PERANCANGAN PUTARAN MOTOR INDUKSI TIGA PHASA TANPA SENSOR KECEPATAN DENGAN PENGENDALI VEKTOR ARUS DAN FULL DAN REDUCED OBSERVER BERADA PADA SUMBU DQ

Ridwan Gunawan, Feri Yusivar,Wahidin Wahab, dan Zuhal A. Kadir

Departemen Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia, Depok 16424, Indonesia

E-mail: ridwan@eng.ui.ac.id , yusivar@ ieee.org

Abstrak

Observer yang digunakan untuk estimasi kecepatan umumnya berada pada sumbu α-β, sehingga menyulitkan bila akan dilakukan kompensasi karena bagian pengendali, dekopling dan fluks model berada pada sumbu direct-quadrature dq. Setiap penggunaan transformasi memungkinkan timbulnya kesalahan. Oleh karena itu pada simulasi ini digunakan metoda estimasi kecepatan motor induksi dengan meletakkan *observer* pada sumbu *dq*. Model motor aktual yang digunakan tetap berada dalam sumbu alfa-beta, sedangkan *observer* menggunakan persamaan model motor dalam *rotor fluks oriented control* (RFOC) . Hal ini juga membuktikan bahwa penggunaan model motor yang berbeda antara aktual dan estimasi dapat dilakukan.Hasil simulasi dengan *C-MEX S-function Matlab/Simulink 6.5* menunjukkan bahwa penggunaan *full order observer* pada sumbu *dq* memberikan hasil yang cukup baik.

Abstract

Design of Induction Motor Drive Without Velocity Sensor Using Current Vector Controller with Full and Reduced Observer Moving to DQ Axis. The observer is used in estimation velocity sensor usually in α-β axis, therefore this situation will need an extra transformation when we want to add compensator because the flux model is in direct and quadrature-axis *dq*. Every used the transformation to make possible emerge an error. So in this simulation is used a method to estimate the velocity of induction motor drive with observer that is moved to dq-axis. The model of actual motor used is in alfa-beta axis, but the observer use the motor models in rotor flux oriented control (RFOC).This matter, also to prove that the different models of motor drives can be used between the actual and estimated one. The simulation results with C-MEX S-function Matlab/Simulink 6.5 to show that the full order observer in *dq* axis gives better performance than the reduced order observer.

Keywords: current vector, induction motor, controller

1. Pendahuluan

Motor induksi memiliki banyak kelebihan dibandingkan dengan motor lainnya, antara lain konstruksi yang sederhana, ukuran fisik lebih kecil, *perawatan* yang rendah, tingkat reabilitas yang tinggi dan harga murah [1].

Pengaturan kecepatan merupakan masalah utama dalam penggunaan setiap motor listrik. Kecepatan motor umumnya diukur dengan menggunakan sensor kecepatan. Hal ini seringkali kurang efektif, karena membutuhkan biaya yang lebih besar. Untuk mengatasi hal ini maka dapat dilakukan pengendalian arus motor dengan metoda vektor kontrol dan kecepatan motor diestimasi dengan menggunakan *observer*. *Observer* yang digunakan untuk mengestimasi kecepatan umumnya berada pada sumbu alfa-beta, sehingga menyulitkan jika akan dilakukan kompensasi atau perbaikan karena bagian *fluks model*, *dekopling* dan *controller* berada pada sumbu *dq*, maka dilakukan pengujian, dengan meletakkan *observer* ke dalam sumbu *dq*. Motor-motor induksi yang digunakan pada umumnya motor tiga fasa, sedangkan model motor yang dikembangkan sampai saat ini adalah dua fasa, karena perhitungan dan analisa yang dilakukan menjadi lebih mudah [3]. Oleh karena itu diperlukan suatu metode untuk mentransformasi dari tiga fasa menjadi dua fasa.

Transformasi Clarke adalah transformasi tiga fasa menjadi dua fasa *diam* (alfa-beta). *Transformasi Park* adalah transformasi dua fasa *diam* menjadi dua fasa

berputar (dq). Sehingga matrik transformasi dari tiga fasa ke dua fasa *berputar* adalah:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

2. Metode Penelitian

Persamaan umum motor induksi [2] :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt}\vec{\psi}_s + j\omega_e \vec{\psi}_s \quad (2.1)$$

$$\vec{V}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d}{dt}\vec{\psi}_r + j(\omega_e - \omega_r)\vec{\psi}_r \quad (2.2)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2.3)$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (2.4)$$

Model motor induksi dalam sumbu alfa-beta, dengan ω_e nol, dan karena rotor merupakan jenis *rotor sangkar*, maka tegangan rotor v_r adalah nol, sehingga model motor induksi aktual :

$$\frac{d}{dt}i_{s\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} + \left(-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma\tau_r}\right)i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r}\psi_{r\alpha} + \frac{L_m\omega_r}{\sigma L_s L_r}\psi_{r\beta} \quad (2.5)$$

$$\frac{d}{dt}i_{s\beta} = \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}\left(-R_s - \frac{L_m^2}{\tau_r L_r}\right)i_{s\beta} + \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r L_r}\psi_{r\beta} - \frac{L_m\omega_r}{\sigma L_s L_r}\psi_{r\alpha} \quad (2.6)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{r\alpha} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r}L_m i_{s\alpha} - \omega_r\psi_{r\beta} \quad (2.7)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r}L_m i_{s\beta} + \omega_r\psi_{r\alpha} \quad (2.8)$$

dengan : $\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$ dan $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

Persamaan tegangan stator dalam sumbu *d* dan *q* adalah v_{sd} dan v_{sq} , pengendali yang digunakan adalah pengendali PI, namun pengendali ini hanya dapat mengendalikan sistem yang linier, sehingga v_{sd} dan v_{sq} harus dilinierisasi dengan menggunakan dekopling.

$$v_{sd} = u_{sd} + v_{cd} \quad ; \; v_{sq} = u_{sq} + v_{cq} \quad (2.9)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_s\sigma\frac{d}{dt}i_{sd} \; ; \; u_{sq} = R_s i_{sq} + L_s\sigma\frac{d}{dt}i_{sq} \quad (2.10)$$

$$v_{cd} = -\omega_e L_s \sigma i_{sq} + L_s(1-\sigma)\frac{d}{dt}i_{mr} \quad (2.11)$$

$$v_{cq} = \omega_e L_s \sigma i_{sd} + L_s(1-\sigma)\omega_e i_{mr} \quad (2.12)$$

dengan: v_{cd} dan v_{cq} tegangan kopling u_{sd} dan u_{sq} : tegangan *stator* setelah di-*dekopling*.

Persamaan *fluks model* adalah :

$$\frac{d}{dt}i_{mr} = \frac{R_r}{L_r}(i_{sd} - i_{mr}) \quad (2.13)$$

$$\omega_e = p\omega_r + \frac{R_r}{L_r}\frac{i^*_{sq}}{i_{mr}} \quad (2.14)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_e = \omega_e \quad (2.15)$$

persamaan kecepatan rotor dan torsi adalah [8]:

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{(T_e - T_l)}{J} \quad (2.16)$$

$$T_e = N\frac{L_m}{L_r}i_{sq}\psi_{rd} = N\frac{L_m^2}{L_r}i_{sq}i_{mr} = N(1-\sigma)L_s i_{sq} i_{mr} \quad (2.17)$$

Putaran motor dikendalikan dengan menggunakan pengendali proporsional dan integral. Arus i_{sd}^* yang diberikan konstan sebesar 2 A sedangkan arus i_{sq}^* diberikan nilai secara bervariasi dengan arus maksimum 3 A, minimum -1 A dan stabil pada 0,2 A. Berdasarkan persamaan dekopling tegangan dan rumus umum pengendali PI, maka didapat konstanta K_p dan K_i untuk sumbu *d* sebagai berikut:

$$k_{idp} = \frac{L_s\sigma}{T_d} \qquad k_{idi} = \frac{R_s}{T_d} \quad (2.18)$$

dan konstanta K_p dan K_i untuk sumbu *q* sebagai berikut:

$$k_{iqp} = \frac{L_s\sigma}{T_d} \qquad k_{iqi} = \frac{R_s}{T_d} \quad (2.19)$$

Observer yang digunakan untuk estimasi arus, fluks dan kecepatan diletakkan pada sumbu *dq*, sehingga nilai ω_e tidak lagi sama dengan nol, tetapi berubah setiap saat.

Model sistem dinyatakan dalam *state* variabel, dengan matrik A dan C adalah *observable*:

$$\dot{x} = Ax + Bu \qquad y = Cx \quad (3.1)$$

persamaan *observer* dinyatakan sebagai berikut:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + G(y - \hat{y}) \qquad \hat{y} = C\hat{x} \quad (3.2)$$

Tanda 'topi' menunjukkan nilai yang diestimasi.
Model motor dalam sumbu *dq*, dalam bentuk *state space*:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s}-\frac{(1-\sigma)}{\sigma\tau_r} & \omega_e & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{\sigma L_s}-\frac{(1-\sigma)}{\sigma\tau_r} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & (\omega_e-\omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & -(\omega_e-\omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\dot{x} = A \quad x + B \quad u \tag{3.3}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

$$y = C \quad x$$

Gain observer ditentukan, dengan menggunakan model motor induksi dalam sumbu *dq* dengan persamaan *state space* sebagai berikut :

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = A\hat{x} + Bu + G(\overline{i_s} - \hat{i}_s) \quad \text{dengan:} \tag{3.5}$$

$$G = \begin{bmatrix} g_1 I + g_2 J \\ g_3 I + g_4 J \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Nilai *eigen* dari model motor μ dan nilai *eigen* dari model *observer* adalah λ, dan besarnya nilai *eigen* dari model observer adalah k kali dari nilai *eigen* model motor, dengan menggunakan persamaan identitas, dan mengasumsikan nilai $\hat{\omega}_e = \hat{\omega}_r$, maka didapat nilai *gain observer* sebagai berikut:

$$g_1 = \frac{(k-1)}{k}\left[-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{\sigma L_r}\right] \; ; \; g_2 = -\frac{(k-1)}{k}(\hat{\omega}_r) \tag{3.6}$$

$$g_3 = \frac{(k-1)}{k(\hat{\omega}_r^2 \tau_r^2 + 1)}\left(\frac{R_s R_r \tau_r + L_s R_r - \sigma \tau_r L_s L_r \hat{\omega}_r^2}{L_m}\right) \tag{3.7}$$

$$g_4 = \frac{(k-1)}{k(\hat{\omega}_r^2 \tau_r^2 + 1)}\left(\frac{(R_s L_r \tau_r + R_r L_s \tau_r + \sigma L_s L_r)\hat{\omega}_r}{L_m}\right) \tag{3.8}$$

Sehingga persamaan motor induksi *full order observer* adalah:

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s}V_{sd} + (-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma\tau_r})\hat{i}_{sd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r}\hat{\psi}_{rd} + \frac{L_m \hat{\omega}_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\psi}_{rq}$$
$$+ \omega_e \hat{i}_{sq} + g_1(i_{sd} - \hat{i}_{sd}) - g_2(i_{sq} - \hat{i}_{sq}) \tag{3.9}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s}V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s}(-R_s - \frac{L_m^2}{\tau_r L_r})\hat{i}_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r L_r}\hat{\psi}_{rq}$$
$$-\frac{L_m \hat{\omega}_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\psi}_{rd} - \omega_e \hat{i}_{sd} + g_2(i_{sd} - \hat{i}_{sd}) + g_1(i_{sq} - \hat{i}_{sq}) \tag{3.10}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\psi}_{rd} = -\frac{R_r}{L_r}\hat{\psi}_{rd} + \frac{R_r}{L_r}L_m \hat{i}_{sd} + (\omega_e - \hat{\omega}_r)\hat{\psi}_{rq} + g_3(i_{sd} - \hat{i}_{sd}) - g_4(i_{sq} - \hat{i}_{sq}) \tag{3.11}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\psi}_{rq} = -\frac{R_r}{L_r}\hat{\psi}_{rq} + \frac{R_r}{L_r}L_m \hat{i}_{sq} - (\omega_e - \hat{\omega}_r)\hat{\psi}_{rd} + g_4(i_{sd} - \hat{i}_{sd}) + g_3(i_{sq} - \hat{i}_{sq}) \tag{3.12}$$

Untuk estimasi kecepatan, digunakan kestabilan Lyapunov, dengan fungsi kandidat [8] :

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{\delta} \tag{3.13}$$

Sistem akan stabil jika turunan fungsi kandidat *Lyapunov* terhadap waktu lebih kecil dari nol [5]. Kesalahan dinamik observer akan stabil jika turunan V adalah *definite negative*. Nilai gain matrik G bernilai *semidefinite negative*, karena itu nilai matrik $[(A-GC)^T + (A-GC)]$ *semi definite negative*, sehingga turunan V akan *definite negative*, dan didapat nilai estimasi kecepatan rotor:

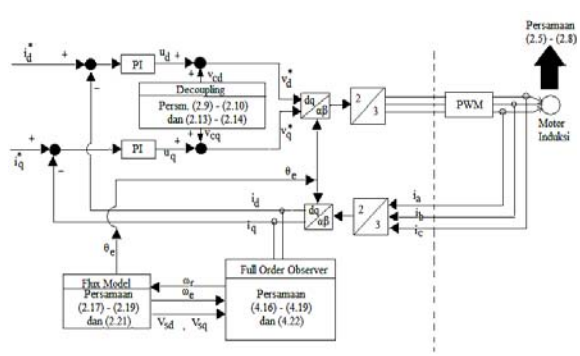
$$\hat{\omega}_r = K_p(\hat{\psi}_{rq} e_{i_{sd}} - \hat{\psi}_{rd} e_{i_{sq}}) + K_i \int (\hat{\psi}_{rq} e_{i_{sd}} - \hat{\psi}_{rd} e_{i_{sq}})dt \tag{3.14}$$

Komponen *proporsional* ditambahkan bertujuan mengurangi kesalahan tunak.

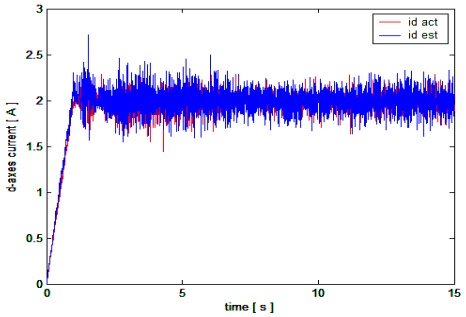
3. Hasil dan Pembahasan

Dalam percobaan simulasi yang dilakukan, menggunakan motor dengan data-data [8]:
L_m = 0,2279 H, L_r = 0,2349 H, L_s = 0,2349 H, R_s = 2,76 Ω
R_r = 2,90 Ω, P= 1 HP, pole =2 dan *waktu cuplik*: 10^{-4}s

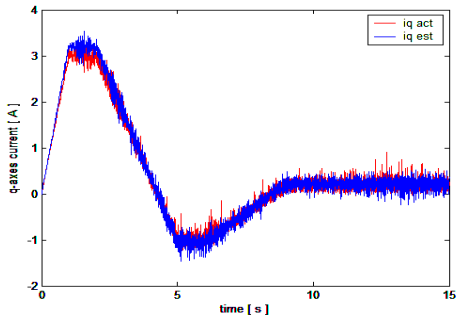
Diagram blok sistem seperti diperlihatkan pada Gambar 1.



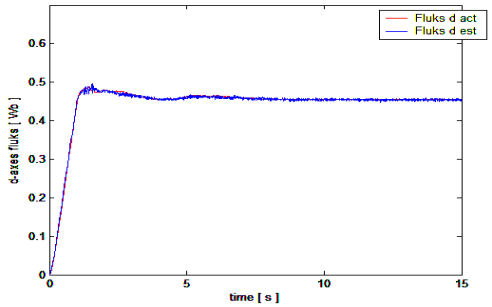
Gambar 1. Diagram blok dengan full order *observer*.



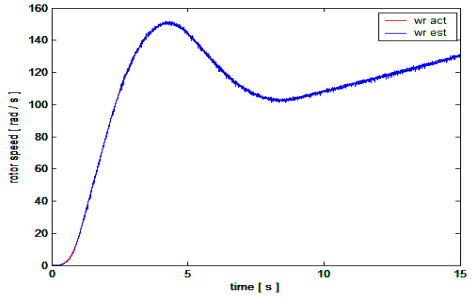
Gambar 2. Arus stator sumbu d, i_{sd}



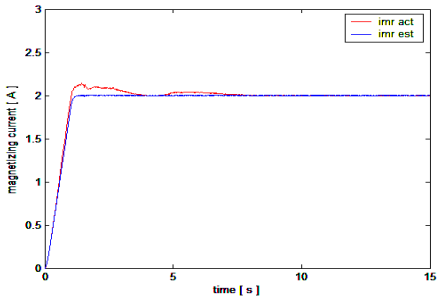
Gambar 3. Arus stator sumbu q, i_{sq}



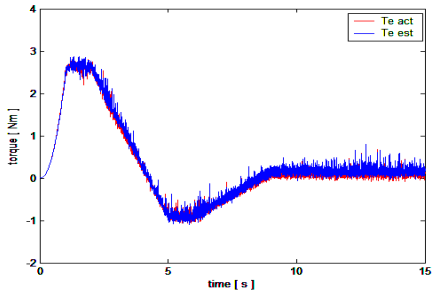
Gambar 4. Fluks rotor sumbu d, ψ_{rd}



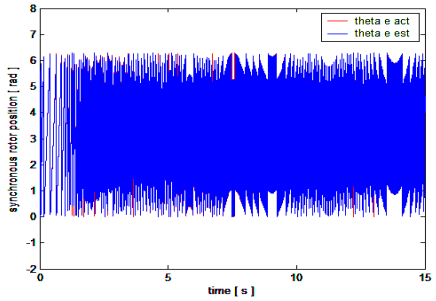
Gambar 5. Kecepatan rotor, ω_r



Gambar 6. Arus magnetisasi, i_{mr}



Gambar 7. Torsi motor, Te



Gambar 8 Posisi sinkron rotor, θ_e

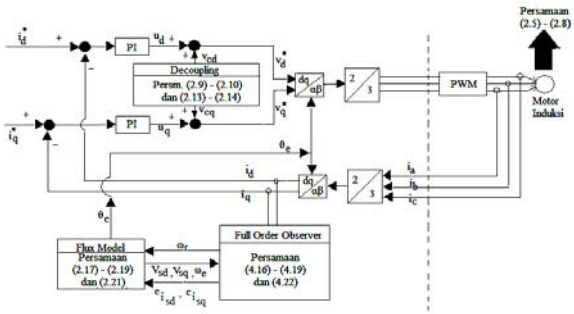
Hasil simulasi dengan $k_{observer}$ = 1.33, k_p = 8 dan k_i = 650 Diperlihatkan pada Gambar 2 sampai Gambar 8. Secara menyeluruh, hasil dari *model aktual* dengan *estimasi dari observer* menunjukkan kesesuaian, meskipun pada beberapa grafik terdapat *ripple* yang cukup besar. Selisih ini ditimbulkan oleh θ_e, karena dengan memindahkan *observer* ke sumbu *dq*, θ_e sangat mempengaruhi nilai variabel-variabel yang diestimasi. Akibat dari perbedaan nilai θ_e ini terlihat pada arus i_q dan fluks *q*, dimana nilai estimasi mengalami sedikit kenaikan pada waktu kondisi awal, dan sesudah itu menunjukkan nilai yang sama dengan aktual. Persen kesalahan yang didapat antara nilai estimasi dan aktual untuk kecepatan rotor ω_r sebesar 0,2297 %, dan untuk nilai Torsi sebesar 3,1488 %.

Persamaan kompensasi:

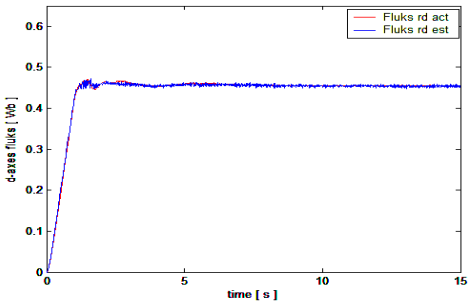
$$\frac{d}{dt} i_{mr}^{comp} = \frac{R_r}{L_r}(i_{sd} - i_{mr}^{comp} + k_{error} e_{isd}) \quad (4.1)$$

$$\omega_e^{comp} = p\omega_r + \frac{R_r}{L_r}\frac{(i_{sq}^* - k_{error} e_{isq})}{i_{mr}^{comp}} \quad (4.2)$$

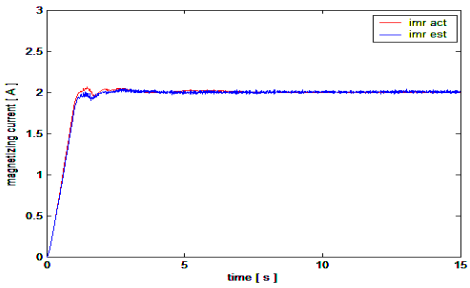
Diagram blok sistem untuk kompensasi *Full Order Observer* diperlihatkan pada Gambar 9. Hasil simulasi dengan $k_{observer}$ = 1.33, k_{error} = 0.7, k_p = 8 dan k_i = 650 (Gambar 10 dan Gambar 11).



Gambar 9. Diagram blok dengan kompensasi full order *observer*



Gambar 10. Fluks rotor sumbu d, ψ_r

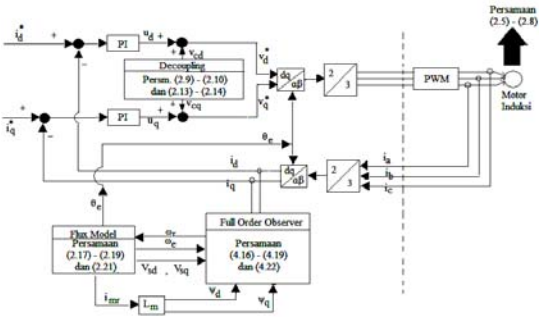


Gambar 11. Arus magnetisasi, i_{mr}

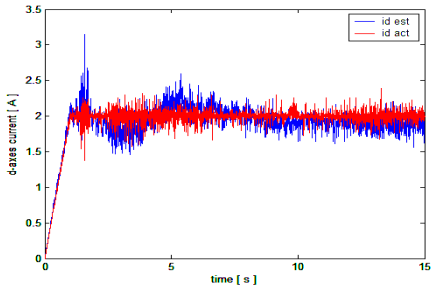
Dengan kompensasi arus, terlihat adanya pengurangan nilai lonjakan yang terjadi dan semakin cepatnya *waktu stabil* dari arus magnetisasi, fluks *d* dan fluks *q*, sementara grafik yang lain tidak banyak perbedaan. Persen kesalahan antara estimasi dan aktual untuk ω_r = 0,1081 % dan untuk T_e = 1,4308 %.

Pada *reduced order observer*, persamaan estimasi fluks dieliminasi, dan fluks dihitung mengambil nilai magnitud ψ_r

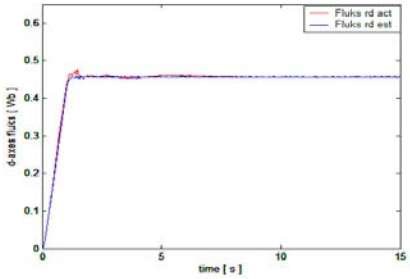
Diagram blok sistem untuk *Reduced Order Observer* diperlihatkan pada Gambar 12. Hasil simulasi dengan $k_{observer}$ = 1.33, k_p = 8 dan k_i = 650 (Gambar 13, 14, dan 15).



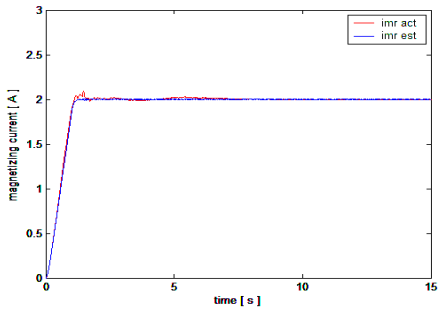
Gambar 12. Diagram blok dengan reduced order *observer*



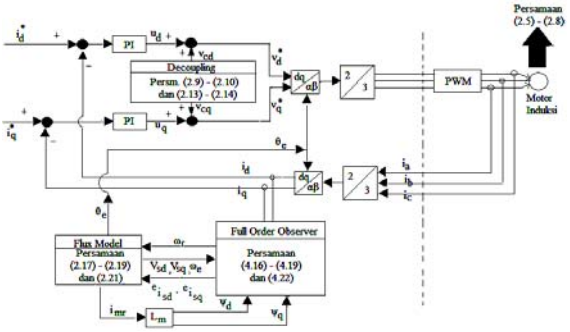
Gambar 13 Arus stator sumbu d, i_{sd}



Gambar 14. Fluks rotor sumbu d, ψ_{rd}



Gambar 15. Arus magnetisasi, i_{mr}



Gambar 16. Diagram blok sistem dengan kompensasi reduced order *observer*

Hasil yang didapat dengan menggunakan *reduced order observer* cukup baik, hanya nilai i_d kurang baik jika dibandingkan dengan hasil yang didapat menggunakan *full order observer*. Persen kesalahan antara estimasi dan aktual untuk ω_r = 0,3748 % dan untuk T_e = 3,9156 %.

Kompensasi pada *Reduced Order Observer* sama dengan kompensasi pada *Full Order Observer*. Diagram blok sistemnya diperlihatkan pada Gambar 16. Konstanta *error* yang digunakan adalah 0,005. Secara keseluruhan hasil yang didapat dengan *reduced order observer* menunjukkan kesesuaian, hal ini disebabkan nilai konstanta error yang amat kecil. Persen kesalahan antara estimasi dan aktual untuk ω_r = 0,184 % dan untuk T_e = 2,666 %. Dengan mengganti arus masukan i^*_{sq} menjadi *step* maka didapat error ω_e dan torsi Te yang lebih kecil, meskipun kompensasi tidak memberikan perubahan yang signifikan.

4. Kesimpulan

Dengan memindahkan *observer* ke sumbu *dq*, penggunaan *full order observer* memberikan hasil yang lebih baik dibandingkan dengan penggunaan *reduced order observer* berdasarkan persen kesalahan yang dihitung. Kompensasi arus *dq* pada *full order observer* memberikan hasil perbaikan yang cukup signifikan, sementara pada *reduced order observer* tidak. *Error* yang didapat dengan mengganti i^*_{sq} menjadi *step*, menunjukkan bahwa kompensasi *full order observer* memiliki persen *error* yang lebih besar dibandingkan dengan kompensasi *reduced order observer*.

Daftar Acuan

[1] T. Cao-Minh Ta, C. Chakraborty, Y. Hori, Efficiency Maximization of Induction Motor Drives for Electric Vehicles Based on Actual Measurement of Input Power, Department of Electrical Engineering, University of Tokyo, Japan

[2] P. Vas, Electric Machine and Drives: A Space Vector Theory Approach, Oxford University, New York, 1992.

[3] R. Krishnan, Electric Motor Drives, Prentice Hall, New York, 2001.

[4] P. Albertos, A. Sala, Multivariable Control Systems: An Engineering Approach, Springer-Verlag, Valencia, 2004.

[5] L. F. A. Pereira, J. F. Haffner, Proceeding of the 27th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001.

[6] O. Chee-Mun, Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice Hall, New Jersey, 1998.

[7] Fery, Skripsi Sarjana, Departemen Elektro Fakultas Teknik, Universitas Indonesia, Indonesia, 2004.

[8] R. Gunawan, Skripsi Sarjana, Departemen Elektro Fakultas Teknik, Universitas Indonesia, Indonesia, 2006.