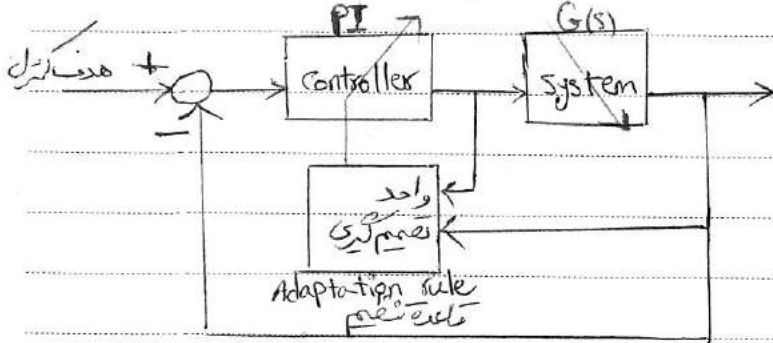


بسمه تعالی

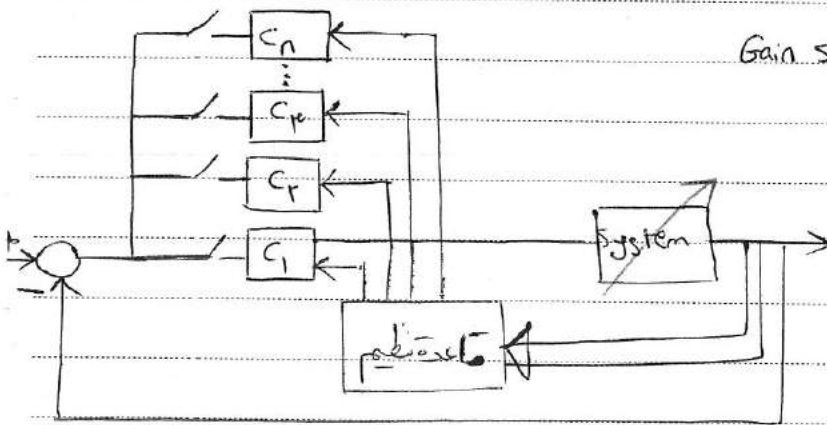
کنترل تطبیقی Adaptive Control

کنترل کننده تطبیقی، کنترل کننده ای است که در خصوص تغییرات پارامترهای سیستم، مشخصات کنترل کننده تغییر می کند تا عملکرد مطلوب حاصل شود.



روش های کنترل تطبیقی

1- روش جدول بندی Gain scheduling



if then c_i
else c_j
end if

ارتفاع	-	-	-	-
1	c_1		c_3	
2		c_6	c_2	

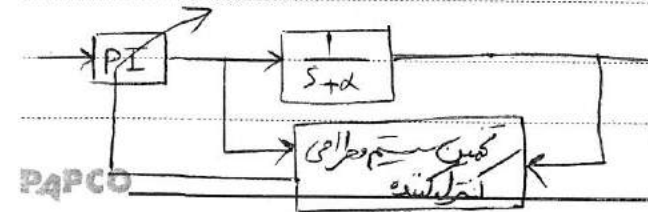
جدول بندی کنترل کننده می تواند تعریف با 3

مثلاً در کنترل هواپیمای جنگنده از این روش استفاده می کنند.

مثلاً $k_p = 2$ و $k_I = 1$: c_1

$k_p = 1$ و $k_I = 2$: c_2

$k_p = 0$ و $k_I = 5$: c_n



پارامترهای روش های تطبیقی
تغییر می کنند

مراجعہ:
 ① K. J. Astrom, Adaptive Control کتاب کنترل تطبیقی استوم و کرسٹوف انشا آیت پس

② Petros Ioannou, Basis Fidan, Adaptive Control tutorial

③ G. Goodwin Adaptive filtering

④ S. Sastry and Bodson Adaptive control

خواه از رایج :
 حدود 8-10 نمره کوئیز + تکالیف + تحقیق + یا مقاله یا یکی از عناوین مرتبط با کنترل تطبیقی + سینه از راه

حدود 12-15 امتحان استخوانی

حدود حد اکثر 2 نمره فعالیت کلاسی

روزهای

① IEEE transaction on Automatic control

② Automatica

③ " " Control systems technology

④ International journal of control

⑤ International journal Adaptive control & signal processing

key word : adaptive - tuning & self - tuning

کاربردها : Navigation control , motion control

سیستم Fault tollerant یکی از کاربردها می باشد که می تواند باشد

بالله سیستم حلقه باز با تغییر نویسی در پارامترش وارد ناحیه ناپایداری هم می شود و سیستم به تعادل پایداری

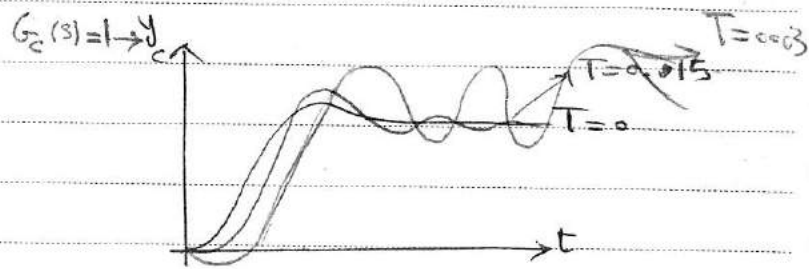
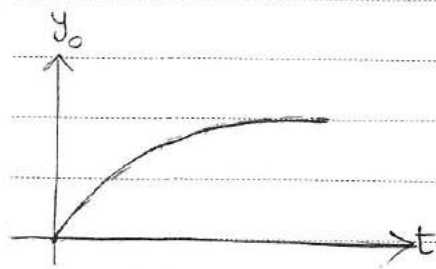
تغییرات حاصل می شود و سیستم به تعادل پایداری می شود. حتی می توان کنترل کننده ای به جا $G_c = 1$ قرار داد که در تمام ناحیه

کاری می توان مورد تعریف جوی سیستم اصلی را کنترل کند و نیاز به کنترل خاصی در این مورد خاص نیست

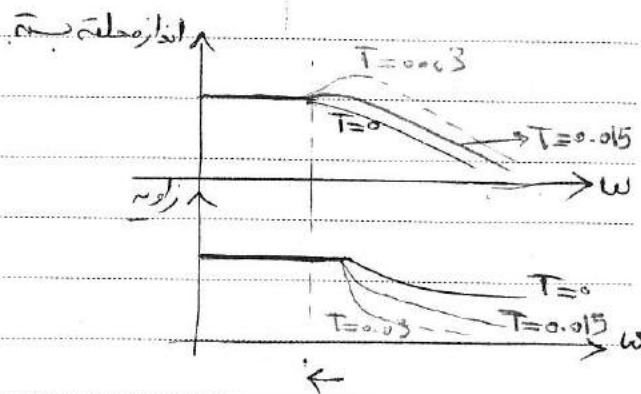
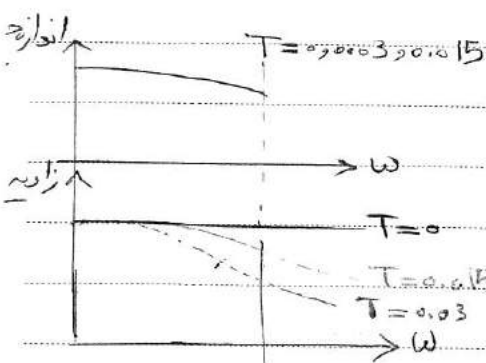
$$G_o(s) = \frac{4.00(1-sT)}{(s+1)(s+2)(1+Ts)}$$

$$T \begin{cases} 0.03 \\ 0.015 \\ 0 \end{cases}$$

مسئله عددی

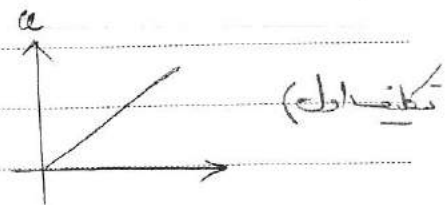
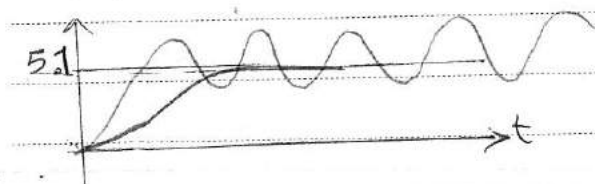
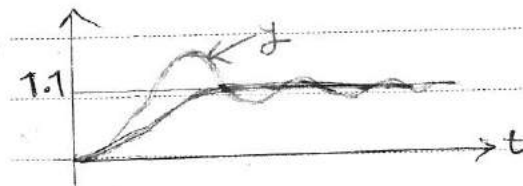
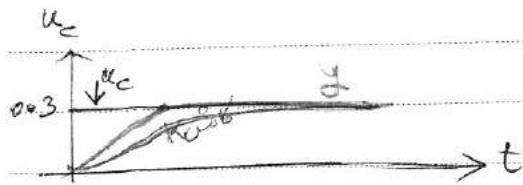
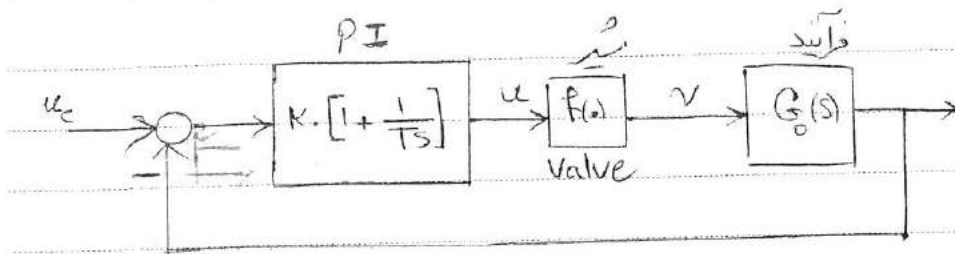


به ازای تغییرات نویسی در سیستم حلقه بسته ناپایداری می شود. اگر چه سیستم حلقه باز با این تغییرات پایداری می شود.



و اگر کم بعد از تغییرات نویسی، آن دهه به حالت پایداری می آید.

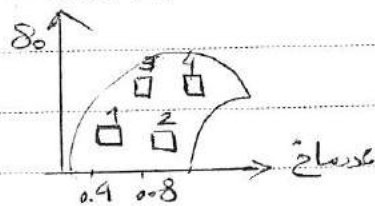
در داینامیک ها با $G_c = 1$ مقرون شده اگر چه G_c را چه تغییر کند و تغییرات محدود و تغییرات را به صورت کلاسیک

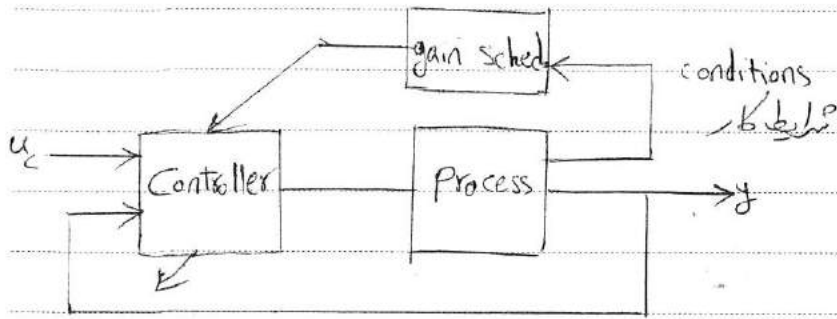


$$\dot{x} = Ax + Bu = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ 0 & 0 & -a \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ a \end{bmatrix} u$$

$$x = \begin{bmatrix} N_2 \\ \theta \\ \delta_e \end{bmatrix}$$

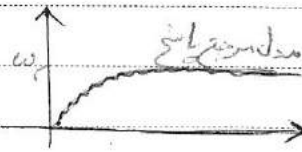
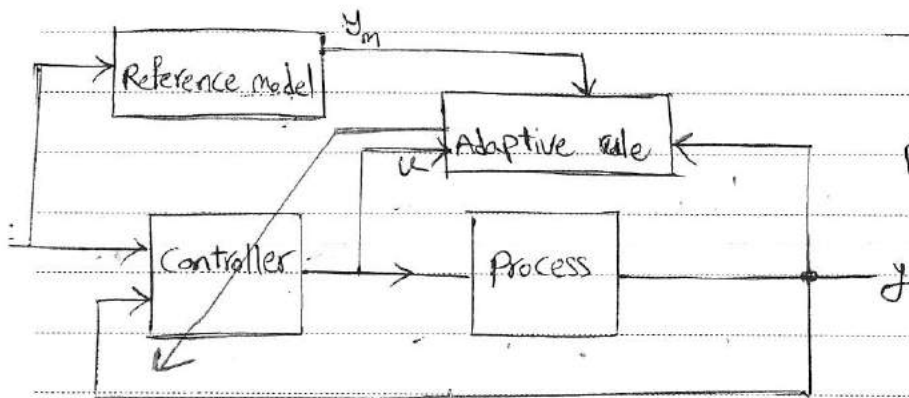
$a_{11}, \dots, a_{23}$
x 1000 ft





فشار داری سیستم با چیلدینگ

MRAS = Model Reference Adaptive System



MRAS در سیستم
محدوده

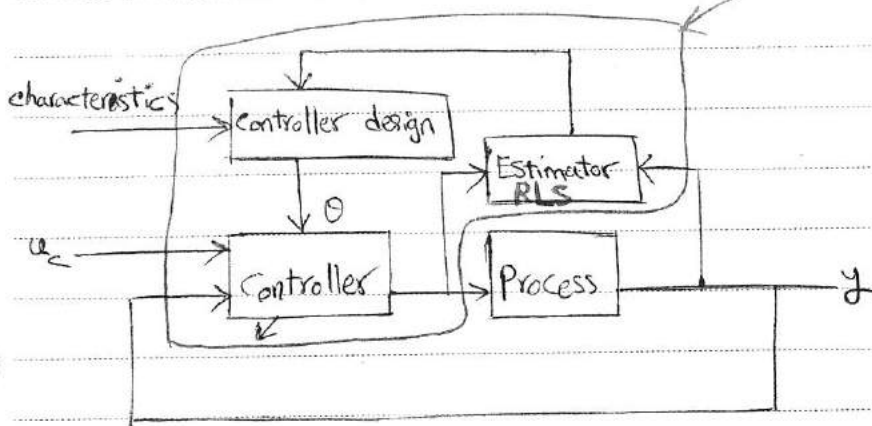
هدف اصلی: تحقق کانتینر نیازمندی
با ایدار از سیستم
صنکر دن خطا تیب نیازمندی

MIT rule: $\frac{d\theta}{dt} = -\delta \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial \theta}$

$e = y - y_m$

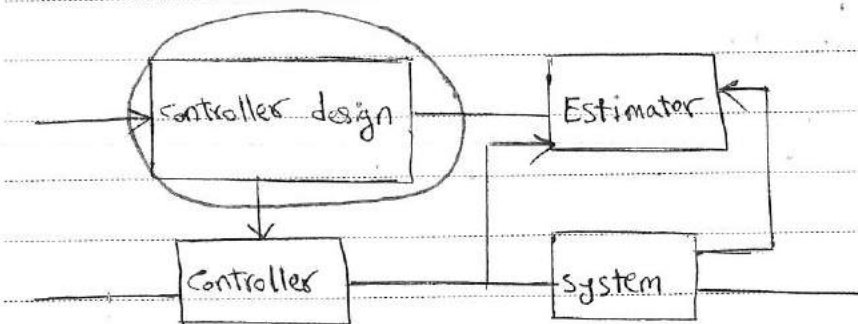
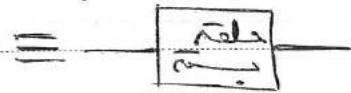
$\theta = \begin{bmatrix} K_P \\ K_I \end{bmatrix}$

STR = Self Tunning regulator



فصل دوم:

طراحی جابجایی تطبیق



$$A(q) \cdot y(t) = B(q) \cdot [u(t) + v(t)]$$

$$A \text{ درجه } = n$$

$$B \text{ درجه } = m$$

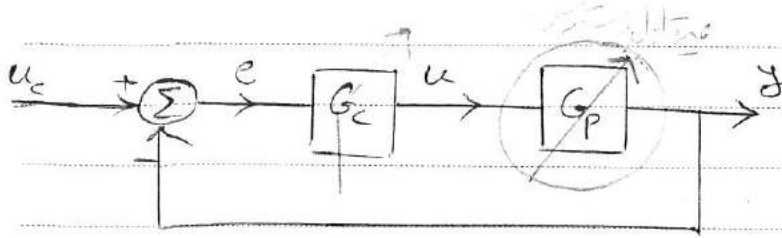
$$\hat{d}_0 = d_0 = \left[\begin{array}{c} \text{تأخیر زمانی} \\ \text{تأخیر نمونه برداری} \end{array} \right] \text{ قسمت صحیح}$$

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

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

$$n = m + d_0$$

$$\frac{y}{u} = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot (q^{-d_0})$$



$$T = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p} = \frac{y}{u_c}$$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s E_s$$

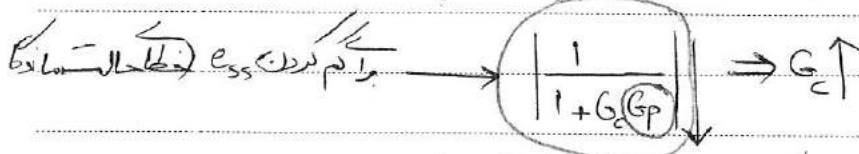
$$E_s = \mathcal{L}[e(t)]$$

$s =$ اپراتور لاپلاس

$$E_s = u_c - y \Rightarrow e = u_c - \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p} u_c \Rightarrow E_s = u_c \left[\frac{1 + G_c G_p - G_c G_p}{1 + G_c G_p} \right]$$

$$\Rightarrow E_s = \frac{1}{1 + G_c G_p} u_c$$

$S = \text{Plant}$ نقطه حساسیت



یعنی حالت کلی برای کم کردن خطای حالت ماندگار اینجاست باید جری G افزایش یابد

حتی با تغییر G باید سیستم بتواند با افزایش داده به طور کلی کم خطای حالت ماندگار را کم کند (بارش)

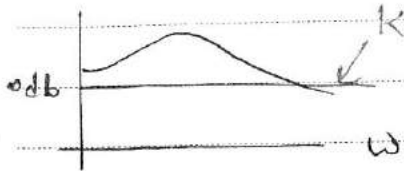
(High Gain)

مکن است با افزایش gain سیستم پایدار شود

در صورت اندازه سگنال کنترل از تعریفی که موجب شود وارد فضای سگنال کنترل شویم

$$|G_c(s)| = \left| \frac{k}{s+\alpha} \right| = \left| \frac{k}{j\omega+\alpha} \right|$$

$$20 \log |G_c|$$



$$|G_c G_p| \gg 1$$

$$G_p(s) = \frac{1}{(s+1)(s+\alpha)} \quad (\text{مثال عددی})$$

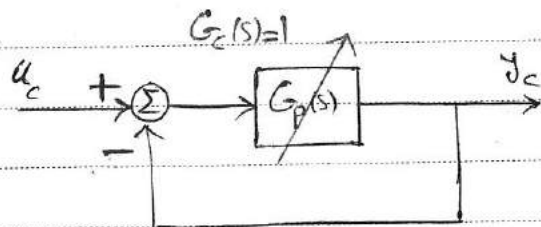
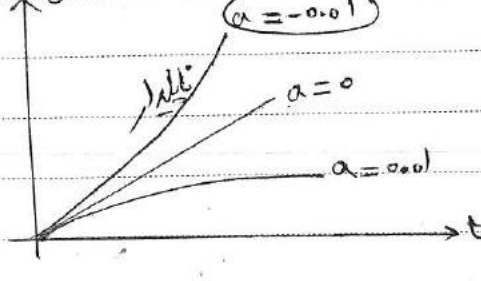
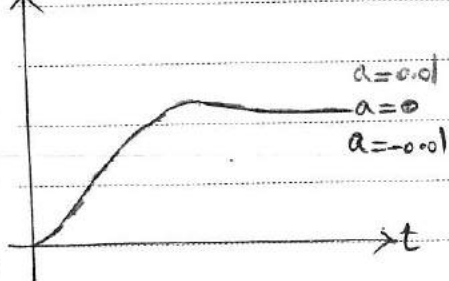
$$\alpha = 0.01$$

$$\alpha = 0$$

$$\alpha = -0.01$$

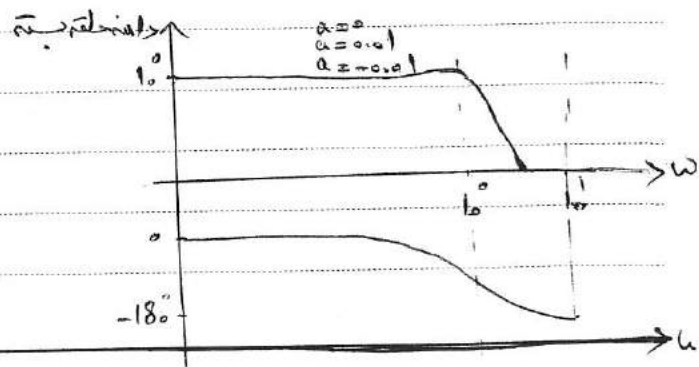
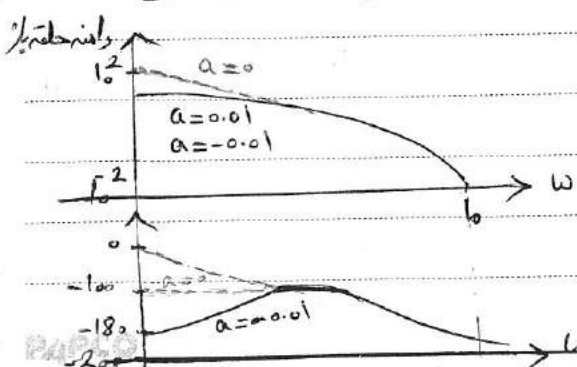
پایه خطی y_c

پایه خطی y_o



$$G_p(j\omega) = \frac{1}{j\omega \cdot j\omega} = -180^\circ$$

از روی نمودار می توان فهمید سیستم پایداری دارد و به ازای تغییرات سیستم می تواند خطای کمی دارد.



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

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

$$D \rightarrow A^*(q^{-1}) \cdot y(t) = B^*(q^{-1}) \cdot [u(t-d_0) + v(t-d_0)]$$

درجه سیستم نامی: $n \geq m + d_0$

$$G(q) = \frac{B}{A} \quad A, B \text{ نسبت به هم اول هستند (عامل مشترک ندارند)}$$

A باید (monic) است یعنی ضرایب آن یک است.

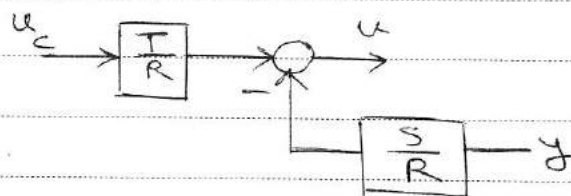
$$R \cdot u(t) = T \cdot u_c(t) - S \cdot y(t) \quad \text{نظم کلی کنترل کننده}$$

پارامترها

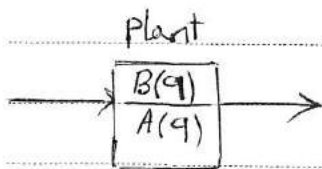
طراحی کنترل کننده = تعیین R, S, T که چند جمله ای برای q^{-1} هستند.

$$u(t) = \frac{T}{R} \cdot u_c(t) - \frac{S}{R} \cdot y(t)$$

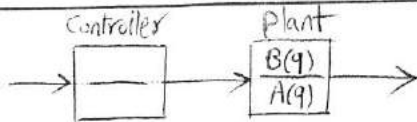
پارامترها



جمله جابجایی
طراحی کنترل کننده بر روی جایابی قطب: pole placement

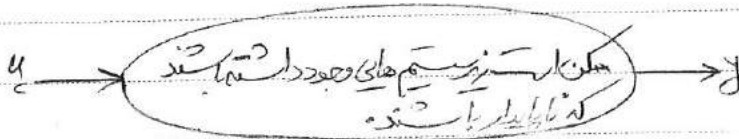


صفحه های پایدار
plant ممکن است دارای
قطب های پایدار
یکی از موارد فوق یا ترکیبی از
صفحه های ناپایدار
مورد فوق است
قطب های ناپایدار

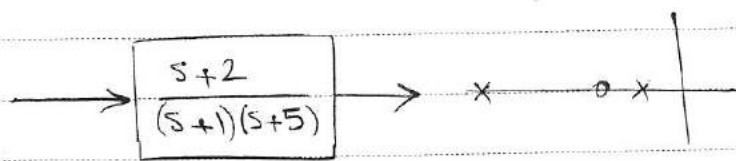
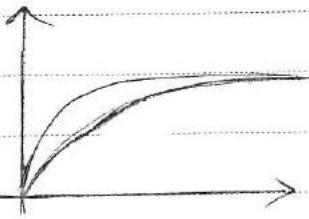
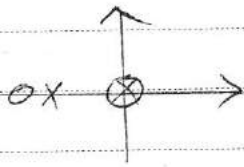


$B(q)$ حلقه صفر را یادار ← و به این تابع تبدیل کنترل کننده می توانیم حلقه قطبی را یادار و این سیستم را ساده می کنیم
قطب و صفر همدگر را حذف می کنند.

معمولاً علاوه بر این صفرهای از سیستم را که می بینیم خودی دارند را یادار می کنند و حذف می کنیم

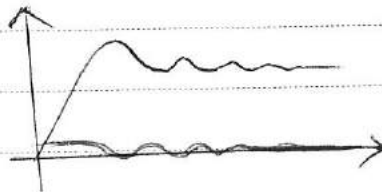


$$\frac{K}{s-1} \cdot \frac{s-1}{s+2} \rightarrow = \rightarrow \frac{K}{s+2}$$



$$\left[\frac{1}{(s+1)(s+5)} \right] \cdot (s+2)$$

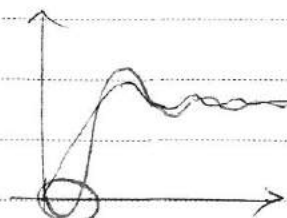
$$s \equiv \frac{d}{dt}$$



$-T_s$

$$e = (1 - T_s) + \dots$$

$$e = \frac{e^{-T_s/2}}{e^{T_s/2}} = \frac{1 - T_s/2 + \frac{1}{2!} \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 - \dots}{1 + \frac{T_s}{2} + \frac{1}{2!} \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 + \dots} = \frac{1 - T_s/2}{1 + T_s/2}$$



تأخیر حاصل در اثر حضور ضریب ایستایی ≈ 2 undershoot هم هست.

با حضور ضریب ایستایی

چند جمله‌ای صورت تابع تبدیل حلقه باز ضریب‌های سیستم را یک‌گانه می‌کند و در حد عملکردی از یک‌گانه‌ی از دست‌افتادگی

مرتبه m (معمولاً $m=0$) را به تابع تبدیل ضریب‌های اعمال می‌کند.

$$G_o(s) = \frac{s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}{\text{نتیجه}}$$

$$y(t) = (s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m) \times \left(\frac{1}{\text{تابع تبدیل}} \right)$$

اینجاست که سیستم را به یک سیستم با مرتبه m تبدیل می‌کنیم. $\leftarrow$ مرتبه تبدیل

$$G(q) = \frac{q^2 + 2q + 1}{q + 1} = \frac{y(t)}{u(t)} \Rightarrow \frac{y(t)}{u(t)} = \frac{1 + 2q + q^2}{q + q^2}$$

$$y(t-1) + y(t-2) = u(t) + 2u(t-1) + u(t-2)$$

$$y(t-1) = -y(t-2) + u(t) + 2u(t-1) + u(t-2)$$

$$y(t) = -y(t-1) + u(t+1) + 2u(t) + u(t-1)$$

Proper ← خروجی لحظه t به ورودیهای لحظه t و گذشته و منویهای گذشته وابسته است.

strictly proper ← خروجی لحظه t به ورودیهای لحظه t و گذشته و منویهای گذشته وابسته است.

$$G(s) = \frac{B}{A}$$

$$B \gg \leq A$$

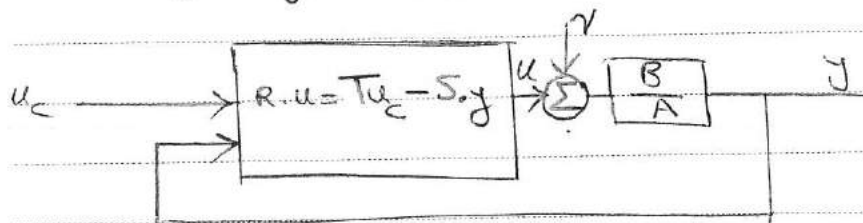
A is monic

B & A are relatively prime

$$R.u = T.u_c - S.y \quad R, S, T \text{ are polynomials.}$$

$$S \gg \leq R$$

$$T \gg \leq R$$



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

هدف: کسب پیچیدگیهای R و S و T است.

درجه B و A معلوم است. شکل یا محل صفهای تابع تبدیل را باز معلوم است (B)

$$B = (B^+) \cdot B^- \quad (1)$$

B^+ : حاد صفهای پایدار با پهنای بالا هستند

B^- : حاد صفهای ناپایدار یا صفهای پایدار نزدیک مبدأ در حوزه S .

کنترل کننده می تواند B^+ ها را حذف کند (در صورت نیاز)

$$\frac{y}{u_c} = \frac{B_m}{A_m} \quad \text{در این حالت به عنوان یک مدل می بینیم}$$

$$\begin{cases} y = \frac{B}{A}(u+v) \\ Ru = Tu_c - S.y \end{cases} \Rightarrow y = \frac{B}{A} \left[\frac{T}{R} u_c - \frac{S}{R} y + v \right]$$

$$y \left[1 + \frac{BS}{AR} \right] = \frac{BT}{AR} u_c + \frac{B}{A} v$$

$$y \cdot (AR + BS) = B \cdot T \cdot u_c + B \cdot R \cdot v$$

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

$$\frac{B \cdot T}{A_c} = \frac{BT}{AR+BS} = \frac{B_m}{A_m}$$

A_c : معادله مشخصه بسته

A_m و B_m : معاملات (چون پاسخ مورد نظر را) می دانیم

$$\boxed{A_c = A \cdot R + B \cdot S} \quad \text{معادله دیفرانسیل}$$

با استفاده از A به صورت چند جمله ای R و S تعیین می شوند.

به منظور تعیین T و S تغییرات باید مد نظر قرار گیرد.

$$B_m = \bar{B} \cdot \bar{B}_m \quad (2)$$

$$\frac{BT}{A_c} = \frac{BT}{AR+BS} = \frac{B_m}{A_m} = \frac{B^+ \bar{B}^- T}{AR+B^+ \bar{B}^- S} = \frac{BT}{B^+ \cdot A_0 \cdot A_m} \quad (4)$$

PaPcO

$$A_c = B^+ \cdot A_o \cdot A_m \quad (3)$$

$$R = B^- \cdot R'$$

B^+ علی سمتی بین B و A_o است.

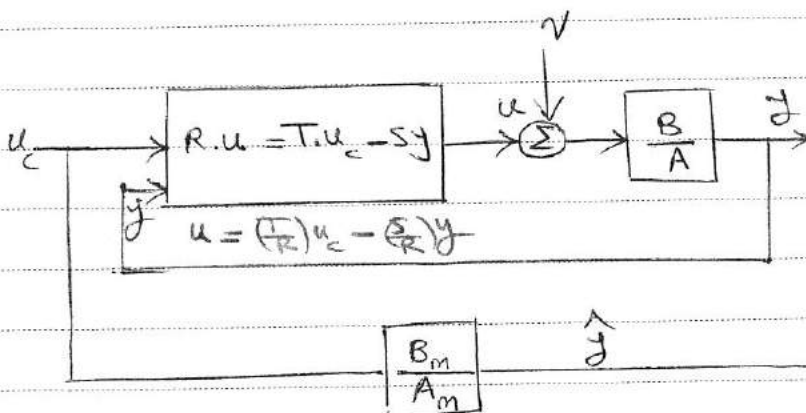
$$A_c = AR + B \cdot S \rightarrow A_o \cdot A_m \cdot B^+ = A \cdot B^+ \cdot R' + B^- \cdot B \cdot S$$

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

$$(1)(2)(3) \Rightarrow T = A_o \cdot B_m'$$

$$(4) \text{ رابطه داخلی } \frac{B_m}{A_m} = \frac{B \cdot T}{B^+ \cdot A_o \cdot A_m} = \frac{B^- \cdot B_m'}{A_m} = \frac{B^+ \cdot B^- \cdot T}{B^+ \cdot A_o \cdot A_m} \Rightarrow T = A_o \cdot B_m'$$

جواب نهایی



ادامه طرح داخلی طبق

$$G_m = \frac{B_m}{A_m} = \frac{y}{u_c}$$

هدف ①: رسم قطب و صفر سیستم در معادله انتقال

②: رسم پلکان کسری معادله انتقال ②: $y = \frac{1}{s}$

③ آیا مثل گذشته موجب حذف صفهای پایدار شود یا خیر؟

نقطه تعادل مدل $(\frac{B_m}{A_m})$ مهمترین فایده R و S و T که چندتا از اینها را می‌توانیم حذف کنیم.

$$T = A_0 \cdot B'_m$$

درجه R < درجه S
درجه T < درجه R

$$\begin{cases} u = \frac{AT}{AR+BS} u_c - \frac{BS}{AR+BS} v \\ y = \frac{BT}{(AR+BS)} u_c + \frac{BR}{AR+BS} v \end{cases}$$

معادله ریوالتین: $A_c = AR + BS$ معادله شش ضلعی

if $R^0, S^0 \Rightarrow R = R^0 + QA$ } جوابهای جدیدی خواهند یافت
 $S = S^0 - QA$ } جوابهای معادله ریوالتین
 باشند

$$A_c = AR^0 + BS^0$$

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

$$A_c = AR^0 + QAB + BS^0 - QAB$$

$$A_c = A_c$$

$$B_m = \bar{B} B'_m$$

$$① \quad R_{\text{جه}} = A_{\text{جه}} - A_{\text{جه}}$$

نمونه نان دهید

$$② \quad S_{\text{جه}} < (A_{\text{جه}} = n) \Rightarrow S_{\text{جه}} = A_{\text{جه}} - 1$$

جواب حداقل در معادله یونانی

$$\left. \begin{array}{l} ②, ① \\ S_{\text{جه}} < R_{\text{جه}} \end{array} \right\} \Rightarrow A_{\text{جه}} > (A_{\text{جه}}) - 1$$

$$T_{\text{جه}} \leq R_{\text{جه}} \Rightarrow A_m_{\text{جه}} - B_m'_{\text{جه}} > A_{\text{جه}} - B^+_{\text{جه}} *$$

$$\Rightarrow A_c = AR + BS$$

اثبات ① :

$$B_{\text{جه}} < A_{\text{جه}}$$

$$S_{\text{جه}} < R_{\text{جه}}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{if } A_{\text{جه}} < S_{\text{جه}} \\ R_{\text{جه}} = B_{\text{جه}} \end{array} \right\} \Rightarrow BS_{\text{جه}} > AR_{\text{جه}}$$

اثبات ② :

$$A_m_{\text{جه}} - B_m'_{\text{جه}} + B_{\text{جه}} > A_{\text{جه}} - B^+_{\text{جه}} + B_{\text{جه}} \quad \text{افزاید کنیم}$$

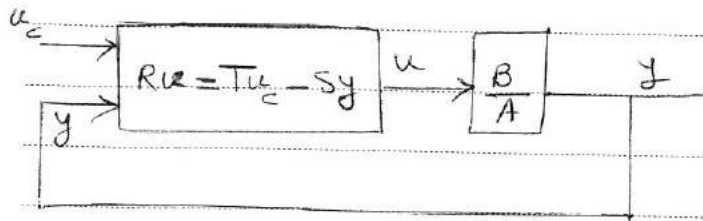
$$\Rightarrow A_m_{\text{جه}} - B_m'_{\text{جه}} > A_{\text{جه}} - B_{\text{جه}}$$

$$\Rightarrow d_m > d$$

تدریس (نوشته) و نامه کاتبی در ریاضیات

جلد پنجم 92-12/5

الگوی کنترل کننده با حداقل درجه (ایجابی تطبیق) HDPP



$$G_m = \frac{B_m}{A_m}$$

$$\frac{B}{A} = \frac{b_0 q + b_1}{q^r + a_1 q + a_2}$$

$$R = R_0 q + R_1$$

$$\frac{B_m}{A_m} = \frac{b_{m0} q + b_{m1}}{q^r + a_{m1} q + a_{m2}}$$

$$S = S_0 q + S_1$$

$$T = T_0 q$$

$$A_m \Rightarrow A_m^0$$

$$A_m^0 = A^0$$

$$B_m^0 = B^0$$

$$A_c = A_0 A_m^+ \Rightarrow \begin{cases} A_c^0 = A_c^0 - A_m^0 - B^{0+} = A_c^0 - A^0 - B^{0+} \\ A_m^0 = A^0 \\ A_c^0 \gg 2A^0 - 1 \xrightarrow{\text{رای گیری حداقل درجه}} A_c^0 = 2A^0 - 1 \end{cases}$$

$$A_c^0 = 2A^0 - A^0 - B^{0+} - 1 = A^0 - B^{0+} - 1$$

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

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

$$AR' + BS = A_0 A_m$$

$$R = B^+ R'$$

$$T = A_0 B_m'$$

$$\Rightarrow Ru = Tu_c - Sy$$

حالت‌های خاص طراحی
1- همه صف‌ها حذف شوند
2- هیچ صفی حذف نشود.

$$A_0' = A_0 - B_0^+ - I$$

$$\text{برای حذف تمام صف‌ها} \rightarrow B_0^+ = B_0 \Rightarrow A_0' = A_0 - B_0 - I$$

$$B_m = A_m(1) \cdot q^{d_0}$$

B یک چند جمله‌ای است که این هر چه ضریب داریم باید در B دیده شود. $B = B^+ \cdot B^-$

$$B^+ = \frac{B}{b_0} \Rightarrow B^- = b_0$$

b_0 : ضریب بزرگترین درجه است.

$$T = \frac{A_m(1)q^{d_0}}{b_0}$$

$$\begin{cases} y = \frac{BT}{A_c} u_c(t) + \frac{BR}{A_c} \cdot v \\ u = \frac{AT}{A_c} \cdot u_c - \frac{BS}{A_c} \cdot v \end{cases}$$

$$A_c = B^+ A_c' \Rightarrow \text{مادله دیفرانسیل} \Rightarrow AR' + b_0 S = A_c' = A_0 \cdot A_m$$

$$\frac{A_0 A_m}{b_0 S} \cdot \frac{A}{R'}$$

سوال استفاده از روش حذف تمام صف‌ها این است که هنگامی باید از جایی به جایی با ایا باشند (از مبدأ صفی S در R' است)

Subject:

Year:

Month:

Date:

19

$$\frac{B_m}{A_m} = \frac{b_0 q^m + b_1 q^{m-1} + \dots + b_m}{q^m + a_1 q^{m-1} + \dots + a_m}$$

$$S=0 \Rightarrow q=1$$

مجموعه
مجموعه

$$B'_m = \frac{B_m}{b_0}$$

$$A'_0 = 0$$

$$A'_0 = 1$$

$$T = A_0 \cdot \frac{B_m}{b_0} = A_0 \cdot \frac{A_m(1) \cdot q^d}{b_0}$$

حالت دوم: مجموع متناهی

$$B^+ = 1$$

$$\bar{B} = B$$

$$B_m = \beta \cdot B$$

$$\beta = \frac{A_m(1)}{B(1)}$$

$$A'_0 = A'_0 - B'_0 - 1$$

$$T = \beta \cdot A_0$$

$$A_c = A_0 \cdot A_m B^+ = A_0 \cdot A_m$$

$$AR + B.S = A_c = A_0 \cdot A_m$$

$$y = \frac{B_m(q)}{A_m(q)} \cdot u_c$$

$$\frac{\beta B}{A_m(q)} = \frac{A_m(1) B}{B(1) A_m(q)}$$

مثال: سیستم پارتیشن جابجایی قطب، T, S, R طوری انتخاب می‌شود که تمام ضرایب سیستم منفی و قطب مدول هم راست باشند.

$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)} \quad T_s = 0.5 (s)$$

$$H(q) = \frac{B(q)}{A(q)} = \frac{b_0 q + b_1}{q^2 + a_1 q + a_2} = \frac{0.1065q + 0.0902}{q^2 - 1.6065q + 0.6065}$$

صفر = -0.84
قطبها = 1, 0.61

$$A_{\text{درجه}} = 2$$

$$B_{\text{درجه}} = 1 \Rightarrow \text{درجه کسر کسری} = 1$$

$$A_c^0 = 3$$

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

$$\frac{B_m(1)}{A_m(1)} = 1$$

سیستم قطب مدول راست باشند پس ضرایب انتخابی هم نه.

$$\frac{B_m(s)}{A_m(s)} = \frac{0.2255s + 1}{s^2 + 1.45s + 1}$$

$$\omega_n = 1 \quad \text{فاصله زمانی برابر}$$

$$2\zeta\omega_n = 1.4 \Rightarrow \zeta = 0.7 \quad \text{ضریب میرایی}$$

$$\begin{cases} B^+ = q + \frac{b_1}{b_0} \\ B^- = b_0 \\ \bar{B}_m(q) = \frac{b_{m0} q}{b_0} \end{cases}$$

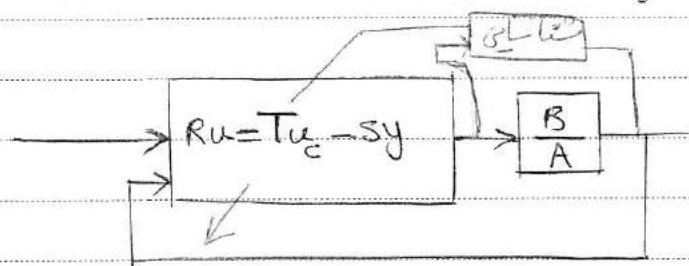
$$R^0 = 0 \Rightarrow R^1 = 1$$

$$B^0 = 1 \Rightarrow A_0 = 0 \Rightarrow A_0(q) = 1$$

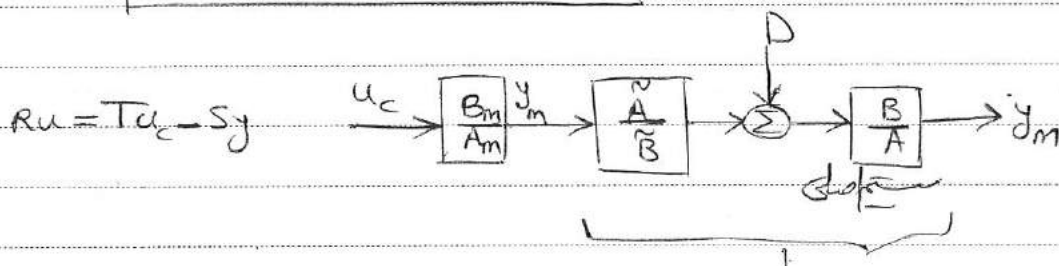
$$\begin{pmatrix} 2 \\ 9 + a_1 q + a_2 \end{pmatrix} \cdot 1 + b_2 (3q + 5) = q^2 + a_{m1} q + a_{m2}$$

$$A \cdot R' + B \cdot S = A_0 \cdot A_m \quad (1)$$

$$(1) \rightarrow \begin{cases} a_1 + b_0 s_0 = a_{m1} \\ a_2 + b_0 s_1 = a_{m2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} s_0 = \frac{a_{m1} - a_1}{b_0} \\ s_1 = \frac{a_{m2} - a_2}{b_0} \end{cases}$$



جای ختم
رگالاتوهای سیستم



۱- پارامترهای سیستم $(\frac{B}{A})$ تغییری کنند بنابراین باید سیستم $\frac{B}{A}$ جدیدی پیدا شود.

۲- به دلیل وجود نویز در خروجی و تغییرات در ورودی باید سیستم $\frac{B}{A}$ را تغییر داد.

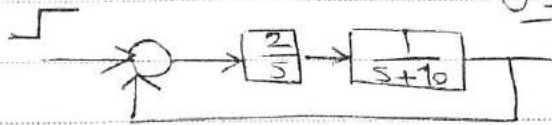
۳- اگر $\frac{B}{A}$ دارای قطب حلقه باز باشد باید با قطب سیستم جدید (حلقه باز) خنثی شود.

۴- اگر $\frac{B}{A}$ دارای صفر باشد باید با صفر $\frac{A}{B}$ خنثی شود که این کار باید انجام شود.

نمایند که این کار انجام داده شد.

5- در کنترل تطبیقی ممکن است علیرغم ناسازی دقیق یا انحرافات ای ماند کار سیستم هنوز به دلیل

حالت پویا و ساختار نیک کننده و سیستم اصلی به هم وصل اند.



مثال برای بند 3

$$T(s) = \frac{\frac{2}{s-1}}{1 + \frac{2}{s-1}} = \frac{2}{s+1}$$

$$A_o^o = n-1$$

$$A_o^o = A^o - B^{+o} - 1$$

observer

در سیستم درجه n، با n-1 حالت می توان گفت سیستم ناسازی خواهد داشت.

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du = [1 \ 0 \ 0 \dots 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$$

در روش جایابی قطب با حداقل درجه

$$\begin{cases} Ru = Tu_c - sy \Rightarrow u = \frac{T}{R} \cdot u_c - \frac{s}{R} y \\ AR' + \bar{B}s = A_o A_m = A_c' \\ T = A_o \bar{B}'_m \\ R = R' \cdot B^+ \\ B_m = \bar{B} \cdot \bar{B}'_m \end{cases}$$

$$\frac{T}{R} = \frac{A_o \bar{B}'_m}{R} = \frac{[(AR' + \bar{B}s)/A_m] \bar{B}'_m}{R}$$

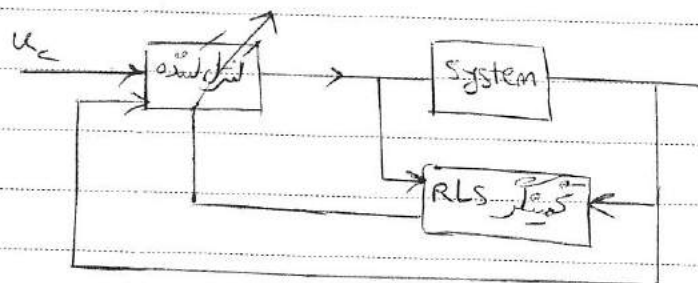
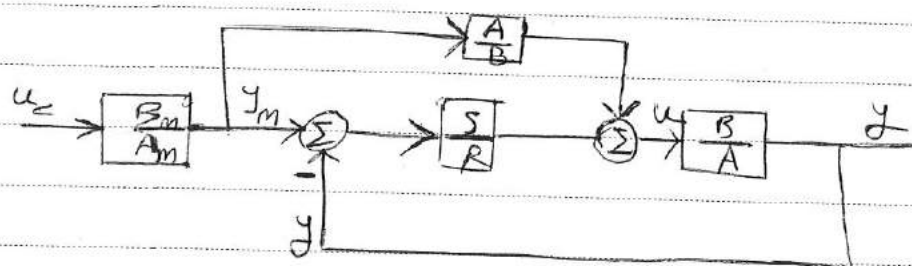
$$\frac{T}{R} = \frac{\bar{A} R' \bar{B}'_m}{\bar{A}_m R} + \frac{\bar{B} \bar{B}'_m s}{\bar{A}_m R} = \frac{A \cdot B_m}{A_m B} + \frac{B_m s}{A_m R} = \frac{B_m}{A_m} \cdot \frac{A}{B} + \frac{B_m}{A_m} \cdot \frac{s}{R}$$

$$\frac{R' B_m}{R} = \frac{R' B_m}{R' B^+} = \frac{B_m}{B^+} = \frac{\bar{B} B_m}{\bar{B} B^+} = \frac{B_m}{B}$$

$$\frac{T}{R} = \frac{B_m A}{A_m B} + \frac{B_m S}{A_m R}$$

$$u = \frac{T}{R} u_c - \frac{S}{R} y \Rightarrow u = \frac{B_m A}{A_m B} u_c + \frac{B_m S}{A_m R} u_c - \frac{S}{R} y$$

$$u = \frac{B_m A}{A_m B} u_c + \frac{S}{R} y_m - \frac{S}{R} y$$



$$y(t) = -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) - \dots - a_n y(t-n) + b_0 u(t-d_0) + \dots + b_m u(t-d_0-m)$$

$$G(q) = \frac{q^{-d_0} (b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m})}{1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}}$$

$$y(t) = \Phi(t-1) \cdot \theta$$

$$\Phi(t-1) = \begin{bmatrix} -y(t-1) \\ \vdots \\ -y(t-n) \\ u(t-d_0) \\ \vdots \\ u(t-d_0-m) \end{bmatrix}$$

$$\max(n, m + d_0) = \dots$$

$$\theta = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ b_0 \\ \vdots \\ b_m \end{bmatrix}$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) \cdot \varepsilon(t)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - \phi^T(t-1) \cdot \hat{\theta}(t-1)$$

خطای خروجی

خروجی کپی

$$K(t) = P(t-1) \cdot \phi(t-1) \cdot \left[\lambda + \phi^T(t-1) \cdot P(t-1) \cdot \phi(t-1) \right]^{-1}$$

$$P(t) = \left[I - K(t) \cdot \phi^T(t-1) \right] \frac{P(t-1)}{\lambda}$$

مداخله برای ایجاد نمونه‌های لازم برای شبیه‌سازی
 $n+m+1$ پارامتر در شرایطی که نمونه‌های لازم است.

سیستم کنترل تطبیقی ممکن است دارای نرخ‌های نمونه برداری مختلف برای بخش‌های مختلف باشد، مثلاً در

صورتی که سیستم اصلی تغییرات پارامتر کند داشته باشد می‌توان همین نرخ را با نرخ نمونه برداری آهسته‌تری نسبت

به نرخ نمونه برداری کنترل کننده مورد استفاده قرار داد.

جله هفتم 92/11/12

خود تنظیم کن غیر سیستم حل مثال
 به سیستم

طراحی کنترل کننده مبتنی بر روش MDPP + تخمین سیستم بر روش RLS : پرسش طراحی کنترل کننده غیر سیستم

بدان حلقه به مطلوب : $\frac{B_m}{A_m}$: داره جای بدله
 چند جمله ای ویژگی : A_0

Step 1: ضرایب چند جمله‌ای‌های $A(q)$ ، $B(q)$ و $C(q)$ را از طریق RLS به دست آوریم.

Step 2: به روش بلوکی تطبیق چند جمله‌ای‌های S ، T و R را تعیین می‌کنیم.

Step 3: $Ru(t) = Tu_c(t) - Sy(t)$

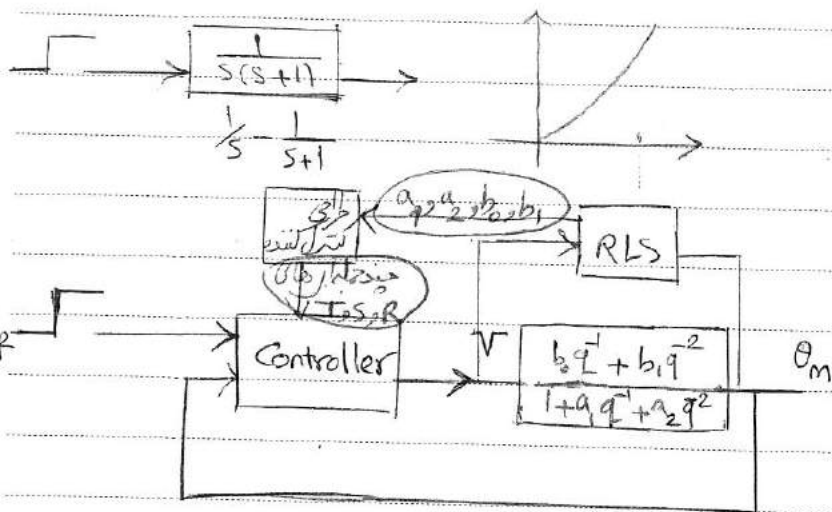
به طور کلی سیستم‌های 1، 2 و 3 در هر زمان نمونه برای انجامی شوند و در حالتی که نیاز به تنظیم مجدد در هر گام نداشته باشیم.

1 مثال: $G(s) = \frac{1}{s(s+1)} = \frac{0}{s}$ می‌تواند به صورت زیر بیان شود.

$$G(q) = \frac{0.1065q^2 + 0.0802}{q^2 - 1.6q + 0.6} = \frac{b_0q^1 + b_1q^2}{1 + a_1q^1 + a_2q^2}$$

ی خالص صفر و ضرایب این فرآیند را حدس می‌زنیم.

صفر: $q = -0.84$



$$H_m(q) = \frac{B_m(q)}{A_m(q)} = \frac{b_m q}{q^2 + a_{m1}q + a_{m2}} = \frac{0.1761q}{q^2 - 1.3205q + 0.4965}$$

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

Subject:

Year:

Month:

Date:

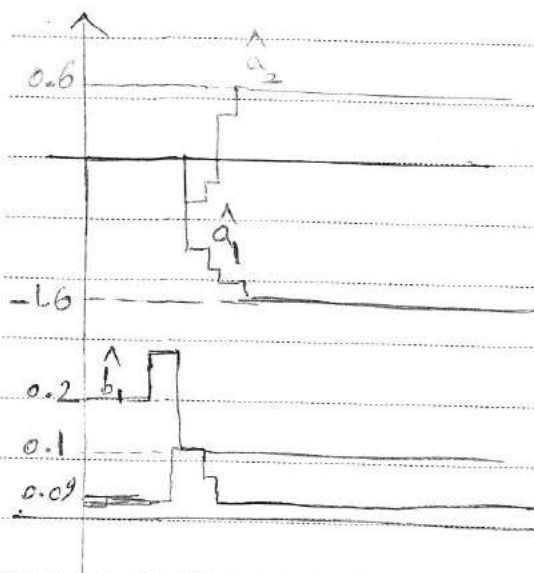
27

$$\frac{b_0 q^{-1} + b_1 q^{-2} + b_2 q^{-3} + \dots}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + a_3 q^{-3} + \dots} = q^{-1} [b_0 + b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots]$$

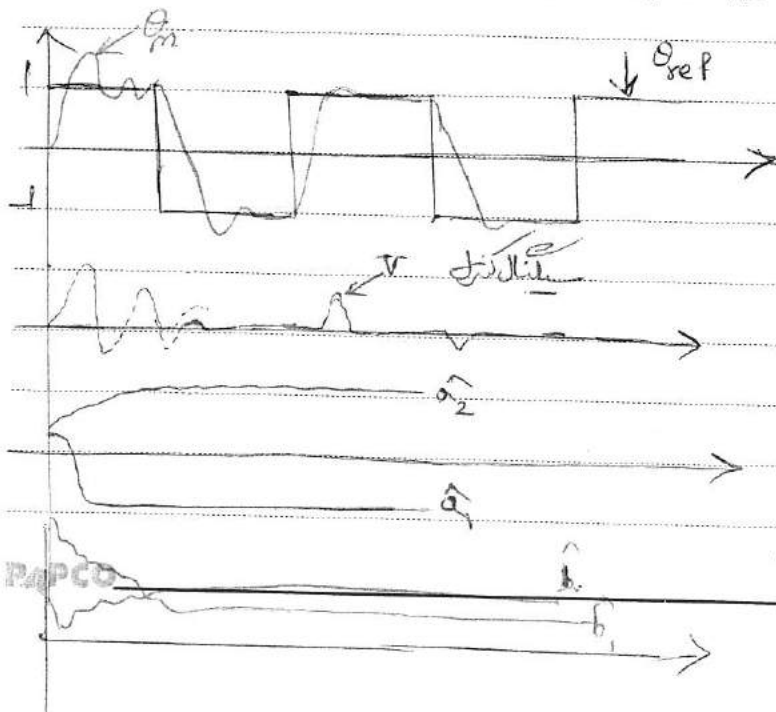
θ values

$$\theta(0) = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_0 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.01 \\ 0.2 \end{bmatrix}$$

$$P(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$



مثال 2: (پیکت دیتا) هان سیستمی قیاسی قطبیت حذف صفر



$$A.R + B.S = A_0 \quad A_m = A_c$$

$$A(1) = 0 \Rightarrow \bar{B}(1) \cdot S(1) = A_0(1) \cdot A_m(1)$$

$$B_m = \bar{B} \cdot B_m \Rightarrow B_m = \frac{B_m}{B}$$

$$B^+ = 1$$

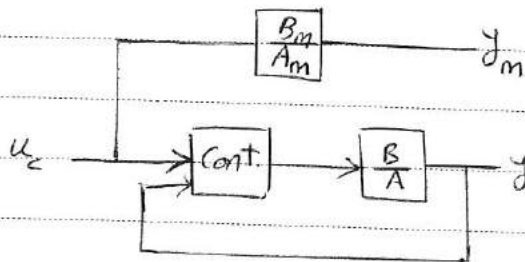
$$B = \bar{B}$$

جایزیم 23/1/13

- جایزیم 23/1/13
- 1- تبدیل به جایای قطب
 - 2- الگوریتم های 3-1 و 3-2
 - 3- الگوریتم های 3-3

الگوریتم ها باید به صورت پارامتری تهیه شوند تا بتوانیم مدل و پارامترهای دیگر را در آن تغییر دهیم

حل مسائل فصل 3 - صفری 156



$$Ru = Tu_c - Sy$$

بازداشتن مولد برای A (قطب های مطلوب) فقط R و S به دست می آیند

مبدأ تقسیم مدل که منجر به دست آمدن T می شود.

$$AR + BS = A_c$$

$$\begin{cases} R = \hat{R} + QA \\ S = \hat{S} - QA \end{cases}$$

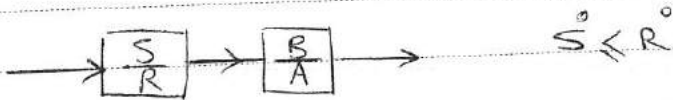
اگر $\hat{R}$ و $\hat{S}$ جواب دایره‌ای معادله دیوفانتین باشند آن‌گاه

$$\hat{B} < \hat{A} \Rightarrow \hat{R} = \hat{A}_c - \hat{A}$$

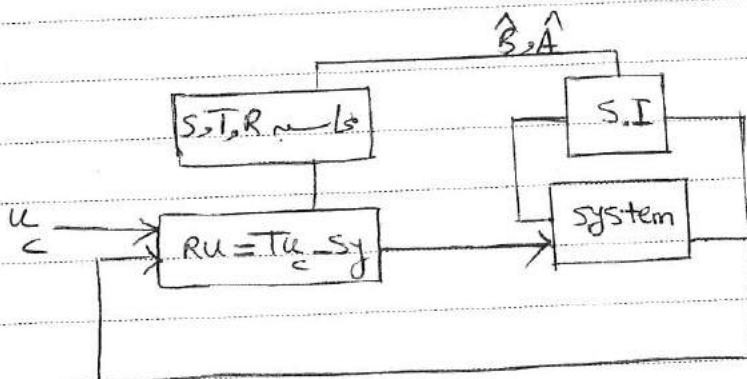
due to diophantine $\rightarrow \hat{S} < \hat{A} = n \Rightarrow \hat{S} = \hat{A} - 1$

$$\begin{array}{r} \hat{S} \quad 1 \quad A \\ -QA \quad Q \\ \hline \textcircled{S} \end{array}$$

درجه S حد اکثر برابر درجه A می‌باشد.



در رابطه بین S و R که درجه S حد اکثر برابر درجه R باشد.



Direct STR

$$v = 0$$

$$\textcircled{1} Ay = Bu$$

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

$$② A_o A_m = \bar{R}' + \bar{B} S$$

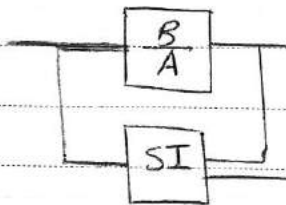
$$A_o A_m y = \bar{R}' A y + \bar{B} S y(t) = \bar{R}' B u + \bar{B} S y(t) = \bar{R}' B^+ \bar{B} u + \bar{B} S y$$

$$A_o A_m y(t) = \bar{R}' B u + \bar{B} S y = \bar{B}' (R u + S y)$$

$$A_o A_m y(t) = \bar{B}' (R u + S y) \quad ③$$

$T u_c$

$$A_o A_m y(t) = \bar{B}' T u_c \longrightarrow \text{با استفاده از سیم‌های } \hat{T}, \hat{S}, \hat{R} \text{ و } \hat{B}$$



$$\begin{matrix} \hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_n \\ \hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_m \end{matrix}$$

در اینجا که $B = B^+$ باشد، $\bar{B}$ ضریب یکپارک و بنابراین معادله (۳) نسبت به ضرایب خطی خواهد بود.

حالت ۱: سیم‌های قابل بازپس (mpt)

حالت ۲: سیم غیر قابل بازپس Non-mpt

$$A_o A_m y = b_o (R u + S y) = \tilde{R} u + \tilde{S} y$$

$$\begin{aligned} A_o^0 &= \begin{cases} A_c^0 - A_m^0 - B^{+0} = 2A^0 - I - A^0 - B^{+0} = A^0 - B^{+0} - I \\ A_c^0 = 2A^0 - I \end{cases} \\ &= A^0 - B^0 - I \end{aligned}$$

$$B_m = q^{d_0} A_m(1)$$

$$d_0 = A^0 - B^0$$

$$\frac{B_m}{A_m} \xrightarrow{q=1} \frac{B_m(1)}{A_m(1)} = \frac{B_m}{A_m} \text{ حال - مانده}$$

چرا تاخیر $\frac{B_m}{A_m}$ را d_0 می‌نامیم؟ چون می‌خواهیم بدانیم که تاخیر چقدر است. $\frac{B_m}{A_m}$ را می‌توانیم به صورت $\frac{B_m}{A_m} = \frac{B_m}{A_m} \cdot \frac{1}{1}$ بنویسیم.

سهم اصلی باشد.

تاخیر $\frac{B_m}{A_m}$ همیشه باید بزرگتر مساوی تاخیر $\frac{B}{A}$ باشد. در غیر این صورت سیستم نمی‌تواند مدلسازی را دنبال کند.

$$d_0 = A^0 - B^0$$

$$\Phi^T(t) = \begin{bmatrix} u(t) & u(t-1) & \dots & u(t-L) & y(t) & \dots & y(t-L) \end{bmatrix}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ \vdots \\ r_L \\ s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_L \end{bmatrix}$$

$$y(t) = \Phi^T(t-d_0) \cdot \theta$$

$$L = (A_0 A_m)^0 - d_0$$

$$A_0^*(\bar{q}^{-1}) \cdot A_m^*(\bar{q}^{-1}) y(t) = \Phi^T(t-d_0) \cdot \theta$$

$$u_f(t) = \frac{1}{A_0^*(\bar{q}^{-1}) \cdot A_m^*(\bar{q}^{-1})} \cdot u(t)$$

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

$$y(t) = R^* \cdot u_p(t - d_o) + S^* y_p(t - d_o)$$

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

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

$$d_o = A^o - B^o$$

93/1/23 جلد دوم

STR مستقیم - ادالہ (مستقیم) و غیر مستقیم

مستقیم $\equiv$ Hph

$$y(t) = \Phi^T(t - d_o) \cdot \theta$$

$$RLS \rightarrow \hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + k(t) \cdot z(t)$$

$$z(t) = y(t) - \Phi^T(t-1) \cdot \hat{\theta}(t-1)$$

$$k(t) = P(t-1) \cdot \Phi(t-1) \left[\lambda + \Phi^T(t-1) \cdot P(t-1) \cdot \Phi(t-1) \right]^{-1}$$

$$P(t) = \left[I - k(t) \cdot \Phi^T(t-1) \right] \frac{P(t-1)}{\lambda}$$

درین سیستم STR $\hat{A}_m$ و $\hat{B}_m$ را به دست آوریم

درین سیستم STR $\hat{S}$ و $\hat{R}$ را به دست آوریم

الانیم (3-3)

۱- داده های مسئله و مشخصات آن را به دست آوریم

① ضرایب $\hat{R}$ و $\hat{S}$ را با استفاده از RLS (روش حداقل مربعات) به دست آوریم

$$y(t) = R^* u_f(t-d_0) + S^* y_f(t-d_0)$$

② ضرایب $\hat{A}_m$ و $\hat{B}_m$ را به دست آوریم: $R^* u(t) = T^* u(t) - S^* y(t)$ داریم T^* و S^* را به دست آوریم

$$T^* = A_0^* A_m(1)$$

$$\frac{B_m}{A_m} = \frac{y}{u_c} = \frac{TB}{AR+BS} = \frac{Tb_0 B^+}{A_c}$$



$$B = B^- B^+ = b_0 B^+$$

$$A_c = AR + BS = A_0 A_m B^+$$

$$\frac{y}{u_c} = \frac{Tb_0 B^+}{A_0 A_m B^+} = \frac{Tb_0}{A_0 A_m} = \frac{q^d A_m(1)}{A_m}$$

$$B_m = B_m' B^- = B_m' b_0 = q^d A_m(1)$$

$$\frac{B_m}{A_m} = \frac{q^d A_m(1)}{A_m}$$

$$T = \frac{q^d A_0 A_m(1)}{b_0} = \frac{A_0^* A_m(1)}{b_0}$$

کتاب 139

$$A_c = b_0 A_0 A_m B^+$$

$$u \cdot \left(\frac{1}{1 + a_{m1}q^{-1} + a_{m2}q^{-2}} \right) = u_p$$

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

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

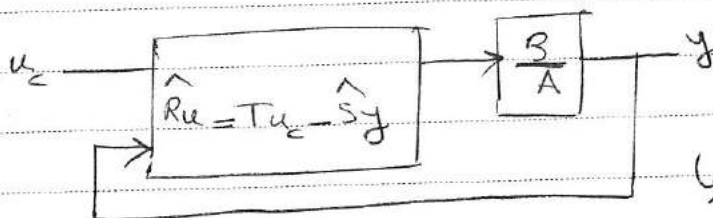
$$T = A_m(1)q^1$$

$$T \cdot u_c(t-1) = A_m(1) \cdot q^1 \cdot u_c(t-1)$$

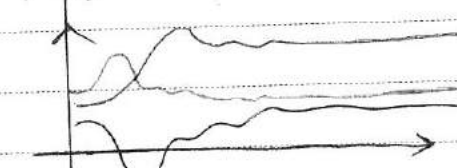
$$A_m(1) \cdot u_c(t) = (1 + a_{m1} + a_{m2}) \cdot u_c(t)$$

$$Ru = Tu_c - Sy \rightarrow u = \frac{T}{R}u_c - \frac{S}{R}y$$

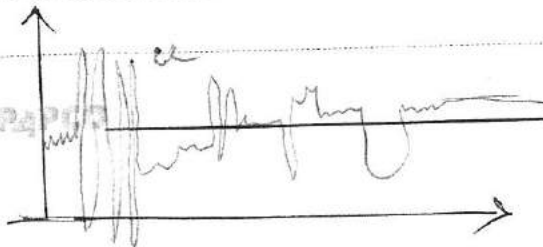
$r_0 \neq 0 \rightarrow$ باید $r_0 \neq 0$ چون R خارج سیمال نبردار است



بازارها

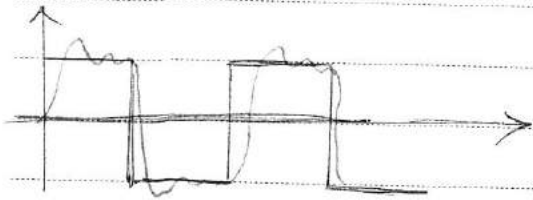


این خط نشان دهنده تغییرات ورودی است و خروجی را می بینیم
و گویا استواری ندارد.



نقص سیستم خود شایسته سیستم این است که شایسته پارامترها مستقل از تغییر ورودی و خروجی است

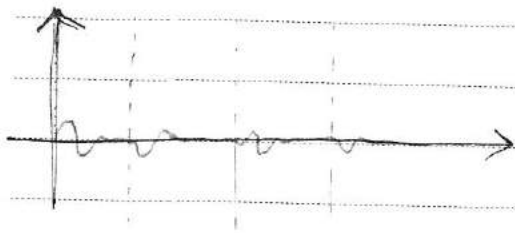
بنابراین مدل تغییر گرفته شده مدل خوبی است.



$d_o = 2$

مقدار overshoot به چه وابسته است؟

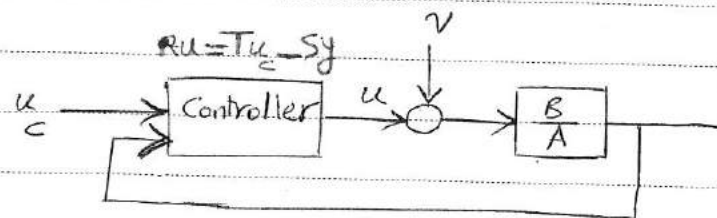
به مقدار اولیه (و...) وابسته است.



جلسه یازدهم 93/1/25

$$T = A_o \frac{q^d}{k} A_m(i)$$

$$T^* = A_o^* A_m(i)$$



$$\frac{y_m(t)}{u_c(t)} = \frac{B_m}{A_m} \Rightarrow y_m = \frac{B_m}{A_m} u_c = \frac{T}{AA_m} u_c$$

$$y(t) = \frac{1}{A_o A_m} [Ru + Sy]$$

$$e(t) = y(t) - y_m(t)$$

$$e(t) = \frac{1}{A_o A_m} [Ru(t) + Sy(t) - Tu_c(t)]$$

$$e(t) = R^* u_p(t-d_0) + S^* y_p(t-d_0) - T^* u_p(t-d_0)$$

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

u_p و y_p هم به هم وابسته میباشند

$$A_m^o - B_m^o = d_0$$

$$A_o A_m y(t) = B^- [R u(t) + S y(t)]$$

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

$$\text{mph} : \begin{cases} B^+ = B^+ \text{ منفرجه} \\ B^- = b_0 \end{cases}$$

$$\bar{R} = \bar{S} = A_o^o + A_m^o - B^-$$

$$\text{Nmph} : \begin{cases} B^+ = 1 \\ \bar{B} = B \end{cases}$$

$$R = \bar{B} R$$

$$S = \bar{B} S$$

$$y(t) = \frac{1}{A_o A_m} [R u(t) + S y(t)] = R^* u_p(t-d_0) + S^* y_p(t-d_0)$$

چند جمله ای R تکین (monic) نیست

عامل مشترک R و S دارای صفرهای با هم برابر میباشند

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

چرا تقسیم S (monic) نیست؟
مثلاً صورت و مخرج را به هم تقسیم کنیم

الگوریتم 3-4

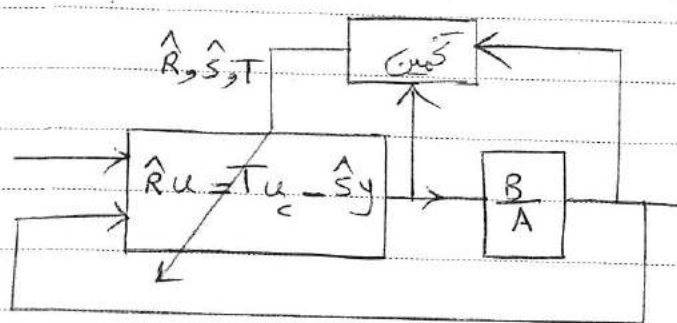
داریم A_m ، B_m و A_o و d_0 معلوم است

$$y(t) = R^* u_p(t-d_0) + S^* y_p(t-d_0) \quad \text{--- 1}$$

RLS
PAPCO

2- عامل مشترک B را از R حذف کنیم تا به S و R برسیم

3- گینال کنترل را $RU = T_u - Sy$ بدست می آوریم. $T = AB'_m$ $B'_m = B'_m B$



$$B^- = (s+a)(s+b)(s+c)$$

$$R = B^- R$$

3 مرحله داریم

$$y_m = \frac{B_m}{A_m} u_c = \frac{B'_m B^-}{A_m} u_c$$

$$e(t) = \frac{B^-}{A_o A_m} [R u(t) + S y(t) - T u_c(t)]$$

$$e(t) = R^* u_p^*(t-d_o) + S^* y_p^*(t-d_o) - T^* u_{cp}^*(t-d_o)$$

الگوریتم ترکیبی برای سیستم های Nmpk (هیچ صفری حذف نمی شود)

$$B^- = B$$

$$A_o A_m y(t) = B [R u(t) + S y(t)]$$

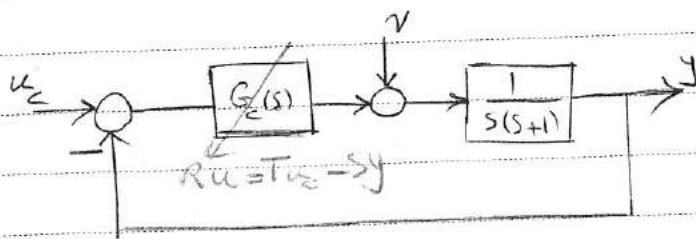
$$y(t) = \frac{B}{A_o A_m} [R u + S y] = B^* [R^* u_p^*(t-d_o) + S^* y_p^*(t-d_o)]$$

الموضوع 3-5

داریم چند جمله ای های A_0 و A_m معلوم1- پارامترهای A و B را بدست $A \cdot y = B u$ تعیین می کنیم2- پارامترهای R و S را بدست می دهیم که B از تخمین مرحله قبلی معلوم است تعیین می کنیم3- $R u = T u_c - S y$ که R و S از مرحله قبلی معلوم است و $T = t_0 A_0$ است استفاده می کنیم

$$\begin{cases} T = t_0 A_0 \\ t_0 = \frac{A_m(1)}{B(1)} \end{cases}$$
توضیح: به جای T از روش تعیین T استفاده می کنیم

$$e(t) = y(t) - y_m(t) = \frac{B}{A_0 A_m} [R u + S y - t_0 A_0 u_c(t)] = B^* [R^* u_F(t-d_0) + S^* y_F(t-d_0) - t_0^* A_0^* u_{cf}^*]$$



$$y = \frac{G_c \cdot \frac{1}{s(s+1)}}{1 + \frac{G_c}{s(s+1)}} u_c + \frac{\frac{1}{s(s+1)}}{1 + \frac{G_c}{s(s+1)}} v$$

$$y = \frac{G_c}{s(s+1) + G_c} u_c + \frac{1}{s(s+1) + G_c} v \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{①} \text{ مقدار } u_c(s) = \frac{1}{s} \\ \text{②} \text{ مقدار } v \end{array} \right.$$

$$y(s) = \frac{G_c}{s[(s+1)s+G_c]} + \frac{1}{s[s(s+1)+G_c]}$$

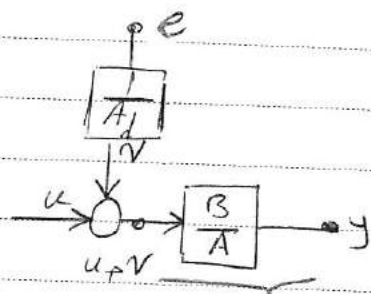
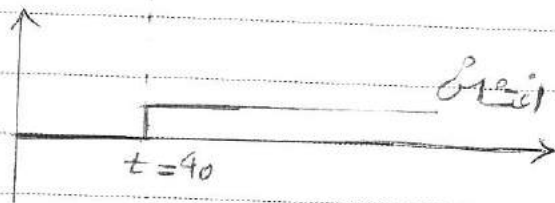
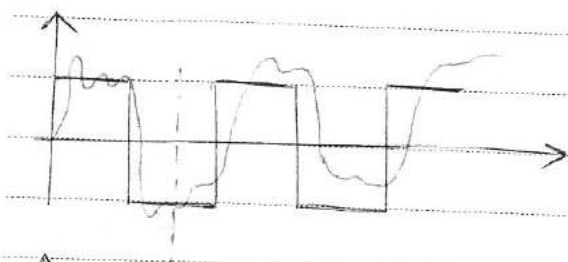
$$y(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot y(s) = \frac{G_c(0)}{s(s+1)+G_c(0)} + \frac{1}{s(s+1)+G_c(0)}$$

$\frac{G_c(0)}{s(s+1)+G_c(0)}$ حاصل از اعمال در حد $s=0$ $\frac{1}{s(s+1)+G_c(0)}$ حاصل از اعمال در حد $s=0$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = 1 + \frac{1}{G_c(0)}$$

در خواص $\frac{1}{G_c(0)} = 0 \Rightarrow$ اگر $G_c(0) = \infty$ در حالت $\Rightarrow G_c(0) = \infty \Rightarrow G_c(s) = \left(\frac{1}{s}\right) \times (\dots)$

مانند رازین بود



در این مرحله اصلاح شد

در این مرحله

$$e = A_d \cdot v$$

$$Ay = (u + v)B$$

$$y = \frac{BT}{(AR+BS)} u + \frac{BR}{(AR+BS)} v$$

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

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

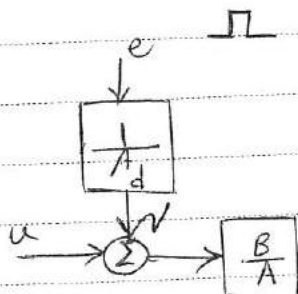
$$R = A_d \cdot \tilde{R}$$

فصل سوم: سیستم‌های کنترل و تنظیم با فیدبک و کنترل کننده‌های مختلف.

پایه درازمدت 93/1/3

مدل‌های اغتشاشی STR

تکرارپذیری کنترل کننده جدید و قطب اضافی



$$\frac{e}{A_d} = v$$

$$R = A_d \cdot \tilde{R}$$

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

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

$$v = \frac{e}{A_d} = \frac{1}{q-1} e = \frac{q^{-1}}{1-q} e$$

$$AR_0 + BS_0 = A_c$$

$$AR + BS = A_c$$

$$\begin{cases} R = XR_0 + yB \\ S = XS_0 - yA \end{cases} \quad (2)$$

$$A(XR_0 + yB) + B(XS_0 - yA) = X(AR_0 + BS_0) + y(AB - AB) \\ = \cancel{XA_c} = A_c$$

$$R = A_j R' = XR_0 + yB \quad (1)$$

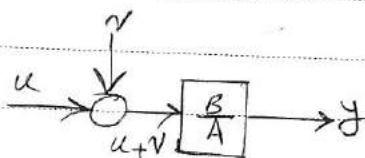
$$A_j = q - 1 \quad \text{مقدار } q \text{ را به صورت } q = 1 + \alpha_0 \text{ در نظر بگیریم} \Rightarrow X = q + \alpha_0 \rightarrow (1) \rightarrow$$

$$\rightarrow (q-1)R' = (q+\alpha_0)R_0 + yB \rightarrow q=1 \rightarrow -(1+\alpha_0)R_0(1) = yB(1) \Rightarrow$$

$$y = \frac{-(1+\alpha_0)}{B(1)} R_0(1) \Rightarrow R = (q+\alpha_0)R_0(q) + \left[\frac{-(1+\alpha_0)}{B(1)} R_0(1) \right] B$$

$$\Rightarrow S = (q+\alpha_0)S_0(q) - \left[\frac{-(1+\alpha_0)}{B(1)} R_0(1) \right] A$$

$$\frac{y}{u_c} = \frac{B}{A}$$



$$\frac{y}{u+v} = \frac{B}{A} \Rightarrow yA = Bu + Bv \quad (1)$$

$$Bv = yA - Bu = \text{خطای اندازه}$$

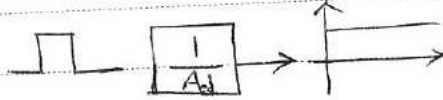
$$B(1) \neq 0 \Rightarrow Bv = \text{خطای اندازه} \equiv \text{خطای اندازه} \\ v = \text{خطای اندازه}$$

$$\frac{e}{A_d} = v \quad \textcircled{1} \Rightarrow A_d \cdot Ay(t) = A_d B(u+v) = A_d \cdot B \cdot u(t) + e_i(t)$$

$$A_d y_f(t) = B u_f(t) + e_i(t) \Rightarrow e_i(t) = \text{noise} \\ e_i \ll v$$

$$v = \frac{1}{s}$$

$$A_d = q - 1 \Rightarrow$$



$$R_o = q + r_1$$

$$S_o = S_o q + S_1$$

$$A_c^o = 3$$

$$y = y_o \Rightarrow y_o = - \frac{(1+r_1)R_o(1)}{B(1)} = - \frac{R_o(1)}{B(1)} \\ = - \frac{(1+r_1)}{b_o + b_1}$$

$$H(q) = \frac{b_o q + b_1}{q^2 - 1.6q + 0.6} \Leftarrow G(s) = \frac{1}{s(s+1)} \quad (\text{DLE})$$

$$\text{نویز } X = q + r_1 = q \Rightarrow r_1 = 0 \\ \text{نویز } A_c = X A_c^o$$

$$B^o = 1$$

$$A^o = 2$$

$$\frac{B_m}{A_m} = \frac{0.17q}{q^2 - 1.32q + 0.49}$$

$$R = X R_o + y B = q(q+r_1) + \left[\frac{-(1+r_1)}{b_o + b_1} \right] (b_o q + b_1)$$

$$S = X S_o - y A = q(S_o q + S_1) - \left[\frac{-(1+r_1)}{b_o + b_1} \right] [q^2 + a_1 q + a_2]$$

$$A_c^o \gg 2A^o - 1$$

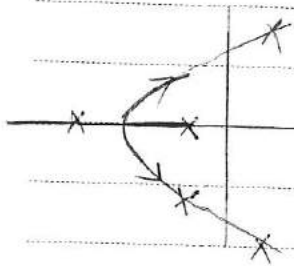
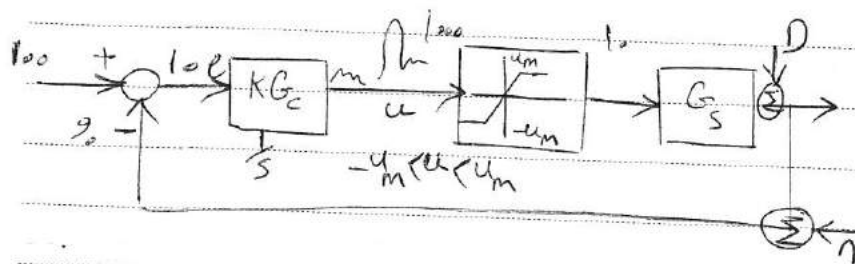
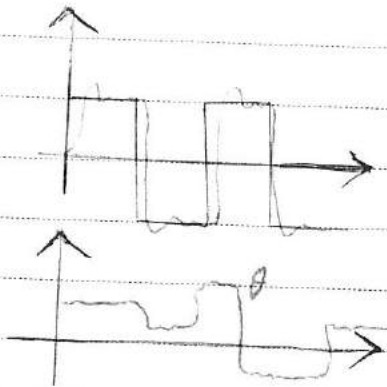
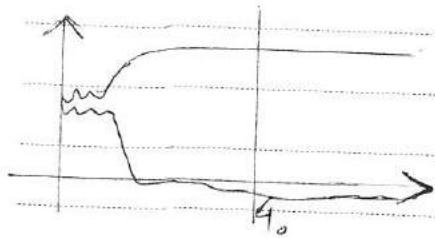
$$A_c = AR + BS$$

$$R = X R_o + y B = q(q+r_1) + \left[\frac{-(1+r_1)}{b_o + b_1} \right] (b_o q + b_1) = R' A_d = R'(q-1)$$

$$S = X S_o - y A = q(S_o q + S_1) - \left[\frac{-(1+r_1)}{b_o + b_1} \right] [q^2 + a_1 q + a_2] =$$

$$y(t) = \frac{BT}{AR_0 + BS_0} u_c + \frac{BR_0}{A_0(AR_0 + BS_0)} e$$

په درسته کورنۍ R په چير دري کي خود؟



جله سيندوم 93/2/1

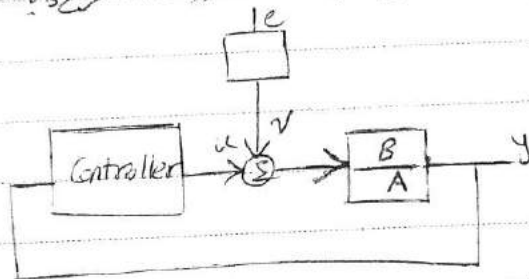
نترول شنه معادل دارين ۸۷ (کوالوفاک انفاکچر و شينين)

تنگات مهم و سکه

① هدف حداقل کردن واريان خروبي در حالت سمانگار (ه) (t) است.

② e(t) نفير سفيد با يمين هفرو واريان ۵ است.

③ انتخاب کنترلر مناسب جهت رسیدن به هدف ① در دسترس قرار گیرد.



در سیستم رگرسیون هدف، کارهای نمایش و نیز است.

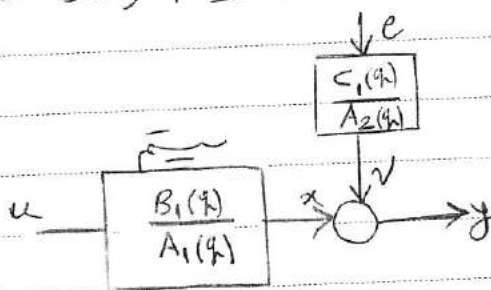
در سیستم Tracker هدف دنبال کردن گینال ورودی و غیر کردن خطا $(u_c - y)$ است.

$$J = E \left[y^2(t) + \int u^2(t) \right] \rightarrow J = E [y^2(t)]$$

حالت پایدار در خروجی

در این سیستم حداقل نیاز به $m \times n$ سیگنال ورودی می توانست حدت شود.

$$y = \frac{bq^{-1}}{1+aq^{-1}} u + \frac{1+cq^{-1}}{1+aq^{-1}} e$$



مسائل

$$y(t) = x + v = \frac{B_1}{A_1} u(t) + \frac{C_1}{A_2} e(t)$$

$$A_1 A_2 y(t) = B_1 A_2 u(t) + C_1 A_1 e(t)$$

$$A y(t) = B u(t) + C e(t)$$

مؤلفه ها: A, B, C عامل متغیر دارند در نتیجه A, B, C هم عامل متغیر می نازند.
 A_2 و C_1

$$A = A_1 A_2$$

$$B = B_1 A_2$$

$$C = C_1 A_1$$

A و C یکین هستند.
چند جمله ای C می تواند به هر برای از مرتبه خود پیروی که می باشد بگذرد. C تغییر کند.

مرتبه C یا مرتبه A برابر است. $(A^2 = C^2 = n)$

$$C(q) = q + 2 \rightarrow q + 2 = 0 \rightarrow \boxed{q = -2}$$

$$v(t) = C(q) \cdot e(t) \quad E(e) = \bar{e} = 0 \quad \delta(e) = 1$$

$$\phi(e^{j\omega h}) = \frac{1}{2\pi} C(e^{j\omega h}) C(e^{-j\omega h})$$

$$C(q)C(q^{-1}) = (q+2)(q^{-1}+2) = (q+2)\left(\frac{1+2q^{-1}}{q}\right) = (1+2q^{-1})(1+2q) = 4(q+0.5)(q^{-1}+0.5)$$

$$C^*(q^{-1}) = q^{-1}C = q^{-1}(q+2) = 1+2q^{-1}$$

$$C^*(q) = 1+2q$$

$$v(t) = C^*(q) \cdot e(t) = (2q+1) \cdot e(t)$$

تکلیف: بجزین یعنی - مفهوم کاربرد

$$C = C^+ C^-$$

$$C = C^+ C^{-*}$$

که دائم تغییر است. در محاسبه به عنوان خطای پیش بینی خروجی $y(t)$ در نظر گرفته می شود.

$$u(t) = f(u(t-1), \dots, u(t-m), y(t-1), y(t-2), \dots)$$

$$y = \frac{bq^{-1}}{1+aq^{-1}} u + \frac{1+cq^{-1}}{1+aq^{-1}} e \Rightarrow y(t+1) + ay(t) = bu(t) + e(t+1) + ce(t)$$

$$1+cq^{-1} = 0 \rightarrow q = -c \rightarrow |c| < 1$$

ریشه c داخل دایره واحد است

$$\text{Var}[y(t+1)] \geq \text{Var}(e(t+1))$$

$$\text{Var}[y(t+1)] \geq 1$$

$$y(t+1) = bu(t) - ay(t) + e(t+1) + ce(t)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} c=0, \text{Var}[bu(t)] = \text{Var}[ay(t)] \Rightarrow \text{Var}[y(t+1)] = \text{Var}[e] = 1 \end{array} \right.$$

$$\text{if } c \neq 0 \Rightarrow \text{Var}[y(t+1)] = (1+c) \text{Var}(e) \geq 1$$

$$\text{Var}(y(t+1)) \geq \text{Var}(e(t+1))$$

$$y(t+1) = e(t+1) \Leftrightarrow u(t) = \frac{ay(t) - ce(t)}{b}$$

$$\Downarrow$$

$$y(t) = e(t) \Rightarrow u(t) = \frac{(a-c)}{b} \cdot y(t)$$

$$\frac{B}{A} = \overline{\text{م}} =$$

$$d_o = A^o - B^o = \overline{\text{م}} = \text{فرکانس طبیعی}$$

$$Ay = Bu + ce$$

$$y = \frac{B}{A} u + \frac{C}{A} e$$

$$y(t+d_0) = \frac{B}{A} u(t+d_0) + \frac{C}{A} e(t+d_0)$$

$$B^0 - A^0 = -d_0$$

$$C^0 - A^0 = 0$$

و در این حالت t در جری لحظه $(t+d_0)$ ظاهر می شود.

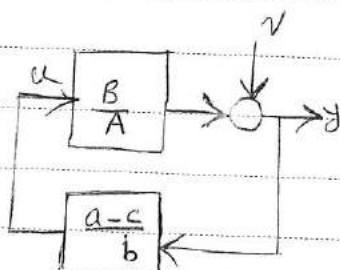
$$u = \frac{ay(t) - ce(t)}{b}$$

جواب 2/6

$$y(t+1) = e(t+1)$$

$$y(t) = e(t)$$

$$u = \frac{a-c}{b} y(t)$$



$$y(t+d_0) = \frac{B}{A} u(t+d_0) + \frac{C}{A} e(t+d_0) \quad (1)$$

$$E^0 = d_0 - 1$$

$$G^0 = n - 1$$

$$A^0 = C^0 = n$$

$$A^0 - B^0 = d_0$$

$$\frac{q^{d_0-1} \cdot C(q) \cdot 1}{F_A} \cdot \frac{A}{F}$$

$$G$$

$$\frac{q^{d_0-1} \cdot C(q)}{A} = F(q) + \frac{G(q)}{A(q)}$$

$$\frac{q^{d_0-1} \cdot C(q)}{A} = A(q) \cdot F(q) + G(q) \quad (2)$$

$$③ \quad y(t+d_0) = \frac{B}{A} u(t+d_0) + F e(t+1) + \frac{q \cdot G}{A} \cdot e(t) \quad \leftarrow ①, ②$$

$$F = q_1^{d_0-1} + q_1^{d_0-2} + \dots + q_1^0$$

$$G = g_1^{n-1} + g_1^{n-2} + \dots + g_1^0$$

$$e(t) = \frac{A}{c} y(t) - \frac{B}{c} u(t) \quad ④$$

$$y(t+d_0) = F e(t+1) + \left(\frac{B}{A} q_1^{d_0} - \frac{q_1 G B}{A c} \right) u(t) + \frac{q_1 G A}{A c} y(t) \quad \leftarrow ③, ④$$

$$= F e(t+1) + \frac{B q_1}{A c} (q_1^{d_0-1} \cdot c - G) u(t) + \frac{q_1 G}{c} y(t)$$

$$y(t+d_0) = F e(t+1) + \frac{q_1 G F}{c} u(t) + \frac{q_1 G}{c} y(t)$$

$$B^0 = A^0 d_0$$

$$= d_0 - 1$$

خروجی در لحظه آینده $t+d_0$ وابسته به ورودی در لحظه t و هم چنین تمام لحظه های قبل از t

خروجی پیش بینی شده

$t+d_0$ است.

نظام یکپارچه

$$\hat{y}(t+d_0|t) = \frac{q_1 B F}{G} u(t) + \frac{q_1 G}{c} y(t)$$

$$y(t+d_0) = F e(t+1) + \hat{y}(t+d_0|t)$$

$$\tilde{y}(t+d_0|t) = y(t+d_0) - \hat{y}(t+d_0|t) = F(q_1) \cdot e(t+1)$$

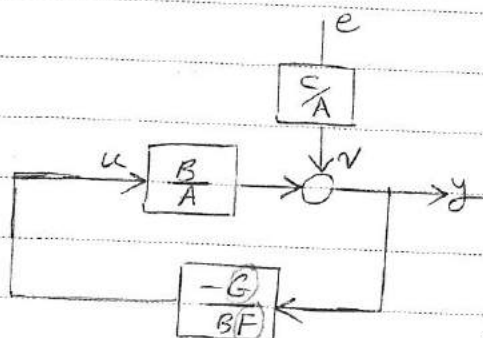
$$s = e^{-\Delta t}$$

$$\text{var}[\hat{y}(t+d_0|t)] = \text{var}(F \cdot e(t+1)) = \sigma^2 [1 + F_1^2 + F_2^2 + \dots]$$

$$\hat{y}(t+d_0|t) = \frac{qBF}{c} u + \frac{q \cdot G}{c} y$$

$$\hat{y} = 0 \rightarrow u = -\frac{G}{BF} y(t)$$

$$\text{با جایگزینی} \rightarrow \text{var}(y(t)) = \sigma^2 (1 + F_1 + \dots + F_{d_0-1}^2) = \text{دارای خطای پیش بینی}$$



$$e=0 \Rightarrow \frac{y}{u} = \frac{B/A}{1 + \frac{B}{A} \cdot \frac{G}{BF}} = \frac{B \cdot F}{AF + G}$$

$$\frac{y}{u} = \text{آبجکت انتقالی از u به y} = \frac{BF \cdot B}{q^{d_0-1} \cdot c \cdot B}$$

$$\text{مطبقات حلقه بسته} \Rightarrow q^{d_0-1} \cdot c \cdot B = 0$$

$$\frac{d_0-1}{q} = 0 \rightarrow \text{مطبقات حلقه بسته در بیابا}$$

$$c=0 \rightarrow \text{تأثیر ورودی خارجی را ندارد}$$

$$B=0 \rightarrow \text{تأثیر ورودی را ندارد}$$

مطبقات حلقه بسته

سیستم داخل باز است و طبقات
داخل را به راجد بسته در نظر می گیریم
خارج را به راجد بسته

$$q \cdot d_o - 1 \cdot C \cdot B = B \cdot A \cdot F + G \cdot B = AR + BS$$

$$R = BF$$

$$S = G$$

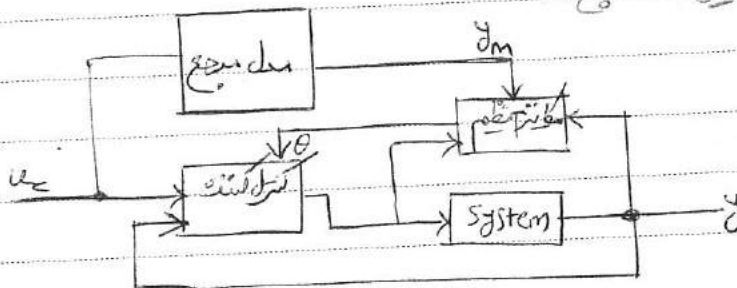
$$u = -\frac{S}{R} \cdot y = -\frac{G}{BF} \cdot y$$



STR
MRAS

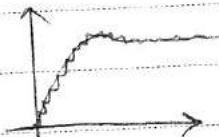
MRAS

مقدار یکسانی بین مقدار مرجع



$$\begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ 1 \end{bmatrix} = \theta$$

مثال: تولید کننده PI با ضرایب



مثال: پاسخ مدل مرجع مرحله II

دو روش همواره در روش انتخابی مورد استفاده قرار می‌گیرد
 (2- روش اعمال نظریه یادگیری لایه پنهان)

تفاوت: تولید کننده متغیر با راسخ تنظیم دارد.

$$y_m = \text{میانگین مطلوب با استفاده از مدل مرجع}$$

$$e = y - y_m$$

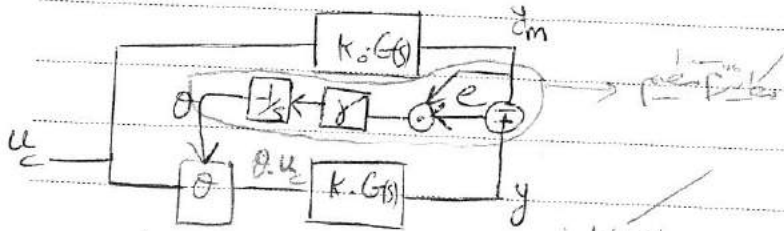
$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{dJ}{d\theta} = -\gamma \frac{dJ}{de} \cdot \frac{de}{d\theta} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{de}{d\theta}$$

$$J(\theta) = |e|$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{de}{d\theta}$$

مقدار k



انتخاب γ روند همگرایی را تعیین می‌کند و باید به گونه‌ای انتخاب شود که سیستم همگرا شود.

$$u = 0.5 u_c$$

$$\frac{y}{u_c} = k \cdot 0.5 G(s)$$

$$\frac{y_m}{u_c} = k_0 \cdot G(s) = G_m(s)$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = k \cdot G \cdot u_c$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial \theta} = -\gamma \cdot e \cdot k \cdot G \cdot u_c$$

$$e = y - y_m = k \cdot 0.5 \cdot G \cdot u_c - k_0 \cdot G \cdot u_c$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{k \cdot G \cdot y_m}{k_0 G}$$

$$\Rightarrow \dot{\theta} = -\left(\frac{\gamma \cdot k}{k_0}\right) e \cdot y_m = -\gamma \cdot e \cdot y_m$$

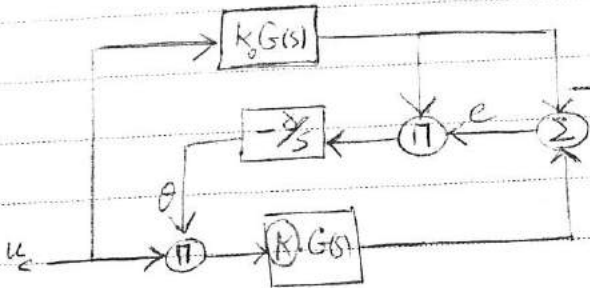
$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{k}{k_0} \cdot y_m$$

$$\Rightarrow \theta = -\frac{1}{s} \cdot \gamma \cdot e \cdot y_m$$

23/2/13
 کنترل سیستم‌های دینامیک
 اعمال روش MRAS بر یک سیستم

MIT

مقایسه پارامترهای K و θ



خروجی مطلوب = خروجی سیستم مرجع

MRAS می‌خواهد $e = 0 \Rightarrow y = y_m$

خروجی سیستم مرجع

$$e = K \cdot G(s) \cdot \theta \cdot u_c - K_0 \cdot G(s) \cdot u_c$$

$$G(s) \cdot (\theta \cdot u_c) = s \cdot \theta \cdot u_c = \frac{d}{dt} (\theta \cdot u_c) = u_c \frac{d\theta}{dt} + \theta \cdot \frac{du_c}{dt}$$

$G(s) = s$

IF $\frac{d\theta}{dt}$ is so small that $\rightarrow \frac{d}{dt} (\theta \cdot u_c) = \theta \cdot \frac{du_c}{dt}$

$$\frac{dy}{dt} = -ay + bu \Rightarrow \frac{y}{u} = \frac{b}{s+a}$$

$$\frac{dy_m}{dt} = -a_m y + b_m u_c \Rightarrow \frac{y_m}{u_c} = \frac{b_m}{s+a_m}$$

می‌خواهد $e = y - y_m = 0$

$$u(t) = \theta_1 u_c(t) - \theta_2 y(t) \quad *$$

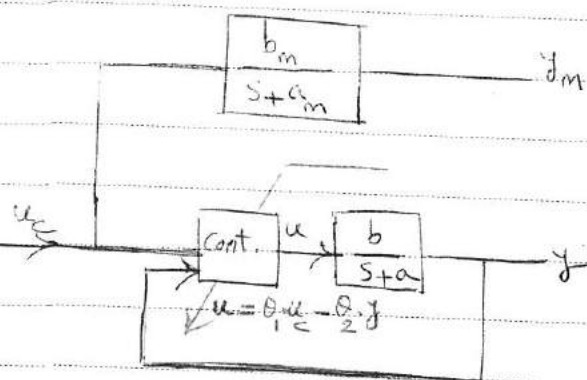
Subject:

Year:

Month:

Date:

6/5/5



$$\Rightarrow \text{Transfer function} = \frac{y}{u_c} = \frac{b}{s+a}$$

$$\frac{y}{\theta_1 u_c - \theta_2 y} = \frac{b}{s+a}$$

$$y = \frac{b \theta_1 u_c - \theta_2 b y}{s+a}$$

$$y \left[1 + \frac{\theta_2 b}{s+a} \right] = \frac{\theta_1 b}{s+a} \Rightarrow y = \frac{\theta_1 b}{s + (a + \theta_2 b)} \stackrel{y_m}{=} \frac{b_m}{s + a_m}$$

$$\theta_1 b = b_m \Rightarrow \theta_1 = \frac{b_m}{b}$$

$$a + \theta_2 b = a_m \Rightarrow \theta_2 = \frac{a_m - a}{b}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial \theta_1}$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial \theta_2}$$

$$e = y - y_m = \frac{b \theta_1}{s + a + b \theta_2} \cdot u_c - \frac{b_m}{s + a_m} \cdot u_c$$

PAPCO

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_1} = \frac{b}{s+a+b\theta_2} u_c$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_2} = \frac{-b \cdot b \cdot \theta_1}{(s+a+b\theta_2)^2} u_c = \frac{-b^2 \theta_1}{(s+a+b\theta_2)^2} u_c = \frac{-b}{(s+a+b\theta_2)} y$$

$$\frac{d\theta_1}{dt} = \gamma \cdot e \cdot \frac{b}{s+(a+b\theta_2)} u_c$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \gamma \cdot e \cdot \frac{-b}{s+(a+b\theta_2)} y$$

با توجه به اینکه b ثابت است و θ_1 و θ_2 متغیرند
به منظور ایجاد تغییرات برای تغییرات θ_1 و θ_2 به شکل زیر عمل می‌کنیم.

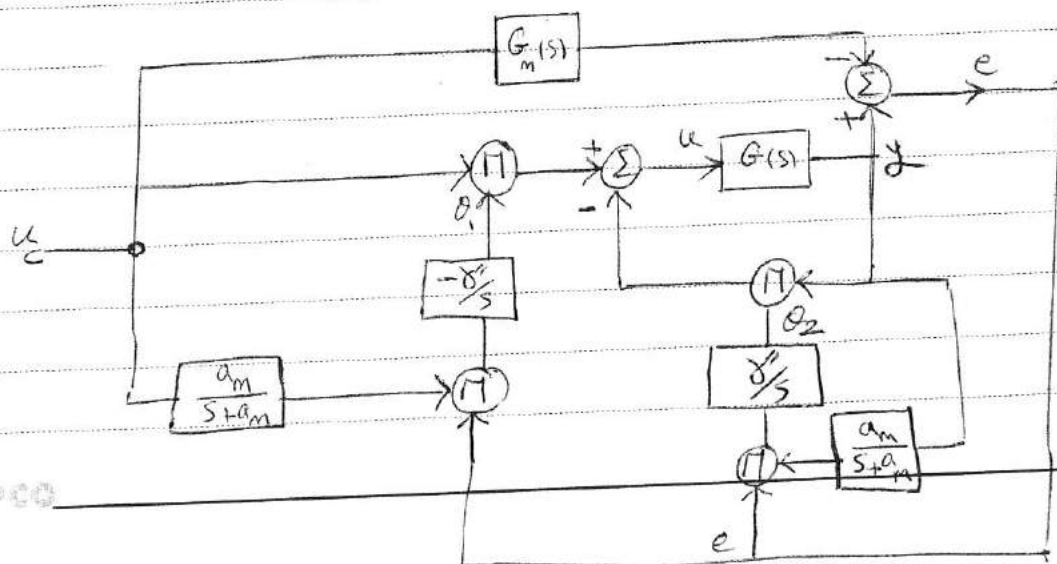
$$\begin{aligned} b\theta_1 &= b_m \\ a+b\theta_2 &= a_m \end{aligned} \equiv \begin{aligned} &\text{سیستم با یک پارامتر} \\ &\text{تغییرات ایجاد می‌شود} \end{aligned} \Rightarrow s+(a+b\theta_2) = s+a_m$$

⇓

$$\frac{d\theta_1}{dt} = \gamma \cdot e \cdot \frac{1 \times a_m}{s+a_m} u_c = \gamma \cdot e \cdot \frac{a_m}{s+a_m} u_c$$

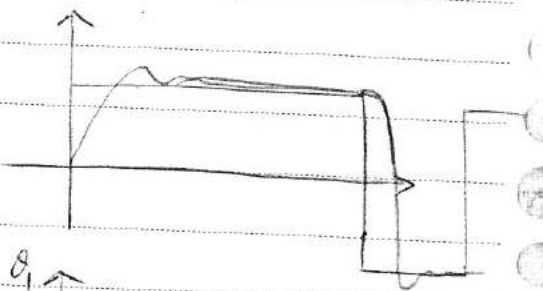
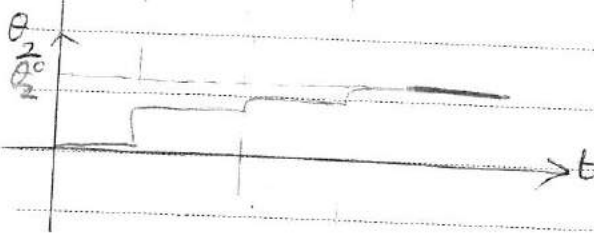
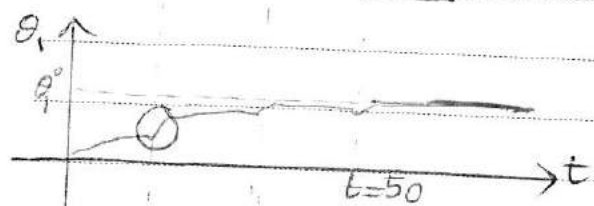
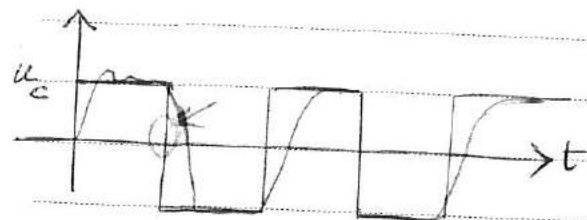
$$\frac{d\theta_2}{dt} = + \gamma \cdot e \cdot \frac{1 \times a_m}{s+a_m} y = + \gamma \cdot e \cdot \frac{a_m}{s+a_m} y$$

γ : ضرایب تطبیق که به صورت $\gamma = \frac{1}{\text{مقدار تغییرات}}$ تعیین می‌شود.



$$G_m(s) = \frac{b_m}{s+a_m}$$

$$G(s) = \frac{b}{s+a}$$



برای سگت کردن سیگنال (پارامترهای سیگنال) باید گینال کنترل یا پارامترهای تغییراتی در ورودی

داشتیم که تغییرات سیگنال سیگنال ها شود.

گینال سیگنال e می باشد و در حال کلی می توان است پارامترهای تغییراتی در ورودی

(مثال 5.1)

$$e = (k\theta - k_0)u_c = k\left(\theta - \frac{k_0}{k}\right)u_c = k(\theta - \theta^0)u_c$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \cdot \frac{\partial e}{\partial \theta} = -\gamma k(\theta - \theta^0)u_c \cdot k \cdot u_c = -\gamma k^2 u_c^2 (\theta - \theta^0)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma k^2 u_c^2 (\theta - \theta^0) \Rightarrow \theta_1 = \theta - \theta^0 \Rightarrow \frac{d\theta_1}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow$$

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma k^2 u_c^2 \theta_1 \Rightarrow \ln \frac{\theta_1(t)}{\theta_1(t=0)} = -\gamma k^2 \underbrace{\int_0^t u_c^2 dt}_{I_t} = -\gamma k^2 I_t$$

$$\Rightarrow \frac{\theta_1(t)}{\theta_1(t=0)} = e^{-\gamma k^2 I_t}$$

$$\Rightarrow \theta_1(t) = \theta_1(t=0) \cdot e^{-\gamma k^2 I_t} \Rightarrow \theta - \theta^0 = [\theta(t=0) - \theta^0] \cdot e^{-\gamma k^2 I_t}$$

$$\Rightarrow \theta = \theta^0 + (\theta(t=0) - \theta^0) \cdot e^{-\gamma k^2 I_t}$$

$$e = k u_c \cdot [\theta(t=0) - \theta^0] \cdot e^{-\gamma k^2 I_t}$$

$$I_t = \int_0^t u_c^2(t) dt \quad t \rightarrow \infty \Rightarrow I_t \rightarrow +\infty$$

مگر ای بار است که θ به مقدار واقعی می رسد و این شرط لازم برای صحت θ است. e باید صاف شود. پس این هم برای

هم وقتی $t \rightarrow \infty$ باز هم $e \rightarrow 0$ می کند.

$$\theta \text{ همگرا شود} \Rightarrow e = 0$$

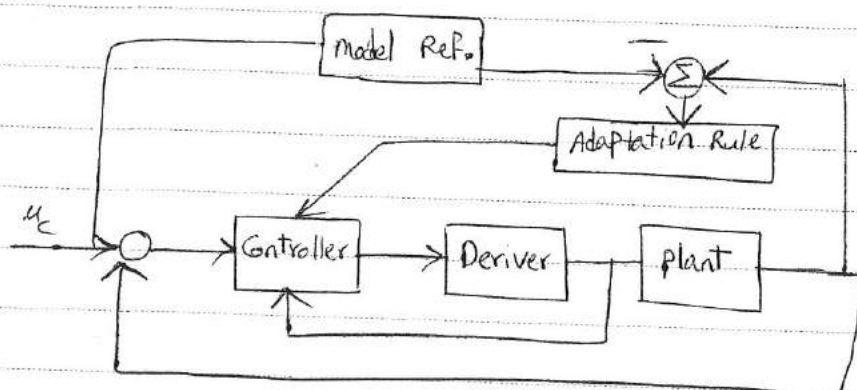
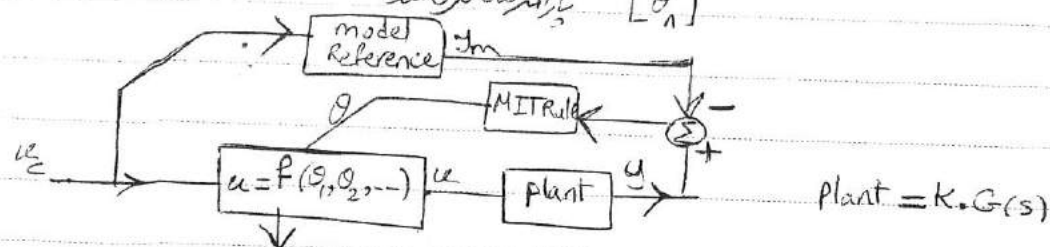
نیمه جامع (سبب سازد مثال)

جلد ۱ از دهم ۲۲/۲/۱۵

برای اهدای کتابخانه به نظام در MRAS به روی MIT

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \vdots \\ \theta_n \end{bmatrix}$$



$$y = K \cdot G(s) \cdot u$$

$$y_m = K_o \cdot G(s) \cdot u_c$$

$$u = \theta \cdot u_c$$

$$e = y - y_m$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot y_m \cdot e \Rightarrow \text{پسند u در از رابطه فوق} \rightarrow \frac{d\theta}{dt} + \gamma \cdot y_m \cdot (K \cdot G(s) \cdot \theta \cdot u_c) = \gamma \cdot y_m^2$$

$$\theta + \lambda \cdot \theta = K \rightarrow s + \lambda = 0 \rightarrow s = -\lambda$$

معادله دیفرانسیل مرتبه اول تغییر یافته

اگرچه نیاز به دانستن K و $G(s)$ و γ و λ نیست (که) زیرا می توانیم اینها را به صورت تجربی تعیین کنیم

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

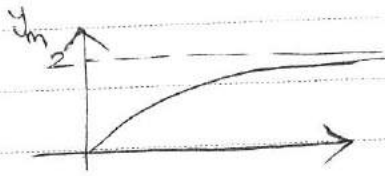
$$s + \delta y_m^0 u_c^0 k G(s) = 0$$

Q1

$$k = 1$$

$$k_0 = 2$$

$$u_c = 1$$



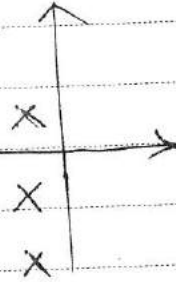
$$y_m^0 = 2$$

$$u_c^0 = 1$$

$$s^2 + s + 1 = s^2 + s + \delta y_m^0 u_c^0 k = 0$$

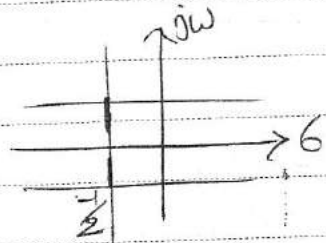
$$\delta y_m^0 u_c^0 k = 1$$

$$s = \frac{-1 \pm \sqrt{1-4}}{2} = \frac{-1 \pm j\sqrt{3}}{2}$$



$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

$$s_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1-4\delta y_m^0 u_c^0 k}}{2} \quad \gamma \neq 0$$



92/2/20

$$s + \delta u_c = 0$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial e}{\partial \theta} \cdot e \quad (1)$$

$$Q = -\frac{\partial e}{\partial \theta}$$

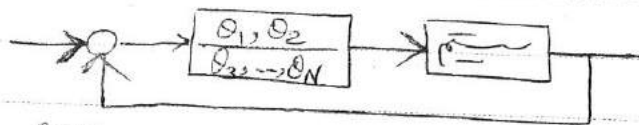
$$(2) \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{\gamma \partial e}{[\alpha + \alpha^T \cdot Q]}$$

الكثير من النماذج

الماتريks $\rightarrow$ HRAS 3/16

$$\dot{z} = f(x)$$

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$$



$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 y$$

$$\dot{z} = Az$$

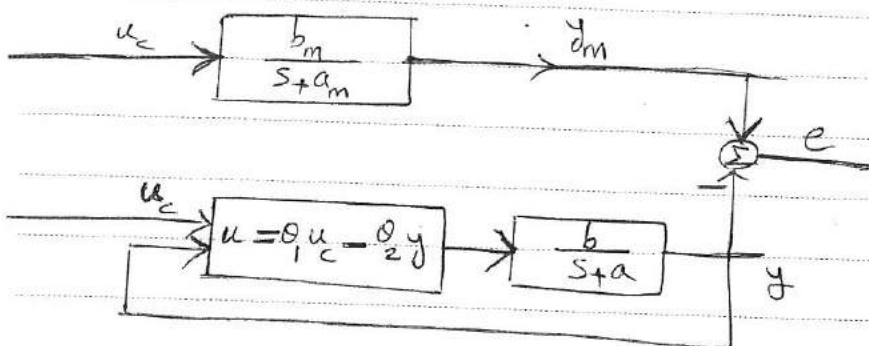
Q $\rightarrow$ P $\rightarrow$ P $\rightarrow$ P

معطيات المسألة $\rightarrow$ المطلوب

معطيات المسألة $\rightarrow$ المطلوب

$$A^T P + P A = -Q$$

$$V(x) = x^T P x$$



$$e = y - y_m$$

$$y_m = b_m u_c - a_m y_m$$

$$y = b u - a y$$

$$\frac{de}{dt} = \dot{y} - \dot{y}_m = (b u - a y) - (b_m u_c - a_m y_m)$$

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 y$$

$$\dot{e} = [b_1(\theta_1 u_c - \theta_2 y) - a \cdot y] - (b_m u_c - a_m y_m)$$

$$\dot{e} = b_1 \theta_1 u_c - b_2 \theta_2 y - a y - b_m u_c + a_m y_m$$

$$\dot{e} = b_1 \theta_1 u_c - b_2 \theta_2 y - a y - b_m u_c + a_m y_m + a y - a_m y$$

$$\dot{e} = -a_m e - (b_2 \theta_2 + a - a_m) y + (b_1 \theta_1 - b_m) u_c$$

$$\theta_2 = \frac{a_m - a}{b} \quad \theta_1 = \frac{b_m}{b}$$

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left[e^2 + \frac{(b_2 \theta_2 + a - a_m)^2}{b^2} + \frac{(b_1 \theta_1 - b_m)^2}{b^2} \right]$$

$$\frac{dV}{dt} = e \frac{de}{dt} + \frac{1}{b} (b_2 \theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{b} (b_1 \theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt}$$

$$= -a_m e^2 + \frac{1}{b} (b_2 \theta_2 + a - a_m) \left(\frac{d\theta_2}{dt} + \gamma y e \right) + \frac{1}{b} (b_1 \theta_1 - b_m) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma u_c e \right)$$

برای $\frac{dV}{dt} < 0$ باید
مشتق را بگیریم

$$\begin{cases} \frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma u_c e \\ \frac{d\theta_2}{dt} = -\gamma y e \end{cases} \Rightarrow \frac{dV}{dt} = -a_m e^2 < 0$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \dot{e} = -a_m e - (b_2 \theta_2 + a - a_m) y + (b_1 \theta_1 - b_m) u_c$$

$$\begin{cases} \frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma \left[\frac{a_m}{s + a_m} \right] u_c e \\ \frac{d\theta_2}{dt} = \gamma \left[\frac{a_m}{s + a_m} \right] y e \end{cases}$$

MIT

روش لایانوف ← کنترل کننده ای طراحی شود که پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین کند.

روش مرای پهنه یا استاده لایانوف ← ...

مورد تفرقه الموم مرای پهنه را بر آورده می کنند.

$$H = W_1 V + W_2 C$$

هدف مرای مایه تنظیم است.

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$\dot{x}_m = A_m x + B_m u_c$$

$$u = Mu_c - Lx$$

$$u = \left(\frac{I}{R}\right) u_c - \left(\frac{P}{R}\right) y$$

$$SISO: \quad |x| = (1 \times 1) \times (1 \times 1) - (1 \times n) \times (n \times 1)$$

$$MIMO: \quad m \times 1 = (m \times 1) \times (1 \times 1) - (m \times n) \times (n \times 1)$$

پایه های مایه معادلات 1 و 2 به سیستم حلقه بسته می رسد.

$$\dot{x} = (A - BL)x + BM \cdot u_c = A_c(\theta) \cdot x + B_c(\theta) \cdot u_c = A_m x + B_m u$$

closed loop

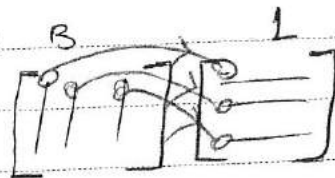
روی طبقه ای می رود

$$A_c(\theta) = A_m, \quad B_c(\theta) = B_m$$

$$A_m = A - BL$$

$$B_m = B \cdot M \Rightarrow (A - A_m) = BL$$

$$B_m = BM$$



$$\frac{dv}{dt} = -\frac{\gamma}{2} e^T Q_e + (Q - Q^T) \cdot \left(\frac{d\theta}{dt} + \gamma \cdot \psi^T \cdot P \cdot e \right)$$

$$Q = A_m^T \cdot P + P \cdot A_m$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma Q^T P_e \rightarrow \frac{dv}{dt} = -\frac{\gamma}{2} e^T Q_e$$

قاعده زنجیر

$$\dot{x} = -2x \leftarrow \dot{x} = Ax$$

$$5x + 2x = 0$$

$$s = -2 \leftarrow (s+2) \cdot x = 0$$

تکلیف یک سیستم مرتبه 1 و یک سیستم مرتبه 2 پایدار $G(s) = \frac{k}{(s+2)(s+5)}$ و $G(s) = \frac{k}{s+5}$ کنترل کنند.

پایدار پارسی MRAS برای این سیستم ها می کند. استفاده از روش لیاپانوف.

$$G_m(s) = \frac{5}{(s+1)(s+10)}, G_m(s) = \frac{5}{s+6}$$

مباحث اضافی

فصل 1 به طور کامل گفته شده. از اول تا صفحه 175 گفته شده و هست. تا آخر فصل 1.

مسئله فصل 1 را به طور کامل باید با استدلال درمهم (نظم آلود)

فصل 2 را باید بدین ترتیب و نیز خواهد بود تا این را حل کرد و به استدلال درمهم.

فصل 3 ← مسائل حل کردنی غیر از آن هایی که در سیمپل دارند کامل حل کنیم.

فصل 4 ← از اول تا آخر کنترل حداقل در این 175. مسائل بسیار دشوار حداقل در این مسائل از سوال 1 تا سوال 6.

نصفه ۵ جز اول تا آخر ۲۴۷ و از صفحه ۲۵۱ تا آخر ۲۵۵ و از صفحه ۲۵۶ تا آخر ۲۶۵

حالت ۵) اگر سیستم پایدار باشد چگونه می توان با استفاده از روش لایاپونف بر این شرکت تست به پیوسته ای کرد

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m u_c$$

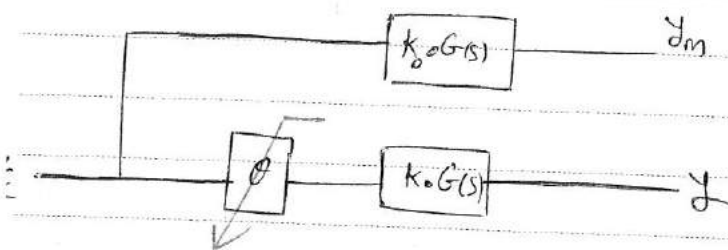
$$u = \mu u_c - Lx$$

$$\dot{e} = A_m e + \psi(\theta - \theta^0)$$

$$V(e, \theta) = \frac{1}{2} [x e^T P e + (\theta - \theta^0)^T Q (\theta - \theta^0)]$$

$$A^T P + P A = -Q$$

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{\gamma}{2} e^T Q e + (\theta - \theta^0)^T \left[\frac{d\theta}{dt} + \gamma \psi^T P e \right]$$



$$\theta^0 = \frac{k_0}{k}$$

$$e = y - y_m = k \theta \cdot G(s) \cdot u_c - k_0 \cdot G(s) u_c = k \cdot G(s) \left[\theta - \frac{k_0}{k} \right] \cdot u_c$$

$$e = k \cdot G(s) \cdot [\theta - \theta^0] \cdot u_c$$

$$\dot{x} = Ax + B(\theta - \theta^0) u_c$$

①

$$\dot{x} = C \cdot x$$

با مقیاس بردار پیاپی $\dot{x} = Ax$ ← A پیاپی

این فرمول برای جابجایی $\lambda = A\lambda$

$$A^T P + P A = -Q$$

$$V = \frac{1}{2} [\gamma \cdot x^T P x + (\theta - \theta^0)^2]$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\gamma}{2} \left[\frac{dx^T}{dt} P x + x^T P \frac{dx}{dt} \right] + (\theta - \theta^0) \frac{d\theta}{dt}$$

$$\textcircled{1} \rightarrow \frac{dV}{dt} = \frac{\gamma}{2} \left\{ (Ax + Bu_c(\theta - \theta^0))^T P x + x^T P [Ax + Bu_c(\theta - \theta^0)] \right\} + (\theta - \theta^0) \frac{d\theta}{dt}$$

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{\gamma}{2} x^T Q x + (\theta - \theta^0) \left[\frac{d\theta}{dt} + \gamma u_c^T B^T P \cdot x \right]$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma u_c^T B^T P x$$

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{\gamma}{2} x^T Q x$$

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{\gamma}{2} e^T Q e + (\theta - \theta^0) \left[\frac{d\theta}{dt} + \gamma e^T P e \right]$$

$$\text{if } B^T P = c \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = -\gamma u_c e$$

برای معادله انتقال $B^T P = c$ از این کالمن یا کوپورج استفاده کنیم.

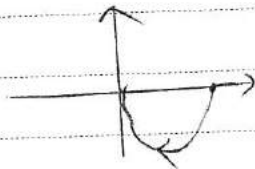
$$\begin{cases} \operatorname{Re}[G(s)] > 0 \\ \operatorname{Re}[s] > 0 \end{cases}$$

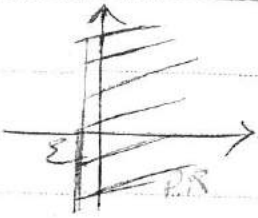
اینها از کمیندور تقریب (تبدیل) P.R. معادله انتقال حقیقی می باشد.

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

$$s=2 \rightarrow G(s) = \frac{1}{3} > 0$$

$$s=-0.1 \rightarrow \operatorname{Re}[G(s)] > 0$$





$$PR = \frac{G(s-z)}{s-z}$$

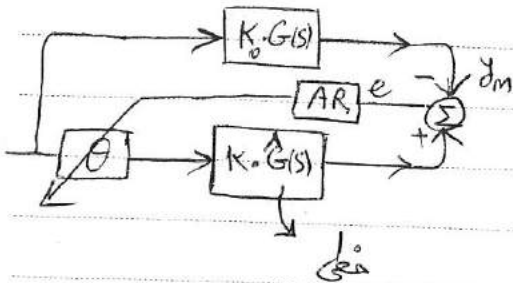
$$\frac{1}{s} \rightarrow PR$$

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B$$

$$\begin{cases} ATP + PA = -Q \\ B^T P = C \end{cases}$$

جواب



- 1- سیستم را فیلتر کردن کرده ایم.
- 2- سیستم را TI کردن کرده ایم.

$$\hat{G}(s) \in \{\hat{G}_1(s), \hat{G}_2(s), \dots, \hat{G}_n(s)\}$$

سوال اساسی: آیا اگر $\hat{G}(s)$ مطابق با مجموعه‌ای فوق تغییر کند باز هم کنترل کننده ما قادر به کنترل این سیستم خواهد بود؟

جواب:

جواب: بسته به نوع تغییرات $\hat{G}(s)$ به خصوص نوع کنترل کننده θ ممکن است کنترل تطبیقی فوق مشکل‌ناپذیری پیدا کند. برای این $\hat{G}(s)$ باید شرایطی داشته باشد.

24/10/2020

Subject:

Year:

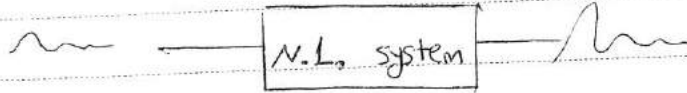
Month:

Date:

60

اگر این کنترل کننده بتواند سیستم فوق کنترل کننده بیسبی معادله خواهد بود Robust Adaptive Controller

پایای BIBO (در ورودی استاندارد خروجی استاندارد)



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

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

with cancle

$$\bar{B}^* = B/b_0 \longrightarrow B(1)$$

$$\bar{B} = b_0 \longrightarrow B(1)$$

$$B_m = \frac{\text{sum}(A_m)}{\text{sum}(B)} * B$$

تخمین از روش RLS

این برای آن روش ها استفاده می شود که پارامترهای سیستم را به دست آوریم. استفاده کردیم برای تخمین چند جمله ای های A و B. در اینجا از روش تخمین حداقل مربعات پارامتری استفاده می کنیم.

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) - \dots - a_n y(t-n) + b_0 u(t-d_0) + \dots + b_m u(t-d_0-m)$$

توجه کنید که درجه سیستم برابر با $\max(n, d_0 + m)$ است. مدل نسبت به پارامترهای ورودی و خروجی قابل پیاده سازی است.

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

$$\theta^T = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_0 \ \dots \ b_m]$$

$$\Phi^T(t-1) = [-y(t-1) \ \dots \ -y(t-n) \ u(t-d_0) \ \dots \ u(t-d_0-m)]$$

Subject:

Year:

Month:

Date:

C P

24/PCO

(STR) ماتریکس

$s = tf('s')$ to specify a TF model using a rational function in the Laplace variable, s .

`c2d` Convert from continuous to discrete time models.

`get` Query Handle Graphics object properties.

`get(h, 'propertyName')` returns the value of the property 'propertyName' of the graphics object identified by h .

`cell2mat` Convert cell array of matrices to single matrix.

`idpoly` linear polynomial input-output model

$$AR + BS = A_c$$

مثال در خواص

۱-۳ جای تعجب با حداقل درجه (MDPP) :

دارد: چند جمله ای های A و B

مشخصات: چند جمله ای های A_m و B_m و A_0
شروط لازم:

$$A_m = A_0$$

$$B_m = B_0$$

$$A_0 = A_0 - B_0^+$$

$$B_m = B_m'$$

۱) $B = B^+ B^-$ را به صورت $B = B^+ B^-$ تجزیه کنند.

۲) جواب R و S را با $(A_0 \leftarrow S)$ از معادله زیر بیابند.

$$AR' + B^- S = A_0 A_m$$

۳) $T = A_0 B_m'$ و $R = R^+ B^+$ را به شکل داده، مثال کنی، الزامات زیر را برکنند.

$$Ru = Tu - Sy$$