



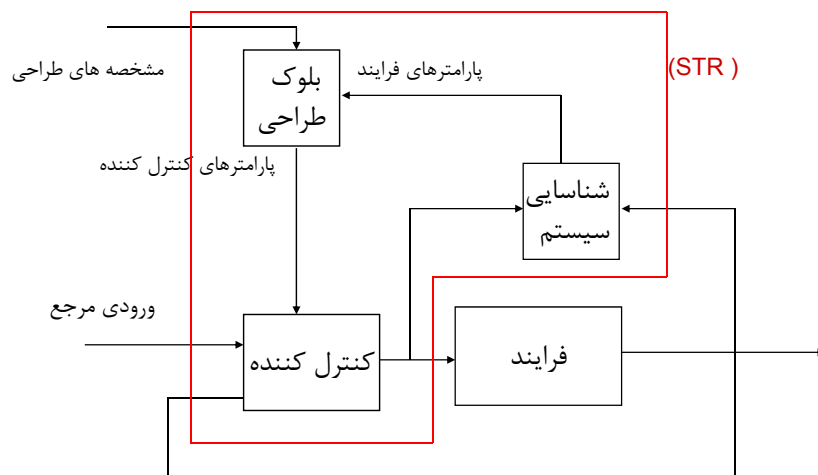
رگلاتورهای خودتنظیم (Self Tuning Regulators)

علی خاکی صدیق

گروه کنترل

شہر یور ۱۳۸۹

- **دیگرام بلوکی رگلا تورهای خود تنظیم (Self-Tuning Regulators)**

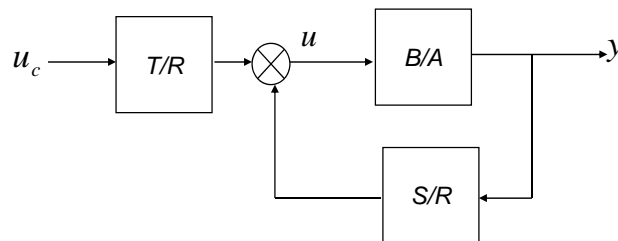


• نکات کلیدی

- ✓ روشهای مستقیم و غیر مستقیم طراحی
- ✓ ۲ حلقه کنترلی: حلقه داخلی و حلقه خارجی
- ✓ بلوک طراحی کنترل کننده: محاسبات لازم برای اجرای کنترل
- ✓ بلوک تخمین: شناسایی روی خط پارامترها (RLS)
- ✓ بلوک کنترل کننده: اعمال کنترل کننده
- ✓ خود تنظیمی: پارامترهای کنترل کننده به مقادیری همگرا می شوند که در صورت معلوم بودن فرایند به دست آورده می شدند.
- ✓ **Certainty Equivalence Principle**: پارامترهای تخمین زده شده به عنوان پارامترهای واقعی فرض می شوند.

▪ کنترل کننده: جایابی قطب با فیدبک خروجی

- دیاگرام بلوکی:



$$\Rightarrow Ru = Tu_c - Sy$$

- معادله مشخصه حلقه بسته:

Diophantine Equation
Or
Bezout Identity
Or
Aryabhata Equation

$$AR + BS = A_c$$

اگر

$$A(q) = q^n + a_1 q^{n-1} + \dots + a_n$$

$$B(q) = b_0 q^n + b_1 q^{n-1} + \dots + b_n$$

آنگاه

$$R(q) = r_0 q^{n-1} + r_1 q^{n-2} + \dots + r_{n-1}$$

$$S(q) = s_0 q^{n-1} + s_1 q^{n-2} + \dots + s_{n-1}$$

و A_c یک چند جمله ای از درجه $2n-1$ است.

- نکته ۱: معادله دیوفانتین پاسخ دارد اگر و فقط اگر $A(q)$ و $B(q)$ نسبت به هم اول باشند.

- نکته ۲: ماتریس سیلواستر زیر را تعریف کنید:

$$E = \begin{bmatrix} a_n & 0 & \dots & 0 & b_n & 0 & \dots & 0 \\ a_{n-1} & a_n & \dots & 0 & b_{n-1} & b_n & \dots & 0 \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & b_{n-1} & & \vdots \\ a_1 & & & a_n & b_1 & \vdots & & b_n \\ 1 & a_1 & & a_{n-1} & b_0 & b_1 & & b_{n-1} \\ 0 & 1 & & \vdots & 0 & b_0 & & \vdots \\ \vdots & 0 & & & \vdots & 0 & & \\ 0 & \vdots & & a_1 & & \vdots & & b_1 \\ 0 & 0 & & 1 & 0 & 0 & & b_0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{l} 2n \times 2n \text{ Matrix} \\ \text{Is non-singular} \\ \text{If and only if} \\ A, B \text{ are coprime} \end{array}$$

• نکته ۳: با تعریف

$$A_c = \alpha_0 q^{2n-1} + \alpha_1 q^{2n-2} + \dots + \alpha_{2n-1}$$

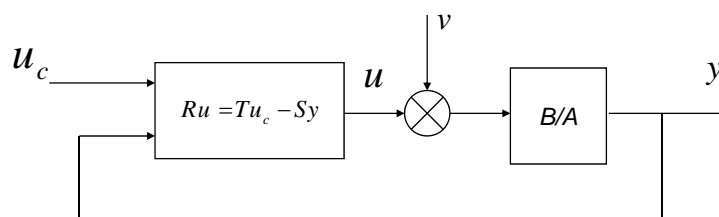
داریم

$$E \cdot \begin{bmatrix} r_{n-1} \\ r_{n-2} \\ \vdots \\ r_0 \\ s_{n-1} \\ s_{n-2} \\ \vdots \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{2n-1} \\ \alpha_{2n-2} \\ \vdots \\ \alpha_0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} r_{n-1} \\ r_{n-2} \\ \vdots \\ r_0 \\ s_{n-1} \\ s_{n-2} \\ \vdots \\ s_0 \end{bmatrix} = E^{-1} \begin{bmatrix} \alpha_{2n-1} \\ \alpha_{2n-2} \\ \vdots \\ \alpha_0 \end{bmatrix}$$

پارامترهای کنترل کننده

اطلاعات معلوم

• سیستم حلقه بسته:



$$y = \frac{BT}{AR + BS} u_c + \frac{BR}{AR + BS} v$$

TRACKING

$$u = \frac{AT}{AR + BS} u_c - \frac{BS}{AR + BS} v$$

STABILITY

• علامتگذاری:

$$A^*(q^{-1}) = q^{-n} A(q)$$

$$\Rightarrow A^*(q^{-1})y(t) = B^*(q^{-1})[u(t-d_0) + v(t-d_0)] \quad d_0 = n - m$$

Where,

$$A^*(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}$$

$$B^*(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m}$$

• دنبال روندگی مدل (Model Following)

✓ رفتار مطلوب:

$$A_m y_m(t) = B_m u_c(t)$$

$$\Rightarrow \frac{BT}{AR + BS} = \frac{BT}{A_c} = \frac{B_m}{A_m} \rightarrow \text{Perfect Model-Following}$$

✓ حذف قطب-صفر در BT و A_c .

$$B = B^+ B^-$$

where,

$B^+ =$ Monic Stable Polynomial with well damped roots

$B^- =$ Unstable or poorly damped roots

Let,

$$B_m = B^- B_m'$$

And,

$$A_c = A_o A_m B^+$$

Diaphontine Equation $\rightarrow R = R' B^+$

$$\Rightarrow A R' + B^- S = A_o A_m = A_c'$$

معادله دیوفانتین کاهش یافته

$$\Rightarrow T = A_o B_m'$$

یک انتخاب برای ردیابی

• شرایطی برای علی بودن

✓ برای علی (زمان-گسسته) یا سره بودن (زمان-پیوسته) کنترل کننده اعمال شرایط زیر الزامی است:

$$\deg S \leq \deg R$$

$$\deg T \leq \deg R$$

✓ اگر R^0 و S^0 پاسخهای معادله دیوفانتین باشند:

$$\Rightarrow R = R^0 + QB,$$

$$S = S^0 - QA$$

مجموعه ای از پاسخهای معادله دیوفانتین

چند جمله ای دلخواه

انتخاب Q



پاسخ حداقل درجه Minimum Degree Solution



$$\text{Max}(\deg S) = n-1$$



$$\deg A_c \geq 2\deg A - 1$$

$$\deg A_m - \deg B_m \geq \deg A - \deg B = d_0$$

Causality
Conditions

• الگوریتم جایابی قطب حداقل درجه MDPP

✓ داده: A, B

✓ مشخصه های طراحی: A_m, B_m , and A_o

✓ شرایط تطابق:

$$\deg A_m = \deg A$$

$$\deg B_m = \deg B$$

$$\deg A_o = \deg A - \deg B^+ - 1$$

$$B_m = B^- B_m'$$

✓ گام ۱: فاکتورگیری $B = B^+ B^-$

✓ گام ۲: حل معادله دیوفانتین

$$AR' + B^- S = A_o A_m \Rightarrow R', S \quad \deg S < \deg A$$

✓ گام ۳: تعیین سیگنال کنترلی

$$R = R' B^+$$

$$T = A_o B_m'$$

$$\Rightarrow Ru = Tu_c - Sy$$

• چند جمله ای مشخصه حلقه بسته

$$A_c = A_o A_m B^+$$

صفرهای حذف شدنی

قطب های روینگر: این قطب ها توسط طراح به تعداد حداکثر $n-1$ انتخاب می شوند. مجموع قطب های حلقه بسته $2n-1$ خواهند شد. که معادل طراحی جایابی قطب با فیدبک حالت و روینگر مرتبه کاهش یافته است.

قطب های مطلوب حلقه بسته با تعدادی برابر با مرتبه سیستم اصلی منهای صفرهای حذف شدنی

• مثال ها

EXAMPLE 3.1 Model-following with zero cancellation

Consider a continuous-time process described by the transfer function

$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)} \quad (3.16)$$

This can be regarded as a normalized model for a motor. The pulse transfer operator for the sampling period $h = 0.5$ s is

$$H(q) = \frac{B(q)}{A(q)} = \frac{b_0q + b_1}{q^2 + a_1q + a_2} = \frac{0.1065q + 0.0902}{q^2 - 1.6065q + 0.6065} \quad (3.17)$$

We have $\deg A = 2$ and $\deg B = 1$. The design procedure thus gives a first-order controller, and the closed-loop system will be of third order. The sampled data system has a zero in -0.84 and poles in 1 and 0.61 . Let the desired closed-loop system be

$$\frac{B_m(q)}{A_m(q)} = \frac{b_{m0}q}{q^2 + a_{m1}q + a_{m2}} = \frac{0.1761q}{q^2 - 1.3205q + 0.4966} \quad (3.18)$$

This corresponds to a natural frequency of 1 rad/s and a relative damping of 0.7 . Parameter b_{m0} is chosen so that the static gain is unity. This model satisfies the compatibility conditions because it has the same pole excess as the process and the process zero is stable although poorly damped. To apply the design procedure in Algorithm 3.1, we first factor the polynomial B , and we obtain

$$\begin{aligned} B^+(q) &= q + b_1/b_0 \\ B^-(q) &= b_0 \\ B'_m(q) &= b_{m0}q/b_0 \end{aligned}$$

Since the process is of second order, the polynomials R , S , and T will all be of first order. Polynomial R' is thus of degree zero. Since the polynomial is monic, we have $R' = 1$. Since $\deg B^+ = 1$, it follows from the compatibility conditions that $\deg A_o = 0$. Choose

$$A_o(q) = 1$$

The Diophantine equation (3.11) then becomes

$$(q^2 + a_1q + a_2) \cdot 1 + b_0(s_0q + s_1) = q^2 + a_{m1}q + a_{m2}$$

Equating coefficients of equal power of q gives

$$a_1 + b_0s_0 = a_{m1}$$

$$a_2 + b_0s_1 = a_{m2}$$

These equations can be solved if $b_0 \neq 0$. The solution is

$$s_0 = \frac{a_{m1} - a_1}{b_0}$$

$$s_1 = \frac{a_{m2} - a_2}{b_0}$$

The controller is thus characterized by the polynomials

$$R(q) = B^+ = q + \frac{b_1}{b_0}$$

$$S(q) = s_0q + s_1$$

$$T(q) = A_o B'_m = \frac{b_{m0}q}{b_0}$$

□

EXAMPLE 3.2 Model-following without zero cancellation

Consider the same process as in Example 3.1, but use a control design in which there is no cancellation of the process zero. Since the process is of second order, the minimum-degree solution has polynomials R , S , and T of first order and the closed-loop system will be of third order. Since no zero is canceled, it follows from the compatibility condition in Algorithm 3.1 that $\deg A_0 = 1$. Since no process zeros are canceled, we have

$$B^+ = 1$$

$$B^- = B = b_0q + b_1$$

It also follows from the compatibility conditions that the model must have the same zero as the process. The desired closed-loop transfer operator is thus

$$H_m(q) = \beta \frac{b_0q + b_1}{q^2 + a_{m1}q + a_{m2}} = \frac{b_{m0}q + b_{m1}}{q^2 + a_{m1}q + a_{m2}}$$

where $b_{m0} = \beta b_0$ and

$$\beta = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_0 + b_1}$$

which gives unit steady state gain. The Diophantine equation (3.4) becomes

$$(q^2 + a_1q + a_2)(q + r_1) + (b_0q + b_1)(s_0q + s_1) = (q^2 + a_{m1}q + a_{m2})(q + a_o) \quad (3.19)$$

Putting $q = -b_1/b_0$ and solving for r_1 , we get

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{b_1}{b_0} + \frac{(b_1^2 - a_{m1}b_0b_1 + a_{m2}b_0^2)(-b_1 + a_o b_0)}{b_0(b_1^2 - a_1b_0b_1 + a_2b_0^2)} \\ &= \frac{a_o a_{m2} b_0^2 + (a_2 - a_{m2} - a_o a_{m1}) b_0 b_1 + (a_o + a_{m1} - a_1) b_1^2}{b_1^2 - a_1 b_0 b_1 + a_2 b_0^2} \end{aligned} \quad (3.20)$$

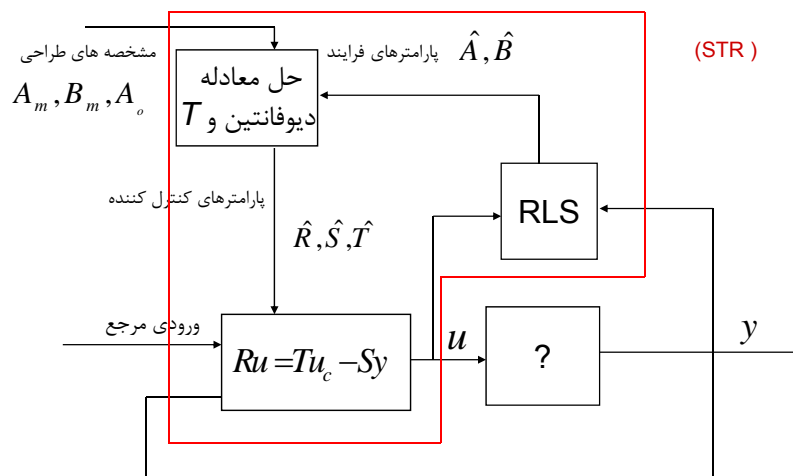
Notice that the denominator is zero if polynomials $A(q)$ and $B(q)$ have a common factor. Equating coefficients of terms q^2 and q^0 in Eq. (3.19) gives

$$\begin{aligned} s_0 &= \frac{b_1(a_o a_{m1} - a_2 - a_{m1} a_1 + a_1^2 + a_{m2} - a_1 a_o)}{b_1^2 - a_1 b_0 b_1 + a_2 b_0^2} \\ &\quad + \frac{b_0(a_{m1} a_2 - a_1 a_2 - a_o a_{m2} + a_o a_2)}{b_1^2 - a_1 b_0 b_1 + a_2 b_0^2} \\ s_1 &= \frac{b_1(a_1 a_2 - a_{m1} a_2 + a_o a_{m2} - a_o a_2)}{b_1^2 - a_1 b_0 b_1 + a_2 b_0^2} \\ &\quad + \frac{b_0(a_2 a_{m2} - a_2^2 - a_o a_{m2} a_1 + a_o a_2 a_{m1})}{b_1^2 - a_1 b_0 b_1 + a_2 b_0^2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Furthermore, it follows from Eq. (3.12) that

$$T(q) = \beta A_o(q) = \beta(q + a_o) \quad \square$$

▪ رگلا تورهای خود تنظیم غیر مستقیم (Indirect Self-Tuning Regulators)



• تخمین پارامترها با RLS

$$A(q)y(t) = B(q)u(t), \quad A, B \rightarrow \text{Unknown}, \quad \deg A = n, \deg B = m$$



$$y(t) = -a_1 y(t-1) - \dots - a_n y(t-n) + b_1 u(t+m-n-1) + \dots + b_m u(t-m) \rightarrow \text{Unknown Parameters}$$



$$y(t) = \phi^T(t-1)\theta$$

RLS در هر زمان نمونه برداری بردار پارامترهای نامعلوم را می دهد.

• نکته:

در شرایط: ورودی تحریک به اندازه کافی غنی
مرتبه و درجه نسبی دقیق سیستم
پارامترهای سیستم به مقادیر واقعی همگرا می شوند.

تعداد نمونه های لازم برای تعریف بردار رگرسیون $\max(n, m-d_0)$
حداقل تعداد نمونه های لازم برای تعیین $m+n-1$ پارامتر در حالت قطعی $n+m=$

1

حداقل تعداد نمونه های لازم برای همگرایی الگوریتم

$$N = n + m + 1 + \max(n, m + d_0)$$

• الگوریتم STR غیر مستقیم

✓ داده:

$$A_m, B_m, \text{ and } A_o$$

✓ گام ۱:

$$RLS \Rightarrow \hat{\theta}$$

✓ گام ۲:

$$MDPP \Rightarrow \hat{S}, \hat{R}, \hat{T}$$

✓ گام ۳:

$$\hat{R}u = \hat{T}u_c - \hat{S}y$$

تکرار مراحل در هر زمان نمونه برداری.

• مثال ها

EXAMPLE 3.4 Indirect self-tuner with cancellation of process zero

Let the process be the same as in Example 3.1 and assume that the process zero is canceled. The specifications are the same as in Example 3.1, that is, to obtain a closed-loop characteristic polynomial A_m . The parameters of the model

$$y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_0 u(t-1) + b_1 u(t-2)$$

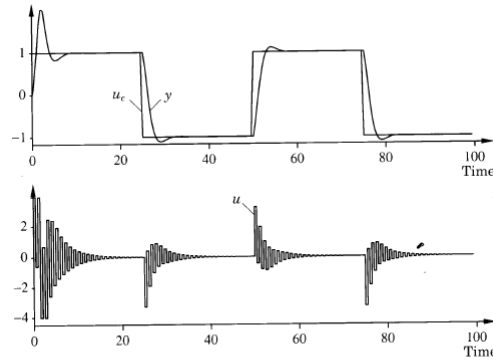


Figure 3.4 Output and input in using an indirect self-tuning regulator to control the system in Example 3.1. Notice the “ringing” in the control signal due to cancellation of the zero at -0.84 .

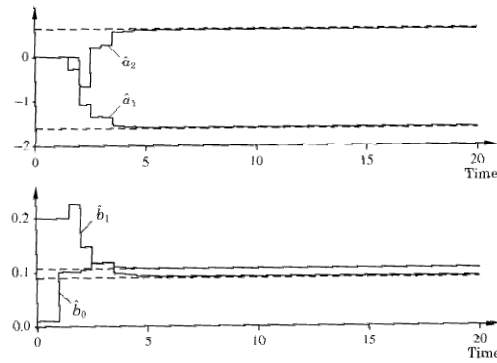


Figure 3.5 Parameter estimates corresponding to the simulation in Fig. 3.4. The true parameters are shown by dashed lines.

which has the same structure as Eq. (3.17), are estimated by using the least-squares algorithm. Algorithm 3.2 is used for the self-tuning regulator. The calculations, which were done in Example 3.1, give the control law

$$u(t) + r_1 u(t-1) = t_0 u_c(t) - s_0 y(t) - s_1 y(t-1)$$

time $t = 5$. The estimates obtained at time $t = 100$ are

$$\begin{aligned}\hat{a}_1(100) &= -1.60 \quad (-1.6065) & \hat{b}_0(100) &= 0.107 \quad (0.1065) \\ \hat{a}_2(100) &= 0.60 \quad (0.6065) & \hat{b}_1(100) &= 0.092 \quad (0.0902)\end{aligned}$$

These values are quite close to the true values, which are given in parentheses. The controller parameters obtained at time $t = 100$ are

$$\begin{aligned}r_1(100) &= 0.85 \quad (0.8467) & t_0(100) &= 1.65 \quad (1.6531) \\ s_0(100) &= 2.64 \quad (2.6852) & s_1(100) &= -0.99 \quad (-1.0321)\end{aligned}$$

□

EXAMPLE 3.5 Indirect self-tuner without cancellation of process zero

Consider the same process as in Example 3.4, but use a control design in which there is no cancellation of the process zero. The parameters are estimated in the same way as in Example 3.4, but the control law is now computed as in Example 3.2. Polynomial A_w is of first order. As in the previous examples the initial transient depends critically on the initial state of the

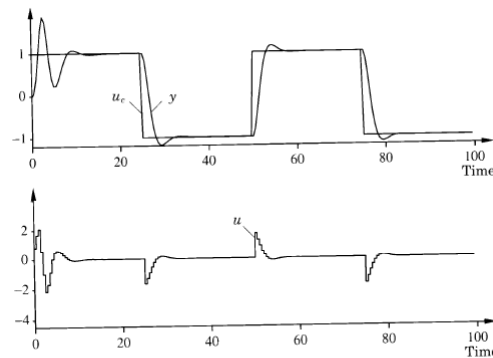


Figure 3.6 Same as in Fig. 3.4 but without cancellation of the process zero.

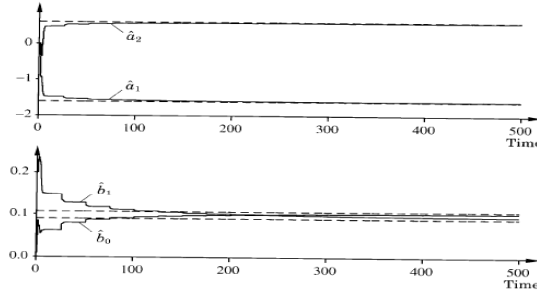


Figure 3.7 Parameter estimates corresponding to the simulation in Fig. 3.6. The true parameter values are indicated by dashed lines.

recursive estimator. For the design calculation it must be required that initial values are chosen so that polynomials A and B do not have a common factor. In this case the initial estimates were chosen to be $\hat{a}_1(0) = \hat{a}_2(0) = 0$, $\hat{b}_0(0) = 0.01$, and $\hat{b}_1(0) = 0.2$. The P -matrix was initialized as a diagonal matrix with $P(1,1) = P(2,2) = 100$ and $P(3,3) = P(4,4) = 1$ as in Example 3.4. Figure 3.6 shows results of a simulation of the direct algorithm with $a_n = 0$. Notice that the behavior of the process output is quite similar to that in Fig. 3.4 but that there is no “ringing” in the control signal. The parameter estimates are shown in Fig. 3.7. The values obtained at time $t = 100$ are

$$\begin{aligned} \hat{a}_1(100) &= -1.57 \quad (-1.6065) & \hat{b}_0(100) &= 0.092 \quad (0.1065) \\ \hat{a}_2(100) &= 0.57 \quad (0.6065) & \hat{b}_1(100) &= 0.112 \quad (0.0902) \end{aligned}$$

The true values are given in parentheses. The controller parameters at time $t = 100$ are

$$\begin{aligned} r_1(100) &= 0.114 \quad (0.1111) & t_0(100) &= 0.86 \quad (0.8951) \\ s_0(100) &= 1.44 \quad (1.6422) & s_1(100) &= -0.58 \quad (-0.7471) \end{aligned}$$

There is very little excitation of the system in the periods when the output and the control signals are constant. This explains the steplike behavior of the estimates.

It may seem surprising that the controller already gives the correct steady-state value at time $t = 20$ when the parameter estimates differ so much from their correct values. The controller parameters are

$$\begin{aligned} r_1(20) &= 0.090 \quad (0.1111) & t_0(20) &= 0.83 \quad (0.8951) \\ s_0(20) &= 1.13 \quad (1.6422) & s_1(20) &= -0.29 \quad (-0.7471) \end{aligned}$$

Since the process has integral action, we have $A(1) = 0$. It then follows from Eq. (3.3) that the static gain from command signal to output is

$$\frac{B(1)T(1)}{A(1)R(1) + B(1)S(1)} = \frac{T(1)}{S(1)}$$

To obtain the correct steady-state value, it is thus sufficient that the controller parameters are such that $S(1) = T(1)$, which in the special case is the same as $t_0 = s_0 + s_1$. When no poles are canceled, it follows from Eq. (3.12) that

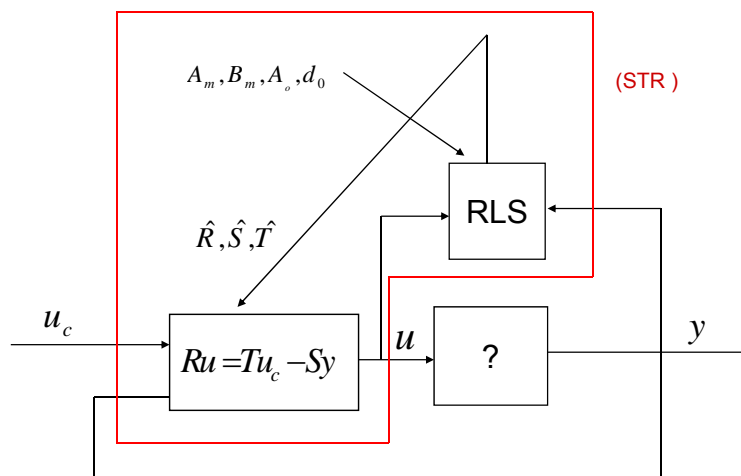
$$T(1) = A_c(1)B_m'(1) = A_c(1)\frac{A_m(1)}{\hat{B}(1)}$$

where \hat{B} is the estimated B polynomial. Hence

$$\frac{T(1)}{S(1)} = \frac{A_c(1)A_m(1)}{\hat{B}(1)S(1)} = 1$$

where the last equality follows from Eq. (3.11). Notice that we have $A(1) = 0$. We thus obtain the rather surprising conclusion that the adaptive controller in this case will automatically have parameters such that there will be no steady-state error. \square

■ رگلا تورهای خود تنظیم مستقیم (Direct Self-Tuning Regulators)



• چرا روش مستقیم؟

- راهکار اصلی: بیان مدل فرایند بر حسب پارامترهای کنترل کننده فرایند:

$$A(q)y(t) = B(q)u(t)$$

مدل مطلوب:

$$A_m y_m(t) = B_m u_c(t)$$

معادله دیوفانتین:

$$AR' + B^-S = A_o A_m$$

$$\Rightarrow A_o A_m y(t) = AR' y(t) + B^-S y(t)$$

$$= R' B u(t) + B^-S y(t)$$

$$= R' B^+ B^- u(t) + B^-S y(t)$$

$$= R B^- u(t) + B^-S y(t) = B^- (R u(t) + S y(t))$$

مدل فرایند بیان شده بر حسب پارامترهای کنترل کننده

• سیستم های می نیمم فاز

$$\deg A_o = \deg A - \deg B - 1, \text{ and } B^- = \text{constant} = b_0$$

$$\Rightarrow A_o A_m y(t) = b_0 (R u(t) + S y(t))$$

$$= \tilde{R} u(t) + \tilde{S} y(t)$$

All zeros cancelled: $B_m = q^{d_0} A_m(1)$ is a good choice. Let

$$\theta = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_l \ s_0 \ \dots \ s_l]$$

$$\phi(t) = [u(t) \cdots u(t-l) \ y(t) \cdots y(t-l)]$$

$$\Rightarrow \eta(t) = A_o^* (q^{-1}) A_m^* (q^{-1}) y(t) = \phi^T(t - d_0) \theta$$

یک خروجی کمکی که از خروجی سیستم ساخته می شود

• مساله نويز:

$$\Rightarrow y(t) = \frac{1}{A_o A_m} (R u(t) + S y(t)) = R^* u_f(t - d_0) + S^* y_f(t - d_0)$$

where,

$$u_f(t) = \frac{1}{A_o^* (q^{-1}) A_m^* (q^{-1})} u(t)$$

$$y_f(t) = \frac{1}{A_o^* (q^{-1}) A_m^* (q^{-1})} y(t)$$

$$\text{and, } d_0 = \deg A - \deg B, \deg R = \deg S = \deg(A_o A_m) - d_0 = l$$

$$\theta = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_l \ s_0 \ \dots \ s_l]$$

$$\phi(t) = [u_f(t) \cdots u_f(t-l) \ y_f(t) \cdots y_f(t-l)]$$

$$\Rightarrow y(t) = \phi^T(t - d_0) \theta$$

• الگوریتم STR مستقیم

✓ داده:

$$A_m, B_m, A_o, \text{ and } d_0$$

✓ گام ۱:

$$y(t) = R^* u_f(t - d_0) + S^* y_f(t - d_0) \text{ and } RLS \Rightarrow \hat{\theta}$$

✓ گام ۲:

$$\hat{R}^* u = T^* u_c - \hat{S}^* y, \quad (T^* = A_o^* A_m(1))$$

تکرار مراحل در هر زمان نمونه برداری.

- نکته ۱: کاهش محاسبات.
- نکته ۲: اطلاع از درجه نسبی لازم است.
- نکته ۳: چند جمله ای R تکین نیست و $r_0 \neq 0$. توجه به این موضوع مهم است.
- نکته ۴: شرط می نیمم فاز بودن سیستم الزامی است.

• مثال ها

EXAMPLE 3.7 Direct self-tuner with $d_0 = 1$

Consider the system in Example 3.1. Since $\deg A = 2$ and $\deg B = 1$, we have $\deg A_m = 2$ and $\deg A_n = 0$. Hence $A_n = 1$, and we will choose $B_m = qA_m(1)$. Equation (3.29) in Algorithm 3.3 then gives $T = qA_m(1)$. The controller structure is given by $\deg R = \deg S = \deg T = \deg A - 1 = 1$. The model given by Eq. (3.27) therefore becomes

$$y(t) = r_0 u_f(t-1) + r_1 u_f(t-2) + s_0 y_f(t-1) + s_1 y_f(t-2) \quad (3.30)$$

where

$$u_f(t) + a_{m1} u_f(t-1) + a_{m2} u_f(t-2) = u(t)$$

$$y_f(t) + a_{m1} y_f(t-1) + a_{m2} y_f(t-2) = y(t)$$

It is now straightforward to obtain a direct self-tuner by applying Algorithm 3.3. The parameters of the model given by Eq. (3.30) are thus estimated, and the control signal is then computed from

$$\hat{r}_0 u(t) + \hat{r}_1 u(t-1) = \hat{l}_0 u_c(t) - \hat{s}_0 y(t) - \hat{s}_1 y(t-1)$$

where \hat{r}_0 , \hat{r}_1 , \hat{s}_0 , and \hat{s}_1 are the estimates obtained and \hat{l}_0 is given by Eq. (3.29), that is,

$$\hat{l}_0 = 1 + a_{m1} + a_{m2}$$

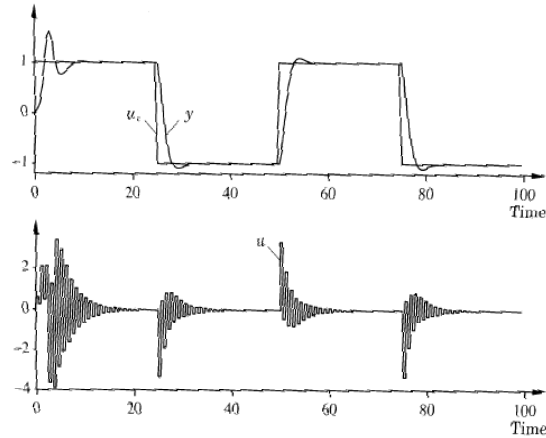


Figure 3.10 Command signal u_c , process output y , and control signal u when the process given by Eq. (3.16) is controlled by using a direct self-tuner with $d_0 = 1$. Compare with Fig. 3.4.

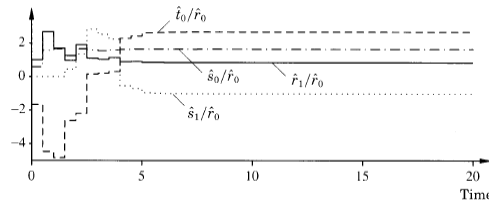


Figure 3.11 Parameter estimates corresponding to the simulation shown in Fig. 3.10: \hat{r}_1/\hat{r}_0 (solid line), \hat{l}_0/\hat{r}_0 (dashed line), \hat{s}_0/\hat{r}_0 (dash-dot line), \hat{s}_1/\hat{r}_0 (dotted line).

Notice that the estimate of r_0 must be different from zero for the controller to be causal.

Figure 3.10 shows the process inputs and outputs in a simulation of the direct algorithm, and Fig. 3.11 shows the parameter estimates. The initial transient depends strongly on the initial conditions. At $t = 100$ the controller parameters are

$$\begin{aligned} \frac{\hat{r}_1(100)}{\hat{r}_0(100)} &= 0.850 \quad (0.8467) & \frac{\hat{l}_0(100)}{\hat{r}_0(100)} &= 1.65 \quad (1.6531) \\ \frac{\hat{s}_0(100)}{\hat{r}_0(100)} &= 2.68 \quad (2.6852) & \frac{\hat{s}_1(100)}{\hat{r}_0(100)} &= -1.03 \quad (-1.0321) \end{aligned}$$

The controller parameters are divided by \hat{r}_0 to make a direct comparison with Examples 3.1 and 3.3. The correct values are given in parentheses. A comparison of Fig. 3.4 and Fig. 3.10 shows that the direct and indirect algorithms have very similar behavior. The limiting control law is the same in both cases. There is “ringing” in the control signal because of the cancellation of the process zero. \square

EXAMPLE 3.8 Direct self-tuner with $d_0 = 2$

In the derivation of the direct algorithm the parameter d_0 was the pole excess of the plant. Assume for a moment that we do not know the value of d_0 and that we treat it as a design parameter instead. Figure 3.12 shows a simulation of the direct algorithm used in Example 3.7 but with $d_0 = 2$ instead of $d_0 = 1$. All

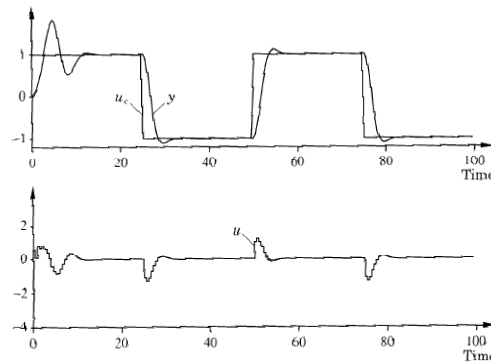


Figure 3.12 Command signal u_c , process output y , and control signal u when the process described by Eq. (3.16) is controlled with a direct self-tuner with $d_0 = 2$.

the other parameters are the same. Notice that the behavior of the system is quite reasonable without any "ringing" in the control signal. Figure 3.13 shows the parameter estimates. The estimates obtained at time $t = 100$ correspond to the controller parameters

$$\frac{\hat{r}_1(100)}{\hat{r}_0(100)} = -0.337 \quad \frac{\hat{s}_0(100)}{\hat{r}_0(100)} = 1.20 \quad \frac{\hat{s}_1(100)}{\hat{r}_0(100)} = -0.67 \quad \frac{\hat{l}_0(100)}{\hat{r}_0(100)} = 0.52$$

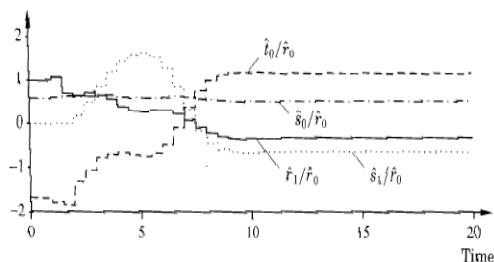


Figure 3.13 Parameter estimates corresponding to Fig. 3.12: \hat{r}_1/\hat{r}_0 (solid line), \hat{l}_0/\hat{r}_0 (dashed line), \hat{s}_0/\hat{r}_0 (dash-dot line), \hat{s}_1/\hat{r}_0 (dotted line).

سیستم های غیر می نیمم فاز NMP Systems

✓ صفرها را نمی توان حذف کرد:

$$A_o A_m y(t) = B^- (Ru(t) + Sy(t)), \quad \deg R = \deg S = \deg(A_o A_m) - \deg B^-$$

Let,

$$\bar{S} = B^- S, \bar{R} = B^- R$$

$$\Rightarrow y(t) = \frac{1}{A_o A_m} (\bar{R}u(t) + \bar{S}y(t)) = \bar{R}^* u_f(t - d_0) + \bar{S}^* y_f(t - d_0)$$

چند جمله ای
غیر تکین

• الگوریتم STR مستقیم برای سیستم های غیر می نیمم فاز

✓ داده:

$$A_m, B_m, A_o, \text{ and } d_0$$

✓ گام ۱:

$$y(t) = \bar{R}^* u_f(t - d_0) + \bar{S}^* y_f(t - d_0) \text{ and } RLS \Rightarrow \hat{\theta}$$

✓ گام ۲: حذف فاکتورهای احتمالی در \bar{R} و \bar{S} . تعیین R و S .

✓ گام ۳:

$$\hat{R}^* u = T^* u_c - \hat{S}^* y, \quad (T^* = A_o^* B_m')$$

تکرار مراحل در هر زمان نمونه برداری.

- نکته ۱: کنترل سیستم غیر می نیمم فاز.
- نکته ۲: حذف فاکتور مشترک از دو چند جمله ای.
- نکته ۳: تخمین چند جمله ای ردیابی:

$$y_m(t) = \frac{B^- B_m'}{A_m} u_c(t)$$

$$\text{Let } e = y - y_m$$

$$\Rightarrow e(t) = \frac{B^-}{A_o A_m} (R u(t) + S y(t) - T u_c(t)) = \bar{R}^* u_f(t - d_0) + \bar{S}^* y_f(t - d_0) - \bar{T}^* u_{cf}(t - d_0)$$

غناى سيگنال
مرجع؟

• الگوریتم STR ترکیبی برای سیستم های غیر می نیمم فاز

✓ داده:

$$A_m, A_o$$

✓ گام ۱:

$$Ay(t) = Bu(t) \text{ and } RLS \Rightarrow \hat{\theta}$$

✓ گام ۲: شناسایی \bar{R} و \bar{S} . تعیین R و S پس از حذف فاکتور مشترک.

✓ گام ۳: $Ru = Tu_c - Sy, \quad (T = t_o A_o, t_o = \frac{A_m(1)}{B(1)})$

تکرار مراحل در هر زمان نمونه برداری.

• نکته ۱: ۲ شناسایی روی خط.

• نکته ۲: تخمین چند جمله ای ردیابی:

$$La, e = y - y_m$$

$$\Rightarrow e(t) = \frac{B}{A_o A_m} (Ru(t) + Sy(t) - t_o \mu_c(t)) = B^* (R^* u_f(t-d_0) + S^* y_f(t-d_0) - t_o \mu_f(t-d_0))$$

• مساله اغتشاش

- ✓ دینامیک و مدل سازی اغتشاش
- ✓ نقطه ورود اغتشاش به سیستم
- ✓ اغتشاش و نویز
- ✓ یک مثال ساده

EXAMPLE 3.9 Effect of Load Disturbances

Consider the system in Example 3.5, that is, an indirect self-tuning regulator with no zero cancellation. We will now make a simulation that is identical to the one shown in Fig. 3.6 except that the load disturbance will be $v(t) = 0.5$ for $t \geq 40$. A forgetting factor $\lambda = 0.98$ has also been introduced; otherwise, the conditions are identical to those in Example 3.5. The behavior of the system is shown in Fig. 3.14. Compare Fig. 3.14 with Fig. 3.6. Figure 3.14 shows that a load disturbance may be disastrous. It follows from the discussion in Example 3.5 that the correct steady-state value will always be reached provided that

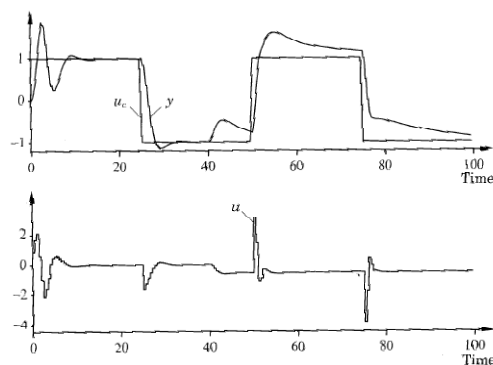


Figure 3.14 Output and control signal when for a system with an indirect self-tuner without zero canceling when there is a load disturbance in the form of a step at the process input at time $t = 40$.

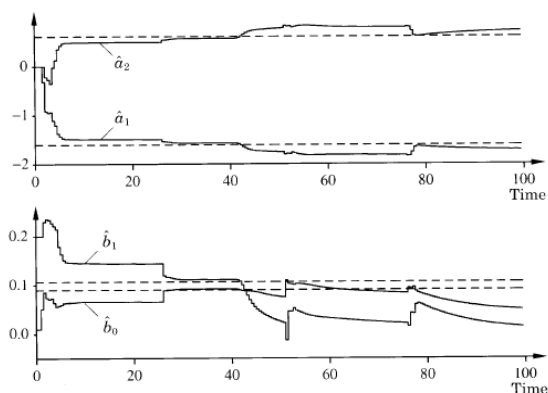


Figure 3.15 Parameter estimates corresponding to Fig. 3.14.

the steps are sufficiently long. Notice that the response is strongly asymmetric. The reason for this is that the controller parameters change rapidly when the control signal changes; see Fig. 3.15, which shows the parameter estimates. Rapid changes of the estimates in response to command signals indicates that the model structure is not correct. The parameter estimates also change significantly at the step in the load disturbance. When the command signal is constant, the parameters appear to settle at constant values that are far from the true parameters. □

• روشهای حل مساله اغتشاش

شناسایی و جبران سازی پیش خور

Internal Model Principle

• فرضیات:

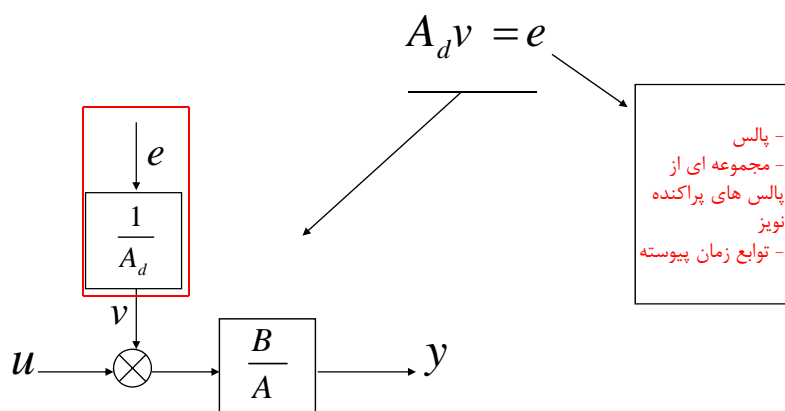
جایابی قطب با فیدبک خروجی-روش کنترل
دینامیک اغتشاش معلوم است

• کاربرد:

کنترل فرایند Process Control

• اصلاح روش طراحی

دینامیک اغتشاش:



• معادلات حلقه بسته:

$$y = \frac{BT}{AR + BS} u_c + \frac{BR}{A_d(AR + BS)} e$$

$$u = \frac{AT}{AR + BS} u_c - \frac{BS}{A_d(AR + BS)} e$$

✓ چند جمله ای A_d معمولاً ریشه ای بر روی دایره واحد یا خارج آن دارد و لذا باید با چند جمله ای در صورت حذف شود!

✓ مطلوب است که $R = R'A_d$: کنترل کننده دینامیک اغتشاش را دارا باشد.

• انتخاب در معادله دیوفانتین

$$\text{Let, } R^0, S^0 \rightarrow A_c^0$$

$$\Rightarrow A R^0 + B S^0 = A_c^0$$

If,

$$R = X R^0 + Y B$$

$$S = X S^0 - Y A$$

Then,

$$A X R^0 + B X S^0 = X A_c^0$$

$$A (R - Y B) + B (S + Y A) = X A_c^0$$

$$A R - A Y B + B S + B Y A = X A_c^0$$

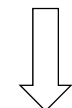
$$\Rightarrow A R + B S = X A_c^0$$

معادله مشخصه حلقه بسته با
کنترل کننده R, S

• داریم:

$$R' A_d = X R^0 + Y B$$

مجهول



$$R', Y$$

• کنترل انتگرال: یک طراحی کاربردی

Let, Disturbance=Step, Then

$$A_d = q - 1$$

$$\Rightarrow R = (q - 1)R'$$

Added C-L Pole,

$$XA_c^0 = (q + x_0)A_c^0$$

$$\Rightarrow (q - 1)R' = (q + x_0)R^0 + y_0 B$$

Let, $q = 1$

$$\Rightarrow (1 + x_0)R^0 + y_0 B = 0$$

$$\Rightarrow y_0 = -\frac{(1 + x_0)R^0(1)}{B(1)}$$

و لذا کنترل انتگرالی جدید عبارت است از:

$$R = (q + x_0)R^0 + \left[\frac{(1 + x_0)R^0(1)}{-B(1)} B \right]$$

$$S = (q + x_0)S^0 - \left[\frac{(1 + x_0)R^0(1)}{-B(1)} A \right]$$

• اصلاح تخمین زننده

✓ اغتشاشات بار اثر نامطلوبی بر خواص فرکانس پایین مدل دارند.

✓ یک راه حل: فیلتر کردن سیگنال جهت کاهش اثر اغتشاش.

داریم:

$$Ay(t) = Bu(t) + \overbrace{Bv(t)}^{\text{معادله خطا}}$$



اگر $B(1)$ مخالف صفر باشد اثر اغتشاش
پله ای بر پاسخ زیاد است.

اگر داشته باشیم:

$$A_d v = e$$



$$A_d A y(t) = A_d B(u(t) + v(t))$$



$$A y_f(t) = B u_f(t) + B e(t)$$

✓ از دینامیک اغتشاش استفاده شده است.
معادله خطا کوچکتر از حالت اول است. مثال اغتشاش پله ای.
معادلات ورودی-خروجی فرایند.

• مثال: اغتشاش پله ای - اصلاح تخمین گر و کنترل کننده

described. To do this, we consider the same system as in Example 3.5 where the controller was defined by

$$R^0 = q + r_1 \quad S^0 = s_0 q + s_1$$

The closed-loop characteristic polynomial A_c has degree three. To obtain a controller with integral action, the order of the closed-loop system is increased by introducing an extra closed-loop pole at $q = -x_0 = 0$. It then follows from Eq. (3.41) that

$$y_0 = -\frac{1 + r_1}{b_0 + b_1}$$

Hence $X = q$ and $Y = y_0$, and Eqs. (3.39) now give

$$R = q(q + r_1) + y_0(b_0 q + b_1) = (q - 1)(q - b_1 y_0)$$

$$S = q(s_0 q + s_1) - y_0(q^2 + a_1 q + a_2) = (s_0 - y_0)q^2 + (s_1 - a_1 y_0)q - a_2 y_0$$

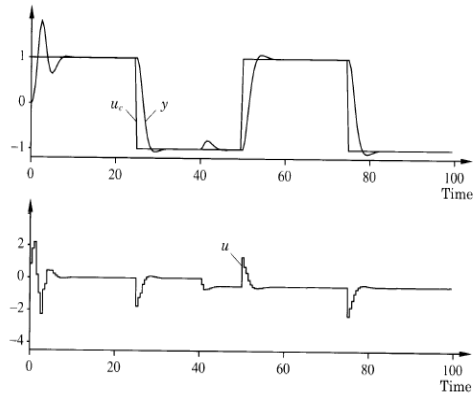


Figure 3.16 Output and control signal with an indirect self-tuner with integral action and a modified estimator.

The estimates are based on the model (3.42) with $A_d = q - 1$ to reduce the effects of the disturbances. Figure 3.16 shows a simulation corresponding to Fig. 3.14 with the modified self-tuning regulator. A comparison with Fig. 3.14 shows a significant improvement. The load disturbance is reduced quickly. Because of the integral action the control will decrease with a magnitude corresponding to the load disturbance shortly after $t = 40$. The parameter

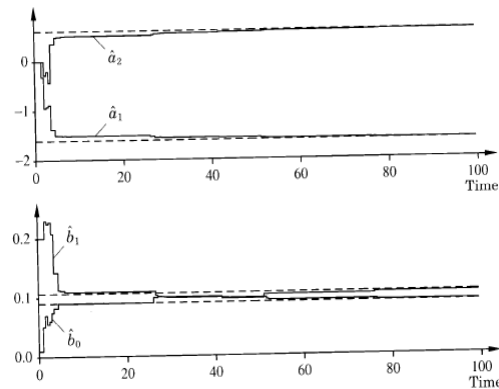


Figure 3.17 Parameter estimates corresponding to Fig. 3.16.

estimates are shown in Fig. 3.17, which indicates the advantages in using the modified estimator. Notice in particular that there is a very small change in the estimates when the load disturbance occurs. \square

• روش مستقیم STR کنترل انتگرالی

Process: $A(q)y(t) = B(q)(u(t) + v(t))$, $d = \deg A - \deg B$

Desired Response: $A_m(q)y(t) = A_m(1)u_c(t-d)$, $\deg A_m \geq d$

Design Equation: $AR + BS = B^+ A_o A_m$, $B = b_0 B^+$

Integral Action: $R = R^+ B^+ = R_1^+ B^+(q-1) = R_1^+ B^+ \Delta$

$$\Rightarrow A \Delta R_1^+ + b_0 S = A_o A_m$$

$$\Rightarrow A_o A_m y(t) = A R_1^+ \Delta y(t) + b_0 S y(t)$$

$$= B R_1^+ \Delta u(t) + b_0 R^+ \Delta v(t) + b_0 S y(t)$$

$$\Rightarrow \dots A_o^*(q^{-1}) A_m^*(q^{-1}) y(t+d) = b_0 [R^*(q^{-1}) \Delta(q^{-1}) u(t) + S^*(q^{-1}) y(t)]$$

فیلتر بالا گذر

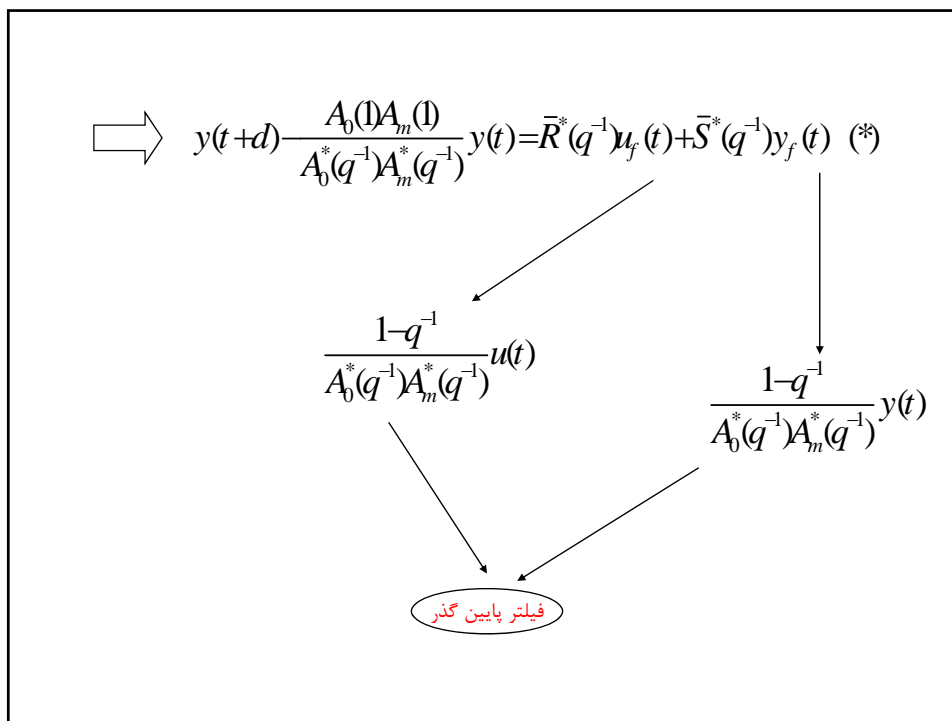
Note That,

$$b_0 S^*(1) = A_o^*(1) A_m^*(1) = A_o(1) A_m(1) \longrightarrow \text{مشکل پارامترهای آزاد}$$

Let,

$$\begin{aligned} b_0 S^*(q^{-1}) &= A_o(1) A_m(1) + (1 - q^{-1}) S^*(q^{-1}) \\ &= A_o(1) A_m(1) + S^*(q^{-1}) \Delta^* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &A_o^*(q^{-1}) A_m^*(q^{-1}) y(t+d) - A_o(1) A_m(1) y(t) \\ &= b_0 [R^*(q^{-1}) \Delta^*(q^{-1}) u(t) + S^*(q^{-1}) \Delta^* y(t)] \\ &= \bar{R}^*(q^{-1}) \Delta^*(q^{-1}) u(t) + \bar{S}^*(q^{-1}) \Delta^* y(t) \end{aligned}$$



تعیین سیگنال کنترلی:

$$\bar{R}^*(q^{-1})\Delta^*(q^{-1})u(t) + \bar{S}^*(q^{-1})\Delta^*y(t) + A_0(1)A_m(1)y(t) = A_0^*(q^{-1})A_m^*(q^{-1})u_c(t)$$

• مساله Integrator Windup

یک مثال

یک راه حل

$$A_o^*(q^{-1})[\bar{u}(t) - A_m(1)u_c(t)] = -A_0(1)A_m(1)y(t) - \bar{S}^*(q^{-1})\Delta^*y(t) - [\bar{R}^*(q^{-1})\Delta^*(q^{-1}) - A_o^*(q^{-1})]u(t)$$

$$u(t) = \text{sat}\bar{u}(t) \quad (**)$$

• یک الگوریتم STR مستقیم

- ✓ گام ۱: پارامترها را در معادله (*) تخمین بزنید.
- ✓ گام ۲: با پارامترهای به دست آمده از گام ۱ سیگنال کنترلی را از معادله (**) محاسبه کنید.

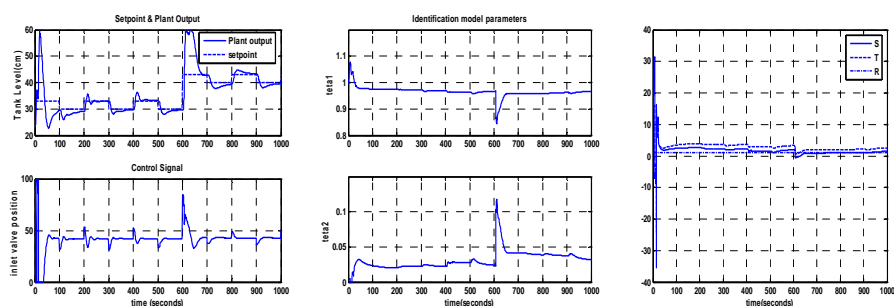
• مطالعات موردی Case Studies

- ✓ سیستم کنترل سطح
- ✓ سیستم کنترل فشار
- ✓ سیستم کنترل جریان
- ✓ سیستم کنترل حرارت
- ✓ اتوپیلوت یک موشک زمین به زمین

TANK LEVEL CONTROL SYSTEM

پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم حداقل درجه

- ردیابی ورودی مرجع مربعی و ردیابی هنگام تغییر نقطه کار
- زمان نمونه برداری یک ثانیه

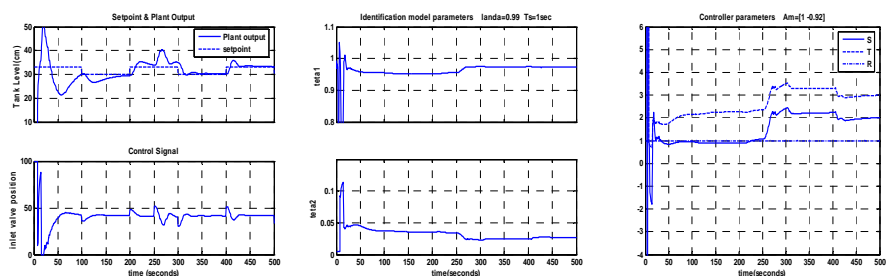


TANK LEVEL CONTROL SYSTEM

پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم حداقل درجه

- بررسی اثر اغتشاش

۱۰ واحد تغییر در سیگنال کنترل در ثانیه ۲۵۰

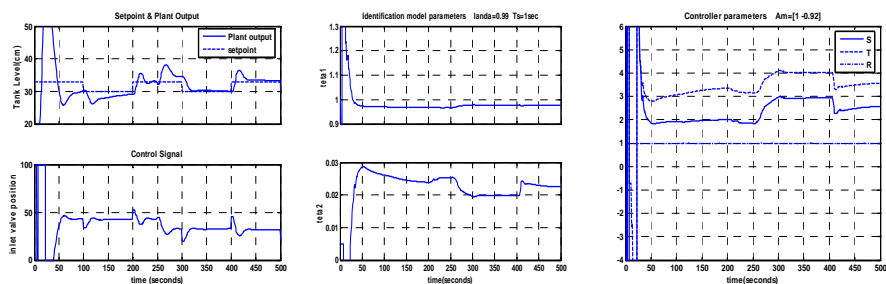


TANK LEVEL CONTROL SYSTEM

پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم حداقل درجه

- بررسی اثر اغتشاش

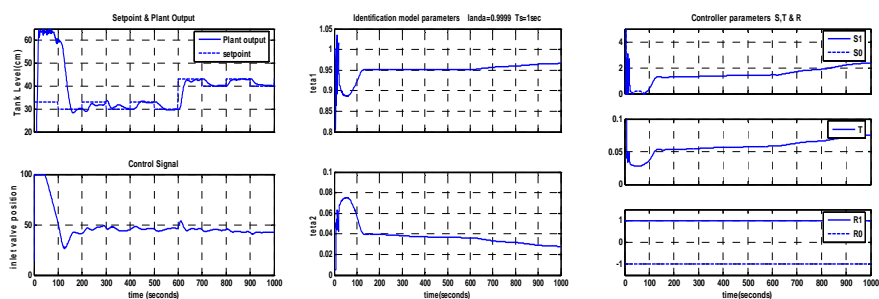
تغییر در شیر خروجی به اندازه ۱۰ درجه در ثانیه ۲۵۰



TANK LEVEL CONTROL SYSTEM

پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب انتگرالی

- زمان نمونه برداری یک ثانیه
- ردیابی ورودی مرجع مربعی و ردیابی هنگام تغییر نقطه کار

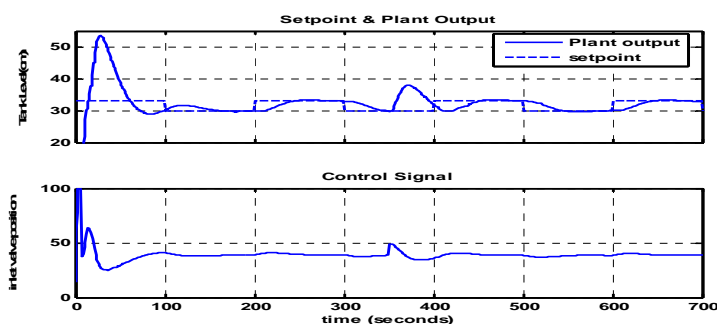


TANK LEVEL CONTROL SYSTEM

پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب انتگرالی

- بررسی اثر اغتشاش

اغتشاش پله‌ای با دامنه ۱۰ در ثانیه ۳۵۰ به سیگنال کنترل

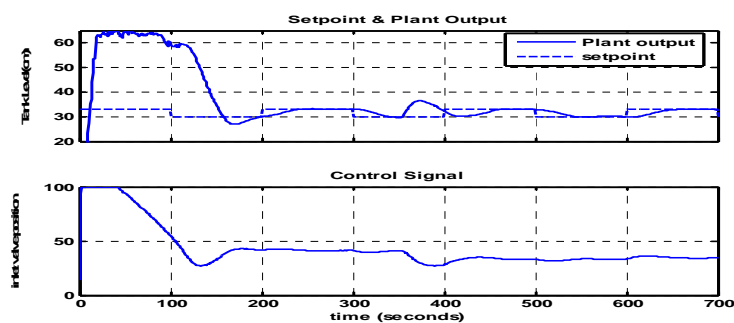


TANK LEVEL CONTROL SYSTEM

پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب انتگرالی

- بررسی اثر اغتشاش

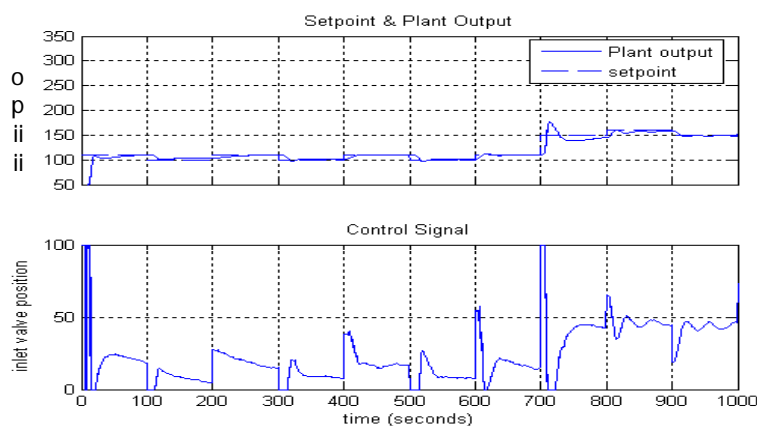
اعمال اغتشاش به صورت دستی در شیر خروجی در ثانیه ۳۵۰ به اندازه ۱۰ درجه



PRESSURE CONTROL SYSTEM

پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم حداقل درجه

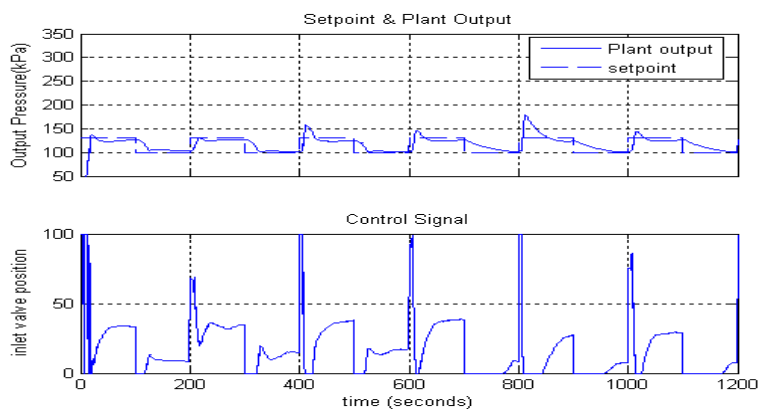
- ردیابی ورودی مرجع مربعی و ردیابی هنگام تغییر نقطه کار



PRESSURE CONTROL SYSTEM

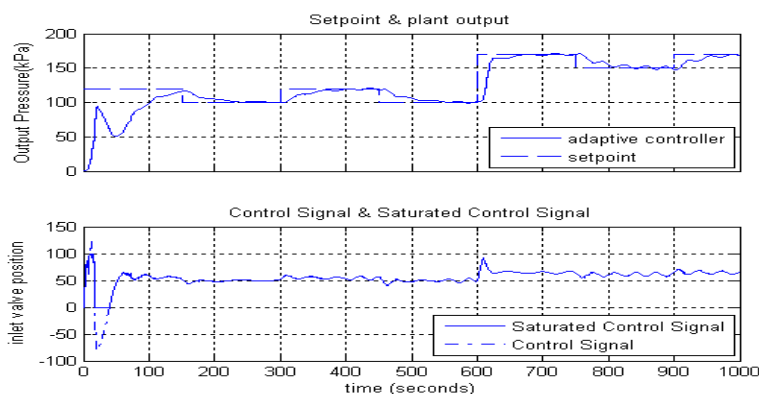
پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم حداقل درجه

- بررسی اثر اغتشاش ورودی



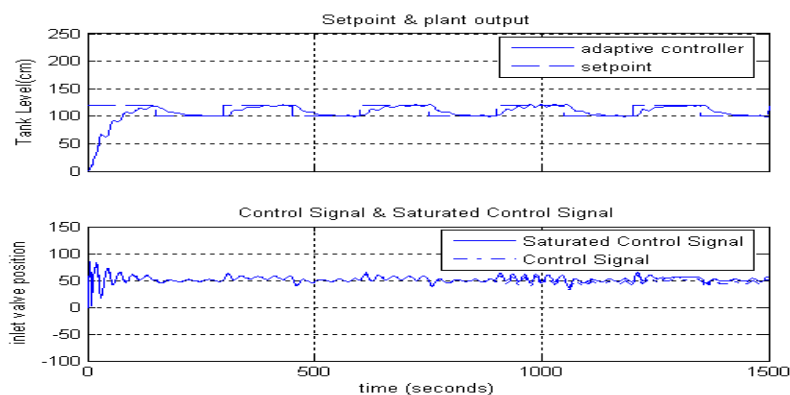
PRESSURE CONTROL SYSTEM

- پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم انتگرالی
- ردیابی ورودی مرجع مربعی و ردیابی هنگام تغییر نقطه کار



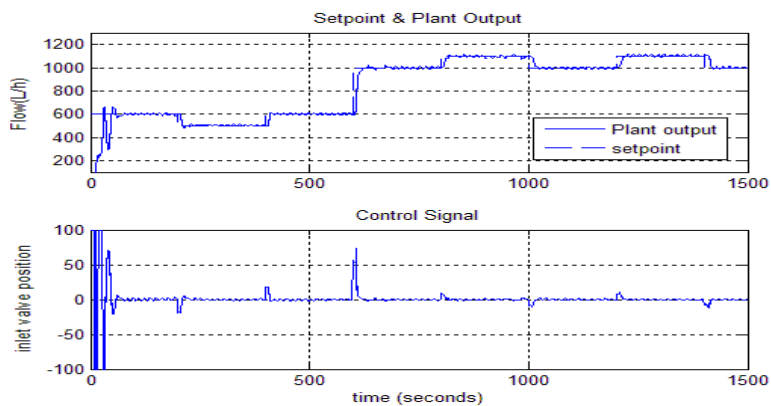
PRESSURE CONTROL SYSTEM

- پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم انتگرالی
- بررسی اثر اغتشاش ورودی



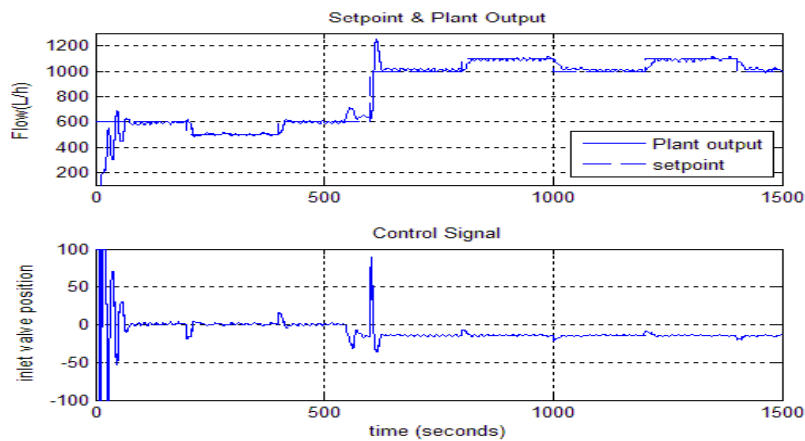
FLOW CONTROL SYSTEM

- پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم حداقل درجه
- ردیابی ورودی مرجع مربعی و ردیابی هنگام تغییر نقطه کار



FLOW CONTROL SYSTEM

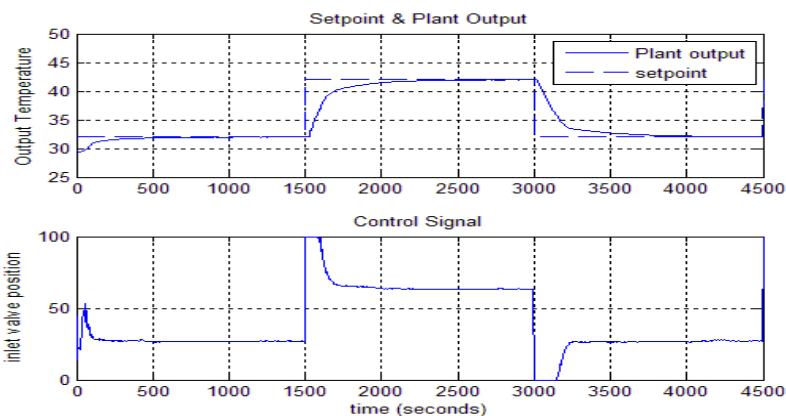
- بررسی اثر اغتشاش ورودی



TEMPERATURE CONTROL SYSTEM

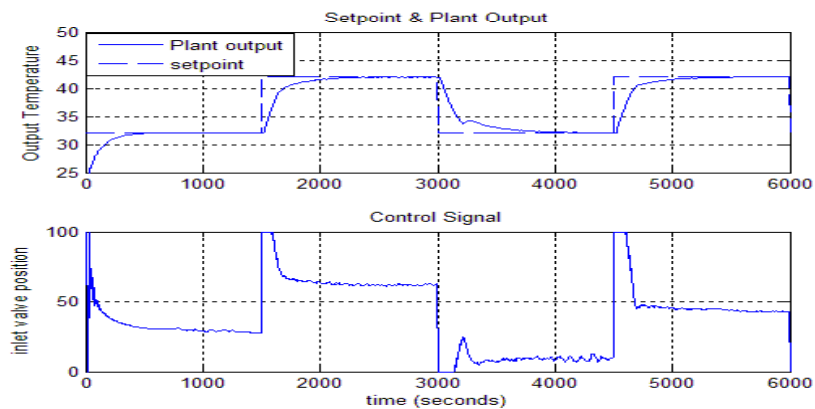
پیاده سازی کنترل کننده تطبیقی جایاب قطب غیرمستقیم حداقل درجه

- ردیابی ورودی مرجع مربعی و ردیابی هنگام تغییر نقطه کار

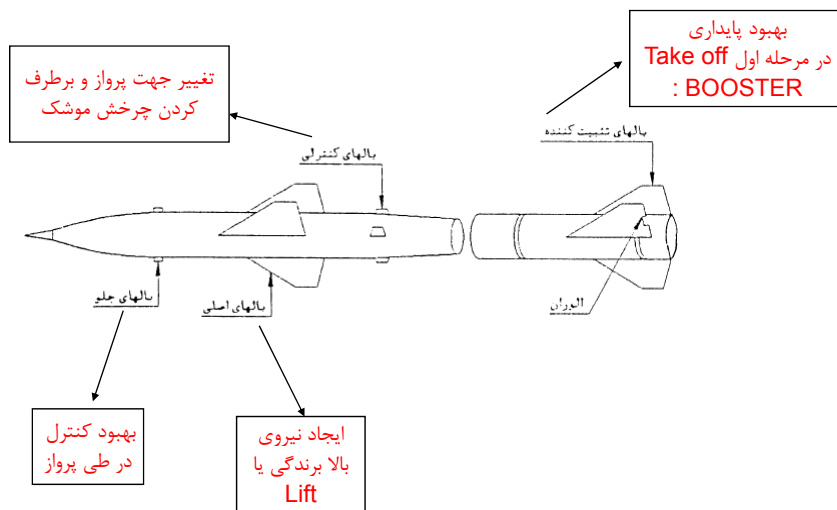


TEMPERATURE CONTROL SYSTEM

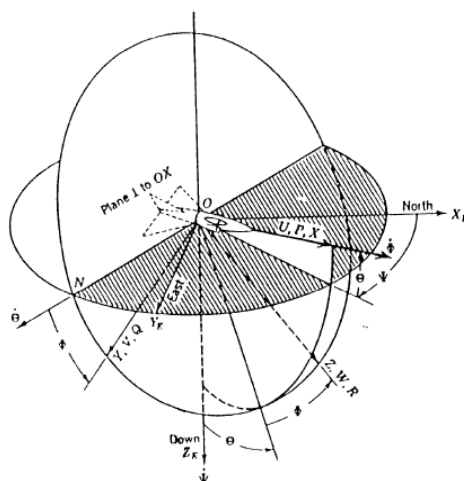
- بررسی اثر اغتشاش ورودی



• اتوپایلوت تطبیقی یک موشک زمین به زمین



• دستگاه مختصات بدنی موشک



✓ سه کانال کنترلی موشک : اتوپایلوت موشک

✓ کانال سوم (کانال چرخ): حذف چرخش موشک
(No Roll Missile)

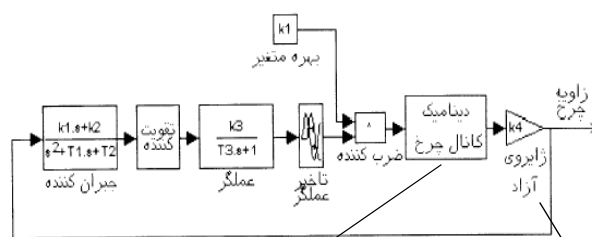
✓ عوامل غیر صفر شدن زاویه چرخش:

نامتقارن بودن حول محور طولی

تداخل در کانل ها

یکنواخت نبودن توزیع جریان هوا

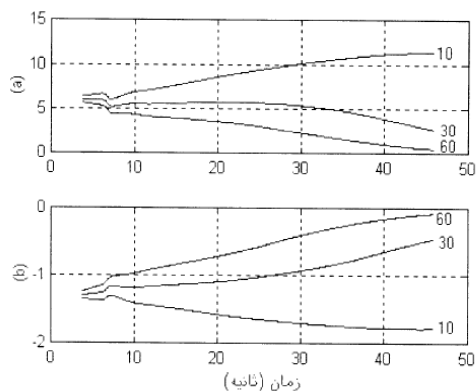
✓ دیاگرام بلوکی کانال سوم (کانال چرخ): حذف چرخش موشک



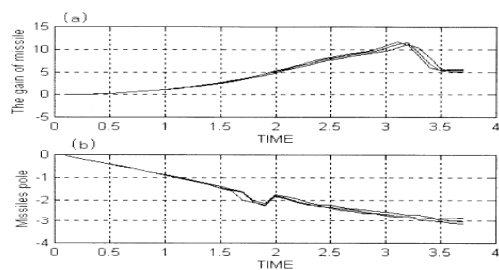
شکل (۱-۲) حلقه کنترل کانال III موشک

$$\frac{\Phi}{\delta} = \frac{K}{s(s+p)}$$

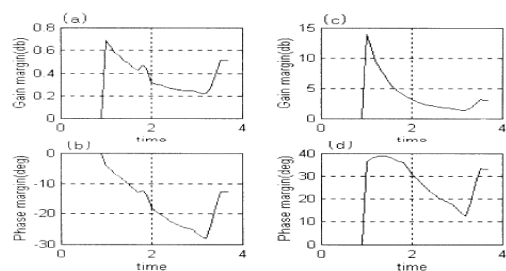
سنسور چرخش



شکل (۳-۲) (a) تغییرات بهره دینامیک کانال چرخ نسبت به زمان برای سه شلیک ۱۰، ۳۰ و ۶۰ درجه
(b) تغییرات قطب کانال چرخ نسبت به زمان برای سه شلیک ۱۰، ۳۰ و ۶۰ درجه

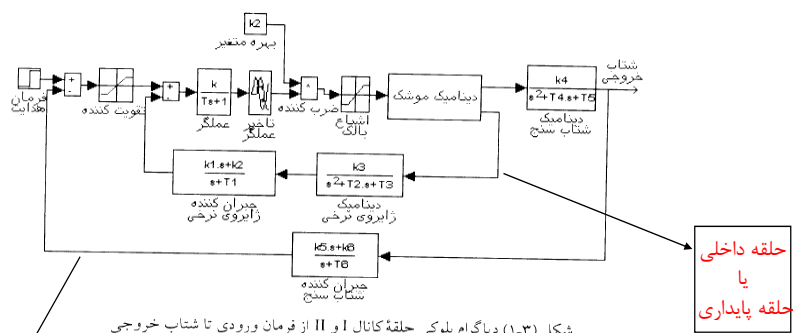


شکل (۳-۲) (a) و (b) منحنی تغییرات بهره و قطب کانال چرخ در مرحله اول پرواز برای سه شلیک ۱۰، ۳۰ و ۶۰ درجه



شکل (۳-۲) (a) و (b) منحنی تغییرات حاشیه بهره و فاز طول شلیک ۳۰ درجه،
در حالت بدون استفاده از جبران کننده
(c) و (d) منحنی تغییرات حاشیه بهره و فاز طول شلیک ۳۰ درجه،
در حالت با استفاده از جبران کننده

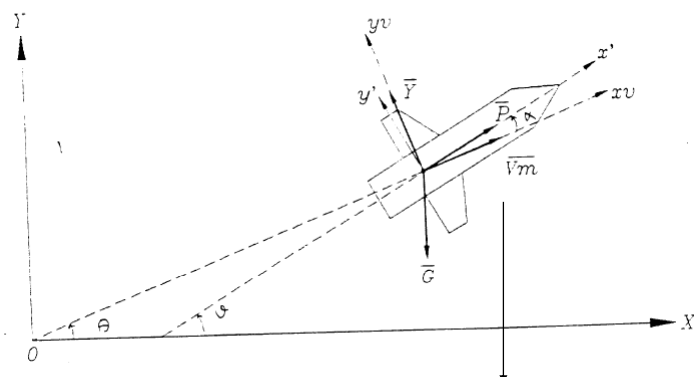
✓ دیاگرام بلوکی کانال اول و دوم



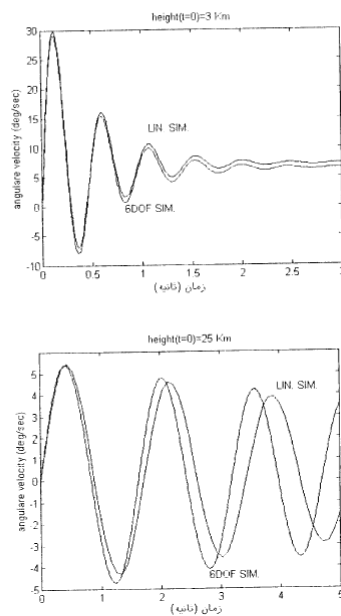
حلقه بیرونی
یا
حلقه کنترلی

حلقه داخلی
یا
حلقه پایداری

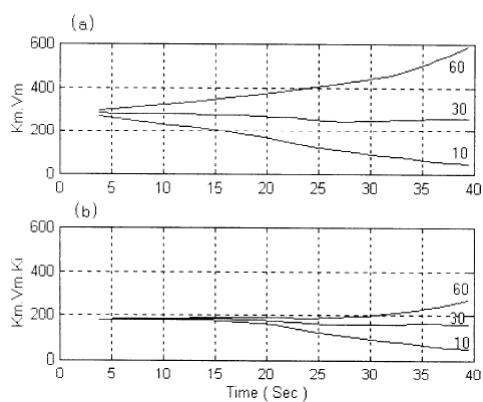
✓ خطی سازی معادلات موشک: بررسی معادلات حرکت در صفحات پیچ و یاو.



تابع تبدیل مرتبه دوم از خروجی شتاب تا ورودی زاویه بالک با بهره متغیر

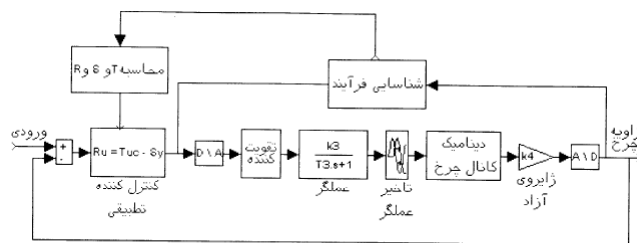


شکل (۴-۳) پاسخ پله سیستم خطی شده و غیر خطی موشک در دو نقطه کار

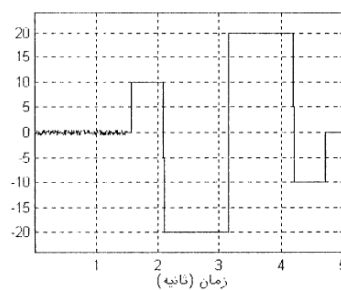


شکل (۵-۳) (a) تغییرات بهره موشک در طول پرواز برای سه شلیک ۱۰، ۳۰ و ۶۰ درجه
(b) تغییرات بهره موشک با اعمال زمان بند بهره

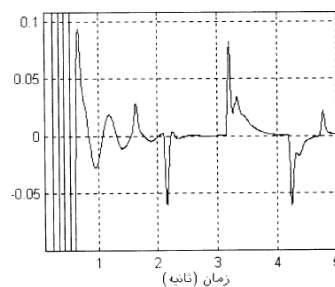
- اتوپایلو ت تطبیقی کانال چرخش موشک
- فشار دینامیکی نقش اصلی در تغییر پارامترها
- حذف حسگر فشار دینامیکی



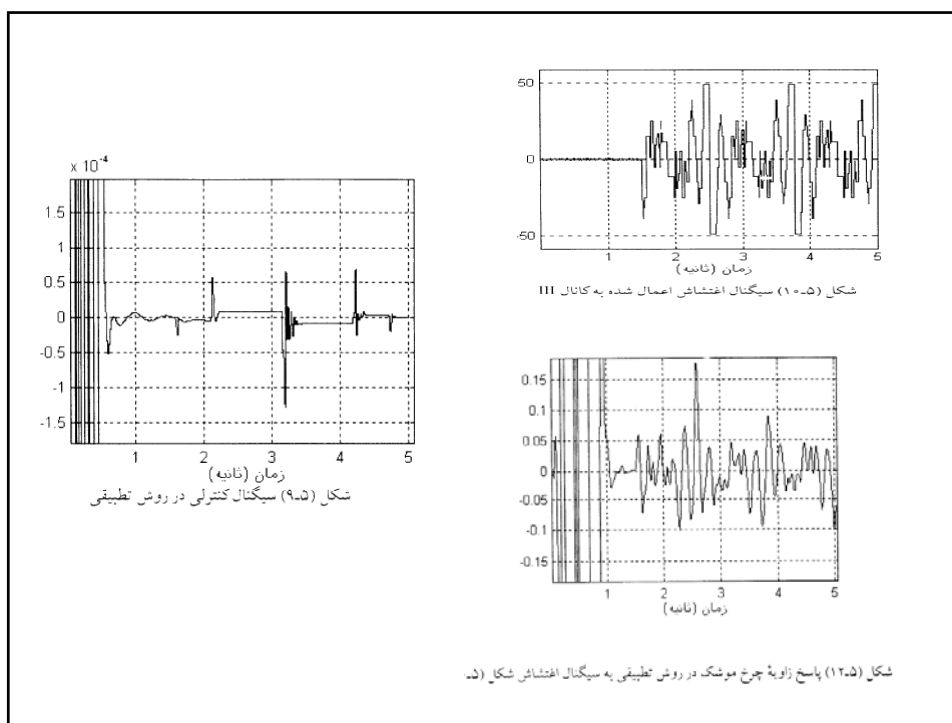
شکل (۲-۵) حلقه کنترل کانال III با اعمال تنظیم کننده خودکار غیر مستقیم



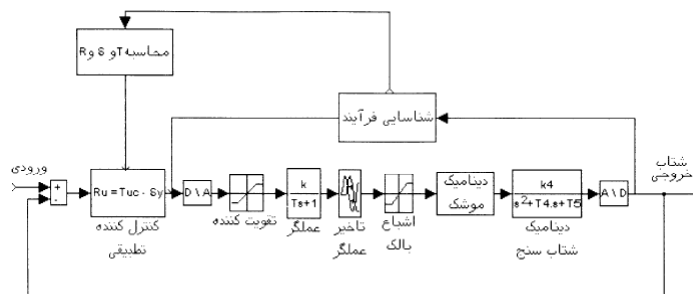
شکل (۳-۵) سیگنال اغتشاش اعمال شده به سیستم

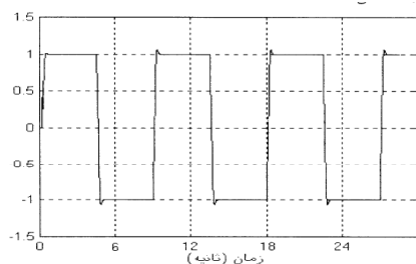


شکل (۸-۵) پاسخ زاویه چرخ موشک در روش تطبیقی به سیگنال اغتشاش (سیستم غیر خطی)

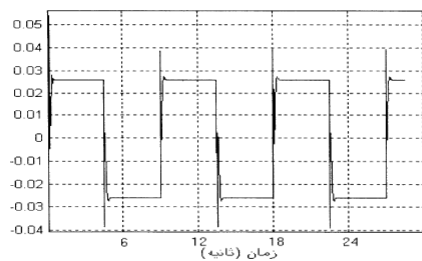


- اتوپایلویت تطبیقی کانال های اول و دوم
- فشار دینامیکی نقش اصلی در تغییر پارامترها
- حذف حسگر فشار دینامیکی





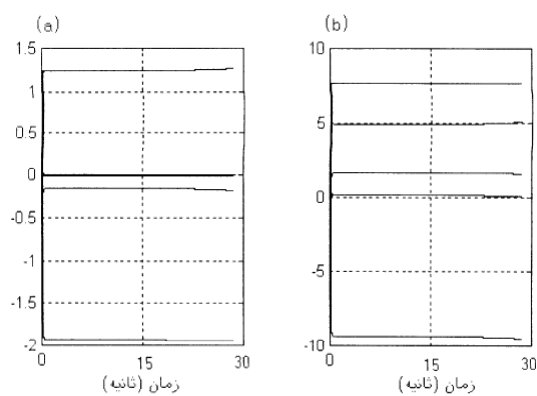
شکل (۳-۶) پاسخ شتاب خروجی به ورودی پالسی برای سیستم خطی شده با پارامترهای ثابت



شکل (۴-۶) سیگنال کنترلی (ورودی تقویت کننده)

✓ شناسایی
پارامترهای موشک
حول نقطه کاری:
ارتفاع ۳ کیلومتر
سرعت ۲ و چهار دهم
ماخ

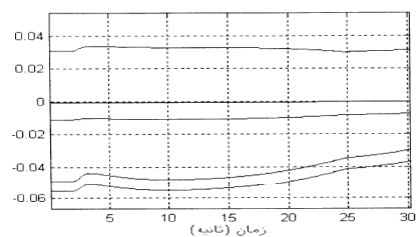
$$G(s) = \frac{39.44s + 141.2}{s^2 + 4.301s + 203.2}$$



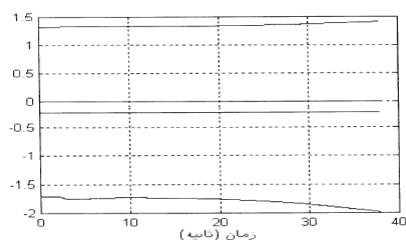
شکل (۵-۶) (a) پارامترهای شناسایی شده مخزن تابع تبدیل

(b) پارامترهای شناسایی شده صورت تابع تبدیل

✓ پارامترهای موشک در طول پرواز:

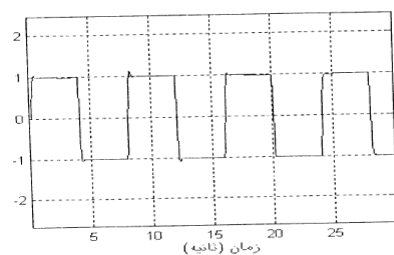


شکل (۶-۶) تغییرات پارامترهای صورت تابع تبدیل خطی شده گسسته موشک در طول پرواز با استفاده از برنامه شبیه ساز

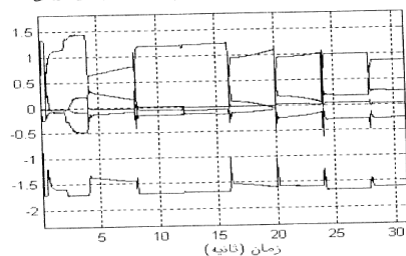


شکل (۷-۶) تغییرات پارامترهای مخرج تابع تبدیل خطی شده گسسته موشک در طول پرواز با استفاده از برنامه شبیه ساز

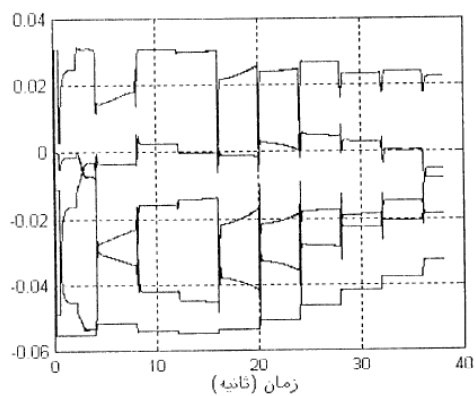
✓ شناسایی پارامترهای موشک



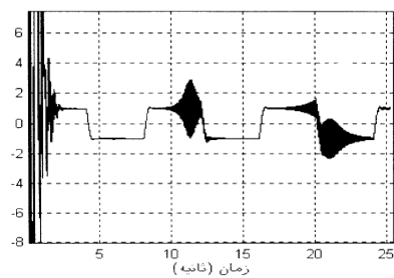
شکل (۸-۶) پاسخ خروجی سیستم به ورودی پالس مربعی



شکل (۹-۶) پارامترهای شناسایی شده مخرج تابع تبدیل موشک

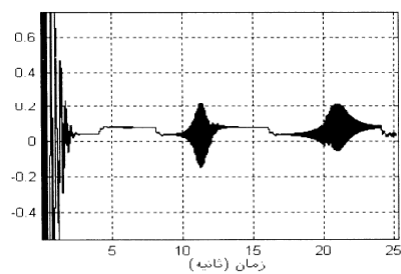


شکل (۱۰-۶) پارامترهای شناسایی شده صوت تابع تبدیل موشک

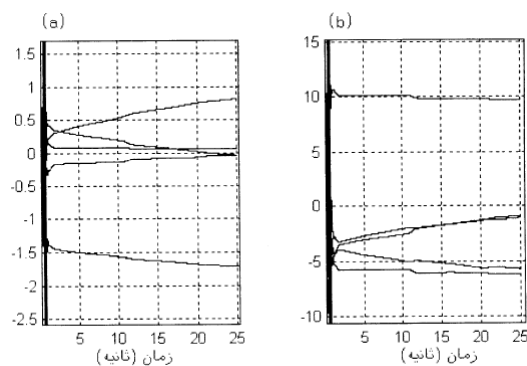


شکل (۱۱-۶) شتاب خروجی موشک (سیستم غیر خطی متغیر با زمان)

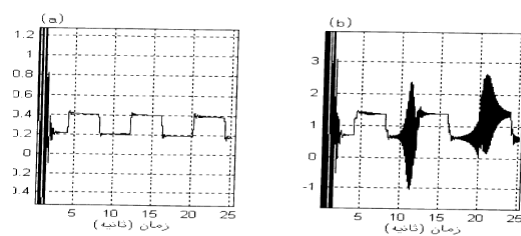
✓ پاسخ تطبیقی موشک



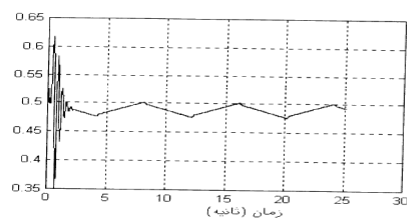
شکل (۱۲-۶) سیگنال کنترلی (ورودی تقویت کننده)



شکل (۱۳-۶) (a) پارامترهای شناسایی شده مخرج تابع تبدیل موشک
(b) پارامترهای شناسایی شده صورت تابع تبدیل موشک

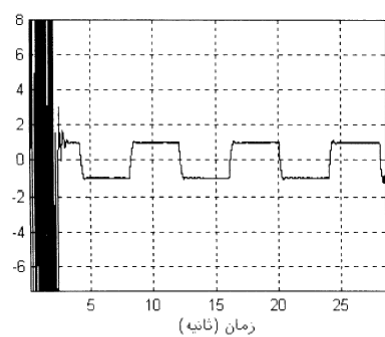


شکل (۱۳-۶) (a) تغییرات زاویه حمله موشک
(b) تغییرات زاویه پالک

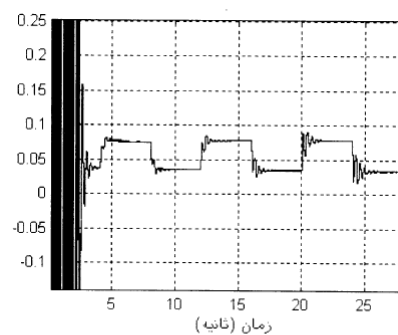


شکل (۱۵-۶) تغییرات زاویه Θ

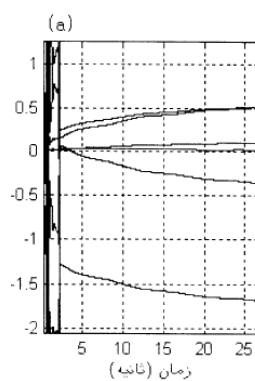
✓ رفتار نامناسب STR: افزایش مرتبه مدل خطی شناسایی شده به ۶.



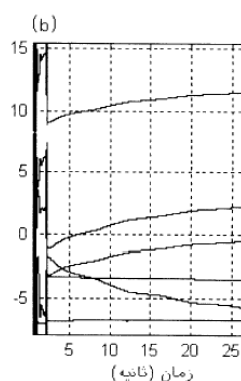
شکل (۱۶-۶) شتاب خروجی سیستم غیر خطی متغیر با زمان موشک



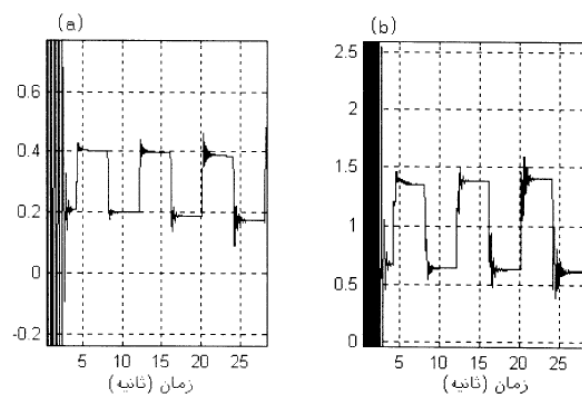
شکل (۱۷-۶) سیگنال کنترلی



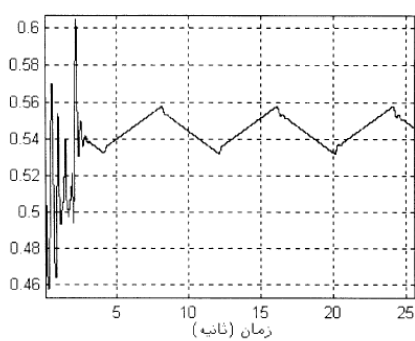
شکل (۱۸-۶) (a) پارامترهای شناسایی شده مخرج تابع تبدیل موشک



(b) پارامترهای شناسایی شده صورت تابع تبدیل موشک



شکل (۱۹-۶) (a) تغییرات زاویه حمله موشک (b) تغییرات زاویه بالک



شکل (۲۰-۶) زاویه اویلر Θ

■ نتیجه گیری

- ✓ شناسایی روی خط و کنترل: **STR**
- ✓ روشهای مستقیم و غیر مستقیم
- ✓ جایابی قطب با فیدبک خروجی
- ✓ پایداری – ردیابی – حذف اغتشاش
- ✓ سیستم های می نیمم و غیر می نیمم فاز
- ✓ مطالعات موردی