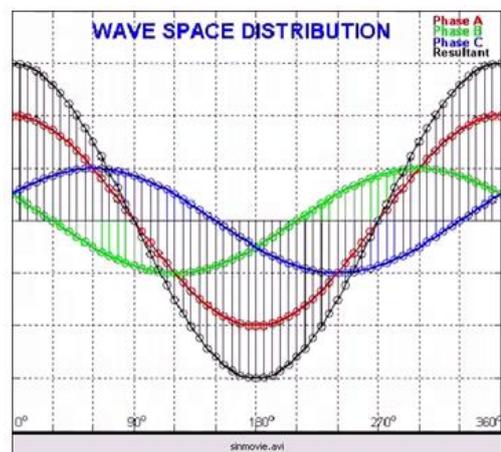


Gambar 1. Karakteristik motor induksi

Pada gambar 1, dapat dilihat ilustrasi pada motor induksi pada saat kecepatan rotor mulai nol hingga kecepatan maksimalnya, untuk bergerak dengan kecepatan rendah, arus yang dibutuhkan sangat tinggi hingga mencapai tujuh kali arus kerjanya, sedangkan saat kecepatannya mulai tinggi, arus yang dibutuhkan berkurang hingga arus kerja normalnya.

Dasar Teori

Pada prinsipnya motor Induksi 3 phase bekerja dengan memanfaatkan perbedaan fasa sumber untuk menimbulkan gaya putar pada rotornya. Jika pada motor Induksi 1 phase untuk menghasilkan beda phase diperlukan penambahan komponen kapasitor, pada motor 3 phase perbedaan phase sudah didapat langsung dari sumber seperti terlihat pada gambar arus 3 phase berikut ini:



Gambar 2. Grafik arus 3 fasa

Persamaan untuk pemodelan motor induksi, adalah sebagai berikut :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \bar{\lambda}_s + j\omega_e \bar{\lambda}_s \quad (1)$$

$$\bar{0} = R_r \bar{i}_r + \bar{\lambda}_r + j(\omega_e - \omega_r) \bar{\lambda}_r \quad (2)$$

$$\bar{\lambda}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \quad (3)$$

$$\bar{\lambda}_r = L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r \quad (4)$$

$$T_e = 3 \frac{P}{2} \frac{I_r^2 r_r}{S W_e} \quad (5)$$

Jika dipergunakan pengamatan konvensional, diperkirakan fluks stator dihitung berdasarkan persamaan motormenggunakan integrator murni sebagai berikut :

$$\hat{\psi}_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) dt \quad (6)$$

$$\hat{\psi}_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) dt \quad (7)$$

Diperkirakan fluks rotor dihitung dari perkiraan statorfluks sebagai berikut:

$$\hat{\psi}_{r\alpha} = -\left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_r}{L_m} \hat{\psi}_{s\alpha} \quad (8)$$

$$\hat{\psi}_{r\beta} = -\left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m}\right) i_{s\beta} + \frac{L_r}{L_m} \hat{\psi}_{s\beta} \quad (9)$$

Perkiraan Sudut untuk fluks rotors diperoleh sebagai berikut.

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} \text{ where } \hat{\theta}_r = \quad (10)$$

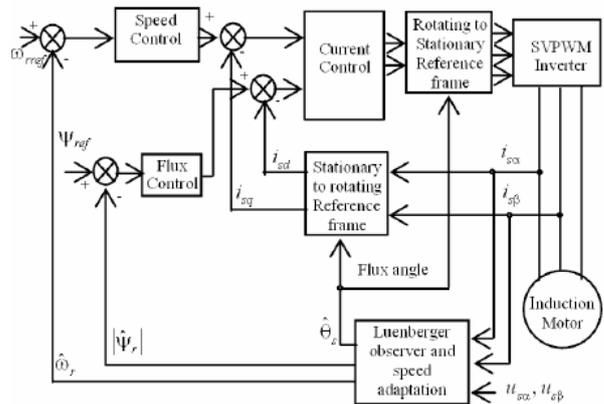
$$\tan^{-1} \left(\frac{\hat{\psi}_{r\beta}}{\hat{\psi}_{r\alpha}} \right)$$

Sehingga untuk mendapatkan kecepatan yang konstan dan peformansi motor yang lebih baik pada kecepatan rendah, dibutuhkan suatu metode pengontrolan yang mampu mengatasi setiap perubahan parameter pada motor induksi. Pada gambar di atas, arus 3 phase memiliki perbedaan phase 60 derajat antar phasanya. Dengan perbedaan ini, maka penambahan kapasitor tidak diperlukan. Konstruksi motor induksi secara detail terdiri atas dua bagian, yaitu : bagian stator dan bagian rotor. Stator adalah bagian motor yang diam, terdiri dari : badan motor, inti stator, belitan stator, bearing dan terminal box. Bagian rotor adalah bagian motor yang berputar, terdiri atas rotor sangkar dan poros rotor. Konstruksi motor induksi tidak memiliki komutator dan sikat arang. Ada dua jenis rotor pada motor induksi, yaitu jenis rotor sangkar tupai (sequirrel-cage rotor) dan rotor belitan (wound-rotor). Kedua rotor ini mempunyai konstruksi stator dan prinsip kerja yang sama.

II. METODE PENELITIAN

Direct Field Oriented Control (DFOC)

Metode kendali kecepatan dengan Direct Field Oriented Control (DFOC) adalah suatu metode pengaturan medan pada motor AC, di mana dari sistem coupled diubah menjadi sistem decoupled. Dengan sistem ini arus penguatan dan arus beban motor dapat dikontrol secara terpisah, dengan demikian torsi dan fluksi juga dapat diatur secara terpisah, seperti halnya motor DC. Pada DFOC yang diatur adalah banyaknya fluks yang akan berdampak langsung dengan perubahan kecepatan pada motor induksi. Pengukuran besarnya fluks tidak diukur secara langsung, melainkan dapat diperkirakan dengan perubahan nilai dari kecepatan rotor motor yang dimonitor oleh sensor rotari. Kecepatan motor diumpan balikkan kemudian dibandingkan dengan kecepatan referensi oleh suatu komparator.



Gambar 5. diagram blok pengaturan kecepatan motor induksi dengan DFOC[1]

Fluks rotor dan torsi dapat dikontrol secara terpisah oleh arus stator direct-axis (i_{ds}) dan arus quadratur-axis (i_{qs}) secara berurutan. Besar arus quadratur-axis referensi (i_{qs}^*) dapat dihitung dengan torsi referensi T_e^* menggunakan persamaan berikut,

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} * \frac{2}{P} * \frac{L_r}{L_m} * \frac{T_e^*}{\lambda_r^*} \quad (11)$$

dengan L_r adalah induktansi rotor, L_m adalah induktansi mutual, dan λ_r^* adalah fluks linkage rotor estimasi, yang diperoleh dari persamaan berikut,

$$\lambda_r = \frac{L_m i_{ds}}{1 + \tau_r S} \quad (12)$$

Dengan $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ adalah konstanta waktu rotor.

Besarnya arus direct-axis stator referensi i_{qs}^* adalah tergantung dari input fluks referensi λ_r^* yaitu,

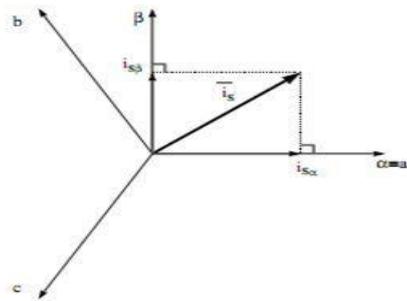
$$i_{ds}^* = \frac{\lambda^*}{L_m} \tag{13}$$

Sudut flux rotor θ_e untuk transformasi koordinat diperoleh dari perhitungan antara kecepatan putaran rotor ω_m dan kecepatan slip ω_{sl} , dengan persamaan,

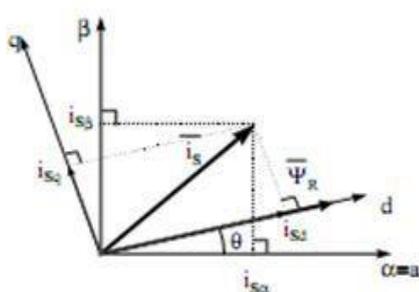
$$\theta_e = \int (\omega_m + \omega_{sl}) dt \tag{14}$$

Transformasi Clarke

Transformasi Clarke atau yang juga sering disebut sebagai transformasi $\alpha\beta$ merupakan transformasi sistem tiga fasa (a,b,c) menjadi sistem dua fasa (α,β) yang stasioner. Jika dianggap arus a, b, dan c bernilai sesuai dengan fungsi sinusoidal dan memiliki perbedaan fasa sebesar 120° satu sama lainnya, maka arus tiga fasa tersebut dapat diubah ke dalam dua fasa yang diam, yaitu sumbu $\alpha-\beta$, atau sumbu α sebagai nilai real-nya, dan sumbu β sebagai nilai imajiner-nya (kerangka referensi stator). Transformasi clarke dapat dilihat pada Gambar 1. berikut:



Gambar 6. Transformasi Clarke



Gambar 7. Transformasi Clarke

Arus \bar{i}_s pada Gambar 8a. diatas bila dinyatakan sebagai fungsi dari komponen tiga fasa adalah sebagai berikut:

$$\bar{i}_s = i_{sa}e^{j0^\circ} + i_{sb}e^{j120^\circ} + i_{sc}e^{j240^\circ} \tag{16}$$

dan dengan menggunakan identitas Euler $e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + jsin(\omega t)$ maka komponen i_{sa} dan i_{sb} dari vector \bar{i}_s (dengan *super script* s mengimplikasikan

kerangka referensi stasioner/stator) dapat dinyatakan sebagai:

$$\bar{i}_s^s = i_{sa} + ji_{sb} \tag{17}$$

sehingga persamaan dalam bentuk matriks untuk mengubah komponen tiga fasa menjadi dua fasa, adalah sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{18}$$

dengan konstanta $\sqrt{\frac{2}{3}}$ yang menunjukkan sistem *power invariant*.

Transformasi Park merupakan transformasi sistem dua fasa stasioner, α dan β , menjadi sistem dua fasa yang berputar, *direct* (d) dan *quadrature* (q) atau seringkali disebut transformasi dq. Dari gambar 8b diatas, hubungan antara vector \bar{i}_s^s pada kerangka referensi stasioner dan vector \bar{i}_s^e pada kerangka referensi yang bergerak adalah:

$$\bar{i}_s^e = \bar{i}_s^s e^{-j\theta} \tag{19}$$

persamaan di atas dapat dijabarkan menjadi:

$$i_{sd} = ji_{sq} = \tag{20}$$

$$(i_{s\alpha} + ji_{s\beta})[\cos(-\theta) + jsin(-\theta)]$$

atau bila persamaan di atas dinyatakan dalam matriks, maka:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{21}$$

Transformasi Clarke di dalam field oriented control motor induksi digunakan untuk mentransformasikan arus stator tiga fasa ($i_a, i_b, \text{ dan } i_c$) pada bidang stasioner (stationary reference frame) ke arus stator ortogonal dua fasa (i_α dan i_β) pada bidang ortogonal (orthogonal reference frame). Sedangkan Transformasi Park digunakan untuk mentransformasikan arus stator (i_α dan i_β) ke arus stator dua fasa (i_{ds} dan i_{qs}) pada bidang putar (rotating reference frame).

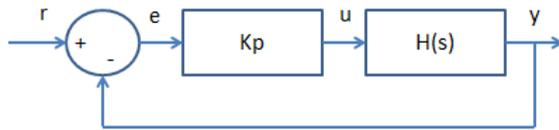
Kendali Proporsional-Integral (P-I)

Sistem kontrol PI terdiri dari dua buah cara pengaturan yaitu kontrol P (*Proportional*) dan I (*Integral*), dengan masing-masing memiliki kelebihan dan kekurangan. Dalam perancangan sistem kontrol PI yang perlu dilakukan adalah mengatur parameter P dan I agar tanggapan sinyal keluaran system terhadap masukan tertentu sebagaimana yang diinginkan.

Kendali Proporsional

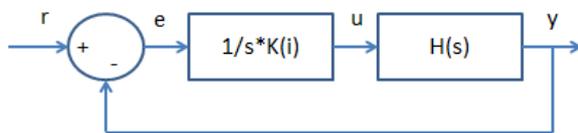
Kontrol P jika $G(s) = kp$, dengan k adalah konstanta. Jika $u = G(s) \cdot e$ maka $u = Kp \cdot e$ dengan

Kp adalah Konstanta Proporsional. Kp berlaku sebagai Gain (penguat) saja tanpa memberikan efek dinamik kepada kinerja kontroler. Penggunaan kontrol P memiliki berbagai keterbatasan karena sifat kontrol yang tidak dinamik ini. Walaupun demikian dalam aplikasi-aplikasi dasar yang sederhana kontrol P ini cukup mampu untuk memperbaiki respon transien khususnya rise time dan settling time.



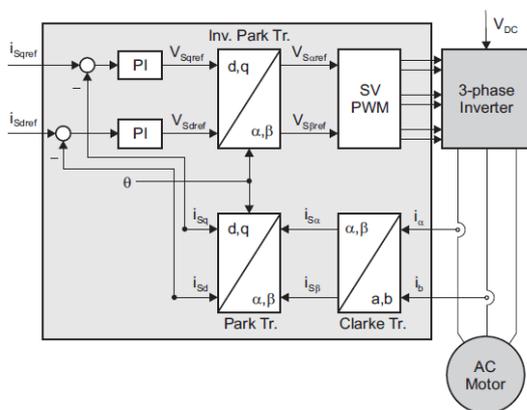
Gambar 7. a.Kendali P, b.Kendali I
Kendali Integratif

Jika $G(s)$ adalah kontrol I maka u dapat dinyatakan sebagai $u(t) = [\int e(t)dt]Ki$ dengan Ki adalah konstanta Integral, dan dari persamaan diatas, $G(s)$ dapat dinyatakan sebagai $u = Kd.[\Delta e / \Delta t]$ Jika $e(T)$ mendekati konstan (bukan nol) maka $u(t)$ akan menjadi sangat besar sehingga diharapkan dapat memperbaiki error. Jika $e(T)$ mendekati nol maka efek kontrol I ini semakin kecil. Kontrol I dapat memperbaiki sekaligus menghilangkan respon steady-state, namun pemilihan Ki yang tidak tepat dapat menyebabkan respon transien yang tinggi sehingga dapat menyebabkan ketidakstabilan sistem.



Gambar 8. Kendali I

Desain Sistem

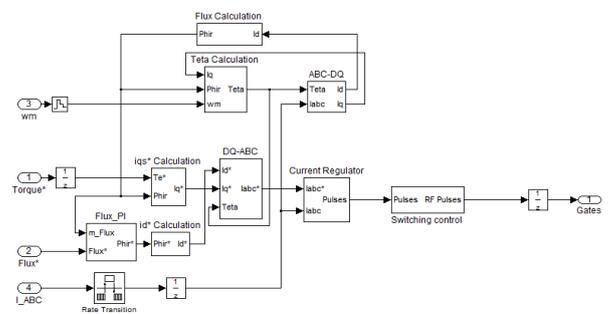


Gambar 8. Blok Desain Sistem

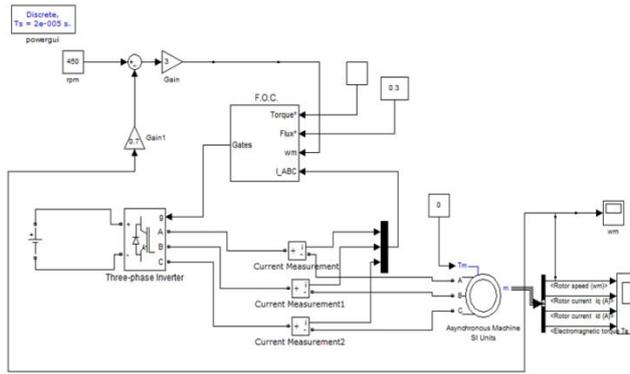
Pada bagan di atas, dapat kita lihat bahwa arus stator direct-axis (i_{ds}^*) yang digunakan untuk penguatan flux dibuat konstan yang kemudian dijadikan parameter untuk IFOC dan pembanding konstan pada slip. Kecepatan putar rotor aktual secara kontinu dibaca oleh sensor kecepatan yang kemudian dibandingkan dengan kecepatan rotor referensi. Nilai selisih antara kecepatan rotor aktual dan referensi kemudian dijadikan sebagai nilai error yang akan diolah oleh kendali PI yang keluarannya berupa nilai arus quadratur-axis (i_{qs}^*). Arus stator direct-axis (i_{ds}^*) dan nilai arus quadratur-axis (i_{qs}^*) dengan metode IFOC ditransformasi menjadi arus sefasastasioner referensi ($i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$) yang diolah oleh PWM inverter menjadi arus 3 phase untuk menggerakkan motor induksi 3 phase.

Table 1. parameter of induction motor

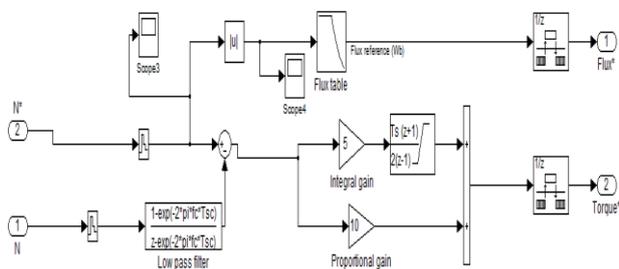
No.	Parameter	value
1.	Nominal power	3730 VA
2.	Voltage line-line	460 V
3.	Frequency	60 Hz
4.	Rotor resistance	0.816 ohm
5.	Mutual inductance	69.31e-3 H



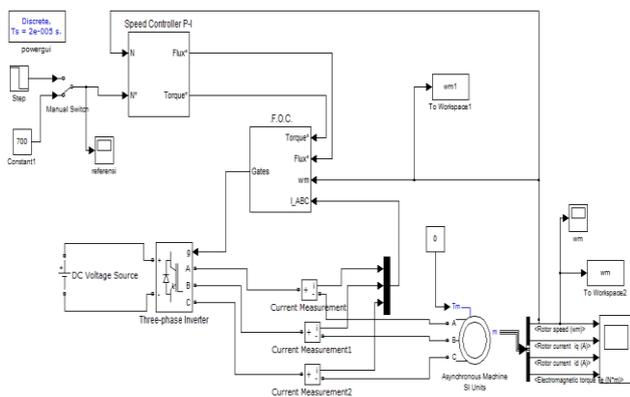
Gambar 9. Blok proses FOC



Gambar 10. Kendali motor induksi yang hanya menggunakan FOC



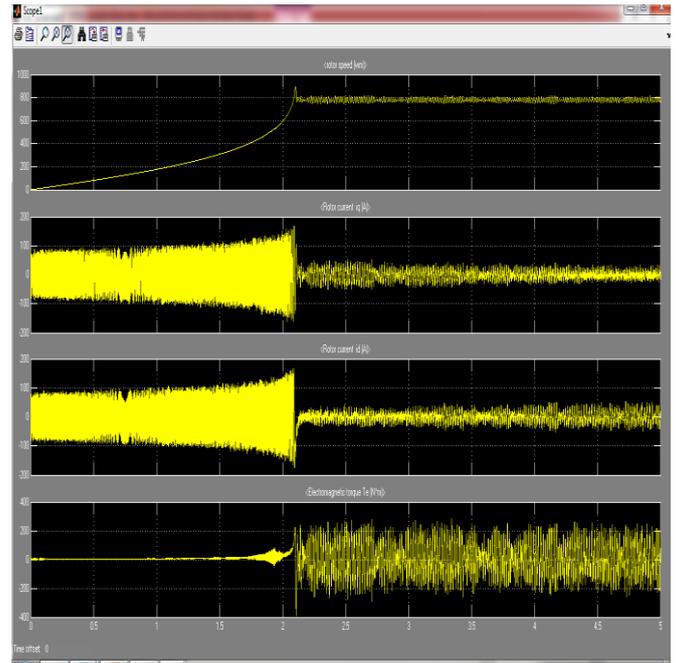
Gambar 11. Kendali kecepatan dengan Kendali PI



Gambar 12. FOC dengan menggunakan kendali kecepatan PI pada motor induksi

III. HASIL DAN PEMBAHASAN

Menggunakan DFOC tanpa kendali kecepatan P-I

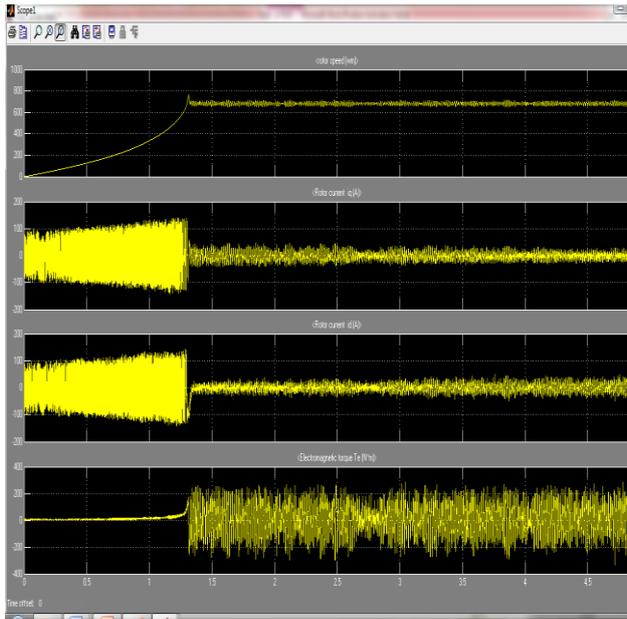


Gambar 13. Grafik output perubahan kecepatan dengan acuan perubahan parameter d-q (parameter arus torsi dan arus medan)

Pada gambar 13 terlihat bahwa nilai perubahan penguatan arus torsi sangat tidak stabil. Dan penguatan arus medan juga mengalami perubahan yang tidak stabil. Hal ini tentu saja mempengaruhi respon kecepatan, yang dapat dilihat pada grafik rotor speed. Sistem baru mencapai nilai referensi sebesar 800rpm dalam waktu 2 detik. Hal ini mengakibatkan respon sistem cukup lama dari awal start hingga mencapai nilai referensi.

Saat mencapai nilai referensi. Sistem mengalami overshoot sebesar 150rpm, dan saat mencapai nilai referensi, sistem beresilasi dan belum mencapai nilai kestabilan hingga detik ke-5.

Referensi kecepatan rotor 700rpm

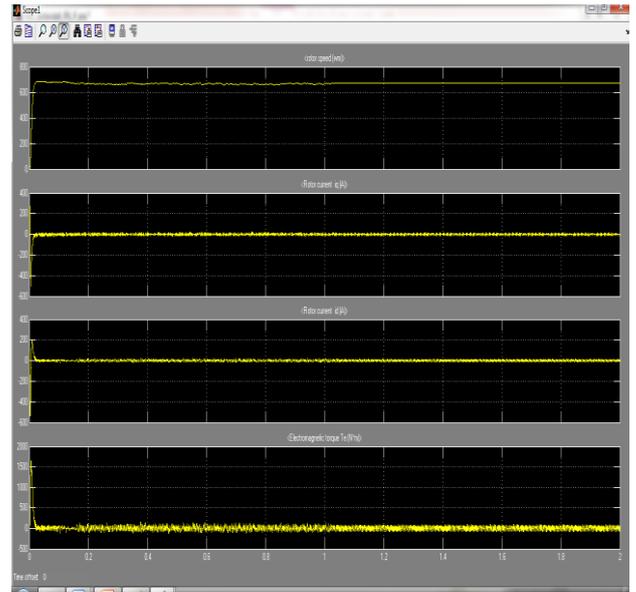


Gambar 14. Grafik output perubahan kecepatan dengan acuan perubahan parameter d-q (parameter arus torsi dan arus medan)

Pada grafik gambar 14, dapat kita lihat pada nilai referensi 700rpm, nilai arus penguatan torsi sangat tidak stabil mulai dari sistem mulai berjalan hingga mencapai nilai referensi. Saat mencapai nilai referensi perubahan nilai arus penguatan torsi masih tidak stabil. Untuk arus penguatan medan dapat dilihat bahwa perubahan yang terjadi tidak stabil mulai dari start hingga mencapai nilai referensi. Hal ini berimplikasi langsung pada ketidakstabilan kecepatan rotor mulai dari start hingga mencapai nilai referensi 700rpm.

Dengan metode DFOC berbasis kendali kecepatan P-I

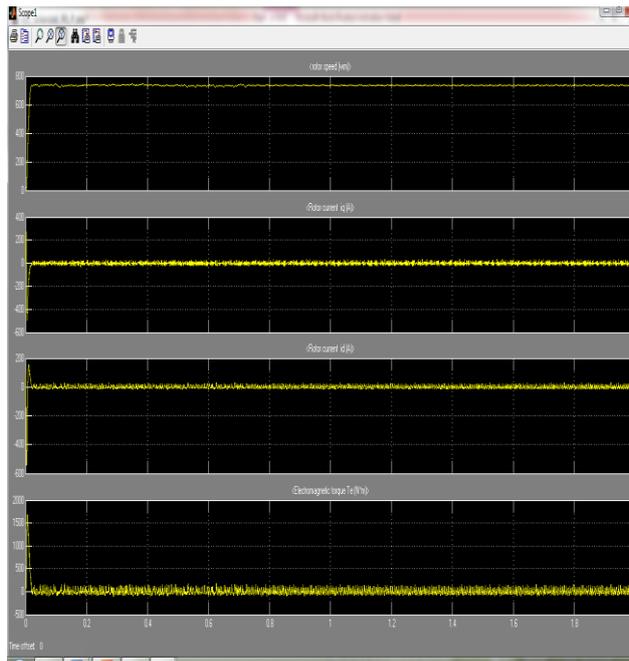
Dengan kecepatan referensi 700rpm



Gambar 15. Grafik output perubahan kecepatan dengan acuan perubahan parameter d-q (parameter arus torsi dan arus medan dengan pengendali P-I)

Pada gambar 15 terlihat bahwa nilai perubahan penguatan arus torsi cukup stabil. Dan penguatan arus medan juga mengalami perubahan yang cukup stabil. Hal ini tentu saja mempengaruhi respon kecepatan, yang dapat dilihat pada grafik rotor speed. Sistem mencapai nilai referensi sebesar 800rpm dalam waktu 0,05 detik. Hal ini mengakibatkan respon sistem sangat cepat dari awal start hingga mencapai nilai referensi. Saat mencapai nilai referensi. Sistem tidak mengalami overshoot sebesar, dan saat mencapai nilai referensi, sistem tidak berosilasi.

Dengan kecepatan referensi 800rpm



Gambar 16. Grafik output perubahan kecepatan dengan acuan perubahan parameter d-q (parameter arus torsi dan arus medan dengan pengendali P-I)

Pada grafik gambar 16, dapat kita lihat pada nilai referensi 700rpm, nilai arus penguatan torsi sangat stabil mulai dari sistem mulai berjalan hingga mencapai nilai referensi. Saat mencapai nilai referensi perubahan nilai arus penguatan torsi masih cukup stabil. Untuk arus penguatan medan dapat dilihat bahwa perubahan yang terjadi cukup stabil mulai dari start hingga mencapai nilai referensi. Hal ini berimplikasi langsung pada kestabilan kecepatan rotor mulai dari start hingga mencapai nilai referensi 700rpm. Respon sistem juga meningkat dengan time respon 0,05 detik.

Analisa Hasil

pada grafik hasil simulasi dapat dilihat bahwa :

1. Metode pengendalian medan pada motor induksi 3 phase (FOC) dapat digunakan sebagai pendekatan dalam hal pengaturan kecepatan motor induksi. Dalam hal ini pendekatan yang dilakukan oleh DFOC hanya berfungsi untuk mengubah parameter nonlinier (parameter motor ac) ke parameter linier (menyerupai motor dc), sehingga jika parameter motor induksi yang tadinya non linier dapat diubah menjadi parameter linier, maka kecepatan motor induksi itu sendiri akan lebih mudah untuk dikendalikan sesuai dengan referensi yang diinginkan. Pada simulasi dapat dilihat bahwa jika tidak menggunakan pengendali, perubahan arus torsi dan arus penguatan medan cenderung tidak stabil, yang akan menghasilkan kecepatan rotor yang tidak stabil pula.

2. Penggunaan kendali PI dapat membantu respon output menjadi lebih baik dengan waktu respon yang sangat singkat ($<0,1s$) untuk mencapai nilai referensi. Saat digunakan kendali P-I, perubahan arus torsi dan arus medan cenderung lebih stabil sehingga sistem tidak beresilasi saat start dan saat akan mencapai referensi, berbeda jika hanya menggunakan metode FOC saja. Respon sistem semakin baik, dibuktikan dengan peningkatan kecepatan respon aktual mencapai nilai referensi. Nilai overshoot tidak terjadi dengan nilai steady state error yang sangat kecil.

IV. KESIMPULAN

1. Dalam kendali kecepatan motor induksi penggunaan metode kendali medan (DFOC) saja belum mampu menghasilkan performa yang baik, sehingga diperlukan adanya kendali kecepatan yang dapat memberikan tanggapan respon input yang baik, sehingga menghasilkan keluaran yang baik dengan nilai osilasi yang sangat kecil dan respon yang cepat.
2. Penggunaan kendali PI sebagai speed controller sangat baik digunakan dikarenakan dengan adanya kendali PI, nilai eror overshoot dan undershoot dapat diminimalisir sehingga pencapaian referensi dapat dilakukan dengan cepat dan dengan tingkat eror yang relatif lebih kecil.

Daftar Pustaka

- [1] C. C. Channand K. T. Chau, Member, IEEE, (1994), An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 1.
- [2] Dong-Choon Lee, Seung-Ki Sul and Min-Ho Park, (1994), High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 30, no. 5, pp. 1247-1257.
- [3] Lashok, K., S.F. Kodad and B.V. Sankar Ram, (2009), Modelling of induction motor & control of speed using hybrid controller technology. *J. Theor. Appl. Inform. Technol.*, 10: 117-126.
- [4] M. Vasudevan, R. Arumugam, S.Paramasivam, (2005), High Performance Adaptive Intelligent Direct Torque Control Schemes for Induction Motor Drives, *Serbian Journal Of Electrical Engineering*, Vol. 2, No. 1, 93 – 116.
- [5] Nobuyoshi Mutoh, Satoru Kaneko, Taizou Miyazaki, Ryosou Masaki, and Sanshiro

- Obara, (1997), A Torque Controller Suitable for Electric Vehicles, IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 44, no. 1.
- [6] Rodriguez, J., J. Pontt, C. Silva, R. Huerta and H. Miranda, (2009), Simple direct torque control of induction machine using space vector modulation. IEEE Electr. Lett., 40(7): 412-413.
- [7] Subhankar, D., S. Abhrajit, K.S. Pradip and K.P. Goutam, (2012), PID controller based closed loop control of L- matrix based induction
- [8] S. Peresada, A. Tonielli, and R. Morici, (1999), "High-Performance Indirect Field-Oriented Output-Feedback Control of Induction Motors," *ElsevierScience, S. Peresada et al./ Automatica*, vol. 35, pp.1033-1047.