

PENGONTROL ADAPTIVE DENGAN UMPAN BALIK TAK LINEAR UNTUK MOTOR INDUKSI 3 FASA

Slamet Wibawanto

Abstrak: Dengan menggabungkan hukum adaptasi parameter berdasarkan kesalahan penjejakan dan estimasi parameter berdasarkan kesalahan prediksi dapat diperoleh peningkatan untuk kerja hukum kontrol adaptif model acuan. Hukum adaptasi komposit ini memungkinkan menggunakan penguatan adaptasi yang tinggi guna memperoleh respon yang cepat tanpa menimbulkan osilasi maupun *overshooed*. Hukum adaptasi komposit cocok digunakan pada sistem dimana parameter yang diadaptasi lebih dari satu. Implementasi pada motor iduksi untuk putaran rendah menunjukkan bahwa motor mempunyai rospn yang sangat cepat dan *robust* terhadap perubahan torsi beban.

Kata Kunci: *Composite adaptive*, motor induksi, putaran rendah

Adaptasi parameter sistem dapat diturunkan berdasarkan kesalahan penjejakan (*tracking-error*) maupun berdasarkan kesalahan prediksi (*prediction-error*) (Slotin, 1991). Hukum kontrol komposit adaptif adalah hukum kontrol yang menggabungkan hukum adaptasi parameter berdasarkan kesalahan penjejakan dan hukum estimasi parameter berdasarkan kesalahan prediksi.

Hukum Kontrol Adaptif Model Acuan

Obyektif sistem kontrol adaptif model acuan adalah menurunkan hukum kontrol adaptif sedemikian rupa sehingga kesalahan penjejakan konvergen menuju nol ([sumber](#)). Diagram blok sistem kontrol di tunjukkan pada Gambar 1.

$$\frac{dy}{dt} = -Ay + Bu \quad (1)$$

$$\frac{dy_m}{dt} = -A_m Y_m + B_m r \quad (2)$$

$$\frac{de}{dt} = \frac{dy}{dt} - \frac{dy_m}{dt} \quad (3)$$

Tinjau sistem orde satu pada persamaan (1) dan model acuannya pada persamaan (2) dimana A, A_m, B dan B_m adalah parameter model, y dan y_m menyatakan keluran dan r menyatakan *set-poin*. *Error tracking* dapat didefinisikan pada persamaan (3). Jika $K=[k_1 k_2]^T$ adalah parameter yang harus diadaptasi dan $\lambda = [y]^T$ menyatakan sinyal informasi kemudian dipilih hukum kontrol $u = K^T \lambda$, maka dinamika sistem kontrol akan sama dengan dina-

mika model acuan jika diperoleh parameter ideal pada persamaan (4). Sedangkan definisi kesalahan parameter $\theta = K - K^*$, maka kondisi konvergen dapat tercapai jika ruas kanan sama dengan ruas kiri pada persamaan (5)

$$K^* = \left[\frac{B_m}{B} \frac{A - B_m}{B} \right]^T \quad (4)$$

$$e = \frac{B}{A_m} \theta \lambda \quad (5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} = -\gamma' e \lambda \quad (6)$$

$$\text{dimana: } \gamma' = \gamma \frac{B}{A_m}$$

$$\frac{dk}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (7)$$

Hukum adaptasi parameter selanjutnya dapat ditentukan menggunakan *MIT Rule* (Astrom, 1989) pada persamaan (6) dimana γ adalah konstanta positif, dikenal sebagai *adaptation gain*. Dalam hal ini harga B tidak perlu diketahui. Mengingat bahwa parameter ideal K^* adalah konstanta maka dari definisi kesalahan parameter dinyatakan pada persamaan (7).

Estimasi Parameter Berdasarkan Kesalahan Prediksi

Jika didefinisikan parameter baru pada persamaan (8). Dengan menggunakan definisi parameter ideal (4) maka persamaan (8) dapat ditulis dalam bentuk lain, per

samaan (10).

$$u_f = \frac{-A_m}{\frac{d}{dt} - A_m} u \tag{8}$$

$$w = \left[\begin{array}{c} -A_m y \\ \frac{d}{dt} - A_m y \end{array} \right]^T \tag{9}$$

$$U_f = K^* W \tag{10}$$

$$e_i = U_f - U_f \tag{11}$$

Maka kesalahan prediksi dapat didefinisikan pada persamaan (11). Dimana $U_f = K W$. Dengan menggunakan definisi kesalahan parameter yang dinyatakan dalam (7), maka diperoleh:

$$e_i = (K - K^*)W = \theta^T W \tag{12}$$

Dengan menggunakan *MIT Rule* diperoleh hukum estimasi parameter sinyal kontrol:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\alpha_i \frac{\partial e_i}{\partial \theta} = -\alpha e_i W \tag{13}$$

dimana α adalah konstanta positif. Gambar 2 menunjukkan diagram blok estimasi parameter berdasarkan kesalahan prediksi.

Algoritma Kontrol Adaptif Koposit

Dengan menggabungkan hukum adaptasi yang didasarkan pada kesalahan penjejukan (6) dan hukum estimasi parameter yang didasarkan pada kesalahan prediksi (13) hukum adaptasi komposit:

$$\frac{dk}{dt} = -(\gamma' e \lambda + \alpha e_i W) \tag{14}$$

Implementasi Kontrol Adaptif Komposit Dalam pengontrolan Motor Induksi Putaran Rendah

Dengan menggunakan konsep vector kontrol yang mentransformasikan arus dan tegangan tiga fasa mejadi arus dan tegangan dua fasa dapat diturunkan model motor induksi yang dinyatakan pada persamaan (15) (Wibawanto;1999).

Terlihat bahwa model motor tersebut tak-linear dan ada penyatuan antara arus pembangkit fluks i_{sx} dan arus pembangkit torsi i_{sy} . Hal ini menyulitkan pengontrolan putarn moto induksi secara konvensional. Untuk mendapatkan model motor yang

linear sekaligus memisahkan komponen arus pembangkit tosi diusulkan umpan balik tak-linear pada persamaan (16).

Persamaan (17) menyatakan model fluks rotor dan (18) menyatakan model putaran rotor. Agar model putaran rotor mendekati linear maka ψ_r harus dapat dikontrol dengan cepat. Atinya ini adalah pengontrol fluks rotor harus mempunyai respon yang cepat. Pengontrol yang cocok untuk keperluan ini adalah pengontrol adaptif komposit. Sementara itu putaran rotor dikontrol menggunakan pengontrol adaptif model acuan.

METODE

Perancang pengontrol adaptif komposit untuk fluks dilakukan sbb:

1. Pilih keluaran yang dikontrol adalah fluks rotor ψ_r sinyal kontrol $u = i_{sx}$, parameter $A = -1/\tau_r$ dan $B = -L_m/\tau_r$.
2. Tetapkan parameter modul acuan $A_m = 60$ dan $B_m = 60$, harga fluks *set-point* $\psi_r^* = 0.5 \text{ Webser}$.
3. Tetapkan sinyal informasi $\lambda = [\psi_r^* \ \psi_r]$ dan kesalahan penjejukan $e = \psi_r - \psi_r^* : e_i$
4. Implementasikan hukum adaptasi parameter $dk/dt = -(\gamma' e \lambda = \alpha e_i W I)$.
5. Hitung sinyal kontrol $u = K \lambda$ dan $i_{sx}^* = u$.

Perancang pegontrol adaptif model acuan untuk pengontrol putaran rotor adalah sebagai berikut:

1. Pilih keluaran yang dikontrol adalah putaran rotor ψ_r sinyal kontrol $u = \psi_r i_{sy}$.
2. Tetapkan parameter model acuan $A_m = 60$ dan $B_m = 60$ sesuai dengan respon putaan yang diinginkan. Tetapkan pula harga yang diinginkan ψ_r^* .
3. Rekonstruksi sinyal informasi

$$\lambda = \left[\omega_r^* \ \omega_r - \frac{T_L}{J.c} \right]^T, \text{ dan parameter}$$

$$K = \left[\frac{B}{j} \ \frac{3PL_m}{2L_r J} - \frac{T_L}{J.c} \right]$$

dan kesalahan penjejukan $e = \omega_r - \omega_r^*$

4. Implementasikan hukum adaptasi parameter $DK/dt = -\gamma e\lambda$
5. Hitung sinyal kontrol $u = K\lambda$ dan $i_{sx}^* = u/\psi_r$.

Diagram blok pengontrol selengkapnya ditunjukkan pada Gambar 3.

HASIL

Hukum kontrol yang telah diturunkan kemudian diimplementasikan pada motor induksi 3 Hp. Spesifikasi dan parameter motor ditunjukkan pada Tabel 1. Simulasi dilakukan untuk putaran *set-point* sebesar 20 ppm (putaran per menit), hasil simulasi diperlihatkan pada Gambar 4 dan Gambar 5.

Tabel 1. Spesifikasi dan Parameter Motor

Induksi	
Motor	: 3 Hp, 4 poles, 60 Hz, 208 V, 10 A (rms)
R_s	: 0,6 Hp ohm ; R_r : 0,4 ohm
L_s, L_r	: 0,0611 H ; L_m : 0,590 H
J	: 0,0175 kg.m ² ; B : 0,00187 N.m/rad/s (Ho,E.: 1993 : 212)

PEMBAHASAN

Berdasarkan hasil pengujian atau simulasi pada Gambar 4, maka dapat dijelaskan bahwa perubahan torsi beban dari 12 N.m menjadi 0 N.m pada $t = 0,3$ detik dan dari 0 N.m menjadi 12 N.m pada $t = 0,6$ detik, pada putaran acuan 20 ppm menyebabkan kejutan putaran sebesar 0,6 ppm (3%) dan kembali pada putaran *set-point* dalam waktu 5 mdetik. Hal ini menunjukkan bahwa pengontrol yang dirancang ini *robust* terhadap perubahan torsi beban.

Sementara itu jika motor hanya menggunakan pengontrol putaran saja, akibatnya motor tidak *robust* terhadap perubahan torsi beban seperti ditunjukkan pada Gambar 5. Perubahan torsi beban dari 12 N.m menjadi 0 N.m mengakibatkan kejutan putaran 1 ppm (5%) dan memerlukan waktu 100 mdetik untuk kembali ke putaran *set-point*. Kelemahan lainnya adalah adanya *unstable zero* yang ditunjukkan dengan

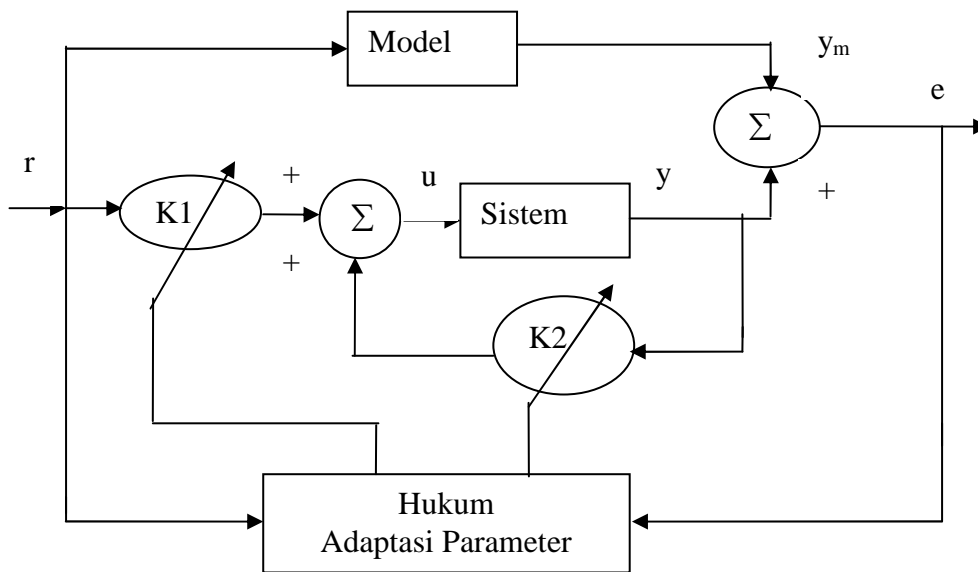
respon putaran negative yang cukup besar pada saat start.

KESIMPULAN

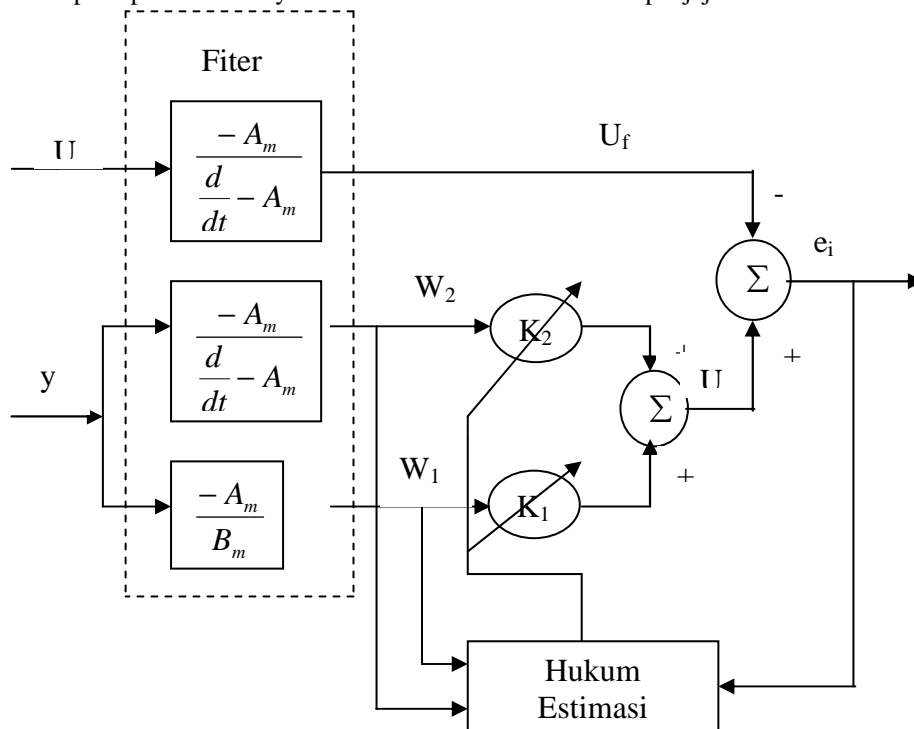
1. Pengontrol adaptif komposit pada prinsipnya adalah pengontrol adaptif model acuan yang dilengkapi dengan estimasi parameter berdasarkan kesalahan prediksi
2. Pengontrol adaptif cocok untuk sistem dengan lebih dari satu parameter yang tidak diketahui dan dimungkinkan menggunakan gain adaptasi yang tinggi untuk mencapai konvergensi yang cepat tanpa mengakibatkan osilasi.
3. Implementasi pengontrol adaptif komposit pada motor induksi untuk putaran rendah menunjukkan bahwa motor *robust* terhadap perubahan torsi beban.

DAFTAR RUJUKAN

- Astrom, K.J., & Wittenmark, B., (1989), *Adaptive Kontrol*, Addison Wesley Publishing
- Ho, E., & Sen P.C. (1993), *High-Performance Decoupling Kontrol Techniques for Various Rotating Field Machines*, IEEE Trans. On Ind E., Vol.38, No.2, pp 208-212.
- Slotine, J.J.E., & Wang C.C., (1991), *Applied Nonlinear Kontrol*, Prentice Hall International Inc.
- Wang, W.J., & Wang C.C., (1997), *A Rotor-Flux-Observer-Based Composite Adaptive Speed Controller for an Induction Motor*, IEEE Trans. On E.C., Vol.12, No.4, pp. 323-329
- Wibawanto, S. (1999), *Pengontrolan Motor Induksi Putaran Rendah Menggunakan Algoritma Komposit Adaptif*, Tesis Magister-Institut Teknologi Bandung



Gambar 1 Adaptasi parameter sinyal kontrol berdasarkan kesalahan penjejukan



Gambar 2 Estimasi parameter sinyal kontrol berdasarkan kesalahan prediksi

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{di_{sx}}{dt} &= -(R'_s + L'_s L'_r L'_m) i_{sx} + \omega_s i_{sy} + \frac{L'_s}{\tau} \psi_r + \frac{1}{L'_s} V_{sx} \\
 \frac{di_{sy}}{dt} &= -\omega_s i_{sx} - R'_s i_{sy} - L'_r \omega_s \psi_r + \frac{1}{L'_s} V_{sy} \\
 \frac{d\psi_r}{dt} &= -\frac{1}{\tau_r} \psi_r + \frac{L'_m}{\tau_r} i_{sx} \\
 \frac{d\omega_r}{dt} &= -\frac{B}{J} \omega_r - \frac{3 P L'_m}{2 J L_r} i_{sy} \psi_r - \frac{T_L}{J}
 \end{aligned} \right\} 15$$

dimana

$$L'_s = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right); L'_r = \frac{L_m}{L'_s L_r}; L'_m = \frac{L_m}{L'_s \tau_r}; R'_s = \frac{R_s}{L'_s}; \tau_r = \frac{L_r}{R_r}; \omega_s = \omega_r + \frac{L_m i_{sy}}{\tau_r \psi_r}$$

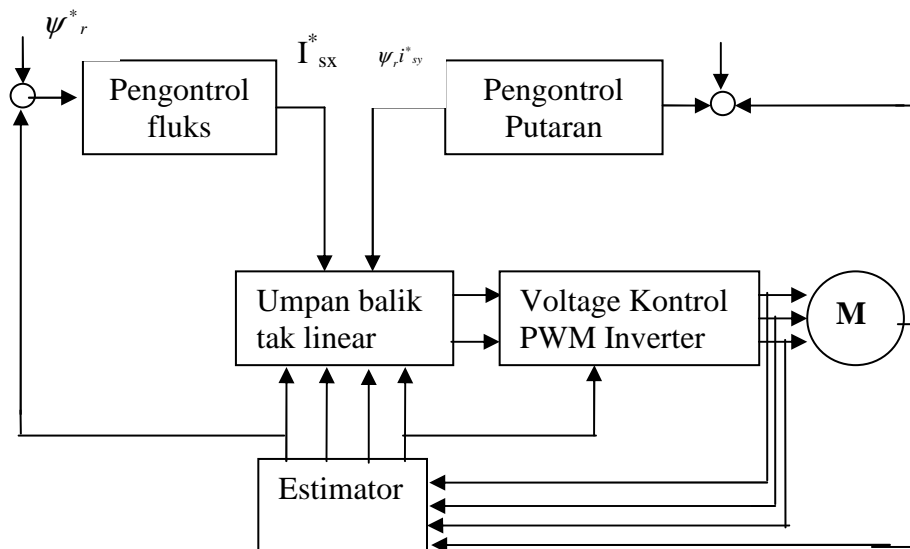
$$\left. \begin{aligned} V_{sx} &= L'_s \left(-\omega_s i_{sy} - \frac{L'_r}{\tau_r} \psi_r = V_x \right) \\ V_{sy} &= L'_s \left(\omega_s i_{sx} = L'_r \omega_s \psi_r V_y \right) \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= -\frac{1}{\tau_r} \psi_r + \frac{L_m}{\tau_r} i_{sx} \end{aligned} \right\} 16$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{sx}}{dt} &= -(R'_s + L'_s L'_m) i_{sx} = V_x \end{aligned} \right\} 17$$

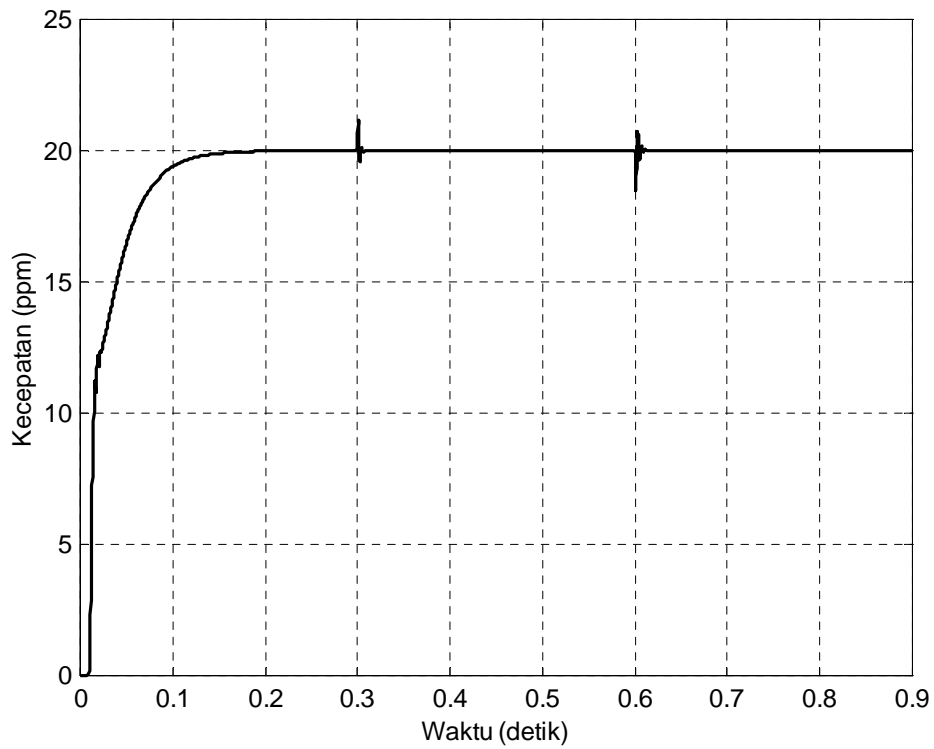
dan

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} i_{sy} \psi_r - \frac{T_L}{J} \end{aligned} \right\} 18$$

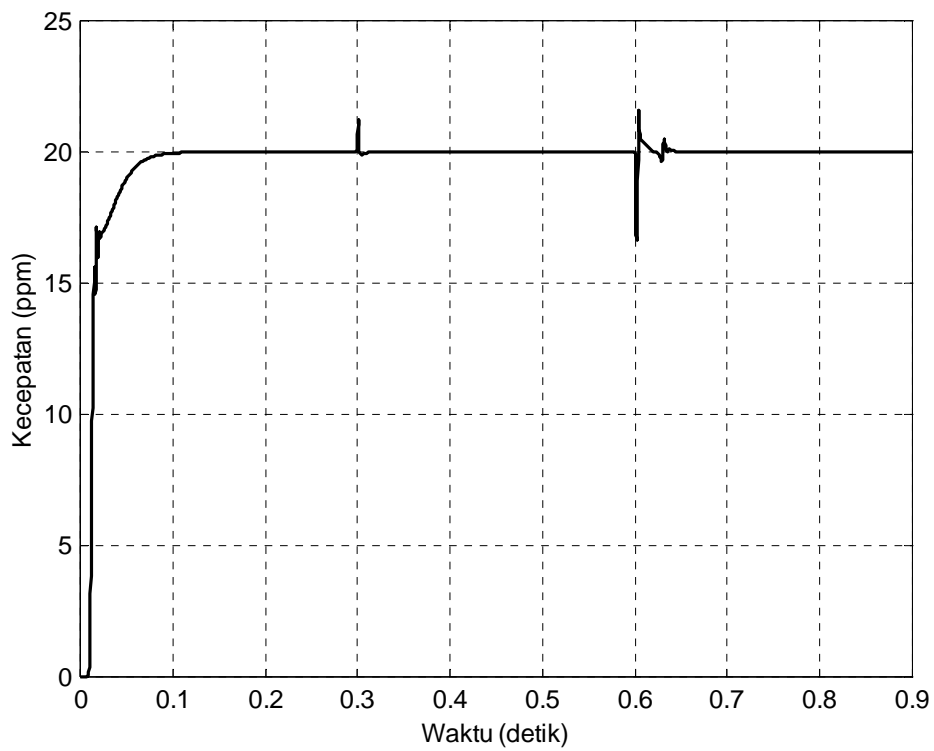
$$\frac{di_{sy}}{dt} = -R'_s i_{sy} = V_y$$



Gambar 3 Diagram blok pengontrol motor induksi putaran rendah



Gambar 4. Pengaruh perubahan torsi beban pada putaran rotor 20 ppm pada motor dengan pengontrol yang diusulkan



Gambar 5. Pengaruh perubahan torsi beban pada motor dimana fluks rotor tidak dikontrol