

## SIMULASI SISTEM KONTROLER PID UNTUK MOTOR INDUKSI MENGGUNAKAN PERANGKAT LUNAK MATLAB / SIMULINK

**I Wayan Raka Ardana**

Jurusan Teknik Elektro Politeknik Negeri Bali  
Bukit Jimbaran, P.O.Box 1064 Tuban Badung-BALI  
Phone : (0361)701981, Fax : (0361)701128

### Abstrak

Motor induksi banyak digunakan pada industri karena kokoh serta handal jika dibandingkan dengan motor dc. Pada pengemudian motor induksi, kecepatan motor berubah-ubah (tidak konstan) saat terjadi perubahan parameter dan torsi beban. Secara konvensional, motor induksi dikontrol menggunakan kontroler PID. Kelemahan kontroler ini membutuhkan penalaan (tuning) kembali konstanta proporsional ( $K_p$ ), integral ( $K_i$ ) dan derivatif ( $K_d$ ) bila sistem mengalami perubahan beban atau parameter.

Pada makalah ini, diaplikasikan pengaturan kecepatan motor induksi menggunakan kontroler PID dengan metode *Field Oriented Control*. *Field Oriented Control* digunakan untuk memperbaiki sinyal kontrol arus torsi di dalam sistem kontroler PID. Ketika pengemudian dengan *Field Oriented Control* yang dikenal juga sebagai *vector controller*, motor induksi bekerja seperti mesin DC penguat terpisah, di mana torsi dan fluksi dikontrol secara terpisah. Sistem pengemudian ini disimulasikan menggunakan perangkat lunak Matlab / Simulink. Hasil simulasi menunjukkan bahwa kesalahan (*error*) *setpoint* menggunakan *Field Oriented Control* di dalam kontroler PID adalah kecil.

**Kata kunci :** *Motor Induksi, Field Oriented Control*

### Abstract

The induction motors are widely used in industries, because they are more rugged and reliable than the DC motor. In driving induction motor, motor's speed has variation against both parameter and load torque disturbances. Conventionally, induction motor is controlled using PID controller. Disadvantage of this controller is the need to returned tuning the proportional( $K_p$ ), integral( $K_i$ ) and derivative( $K_d$ ) constants when the system has a variation on loads or changes in parameter.

In this paper, the application of speed control in an induction motor using PID controller with Field Oriented Control method. Field Oriented Control is used to correct the control signal of torque current within the PID controller system. When driven by a Field Oriented Controller, also known as vector controller, an induction motor behaves like a separately excited DC machine where torque and flux are controlled independently. This control system simulation applies Matlab / Simulink software. The simulation result show the set point error using Field Oriented Control within PID controller are small.

**Keywords :** *Induction Motor, Field Oriented Control*

## 1. PENDAHULUAN

Motor dc adalah motor yang paling ideal untuk pengemudian listrik (*electric drive*), karena arus medan dan arus jangkar dapat dikontrol secara terpisah, serta kecepatan motor dapat dikontrol tanpa bantuan konverter. Namun adanya komutator pada motor dc membutuhkan pemeliharaan yang rutin, ini menyebabkan sistem kurang handal (*reliable*). Karena itu penggunaan motor dc pada industri-industri mulai tergeser oleh motor induksi. Kelebihan dari motor induksi adalah konstruksinya sederhana dan kokoh, harganya relatif murah serta perawatannya mudah. Namun kelemahan dari motor induksi adalah tidak mampu mempertahankan kecepatannya dengan konstan bila terjadi perubahan kecepatan maupun perubahan torsi beban. Untuk mendapatkan kecepatan konstan serta mampu memperbaiki kinerja motor induksi maka dibutuhkan suatu rangkaian kontroler. Rangkaian kontrol yang

umum digunakan adalah kontroler PID. (*Proportional-Integral-Derivative*).

Kontroler PID merupakan kontroler konvensional yang umum digunakan pada pengaturan kecepatan motor induksi. Menurut Chee, dkk. [IEEE, 1997], sistem kontrol dengan menggunakan kontroler PID sudah lama digunakan untuk industri karena mempunyai keandalan yang baik. Nilai parameter gain proporsional ( $K_p$ ), integral ( $K_i$ ), dan derivatif ( $K_d$ ) akan berubah jika beban berubah, oleh karena itu nilai parameter tersebut perlu dituning kembali. Kelemahan kontroler ini adalah membutuhkan perhitungan matematik yang rumit dan kompleks. Sulit menentukan (mentala) nilai gain  $K_p$ ,  $K_i$  dan  $K_d$  yang sesuai agar diperoleh kinerja motor yang bagus. Untuk mengatasi kelemahan kontroler tersebut serta memperbaiki kinerja rangkaian pengaturan kecepatan motor induksi, maka pada penelitian ini dikembangkan suatu metode kontrol *field oriented*.

Metode *field oriented control* (FOC) adalah merupakan suatu metode pengaturan arus medan dan arus torsi pada motor induksi tiga fase. Arus medan dan arus torsi dikontrol secara terpisah seperti halnya pada motor dc.

Beberapa studi tentang pengendalian motor induksi telah dikembangkan pada referensi [7-8] yang menjadi acuan pada penelitian ini. Pada penelitian ini dirancang suatu pemodelan pengaturan kecepatan motor induksi melalui simulasi pemodelan perangkat lunak (*software*) menggunakan fasilitas Simulink dan *Power System Blockset* dari MATLAB 6.2.

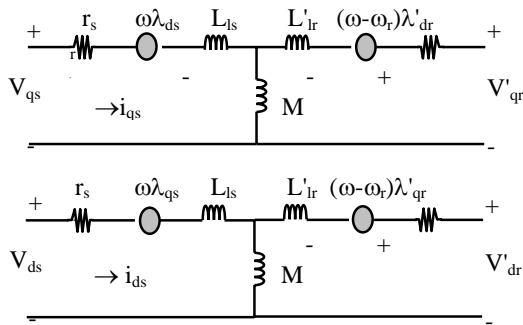
Hasil simulasi yang telah dicapai dalam bentuk grafik dan analisis menunjukkan bahwa, dengan menggunakan metode FOC mampu memberikan kriteria performansi yang tinggi. Respon dari kinerja motor induksi yang ditampilkan cukup bagus, seperti *rise-time* dan *settling-time* cepat, serta *overshoot*, *undershoot* dan *error steady state* mendekati nol. Namun *setpoint* masih perlu diperbaiki agar mendekati *setpoint* referensinya.

**2. METODE PENELITIAN**

**2.1. Studi Literatur**

**2.1.1. Pemodelan Motor Induksi Tiga Fasa**

Menurut Krause P.C. [4], rangkaian ekivalen motor induksi tiga fasa pada koordinat D-Q adalah seperti terlihat pada gambar 1 di bawah.



**Gambar 1.** Rangkaian ekivalen motor induksi tiga fasa pada koordinat D-Q

Menurut Ion Boldea [2] bahwa persamaan tegangan stator dan rotor motor induksi tiga fasa dalam koordinat A-B-C dengan  $p = d/dt$ , dapat dinyatakan dengan:

$$V_{abc} = r_s i_{abc} + p \lambda_{abc} \tag{1}$$

$$V_{abr} = r_s i_{abr} + p \lambda_{abr} \tag{2}$$

dengan:

$$p \lambda_{abc} = L_s i_{abc} + L_m i_{abr} \tag{3}$$

$$p \lambda_{abr} = L_r i_{abr} + L_m i_{abc} \tag{4}$$

Dengan transformasi dari sistem koordinat A-B-C ke sistem koordinat D-Q, maka persamaan tegangan untuk motor induksi dapat dituliskan sebagai berikut:

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \omega \lambda_{ds} \tag{5}$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega \lambda_{qs} \tag{6}$$

$$V'_{qr} = r'_r i'_{qr} + p \lambda'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} \tag{7}$$

$$V'_{dr} = r'_r i'_{dr} + p \lambda'_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} \tag{8}$$

Persamaan untuk fluksi adalah

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i'_{qr}) \tag{9}$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i'_{dr}) \tag{10}$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + L'_m (i'_{qs} + i'_{dr}) \tag{11}$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr} i'_{dr} + L'_m (i'_{ds} + i'_{qr}) \tag{12}$$

Kopel elektromagnetik dari motor induksi dinyatakan dengan:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \bar{\lambda}_m \bar{i}'_{qds} \tag{13}$$

Dalam komponen D-Q, dinyatakan dengan :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\lambda_{md} i_{qs} - \lambda_{mq} i_{ds}) \tag{14}$$

Bentuk lain yang dapat dipakai adalah:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} L_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \tag{15}$$

Persamaan gerak elektromekanis dari motor induksi adalah:

$$T_e - T_l = \frac{2J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \frac{2}{p} \omega_r \tag{16}$$

dimana  $T_l$  adalah torsi beban,  $p$  adalah jumlah kutub,  $J$  adalah momen inersia dan  $B_m$  adalah koefisien gesekan.

dengan:

$p$  = Jumlah pasang kutub

$M$  = Induktansi gandeng ( H)

$i_{dr}$  = Arus rotor pada sumbu d ( A)

$i_{qs}$  = Arus stator pada sumbu q ( A)

$i_{qr}$  = Arus rotor pada sumbu q ( A)

$i_{ds}$  = Arus stator pada sumbu d ( A)

**2.1.2. Metode Field Oriented Control**

*Field Oriented Control* (FOC) adalah suatu metode pengaturan medan pada motor ac, di mana dari sistem *coupled* dirubah 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.

• **Persamaan Decoupled FOC**

Persamaan *decoupled* [5] untuk memperoleh arus stator ( $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$ ) adalah ;

$$\begin{pmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} \tag{17}$$

di mana arus stator  $i_{ds}^*, i_{qs}^*$  (stasioner) dihitung melalui persamaan (5) berikut :

$$\begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e^*) & -\sin(\theta_e^*) \\ -\sin(\theta_e^*) & \cos(\theta_e^*) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} \quad (18)$$

magnitude arus stator ( $i_{ds}^*, i_{qs}^*$ ) dan slip ( $\omega_{sl}^*$ ) dihitung dari persamaan berikut :

$$i_{ds}^* = \frac{1+s\tau_r}{L_m} \lambda_r^* \quad (19)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{P} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{T_e^*}{\lambda_r^*} \quad (20)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{2 \cdot 2 \cdot L_r}{3 \cdot P \cdot \tau_r} \cdot \frac{T_e^*}{|\lambda_r^*|^2} \quad (21)$$

$$\cos(\omega_e t) = \frac{\lambda_{dr}^s}{|\lambda_r^s|} \quad \sin(\omega_e t) = \frac{\lambda_{qr}^s}{|\lambda_r^s|} \quad (22)$$

dengan :

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (23)$$

$$|\lambda_r^s| = \sqrt{(\lambda_{dr}^s)^2 + (\lambda_{qr}^s)^2} \quad (24)$$

$$\lambda_{qr}^s = \left(1 + \frac{L_{lr}}{M}\right) \lambda_{qs}^s - L_{lr} \left(2 + \frac{L_{lr}}{M}\right) i_{qs}^s \quad (25)$$

$$\lambda_{dr}^s = \left(1 + \frac{L_{lr}}{M}\right) \lambda_{ds}^s - L_{lr} \left(2 + \frac{L_{lr}}{M}\right) i_{ds}^s \quad (26)$$

di mana  $\tau_r = L_r / R_r$  adalah konstanta waktu,  $s = d/dt$ ,  $L_r$  adalah induktansi rotor,  $L_m$  adalah induktansi mutual,  $R_r$  adalah resistansi rotor,  $|\lambda_r^s|$  adalah flux linkage rotor, dan  $p =$  jumlah kutub.

• **Transformasi Clarke dan Part FOC**

Transformasi *Clarke* [6] di dalam *field oriented control* motor induksi digunakan untuk mentransformasikan arus stator tiga fasa ( $i_a, i_b$ , dan  $i_c$ ) pada bidang stasioner ke arus stator ortogonal dua fasa ( $i_\alpha$  dan  $i_\beta$ ) pada bidang ortogonal (*orthogonal reference frame*). Sedangkan Transformasi *Part* digunakan untuk mentransformasikan arus stator ( $i_\alpha$  dan  $i_\beta$ ) ke arus stator dua fasa ( $i_{ds}$  dan  $i_{qs}$ ) pada bidang putar (*rotating reference frame*).

Untuk mentransformasikan arus stator dari sistem tiga fasa (a,b,c) ke sistem dua fasa ortogonal ( $\alpha, \beta$ ), serta mengacu pada persamaan *decoupled* di atas, maka secara matematis persamaan Transformasi *Clarke* dapat dirumuskan kembali sebagai berikut :

$$i_\alpha = i_a \quad (27)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (28)$$

atau dalam bentuk matrik adalah sebagai berikut :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (29)$$

Inverse Transformasi *Clarke* digunakan untuk mentransformasi balik dari komponen  $\alpha, \beta$  ke komponen a,b,c melalui persamaan berikut

$$i_a = i_\alpha \quad (30)$$

$$i_b = -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (31)$$

$$i_c = -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (32)$$

atau dalam bentuk matrik adalah sebagai berikut

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (33)$$

Untuk mentransformasikan arus stator dari sistem dua fasa ortogonal ( $\alpha, \beta$ ) ke sistem dua fasa (d,q) menggunakan Transformasi *Part*, secara matematis dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$i_{ds} = i_\alpha \cdot \cos(\theta) + i_\beta \cdot \sin(\theta) \quad (34)$$

$$i_{qs} = -i_\alpha \cdot \sin(\theta) + i_\beta \cdot \cos(\theta) \quad (35)$$

atau dalam bentuk matrik adalah sebagai berikut :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (36)$$

Inverse Transformasi *Part* digunakan untuk mentransformasi balik dari komponen d,q ke komponen  $\alpha, \beta$  melalui persamaan berikut :

$$i_\alpha = i_{ds} \cdot \cos(\theta) - i_{qs} \cdot \sin(\theta) \quad (37)$$

$$i_\beta = i_{ds} \cdot \sin(\theta) + i_{qs} \cdot \cos(\theta) \quad (38)$$

atau dalam bentuk matrik adalah sebagai berikut :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (39)$$

**2.1.3. Kontroler PID**

Kontroler *PID (Proportional- Integral-Derivative)* merupakan kombinasi dari tiga jenis kontroler. Jika masing-masing dari ketiga jenis kontroler tersebut berdiri sendiri maka hasil yang dicapai kurang bagus, sebab masing-masing memiliki kelebihan dan kelemahan sendiri-sendiri. Dikombinasikannya ketiga jenis kontroler tersebut menjadi satu sistem kontrol tunggal, diharapkan mampu memberikan kontribusi dari kelebihan masing-masing.

Kontrol proporsional adalah suatu penguat linier yang dapat diatur penguatannya. Hubungan antara keluaran kontroler  $m(t)$  dan sinyal kesalahan  $e(t)$  adalah

$$m(t) = K_p e(t) \quad (40)$$

dengan:  $K_p$  adalah gain proporsional  
 $m(t)$  adalah keluaran kontrol  
 $e(t)$  adalah sinyal kesalahan

Kontrol proporsional integral adalah merupakan perubahan dari keluaran kontrol integral  $m(t)$ , berubah dengan fungsi waktu yang sebanding dengan sinyal kesalahan. Hubungan antara keluaran kontroler  $m(t)$  dan sinyal kesalahan  $e(t)$  adalah :

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (41)$$

dengan:  $K_p$  adalah gain proporsional  
 $T_i$  adalah waktu integral.

Tetapan waktu integral  $T_i$  mengatur aksi kontrol integral, sedangkan  $K_p$  memperkuat bagian proporsional maupun bagian integral dari aksi kontrol. Kebalikan dari tetapan waktu integral  $T_i$  disebut laju reset. Laju reset adalah banyaknya pengulangan bagian proporsional dari aksi pengontrolan per detik. Kontrol proporsional derivatif didefinisikan

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (42)$$

dengan:  $K_p$  adalah gain proporsional  
 $T_d$  adalah tetapan waktu derivatif

Kontrol derivatif sering disebut kontrol laju (*rate control*), karena besar keluaran kontroler sebanding dengan laju perubahan sinyal kesalahan. Tetapan waktu turunan  $T_d$  adalah selang waktu bertambah majunya respon kontrol proporsional yang disebabkan oleh aksi laju (*rate action*).

Kontroler PID adalah gabungan kontrol proporsional, kontrol integral, dan kontrol turunan. Gabungan kontrol ini mempunyai keunggulan dalam memperbaiki kesalahan sinyal dibandingkan dengan masing-masing dari tiga kontrol tersebut. Persamaan kontroler PID dapat diberikan sebagai berikut:

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (43)$$

Untuk memenuhi sistem yang diinginkan maka ketiga parameter PID harus ditetapkan secara optimal. Ada beberapa metode untuk menentukan parameter tersebut diantaranya adalah metode coba-coba (*cut and try method*), metode Ziegler-Nichols dan metode tanggapan tangga.

• **Metode Ziegler-Nichols**

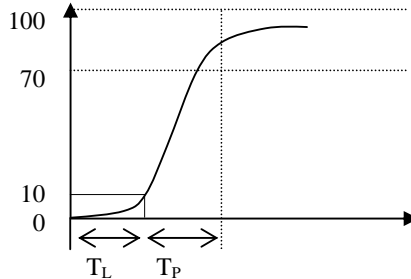
Metode ini dilakukan oleh Ziegler dan Nichols. Secara ringkas dapat dilihat dalam tabel 1 berikut :

**Tabel 1.** Setting parameter kontroler PID dengan Ziegler-Nichols

Jenis Kontroler	$K_p$	$T_i$	$T_d$
Kontroler P	$0,5 K_o$	-	-
Kontroler PI	$0,45 K_o$	$0,83 T_o$	-
Kontroler PID	$0,6 K_o$	$0,5 T_o$	$0,125 T_o$

• **Metode Tanggapan Tangga**

Pada metode ini, karakteristik *plant* yang akan dikontrol diamati dengan tanggapan tangga dengan konstanta waktu  $T_p$  dan waktu tunda  $T_L$ . Karakteristik *plant* yang dimaksud adalah sbb.



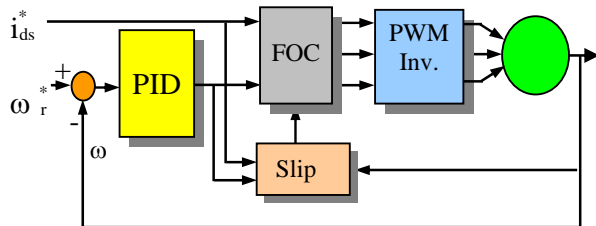
**Gambar 2.** Karakteristik plant dengan metode tanggapan tangga

**Tabel 2.** Setting kontroler optimum dengan metode tanggapan tangga

Kriteria Optimum	Kontroler P	Kontroler PI	Kontroler PID
Non-Overshoot	$K_c=0,3$ $T_p/KT_L$	$K_c =0,6$ $T_p/KT_L$ $T_i=4T_L$	$K_c =0,9 T_p$ $/KT_L$ $T_i = 24T_L$ $T_d=0,4T_L$
20% Overshoot	$K_c =0,7$ $T_p/KT_L$	$K_c =0,7$ $T_p/KT_L$ $T_i=2,3T_L$	$K_c =0,7 T_p$ $/KT_L$ $T_i = 2T_L$ $T_d=0,4T_L$
Non-Overshoot	$K_c =0,3$ $T_p/KT_L$	$K_c =0,35$ $T_p/KT_L$ $T_i=4T_p$	$K_c =0,6 T_p$ $/KT_L$ $T_i = T_p$ $T_d=0,5T_L$
20% Overshoot	$K_c =0,7$ $T_p/KT_L$	$K_c =0,6$ $T_p/KT_L$ $T_i=2,3 T_p$	$K_c =0,95$ $T_p/KT_L$ $T_i = 1,35$ $T_p$ $T_d=0,47T_L$

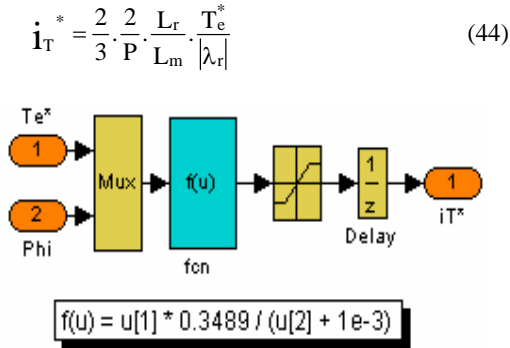
**2.2. Pemodelan Sistem Kontroler PID**

Pada penelitian ini dikembangkan sistem kontroler PID dengan menggunakan metode FOC. Blok diagram pemodelan sistem yang dibuat adalah seperti pada gambar 3 berikut.



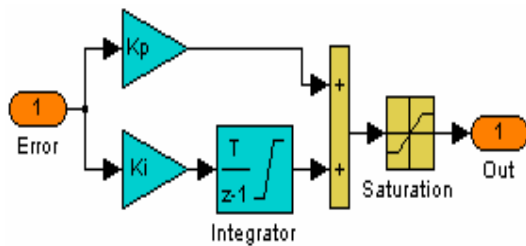
**Gambar 3.** Sistem Kontroler PID dengan FOC

Sinyal kontrol dari model blok rangkaian kontroler PID berupa torsi referensi ( $T_e^*$ ) digunakan untuk mengontrol arus torsi ( $i_T$ ). Arus torsi ini dihitung dengan menggunakan persamaan (44), dan dapat dimodelkan seperti terlihat pada gambar 4.



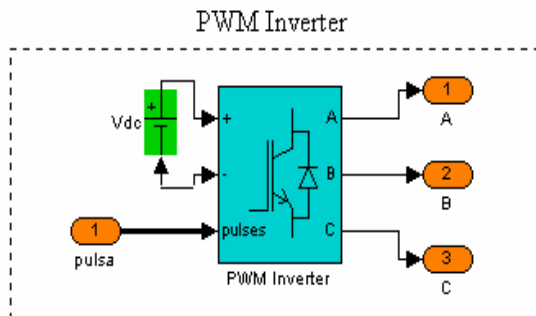
Gambar 4. Model Penghitung Arus Torsi Ref. ( $i_T^*$ )

Arus torsi referensi ( $i_T^*$ ) akan dibandingkan dengan arus  $i_{qs}$  (keluaran dari vektor transformasi ABC-DQ), demikian halnya arus medan referensi ( $i_M^*$ ) akan dibandingkan dengan arus  $i_{ds}$ . Masing-masing *error* tersebut diproses melalui kontroler PI untuk menghasilkan arus stator referensi ( $i_{qs}^*$ ) dan ( $i_{ds}^*$ ). Model kontroler PI yang digunakan adalah seperti gambar 5. berikut :



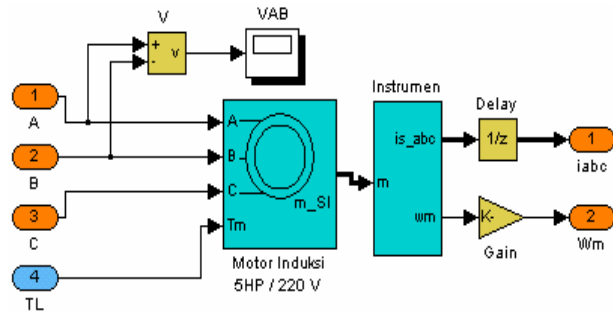
Gambar 5. Model Kontroler PI

Keluaran arus  $i_{abc}$  dari Transformasi DQ-ABC masuk ke PWM Inverter. Model PWM Inverter ditunjukkan pada gambar 6.



Gambar 6. Model PWM Inverter

Model motor induksi tiga fasa yang dikembangkan adalah seperti pada gambar 7 di bawah.



Gambar 7. Model Motor Induksi 3 Fasa

### 3. HASIL DAN PEMBAHASAN

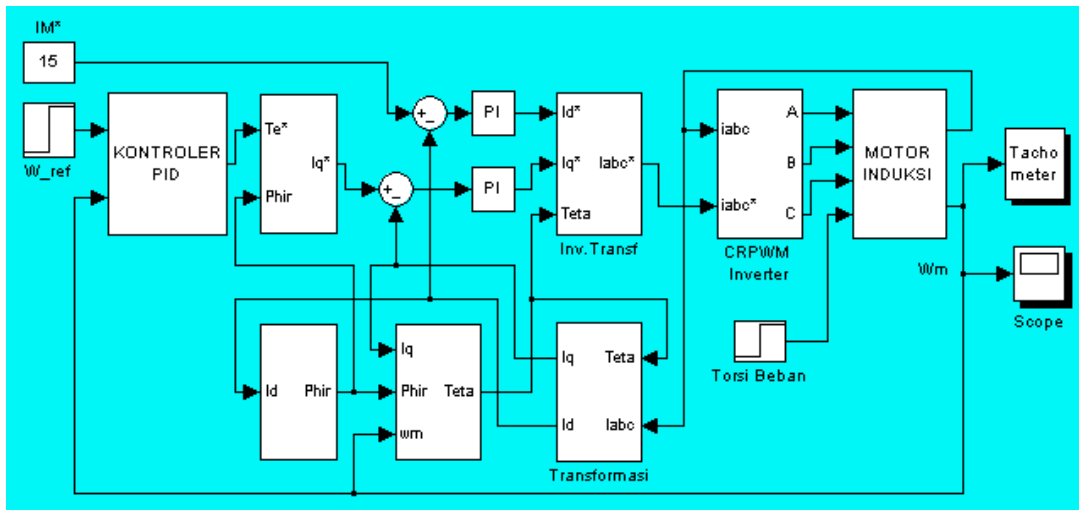
#### 3.1. Simulasi

Proses simulasi rangkaian kontroler PID yang telah dirancang digunakan untuk mengontrol kecepatan motor induksi tiga fasa, menggunakan metode kontrol *field oriented*. Prosedur pengujian simulasi dilakukan untuk menguji validitas dan keterandalan model melalui simulasi komputer. Simulasi dilakukan dengan cara memberi *setpoint* dan torsi beban yang berbeda. *Setpoint* maksimum dibatasi sebesar 1200 rpm, dan torsi beban maksimum 10 N.m.

Sebelum proses simulasi dimulai, parameter-parameter sistem kontrol pada motor induksi dan kontroler PID harus ditala (*tuning*) terlebih dahulu, agar diperoleh respon kinerja motor yang baik. Penalaan parameter sistem dilakukan secara coba-coba, perkiraan-perkiraan maupun secara heuristik, hingga diperoleh hasil sesuai dengan yang diinginkan. Adapun hasil penalaan parameter dimaksud adalah :

- Time sampling sistem kontrol ( $T_s$ ) = 0,00005 detik
- Gain error ( $G_1$ ) dan gain delta error ( $G_2$ ) = 0,01
- Sinyal kontrol referensi ( $T_e^*$ ) dibatasi maksimum 10 N.m

Blok diagram sistem kontroler PID menggunakan *Field Oriented Control* adalah seperti gambar 8.



Gambar 8. Blok diagram kontroler PID menggunakan *Field Oriented Control* untuk motor induksi

### 3.2. Langkah-Langkah Proses Simulasi

Langkah-langkah di dalam proses simulasi sistem pengaturan kecepatan motor induksi dimulai dari :

- a. Memasukan data-data motor pada blok parameter motor induksi [A]
- b. Memasukan nilai kecepatan antara 0 sampai 1200 rpm pada blok setpoint
- c. Memasukan torsi beban antara 0 sampai 10 N.m pada blok beban
- d. Arus medan ( $i_M$ ) referensi ditetapkan konstan sebesar 15 A
- e. Mentala (tuning) parameter  $K_p$ ,  $K_i$  dan  $K_d$  pada blok Kontroler PID [B]
- f. Mengaktifkan switching PWM inverter.
- g. Mengisi blok parameter simulasi
- h. Mengoperasikan simulasi program melalui perintah “Start”
- i. Mengamati respon kecepatan motor induksi melalui blok scope.
- j. Tekan tombol “Stop” jika proses simulasi dihentikan untuk melihat respon dan hasil unjuk kerja sistem (*overshoot*, *rise time* dan *error* terhadap posisi *setpoint*), atau untuk merubah *setpoint*, torsi beban, mentala parameter sistem, dan untuk mengakhiri proses simulasi.

### 3.3. Respon Sistem

Simulasi program dilakukan dalam dua kondisi dinamik, yaitu simulasi perubahan kecepatan (*setpoint*), dan simulasi dengan pemberian torsi beban (berbeban). Pada masing-masing kondisi tersebut diamati dan dianalisis kinerja motor induksi,

Untuk menguji kemampuan dan keterandalan (*reliable*) model yang dikembangkan, maka respon sistem kontroler PID menggunakan metode FOC yang dirancang dibandingkan dengan kontroler PID tanpa menggunakan metode FOC

#### [A] Blok Parameter Motor Induksi Tiga Fase

Parameters	
Rotor type:	Squirrel-cage
Reference frame:	Stationary
Nom. power, L-L, volt. and freq. [ Pn(WA), Vn(Vrms), fn(Hz) ]	
[ 5746 220 60 ]	
Stator [ R <sub>s</sub> (ohm) L <sub>s</sub> (H) ]	
[ 0.6 1.9417e-3 ]	
Rotor [ R <sub>r</sub> (ohm) L <sub>r</sub> (H) ]	
[ 0.412 1.9417e-3 ]	
Mutual inductance L <sub>m</sub> (H)	
[ 41 5e-3 ]	
Inertia, friction factor and pairs of poles [ J(kg.m <sup>2</sup> ) F(N.m.s) p ]	
[ 0.058 0.003 2 ]	
Initial conditions [ s ] th(deg) isa, isb, isc(A) pha, phb, phc(deg) ]	
[ 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0 ]	

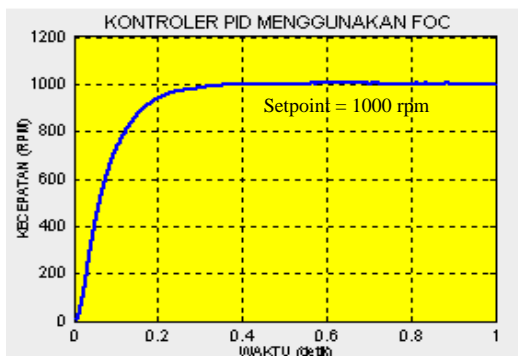
#### [B] Blok Parameter Kontroler PID

Parameters	
Proportional gain (K <sub>p</sub> ):	1.1
Integral gain (K <sub>i</sub> ):	0.1
Derivative gain (K <sub>d</sub> ):	0.01
Time constant for derivative (s):	0.5e-3
Output limits: [ Upper Lower ]	[ 100 -100 ]
Output initial value:	0
Sample time:	5e-5

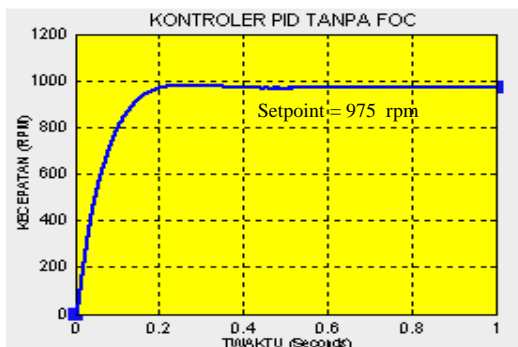
**3.3.1. Simulasi Kondisi Ideal**

Pada kondisi ini, respon sistem kinerja motor induksi yang diamati adalah pada kondisi tanpa beban (beban nol) dengan *setting* kedudukan *setpoint* tetap yaitu 1000 rpm. Respon sistem yang ditunjukkan adalah :

- dengan menggunakan FOC, kedudukan *setpoint* adalah berkisar 1000 rpm. Pada sistem ini hampir tidak terjadi penurunan pencapaian *setpoint* (*error* = 0 %) seperti terlihat pada gambar 9.a.
- tanpa menggunakan FOC, kedudukan *setpoint* berkisar 975 rpm.. Respon kinerja motor induksi yang diamati mengalami penurunan *setpoint* sebesar 25 rpm (*error* 2,5 %) seperti terlihat pada gambar 9.b



**Gambar 9.a.** Respon Sistem dengan FOC Kondisi Setpoint 1000 rpm



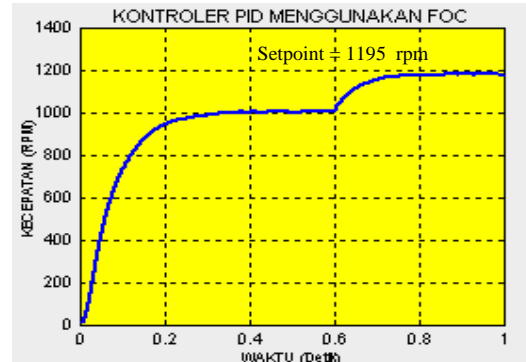
**Gambar 9.b.** Respon Sistem tanpa FOC Kondisi Setpoint 1000 rpm

**3.3.2. Simulasi Perubahan Kecepatan**

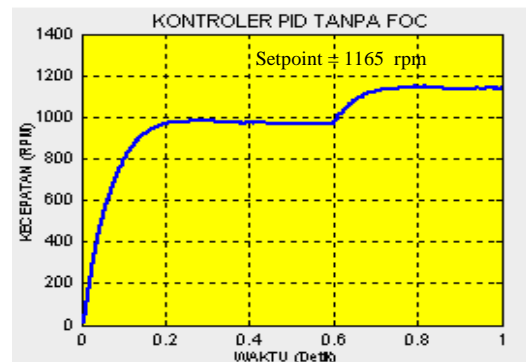
Pada kondisi ini, respon sistem yang diamati adalah pada kondisi terjadi perubahan kedudukan *setpoint*, yaitu dari 1000 rpm ke 1200 rpm pada *setting time* 0,6 detik. Respon sistem yang ditunjukkan adalah :

- dengan menggunakan FOC, kedudukan *setpoint* maksimum yang dicapai adalah 1195 rpm. Terjadi penurunan pencapaian *setpoint* sebesar 5 rpm (*error* = 0,42 %) seperti terlihat pada gambar 10.a.

- tanpa menggunakan FOC, kedudukan *setpoint* maksimum yang dicapai adalah 1165 rpm. Terjadi penurunan pencapaian *setpoint* sebesar 35 rpm (*error* = 2,92 %) seperti terlihat pada gambar 10.b.



**Gambar 10.a.** Respon Sistem dengan FOC Kondisi Perubahan Setpoint dari 1000 rpm Ke 1200 rpm

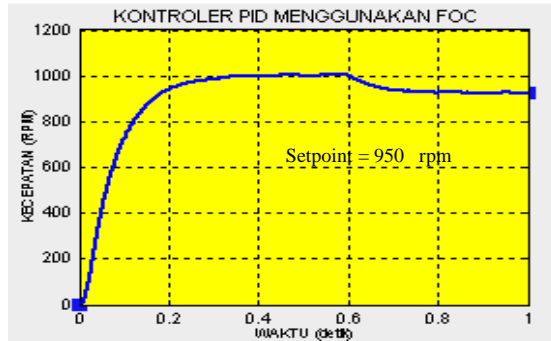


**Gambar 10.b.** Respon Sistem tanpa FOC Kondisi Perubahan Setpoint dari 1000 rpm Ke 1200 rpm

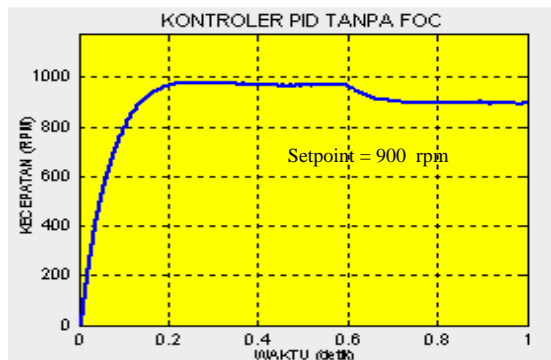
**3.3.3. Simulasi Kondisi Berbeban**

Pada kondisi ini, respon sistem yang diamati adalah pada kondisi sistem berbeban Motor induksi dibebani dengan memasukkan torsi beban (TL) sebesar 10 Nm pada *setting time* 0,6 detik. Respon sistem yang ditunjukkan adalah :

- dengan menggunakan FOC, kedudukan *setpoint* maksimum setelah sistem dibebani pada saat t = 0,6 detik adalah berkisar 950 rpm. Terjadi penurunan pencapaian *setpoint* sebesar 50 rpm (*error* = 5 %) seperti terlihat pada gambar 11.a.
- tanpa menggunakan FOC, kedudukan *setpoint* maksimum setelah sistem dibebani pada saat t = 0,6 detik adalah berkisar 900 rpm. Terjadi penurunan pencapaian *setpoint* sebesar 100 rpm (*error* = 10 %) seperti terlihat pada gambar 11.b.



Gambar 11.a. Respon Sistem dengan FOC Kondisi Berbeban



Gambar 11.b. Respon Sistem tanpa FOC Kondisi Berbeban

## 4. KESIMPULAN DAN SARAN

### 4.1. Kesimpulan

Berdasarkan hasil simulasi dan analisis yang telah dilakukan terhadap penggunaan metode *Field Oriented Control* pada sistem kontroler PID untuk mengontrol kecepatan motor induksi tiga fasa, dan kelebihan bila dibandingkan dengan tanpa menggunakan metode FOC dapat ditarik suatu kesimpulan sebagai berikut:

1. Dari simulasi sistem pada kondisi ideal seperti yang ditunjukkan pada gambar 9.a dan gambar 9.b. terlihat bahwa dengan menggunakan metode FOC mampu memberikan kriteria performansi sistem kontrol yang tinggi. *Overshoot* mendekati nol, *rise time* relatif cepat, serta *error* terhadap posisi *setpoint* nol.
2. Pada simulasi perubahan kecepatan (*setpoint*) seperti ditunjukkan pada gambar 10.a. dan gambar 10.b. terlihat bahwa dengan menggunakan metode FOC sistem relatif lebih stabil. *Error* terhadap posisi *setpoint* lebih kecil bila dibandingkan dengan tanpa metode FOC.
3. Untuk simulasi kondisi berbeban seperti ditunjukkan pada gambar 11.a dan gambar 11.b terlihat bahwa dengan menggunakan metode

FOC, *error* terhadap posisi *setpoint* lebih kecil bila dibandingkan dengan tanpa metode FOC.

### 4.2. Saran

Salah satu kelemahan dari penggunaan kontroler PID yang dikembangkan pada penelitian ini adalah di dalam mentala (*tuning*) parameter  $K_p$ ,  $K_i$ , dan  $K_d$  menggunakan metode coba-coba (*heuristic*), sehingga ketika terjadi perubahan kondisi sistem (perubahan kecepatan dan pemberian beban), maka konstanta (*gain*) harus disesuaikan kembali.

Untuk mengatasi kelemahan ini, maka sistem kontroler ini perlu dikembangkan lagi dengan menggunakan metode kontroler lain yang lebih handal. Penggabungan konsep logika *fuzzy* dan *neural network* yang dikenal dengan "*neuro - fuzzy*", atau dengan metode pembelajaran aturan *fuzzy* menggunakan algoritma penelusuran tabu (*Tabu Search Algorithm*) untuk pengaturan kecepatan motor induksi ditengarai dapat mengatasi kelemahan kontroler PID ini.

## 5. DAFTAR PUSTAKA

- [1] D. Fodor, Jozsef Vass, and Z. Katona, "**Implementing Field-Oriented Control of AC Motors with the TMS320C25 DSP**", *ESIEE*, Paris, September 1996
- [2] Ion Boldea and syed A. Nasar, "**Vector Control of AC Driver**", CRC Press, Inc, 1993
- [3] Kuswadi Son, "**Kendali Cerdas (Intelligent Control)**", EEPIS Press, Surabaya, September, 2000.
- [4] Krause.P.C " **Analysis of Electrical Machinery**", Mc. Graw Hill, 1987.
- [5] Literature Number: BPRA073, "**Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors**" *Texas Instruments Europe*, February, 1998.
- [6] Literature Number: BPRA048, "**Clarke & Park Transforms**", on the TMS320C2xx *Application Report*, Texas, February, 1998
- [7] Mohand A. Ouhrouche and C. Volat, "**Simulation of a Direct Field Oriented Controller for an Induction Motor Using Matlab / Simulink Software Package**", *IEEE Transactions on Power Electronics*, May 15-17, 2000.
- [8] Novotny D.W., and Lorenz R.D., "**Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drive**'s, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Canada, 1985.
- [9] **Power System Blockset User's Guide, For Use With Simulink, in Mathworks HandBook**, Math Works, January, 1998.
- [10] **Simulink User's Guide**, in Mathworks HandBook, Math Works, 1998.