TEKNIK PELETAKAN AKAR ADAPTIF TAK LANGSUNG PADA SISTEM PENGATURAN POSISI

Iskandar Azis
Dosen Dpk di Fakultas Teknik Universitas Almuslim

ABSTRAK

Paper ini mempresentasikan metoda pengontrol peletakan akar adaptif tak langsung untuk pengaturan posisi beban inersia. Motor DC disini digunakan untuk mengontrol posisi beban inersia yaitu pengaturan posisi sudut dari shaft .Problem pengontrol adalah bagaimana motor tetap mengendalikan agar kecepatan angular ω sebanding dengan posisi sudut shaft(θ_r) atau $\omega(t) \cong \theta_r(t)$. Pendekatan kontrol adaptif tak langsung dilakukan dengan mengidentifikasi parameter menggunakan metoda least square dengan faktor pembobotan . Dari hasil simulasi menunjukkan bahwa kontrol adaptif mampu beradaptasi sesuai dengan yang diharapkan.

Kata kunci: pole placement, kontrol adaptif, pengaturan posisi

I. PENDAHULUAN

Sistem kontrol adaptif sudah banyak diaplikasikan pada berbagai sistem kontrol industri moderen seperti misalnya sistem servomekanisme. Sebuah servo atau servomekanisme adalah sebuah sistem kontrol berumpan balik dengan keluaran berupa posisi, kecepatan atau percepatan mekanik.

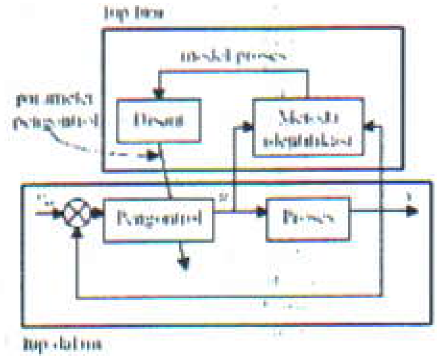
Penggunaan servomekanisme pada industri proses maupun moderen dapat dilihat seperti pengaturan lengan robot pada industri mobil yang harus mengikuti jalan tertentu di ruangan yang telah ditentukan untuk memindahkan beban dari satu tempat ke tempat yang lain. Dalam contoh lain seperti pengaturan posisi anguler dari

antena, titik origin bidang adalah putaran antena yang ditempatkan dalam arah objek dari semua kondisi. Antena ini dikendalikan oleh motor dc untuk menjaga agar posisi angular dari objek selalu sesuai dengan yang diinginkan.

Kontrol adaptif adalah salah satu solusi sistem kontrol yang dapat membuat perilaku motor dc seperti yang kita inginkan diatas, dengan menggunakan kontrol adaptif berdasarkan metoda peletakan akar maka motor dc dipaksakan bekerja pada kondisi yang mungkin menyimpang dari perilakunya yang sebenarnya.

II. METODA APPC TAK LANGSUNG

Pada gambar 1 berikut dapat dilihat struktur kontrol adaptif tak langsung.



Gambar 1. Struktur kontrol adaptif tak langsung

Dari struktur gambar terlihat bahwa sruktur ini terdiri dari dua buah lup yaitu lup luar dan lup dalam. Lup dalam berfungsi sebagai lup umpan balik biasa, sedangkan lupluar berfungsi untuk menghasilkan model proses yang digunakan untuk menghitung sinyal kontrol yang diberikan ke proses. Struktur ini mempunyai kelebihan dibandingkan dengan struktur kontrol adaptif langsung karena terdapat kebebasan dalam memilih metode identifikasi dan jenis pengontrol Misalkan

plant: $\dot{y} = ay + bu$ (1)

Hukum kontrol :

$$U = -\hat{k}(t)y + r \;,\quad r = 0 \qquad (2)$$

Dihitung dengan persamaan aljabar,

$$\hat{k} = \frac{\hat{a} + a_m}{\hat{b}}, \qquad \hat{b} \neq 0 \qquad (3)$$

Hukum adaptif untuk mengestimasi a dan b dari identifikasi parameter on-line. Dengan konstruksi model seri – paralel

$$\dot{y}_m = -a_{m}(y_m - y) + \hat{a}\,y + \hat{b}\,u \qquad (4)$$

dengan mengurangi (4) dari (1) diperoleh

$$\dot{e} = -a_m e - \tilde{a}\,y - \tilde{b}\,u \qquad (5)$$

dengan, $e \triangleq y - y_m$

$\tilde{a} \triangleq \hat{a} - a$

$\tilde{b} \triangleq \hat{b} - b$

dengan menggunakan fungsi liapunov

$$V = \frac{e^2}{2} + \frac{\tilde{a}^2}{2\gamma_1} + \frac{\tilde{b}^2}{2\gamma_2}$$

Untuk $\gamma_1, \gamma_2 > 0$ diperoleh

$$\dot{\tilde{a}} = \gamma_1 e y \;, \qquad \dot{\tilde{b}} = \gamma_2 e u \qquad (6)$$

diperoleh : $\dot{V} = -a_m e^2 \leq 0$

dimana e, $\hat{a}$, $\hat{b} \in L_\infty$ dan $e \in L_2$

Keadaan ini tidak menjamin bahwa $\hat{b}(t) \neq 0 \quad \forall\, t \geq 0$. Agar $\hat{k}$ uniformly bounded diperlukan $|\hat{b}(t)| \geq b_0 > 0 \quad \forall\, t \geq 0$ dan b_0 konstan.

Karena kondisi ini tidak dapat dijamin oleh hukum adaptif, pers (6) dimodifikasi dengan mengasumsikan $|b| \geq b_0 > 0$ dengan b_0 dan sgn(b) diketahui. Dengan menggunakan teknik proyeksi $\dot{\hat{a}} = \gamma_1 e y$, sebagai persamaan (7)

$$\dot{\hat{b}} = \begin{cases} \gamma_2 e u & \text{jika } |\hat{b}| = b_0 \text{ dan sgn (b) eu} \geq 0 \\ 0 & \text{lainnya} \end{cases}$$

dengan $\hat{b}(0)$ dipilih sehingga $\hat{b}(0)$ sgn (b) $\geq b_0$

Hukum adaptif termodifikasi menjamin $|\hat{b}(t)| \geq b_0 \quad \forall\, t \geq 0$. Lebih lanjut V dan $\dot{V}$ sepanjang solusi (5) dan (7) memenuhi:

$$\dot{V} = \begin{cases} -a_m e^2 & \text{jika } |\hat{b}| = b_0 \text{ dan sgn(b)eu} \geq 0 \\ -a_m e^2 - \tilde{b}eu & \text{jika } |\hat{b}| = b_0 \text{ dan sgn(b)eu} < 0 \end{cases}$$

Sekarang untuk $|\hat{b}| = b_0$ dan sgn(b)eu< 0, karena $|b| \geq b_0$ maka diperoleh:

$$\tilde{b}eu = \hat{b}eu - beu = (|\hat{b}| - |b|)\, eu \text{ sgn (b)}$$
$$= (b_0 - |b|) eu \text{ sgn (b)} \geq 0$$

sehingga, $\dot{V} \leq -a_m e^2$

dengan e, $\tilde{a}$, $\tilde{b} \in L_\infty$: $e \in L_2$ dan $|\hat{b}(t)| \geq b_0 \ \forall t \geq 0$ implies $\bar{k} \varepsilon L_\infty$.

Substitusi hukum kontrol (2) dan (3) ke (4) menghasilkan $\dot{y}_m = -a_m y_m$ implies $y_m \in L_\infty$,
$Y_m(t) \to 0$, $t \to \infty$ sehingga $y, u \in L_\infty$.

Dari (5) diperoleh $e \in L_\infty$ dengan $e \in L_2$ implies $E(t) = y(t) - y_m(t) \to 0$; $t \to \infty$ sehingga

$Y(t) = e(t) + y_m(t) \to 0$ as $t \to \infty$

III. IDENTIFIKASI PARAMETER

Pada paper ini akan digunakan metoda identifikasi parameter kuadrat terkecil dengan faktor pembobotan yang bertujuan untuk menentukan model matematik dari sistem. Misal model parametrik linier

$$Z = \theta^{*T} \phi \tag{8}$$

$$\text{Plant : } Y = \theta^* u + dn \tag{9}$$

D_n adalah noise ; $y, u \in R^+$ dan $u \in L_\infty$

Diberikan data pengukuran $y(\tau)$, $u(\tau)$ untuk $0 \leq \tau < t$, disini akan ditentukan $\theta(t)$ yang baik untuk θ^* pada waktu t. salah satu solusi yang mungkin adalah:

$\theta(t) = \dfrac{y(\tau)}{u(\tau)} = \theta^* + \dfrac{d_n(\tau)}{u(\tau)}$ untuk $\tau < t$ dan $u(t) \neq 0$. Pendekatan yang bisa digunakan

$$J(\theta) = \frac{1}{2}\int_0^t [\, y(\tau) - \theta(t)\, u(\tau)]^2 \, d\tau \tag{10}$$

Terhadap θ pada waktu t.

Kondisi minimum:

$$\nabla J(\theta) = -\int_0^t y(\tau) - u(\tau) d\tau + \theta(t) \int_0^t u^2(\tau) d\tau = 0 \tag{11}$$

$$\theta(t) = \left[\int_0^t u^2(\tau) d\tau \right]^{-1} \int_0^t y(\tau) u(\tau) d\tau \tag{12}$$

Sebagai contoh bila $u(t) = 1 \ \forall t \geq 0$ dan d_n mempunyai nilai rata-rata nol

$$\lim_{t \to \infty} = \theta(t) \frac{1}{t} \int_0^t y(\tau) u(\tau) d\tau$$

$$= \theta^* + \lim_{t \to \infty} \frac{1}{t} \int_0^t d_n(\tau)\, d\tau = \theta^*$$

Kita tinjau pers (8), estimasi $\hat{Z}$ dan Z dan error ternormalisasi dibangkitkan oleh :

$$\hat{Z} = \phi^T \phi, \quad \epsilon = \frac{Z - \hat{Z}}{m^2} = \frac{Z - \theta^T \phi}{m^2} \tag{13}$$

dengan $m^2 = 1 + n_s^2$, $\theta(t)$ adalah estimasi dari θ^* pada saat t, dan m memenuhi $\phi/m \in L_\infty$, misal cost function adalah:

$$J(\theta) = \frac{1}{2}\int_0^t e^{-\beta(t-\tau)} \frac{[z(\tau) - \theta^T(\tau)\phi(\tau)]^2}{m^2(\tau)} d\tau + \frac{1}{2} e^{-\beta t} (\theta - \theta_0)^T Q_0 (\theta - \theta_0) \tag{14}$$

Dengan $Q_0 = Q_0^T > 0$, $\beta \geq 0$, $\theta_0 = \theta(0)$

Minimalisasi fungsi harga (15) menghasilkan hukum adaptif kuadrat terkecil dengan faktor pembobot

P memenuhi persamaan diferensial

$$\dot{P} = \beta P - P \frac{\phi \phi^T}{m^2} P, \quad P(0) = P_0 = Q_0^{-1} \tag{15}$$

Dengan menurunkan θ terhadap t dan menggunakan (10) dan $\epsilon m^2 = z - \phi^T \phi$ diperoleh

$$\dot{\theta} = P \varepsilon \phi \tag{16}$$

IV. TEKNIK PELETAKAN AKAR

Tujuan pengontrolan dengan metoda peletakan akar adalah memilih sinyal kontrol proses u_p agar pole-pole lup tertutup yang diinginkan dapat dihasilkan . Pole-pole lup tertutup tersebut dinyatakan dalam polinomial Hurwitz $A^*(S)$ dan dipilih berdasarkan performansi lup tertutup yang diinginkan. Agar tujuan tersebut dapat di capai, sinyal kontrol yang diberikan ke proses dihitung dengan menggunakan hukum kontrol.

Misal plant : $Yp = \dfrac{b}{s+a} Up$

a dan b adalah konstanta yang diketahui

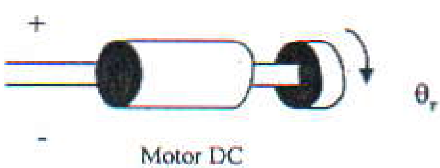
Pole-pole dari plant lup tertutup diletakkan pada akar $A^*(S) = (S+1)^2$ dan Yp mengikuti sinyal referensi yang konstan Ym = 1. Internal mode dari Ym adalah Qm(S) =S dengan q = 1.Karena n = 1 maka polinomial L, P, A adalah: L(s) = 1, P(s) $=P_1S + Po$, $A = S + \lambda o$ dimana $\lambda o > 0$ adalah orbitrary. Dan Po, P_1 dihitung dengan :

$S(S+a) + (P_1S + Po)b = (S+1)^2$ sehingga diperoleh

$$P_1 = \frac{2-a}{b} \quad , \quad Po = \frac{1}{b}$$

V. DINAMIKA SISTEM

Motor DC untuk pengendali beban inersia diperlihatkan pada gambar (2)



Gambar 2. Motor pengendali beban inersia

Motor DC disini digunakan untuk mengendalikan posisi beban inersia yaitu pengaturan posisi sudut shaft . Titik origin bidang adalah putaran shaft yang ditempatkan pada titik dalam arah objek di semua kondisi. Posisi sudut shaft dikendalikan oleh sebuah motor dc, problem kontrol disini adalah bagaimana motor tetap menjaga agar $\omega(t) \cong \theta r(t)$ $t \geq to$. $\omega(t)$ adalah kecepatan angular motor dan $\theta r(t)$ adalah posisi sudut shaft.

Plant terdiri dari motor dan shaft , variabel yang diamati adalah posisi sudut shaft (θr). Variabel referensi adalah arah dari objek θr, sedangkan input dari plant adalah tegangan input motor (e).

VI. MODEL DINAMIKA

Sistem motor dc servo seperti yang diperlihatkan pada gambar (2) memiliki satu unit input yaitu tegangan masuk (e) dengan keluarannya adalah posisi sudut shaft (θ_r).

Torsi yang dibangkitkan motor $T=K_1 I$ (19)

Tegangan balik emf motor $V=K_2\omega$ (20)

Daya input listrik $Pe=VI=\dfrac{K_2\omega T}{K_1}$ (21)

Daya output mekanik $Pm = \omega T$ (22)

Dari (21) didapat $Pe = \dfrac{K_2}{K_1} Pm$

Jika konversi energi mempunyai effisiensi 100 % maka $K_1=K_2=K$ dan jika effisiensi lebih kacil dari 100 % maka $K_2/K_1 > 1$. Hubungan tegangan input E dengan tegangan balik emf adalah

$E - V = R I$
(23)

Hubungan torsi dengan kecepatan angular

$$T = J\frac{d\omega}{dt} \qquad (24)$$

J adalah inersia beban

Dari(19),(23) dan (24) diperoleh

$$J\frac{d\omega}{dt} = K_1 I = \frac{K_1}{R}(E - V) \qquad (25)$$

Dengan menggunakan (20) diperoleh:

$$J\frac{d\omega}{dt}=\frac{K_1}{R}E-\frac{K_1K_2}{R}\omega$$

$$\frac{d\omega}{dt}=-\frac{K_1K}{JR}\omega+\frac{K_1}{JR}E \qquad (26)$$

Untuk mengendalikan kecepatan putaran shaft, sistem orde dua sangat tepat digunakan maka harus ditambah persamaan diferensial

$$\frac{d\theta_r}{dt}=\omega \qquad (27)$$

Persamaan (26) dan (27) dalam bentuk persamaan keadaan

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\theta_r\\ \omega\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -\dfrac{K_1K_2}{JR}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta_r\\ \omega\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{K_1}{JR}\end{bmatrix}E$$

$$\text{output : } Y=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta_r\\ \omega\end{bmatrix}$$

dengan memasukkan nilai parameter

$K_1=K_2=2$, $R=0.1\,\Omega$, $J=10\text{ Kg-m}^2$

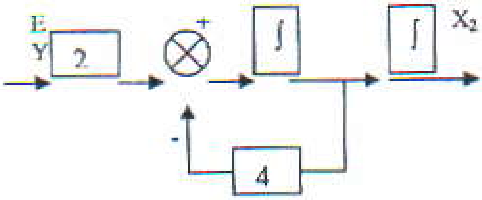
Persamaan Keadaan adalah:

$$\begin{bmatrix}\dot{\theta}_r\\ \dot{\omega}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -4\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta_r\\ \omega\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ 2\end{bmatrix}E \qquad (28)$$

$$Y=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\theta_r\\ \omega\end{bmatrix} \qquad (29)$$

Fungsi alih dari sistem adalah :

$$G(S)=\frac{2}{S(S+4)}=\frac{2}{S^2+4S} \qquad (30)$$



Gambar(3). Blok diagram simulasi

Dari fungsi alih diperoleh persamaan karakteristik

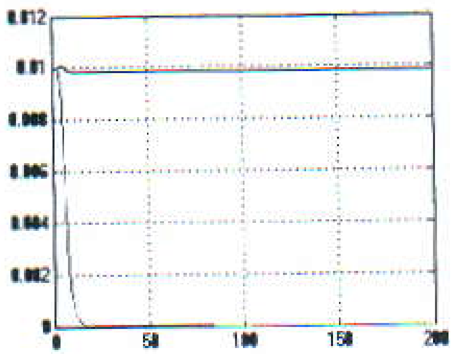
$$S^2+4\,S=0 \qquad (31)$$

Yang memberikan akar karakteristik

$S_1=0$ dan $S_2=-4$. Dengan demikian sistem merupakan sebuah sistem yang stabil.

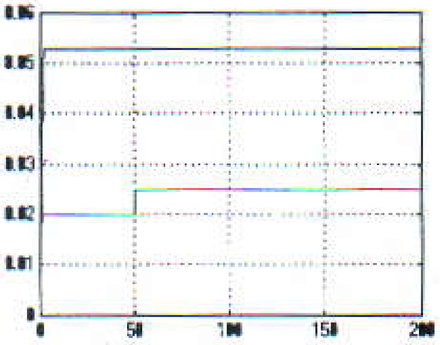
VII. HASIL SIMULASI

Untuk menganalisa hasil pengamatan ini dilakukan dengan tanpa pengontrol yang nantinya dibandingkan dengan menggunakan pengontrol adaptif.



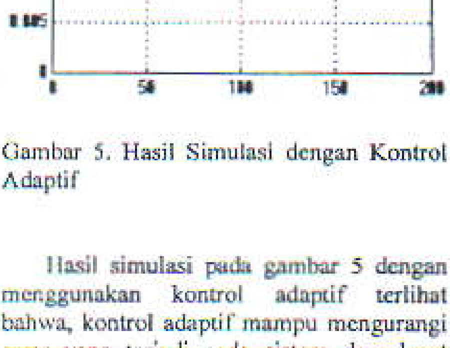
Gambar 3 . Hasil identifikasi parameter

Berdasarkan fungsi transfer yang diperoleh pada persamaan (30) identifikasi parameter besarnya adalah: $a_0=0$, $a_1=4$ dan $b_0=2$ dengan faktor pembobotan $\beta=1$, $R_0=1000$. Tetapi pada grafik gambar 3 terlihat hanya dua parameter yang teridentifikasi hal ini terjadi karena pada plant terjadi reduksi orde.



Gambar 4. Hasil simulasi tanpa adaptif

Pada gambar 4. terlihat bahwa dengan tanpa pengontrol terjadi error yang besar hal ini tidak diinginkan. Untuk mengurangi error yang besar ini maka perlu digunakan sistem pengontrol, maka disini perlu ditambahkan pengontrol Proporsional Diferensial (PD) yang diharapkan dapat mengurangi error yang terjadi. Pada pengontrol PD adaptif digunakan nilai Kp = 0.5, K_D = 0.5 dengan meletakkan akar-akar karakteristik lup tertutup sistem kontrol tersebut pada $S_{1,2} = -1$ variabel desain yang digunakan adalah Ro = 1000 dan faktor pembobotan $\beta = 1$



Gambar 5. Hasil Simulasi dengan Kontrol Adaptif

Hasil simulasi pada gambar 5 dengan menggunakan kontrol adaptif terlihat bahwa, kontrol adaptif mampu mengurangi error yang terjadi pada sistem dan dapat mengikuti model referensi yang diinginkan sehingga error konvergen menuju nol.

VIII. KESIMPULAN

Untuk mengontrol beban inersia yaitu mengontrol posisi sudut shaft, penggunaan kontrol adaptif tak langsung dengan penempatan akar-akar karakteristik mampu untuk mengantisipasi terjadinya perubahan parameter pada sistem. Dari hasil simulasi menunjukkan kontrol adaptif tak langsung dapat memperkecil error dengan respon yang sangat cepat dengan overshoot yang sangat kecil sehingga menghasilkan performansi yang diinginkan.

PUSTAKA

Ioannou, P. dan S. Jing. (1996). Robust Adaptive Control. Prentice-Hall. New Jersey.

Bernard Friedland (1987). Control System Design, An Introduction to State Space, hlm 19-20, Mc GrawHill

Kwakernaak H. dan Sivan Raphael. (1976). Linear Optimal Control System. John Wiley Sons,Inc New York.