

Industrial Control

Instructor: Khoshnam Shojaei
Assistant Professor, IAUN

PowerEn.ir





Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Refinery Process Control:

سر فصل درس:

- معرفي سيستم هاي كنترل صنعتي
- مدل سازي فرآيندهاي صنعتي
- روش هاي شناسايي فرآيند
- سيستم هاي كنترل كلاسيك (كنترلرهاي PID, PD, PI, P, on/off و ...)
- سيستم هاي كنترل پيشرفته (پيشخور ، متداخل , نسبت ، دكوپله كننده ، خود تنظيم و...)
- بسترهاي اجرايي كنترل كننده هاي صنعتي

References:

- [1] B. W. Bequette, "Process Control: Modeling, Design, and Simulation", Prentice Hall of India, 2004.
- [2] W. S. Sun, J. Lee, In-Beum Lee, "Process Identification and PID Control", John Wiley and Sons, 2009.
- [3] Curtis D. Johnson, "Process Control Instrumentation Technology", Prentice Hall, 2006.



Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Essentials of Process Control:



◀ در پردازش مواد اولیه نظیر نفت خام، سنگ معدن و... در واحدهای مختلف صنایع سنگین کنترل متغیرهای **دما**، **فشار**، **فلو**، **سطح مایع**، **غلظت**، **PH** و ... در مخازن اهمیت بالایی دارد.





Process Control Fundamentals

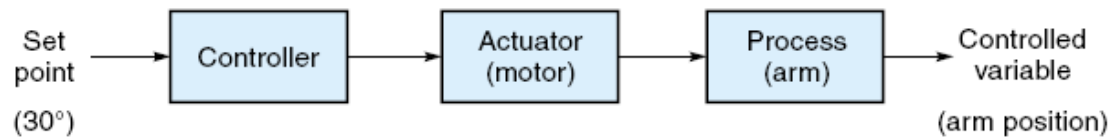
A course on level control

Khoshnam Shojaei

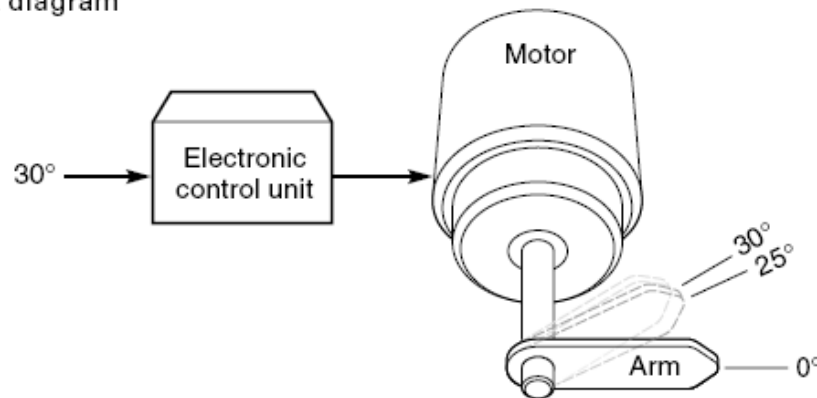
Open-loop Control Systems:

کنترل پروسه یعنی تحت اختیار در آوردن خروجی یک پروسه به نحوی که پاسخ مطلوب فراهم شود.

سیستم کنترل حلقه باز: معمولاً یک وسیله محرک را برای کنترل پروسه بطور مستقیم و بدون استفاده از عمل فیدبک به کار می گیرد. خروجی سیستم کنترل حلقه باز اندازه گیری نمی شود و ورودی مناسب تنها بر اساس اطلاعات سیستم و تجربه می باشد.



(a) Block diagram



(b) A simple open-loop position system (Example 1.1)



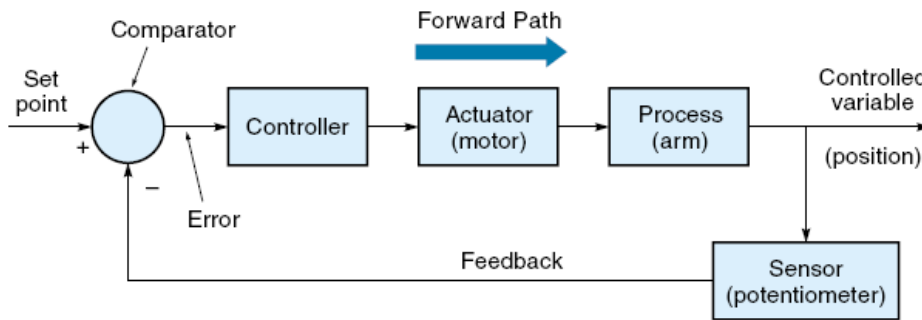
Process Control Fundamentals

A course on level control

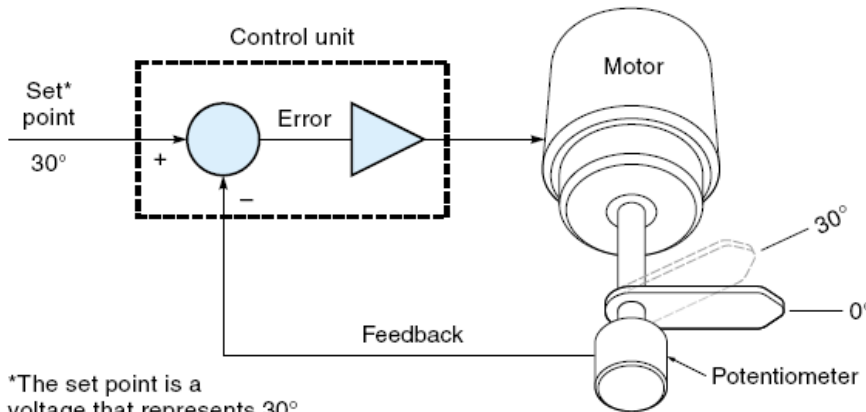
Khoshnam Shojaei

Closed-loop Control Systems:

سیستم کنترل حلقه بسته: این سیستم ها اندازه گیری سیگنال خروجی و فیدبک آن را برای مقایسه با یک خروجی مطلوب (سیگنال مرجع) به کار می گیرند. شکل زیر ساختار سیستم کنترل حلقه بسته را نشان می دهد.



(a) Block diagram



*The set point is a voltage that represents 30°

(b) A simple closed-loop position system (Example 1.2)

مزایای کنترل حلقه بسته:

- ◆ ردیابی ورودی مرجع توسط سیگنال خروجی
- ◆ پایدار سازی سیستم های ناپایدار
- ◆ تضعیف یا دفع اثر اغتشاش
- ◆ کاهش اثر نویز اندازه گیری
- ◆ افزایش پهنای باند سیستم (سرعت سیستم)
- ◆ کاهش حساسیت سیستم نسبت به تغییر پارامترها
- ◆ حذف خطای ماندگار

هدف کنترل حلقه بسته: خروجی ورودی مرجع را بدون خطا دنبال کند.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$$



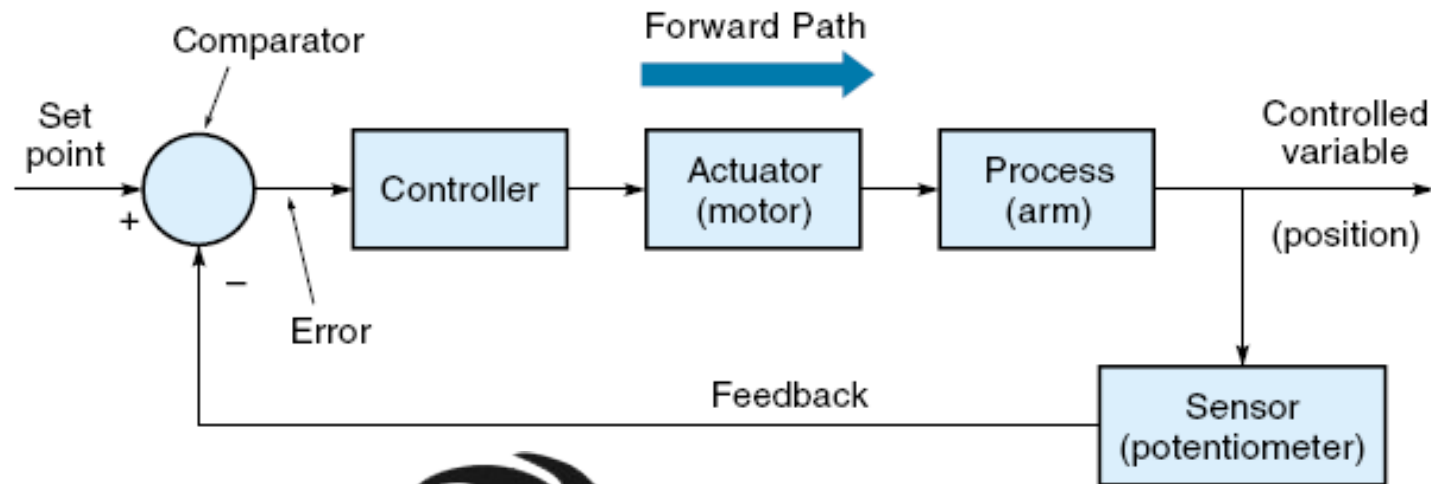
Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Closed-loop Control Systems:

سیستم کنترل حلقه بسته: این سیستم ها اندازه گیری سیگنال خروجی و فیدبک آن را برای مقایسه با یک خروجی مطلوب (سیگنال مرجع) به کار می گیرند. شکل زیر ساختار سیستم کنترل حلقه بسته را نشان می دهد.





Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Examples of Control Systems:

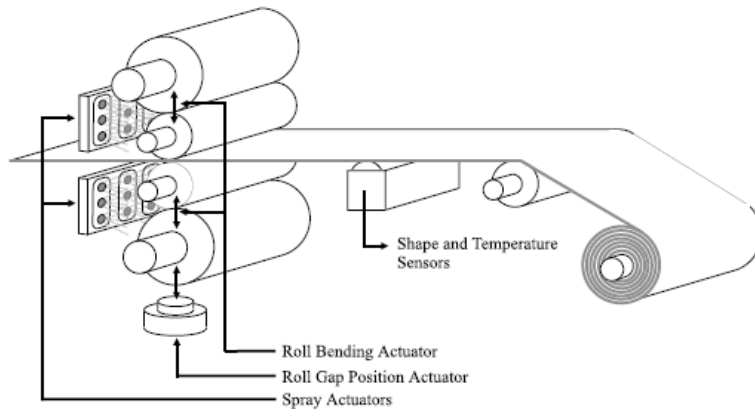
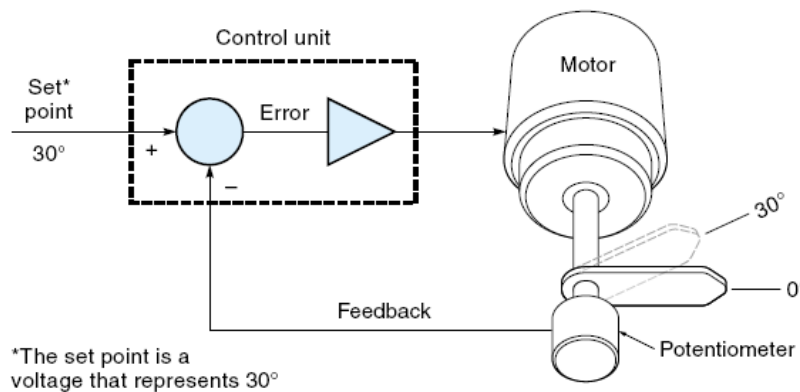
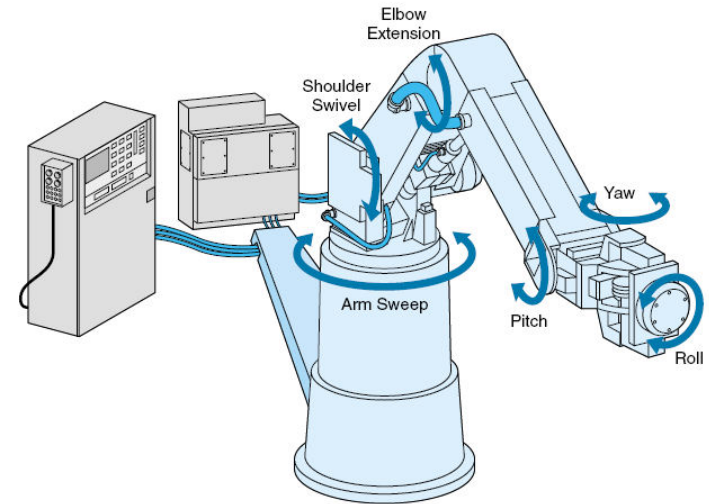


Figure 1.3. Typical flatness control set-up for rolling mill

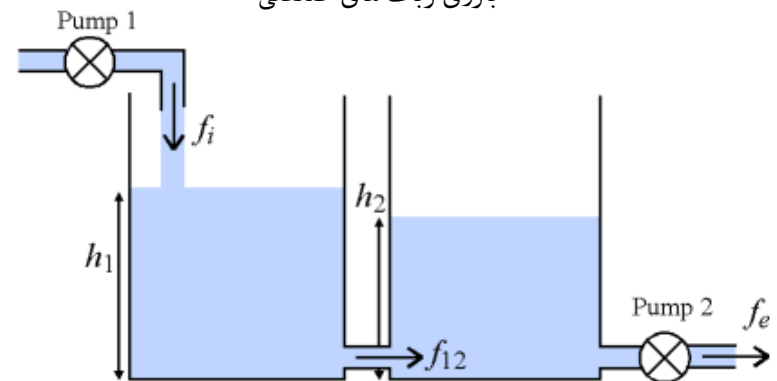
سیستم نورد در صنعت ذوب آهن



سیستم کنترل موقعیت شفت موتور در سیستم های ابزار دقیق



بازوی ربات های صنعتی



سیستم کنترل سطح مایع در صنایع پتروشیمی



Process Control Fundamentals

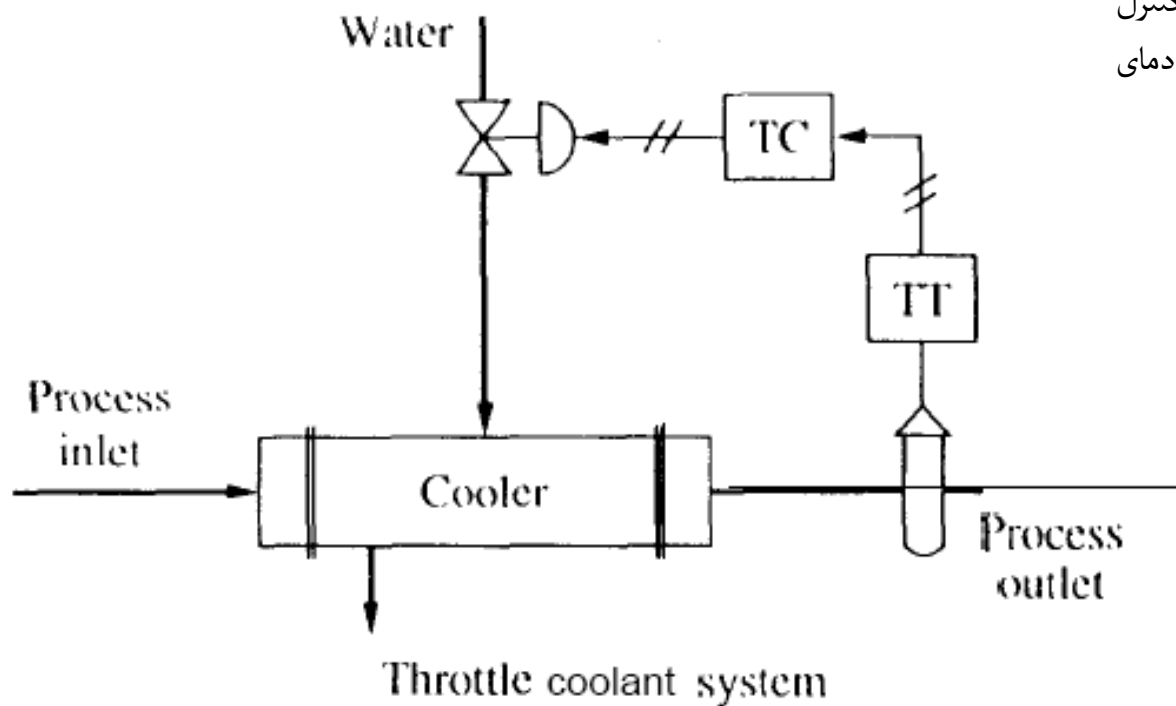
A course on level control

Khoshnam Shojaei

Refinery Process Control: Examples

مثال يك: سيستم كنترل دماي مخزن:

◀ شكل روبرو يك سيستم كنترل حلقه بسته را براي كنترل دما نشان مي دهد. اين سيستم كنترل با كنترل مقدار آب خنك كننده ورودی به واحد كولر دمای پروسه را كنترل می كند.



Temperature control system



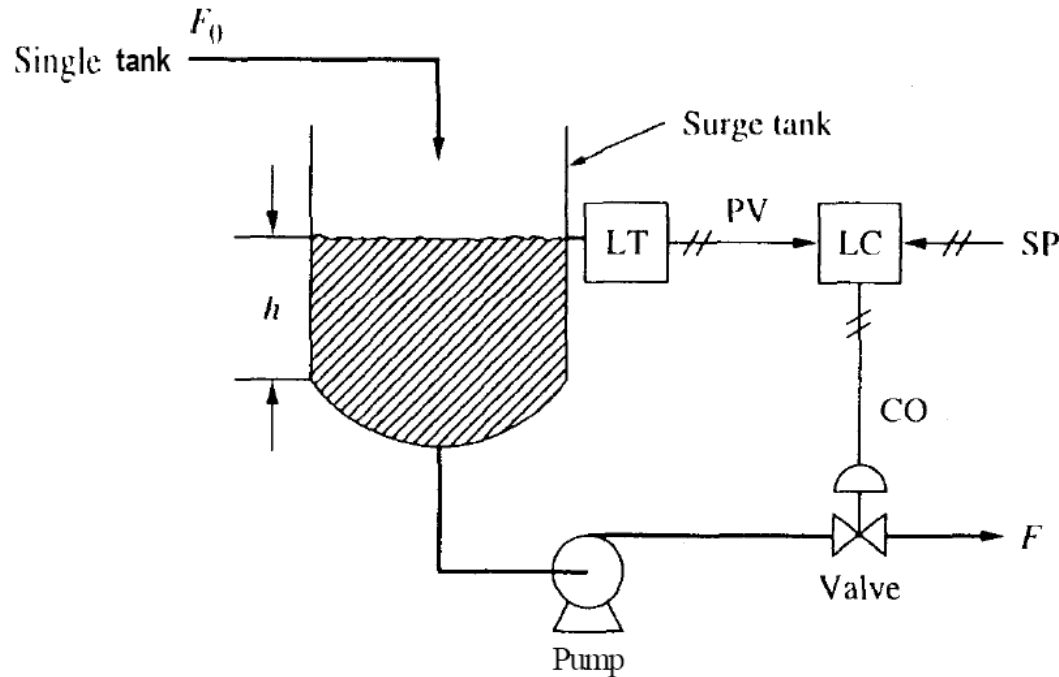
Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

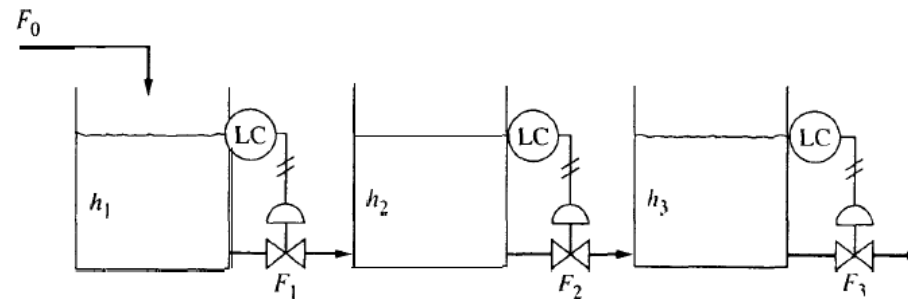
Refinery Process Control: Examples

مثال دو: سیستم کنترل سطح مایع



Level control system

◀ شکل روبرو یک سیستم کنترل حلقه بسته را برای کنترل سطح مایع در درون یک تانک نشان می دهد. در هر لحظه سطح مایع توسط یک ترانسمیتور سطح اندازه گیری شده و به واحد کنترل سطح فرستاده می شود. واحد کنترل سیگنال کنترل لازم را برای تنظیم پمپ الکتریکی برای افزایش یا کاهش فلو مایع ورودی به تانک فراهم می کند. در مواردی که تنها ذخیره مایع درون مخزن اهمیت دارد از یک کنترلر تناسبی استفاده می شود. در مواردی که تنظیم دقیق سطح اهمیت دارد (مثل واحد های سری) از کنترلر PI استفاده می شود.





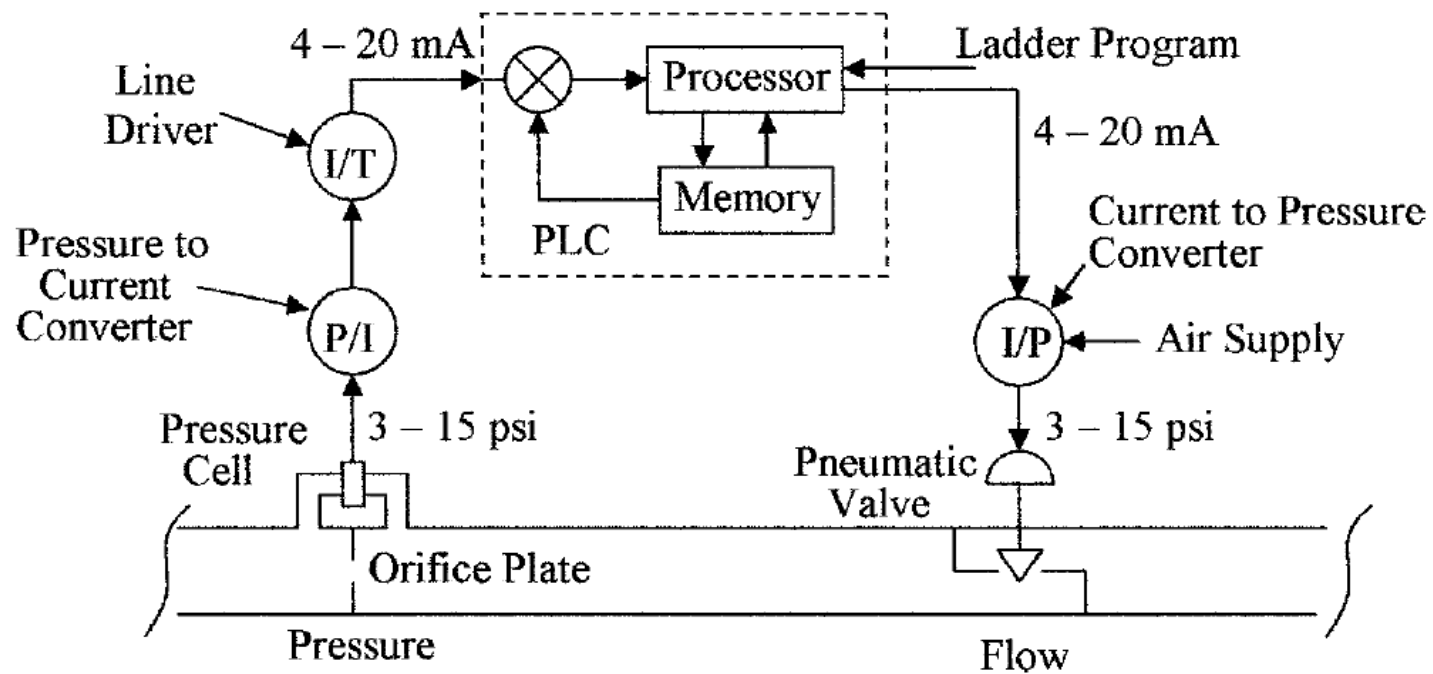
Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Examples of Control Systems:

مثال سه: سیستم کنترل جریان سیال در خط لوله





Process Control Fundamentals

A course on level control

Modeling of an Industrial Process: Transfer Function:

مدل سازی: نسبت دادن یک مدل ریاضی بر اساس قوانین فیزیکی به یک سیستم دینامیکی را مدل سازی گویند. چون اغلب سیستم ها دینامیکی هستند، این مدل ریاضی معمولاً یک معادله دیفرانسیل خطی یا غیر خطی است.

$$\begin{aligned} a_0 y^{(n)} + a_1 y^{(n-1)} + \cdots + a_{n-1} \dot{y} + a_n y \\ = b_0 x^{(m)} + b_1 x^{(m-1)} + \cdots + b_{m-1} \dot{x} + b_m x \quad (n \geq m) \end{aligned}$$

$x(t) \longrightarrow \boxed{\text{LTI system}} \longrightarrow y(t)$

◀ با استفاده از تبدیل لاپلاس معادلات دیفرانسیل توصیف کننده یک سیستم را به یک معادله جبری ساده تبدیل می کنیم.

تابع تبدیل: به نسبت تبدیل لاپلاس سیگنال خروجی به تبدیل لاپلاس سیگنال ورودی تابع تبدیل گفته می شود که رفتار دینامیکی یک سیستم را به طور کامل توصیف می کند.

$$\begin{aligned} \text{Transfer function} = G(s) &= \frac{\mathcal{L}[\text{output}]}{\mathcal{L}[\text{input}]} \bigg|_{\text{zero initial conditions}} \\ &= \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \cdots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1} s + a_n} \end{aligned}$$



Process Control Fundamentals

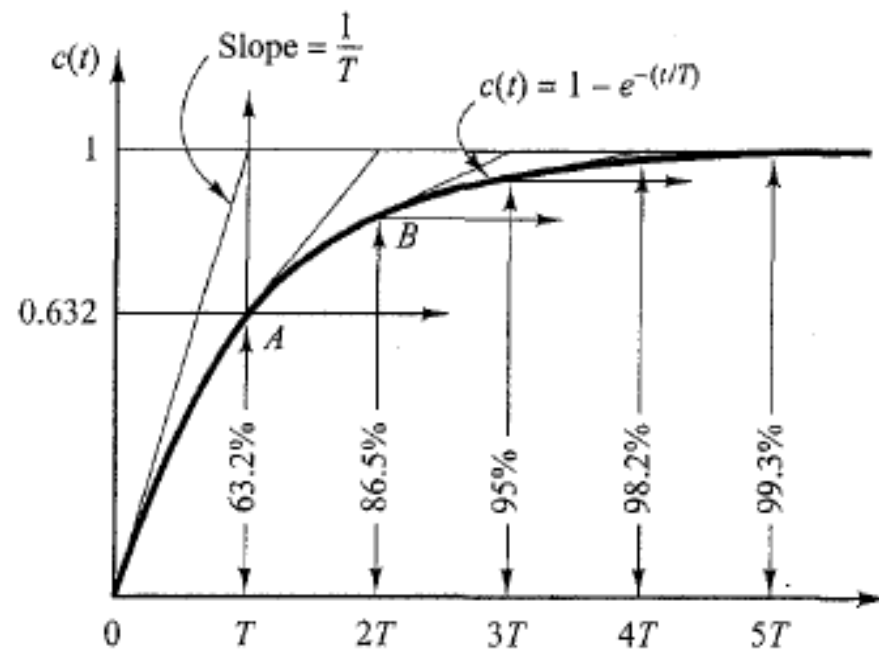
A course on level control

Modeling of an Industrial Process: First Order Systems

پاسخ سیستم های مرتبه اول:

سیستم مرتبه اول روبرو را در نظر بگیرید:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1}$$



$$c(t) = 1 - e^{-t/T},$$

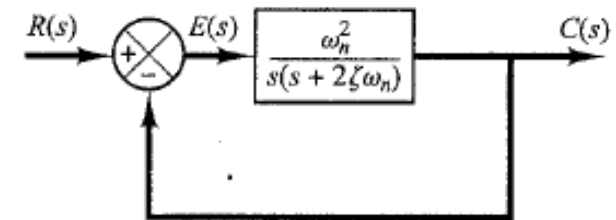
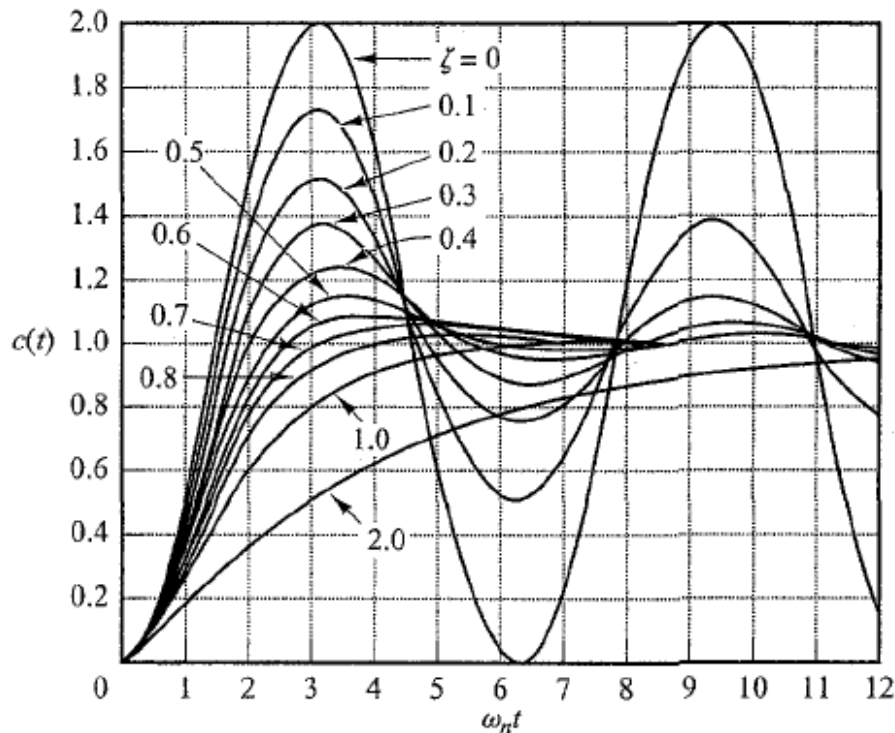


Process Control Fundamentals

A course on level control

Modeling of an Industrial Process: Second Order Systems

پاسخ سیستم های مرتبه دوم:



$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

نسبت میرایی

فرکانس طبیعی میرا نشده

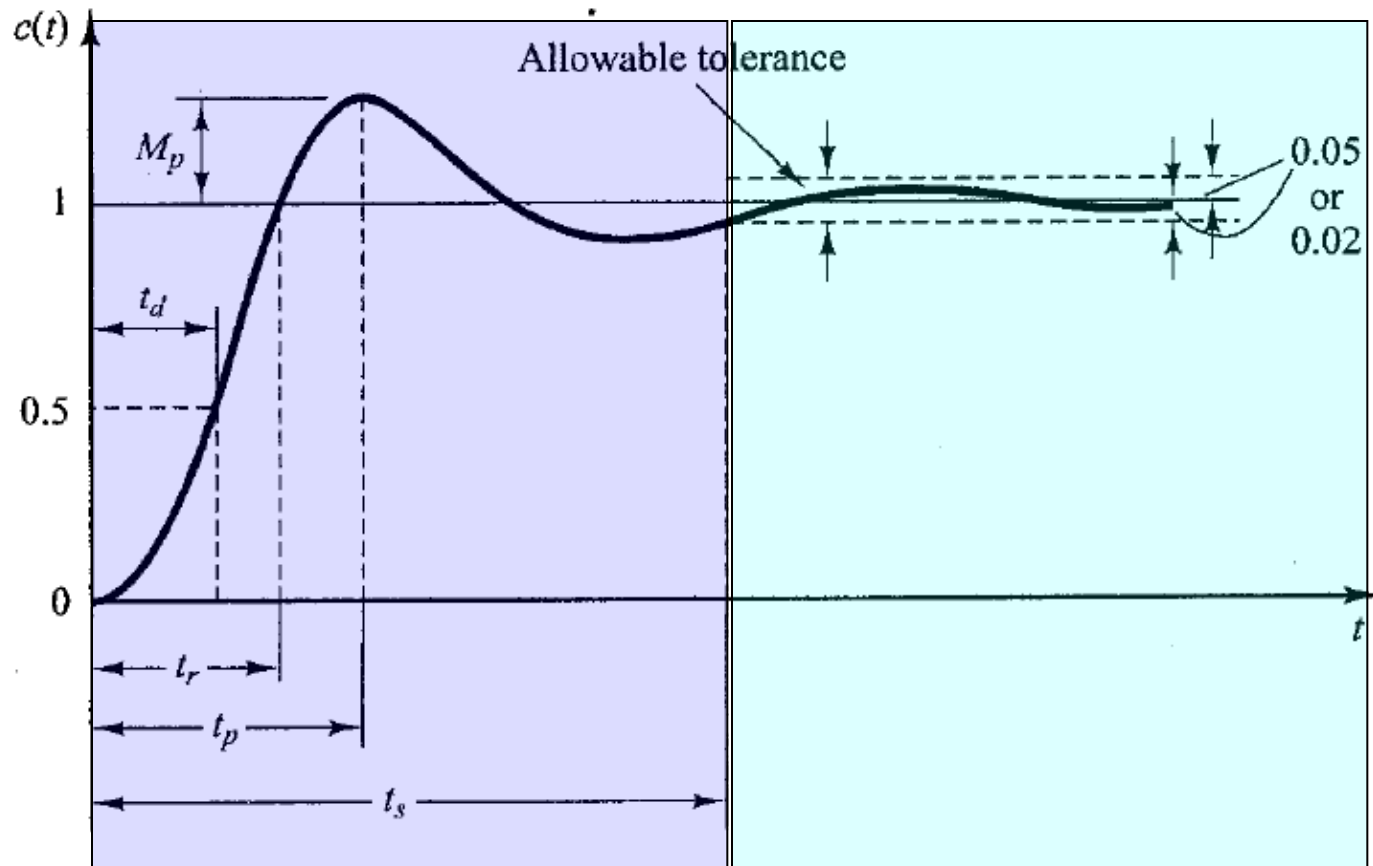


Process Control Fundamentals

A course on level control

Modeling of an Industrial Process: Second Order Systems: Transient Response

پاسخ گذرا و حالت ماندگار:



Transient Response

Steady State Response



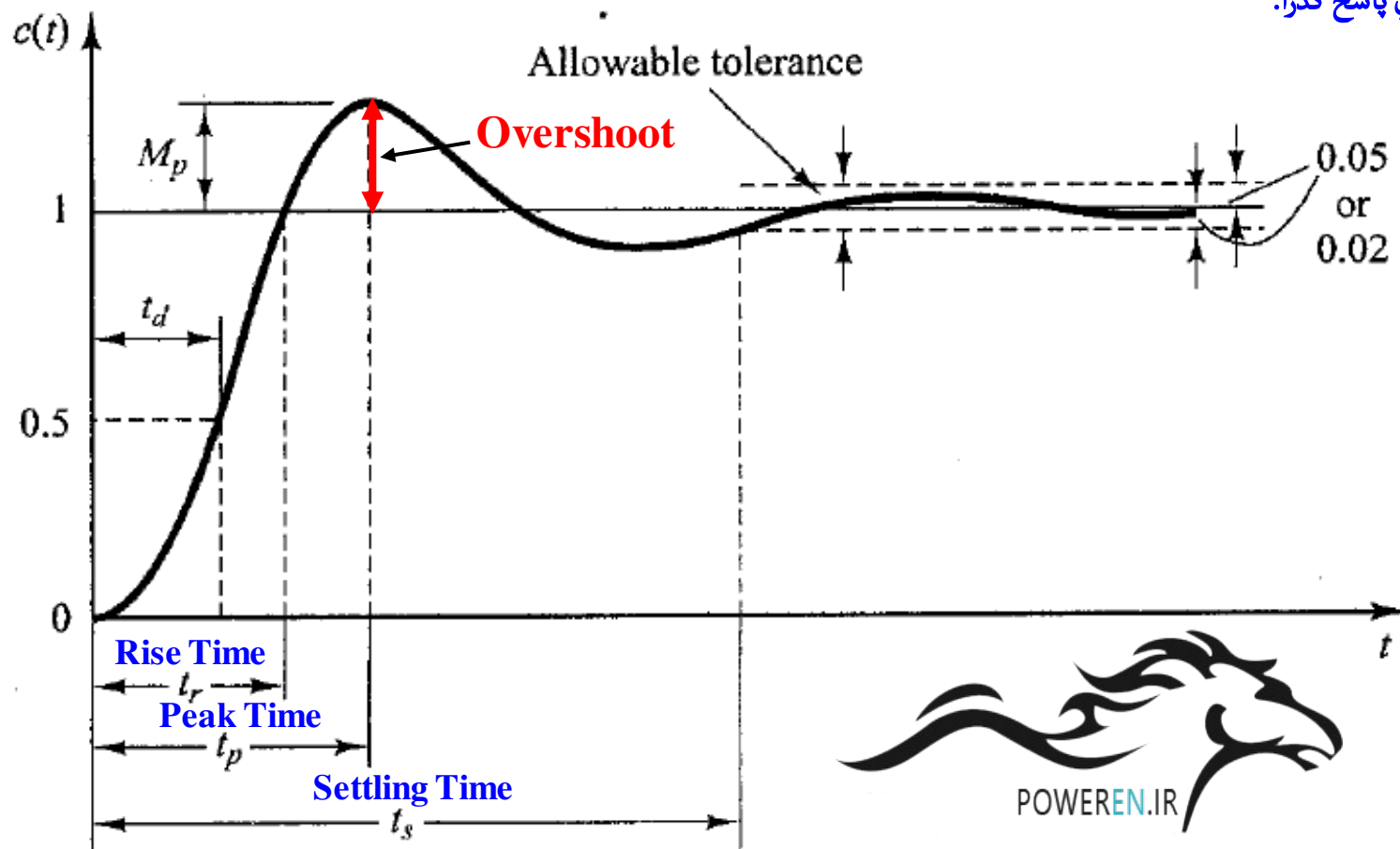
Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Modeling of an Industrial Process: Second Order Systems: Transient Response

پارامترهای پاسخ گذرا:

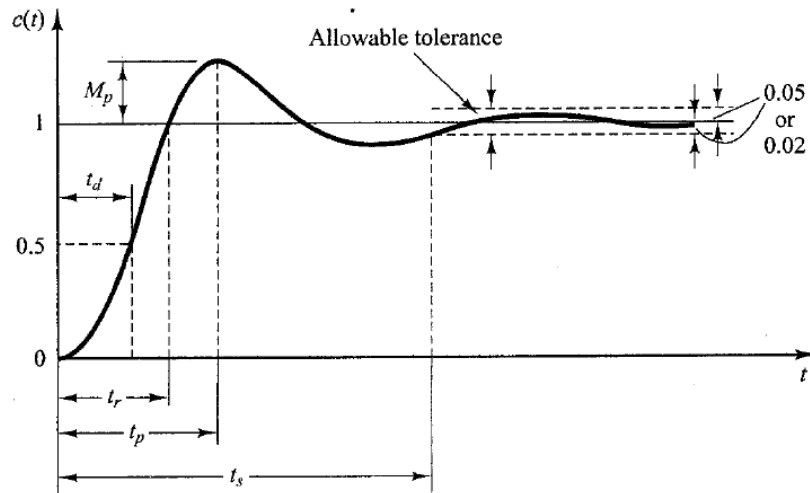




Process Control Fundamentals

A course on level control

Modeling of an Industrial Process: Second Order Systems: Transient Response



- **زمان نشست (Settling time):** مدت زمانی که طول می کشد تا پاسخ به گستره معینی حول مقدار نهایی اش برسد.

$$t_s = \frac{4}{\omega_n \xi} \quad (2\% \text{ criteria})$$

$$t_s = \frac{3}{\omega_n \xi} \quad (5\% \text{ criteria})$$

- **زمان تأخیر (Delay time):** مدت زمانی که طول می کشد تا پاسخ به نصف مقدار نهایی اش برسد.

- **زمان صعود (Rise time):** مدت زمانی که طول می کشد تا پاسخ برای اولین بار به حداکثر مقدار نهایی اش برسد.

$$t_r = \frac{\pi - \phi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}$$

- **زمان اوج (Peak time):** مدت زمانی که طول می کشد تا پاسخ به حداکثر مقدار نهایی اش برسد.

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}$$

- **حداکثر فراجهش (Maximum Overshoot):** اختلاف میان حداکثر مقدار پاسخ با مقدار نهایی اش:

$$\%M_p = \frac{y(t_p) - y(\infty)}{y(\infty)} \times 100 \quad M_p = \exp(-\xi\pi / \sqrt{1 - \xi^2})$$

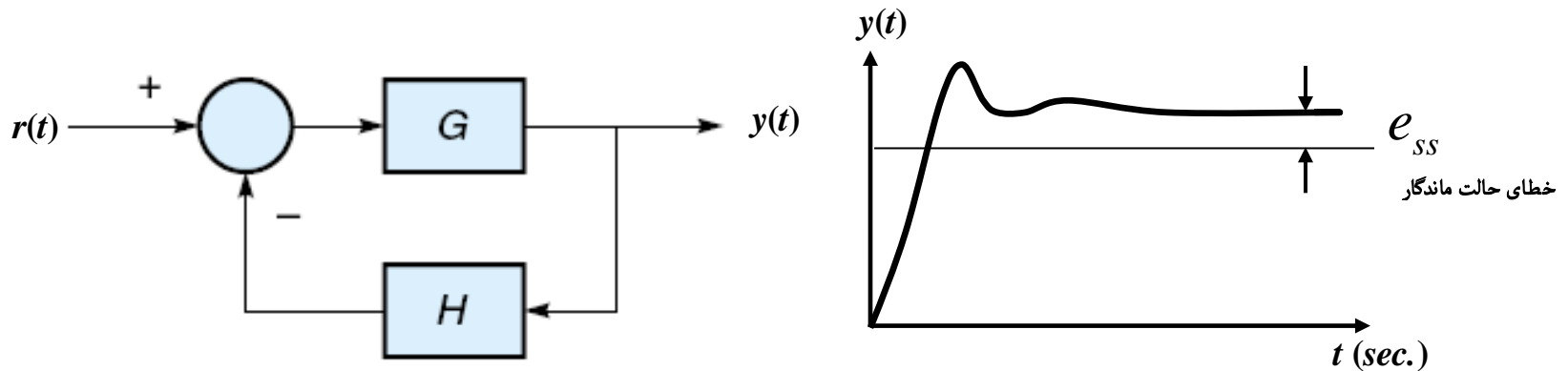


Process Control Fundamentals

A course on level control

Steady State Error:

پاسخ حالت ماندگار سیستم: معمولاً به آن قسمت از پاسخ که با گذشت زمان میرا نمی شود و فاقد جمات نهایی است، گفته می شود. مهمترین پارامتر در پاسخ حالت ماندگار خطای حالت ماندگار است.



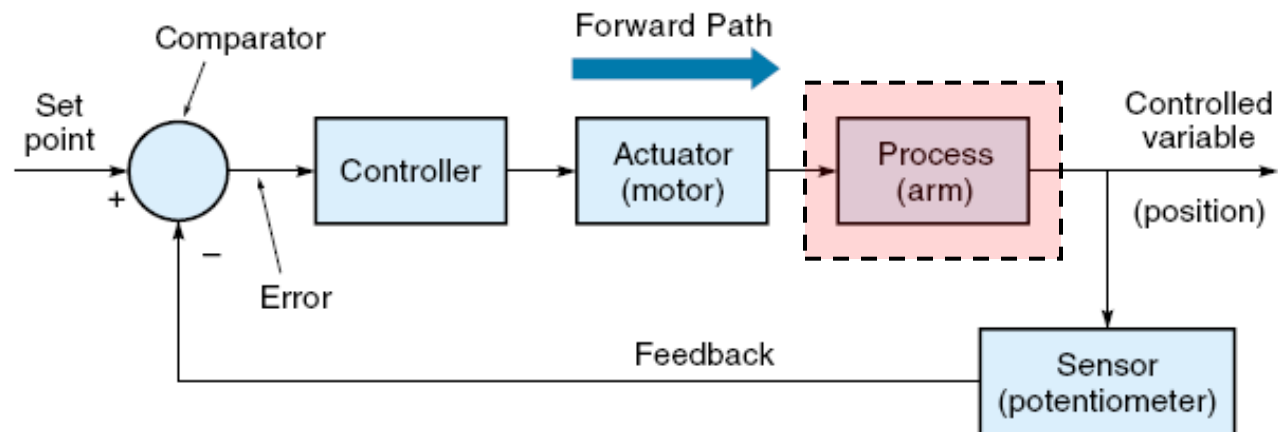
$$\left\{ \begin{array}{l} E(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)} \\ e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \end{array} \right.$$



$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)H(s)}$$



روش های شناسایی پروسه



● روش های شناسایی پروسه

● برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده های صنعتی ، ابتدا باید مشخصاتی از فرآیند را توسط آزمایش های مختلف تعیین کنیم. سپس ، با استفاده از این مشخصات مدلی را برای فرآیند تخمین زده و از روی آن کنترل کننده را تنظیم کنیم.

● مدل سازی بر اساس اصول فیزیکی حاکم بر پروسه: بدلیل پیچیدگی فرآیندها هزینه بر و مشکل است.

● مدل سازی بر اساس اندازه گیری های ورودی- خروجی پروسه: از نقطه نظر عملی ، بسیار حائز اهمیت است.

● روش پاسخ پله

● مدل دو پارامتری یا دو جزئی ، سه جزئی ، چهار جزئی ، مدل سیستم های انتگرال گیر ، مدل سیستم های نوسانی

● روش پاسخ فرکانسی

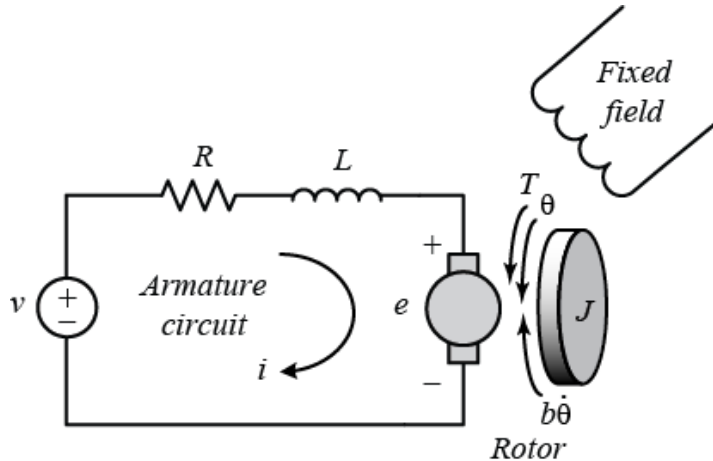
● روش زیگلر- نیکولز و روش فیدبک رله

● روش های شناسایی پارامتری

● روش تخمین کمترین مربعات ، روش های آرما و ...



● مثال: معادلات حالت و خروجي يك موتور DC كنترل آرميچر:



رابطه گشتاور-جريان:

$$T(t) = K_t i(t)$$

رابطه ولتاژ Back EMF: $e(t) = K_b \omega(t)$

معادله مكانيكي بر اساس قانون اويلر:

$$\sum_{j=1}^n T_j = J \ddot{\theta} \quad \rightarrow \quad J \dot{\omega}(t) + b \omega(t) = K_t i(t)$$

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = V(t) - K_b \omega(t)$$

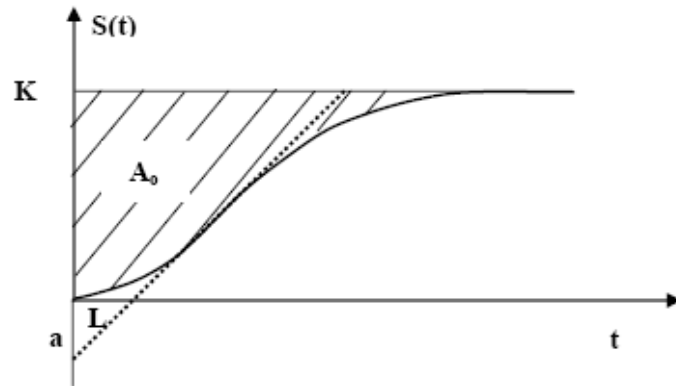
رابطه KVL براي مدار آرميچر:

$$\rightarrow \begin{cases} Js\Omega(s) + b\Omega(s) = K_t I(s) \\ LsI(s) + RI(s) = V(s) - K_b \Omega(s) \end{cases} \rightarrow \frac{\Omega(s)}{V(s)} = \frac{K_t}{(Js + b)(Ls + R) + K_b K_t}$$

● روش های پاسخ پله

● مدل دو پارامتری یا دو جزئی:

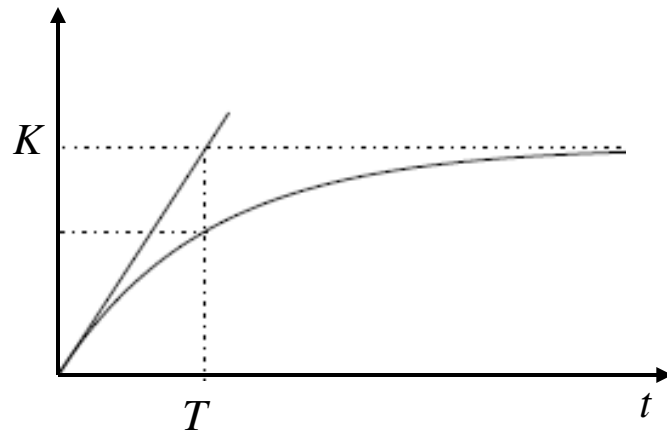
ساده ترین مدل پارامتری برای یک فرآیند صنعتی است که شامل دو پارامتر بهره سیستم و ثابت زمانی می باشد. اگر پاسخ به ورودی پله واحد یک سیستم به فرم زیر باشد:



Average resident time: $T_{ar} = A_0 / K$

$$A_0 = \int_0^{\infty} (K - S(t)) dt$$

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



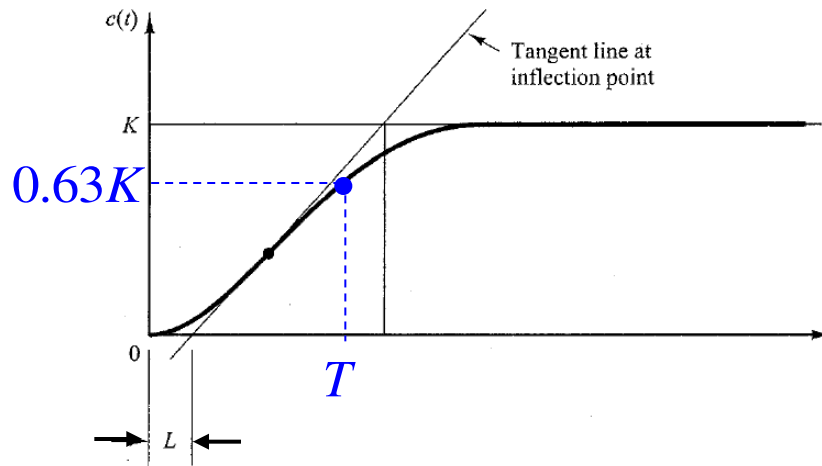
τ : زمان مورد نیاز برای رسیدن به $0.63K$

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

● روش های پاسخ پله

● مدل سه پارامتری یا FOPDT:

مهمترین و پرکاربردترین مدل فرآیند های صنعتی این مدل است که به صورت زیر تعریف می شود:



$$G(s) = \frac{Ke^{-sL}}{1+Ts}$$

زمان مرده (dead time) L

ثابت زمانی T

$$S(t) = K(1 - e^{-(t-L)/T}) \Rightarrow T_{ar} = \frac{1}{K} \int_0^{\infty} (S(\infty) - S(t))dt = L + T$$

$$\tau = \frac{L}{L+T}, \quad 0 \leq \tau \leq 1$$

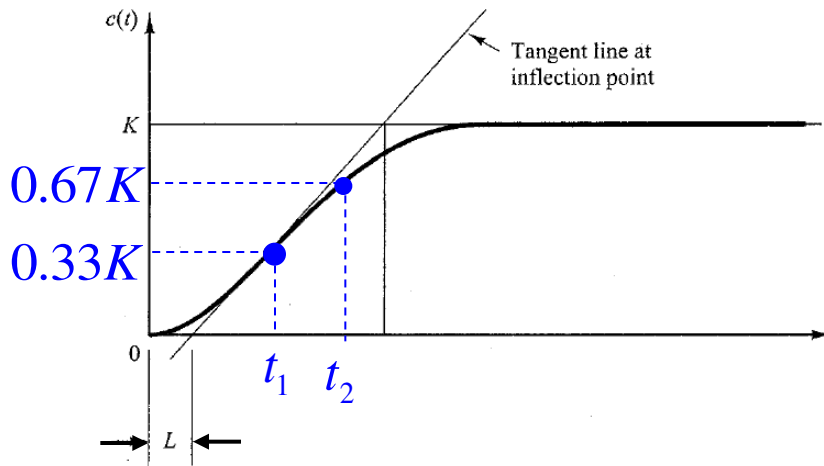
● زمان مرده نرمالیزه شده یا نسبت کنترل پذیری: نشانگر سختی عملیات کنترل در فرآیند می باشد. هر چه این عدد کوچک تر باشد، کنترل پروسه راحت تر است.

مثال: پروسه انتقال حرارت یا پروسه مخلوط کننده

● روش های پاسخ پله

● مدل چهار پارامتری یا SOPDT:

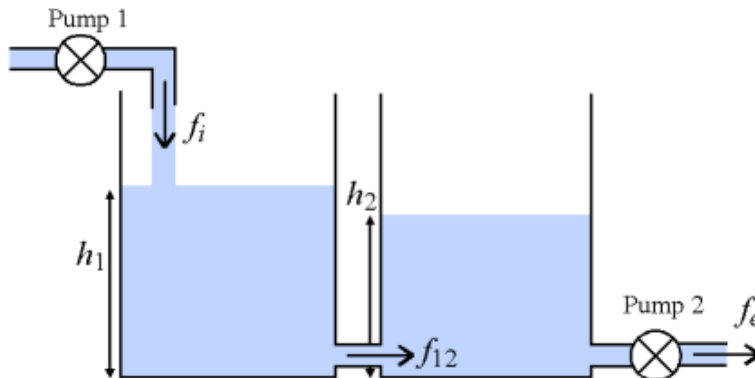
این مدل برای سیستم های مرتبه دوم با تأخیر به کار گرفته می شود.



$$G(s) = \frac{Ke^{-sL}}{(1+T_1s)(1+T_2s)}$$

پارامترهای K و L مشابه حالت قبل تعیین می شوند. پارامترهای T_1 و T_2 نیز با حل عددی به ازای دو نقطه متمایز روی نمودار به صورت تقریبی تعیین می شوند.

$$S(t) = K \left\{ 1 + \frac{T_2 e^{-(t-L)/T_2} - T_1 e^{-(t-L)/T_1}}{T_1 - T_2} \right\}, \quad T_1 \neq T_2$$

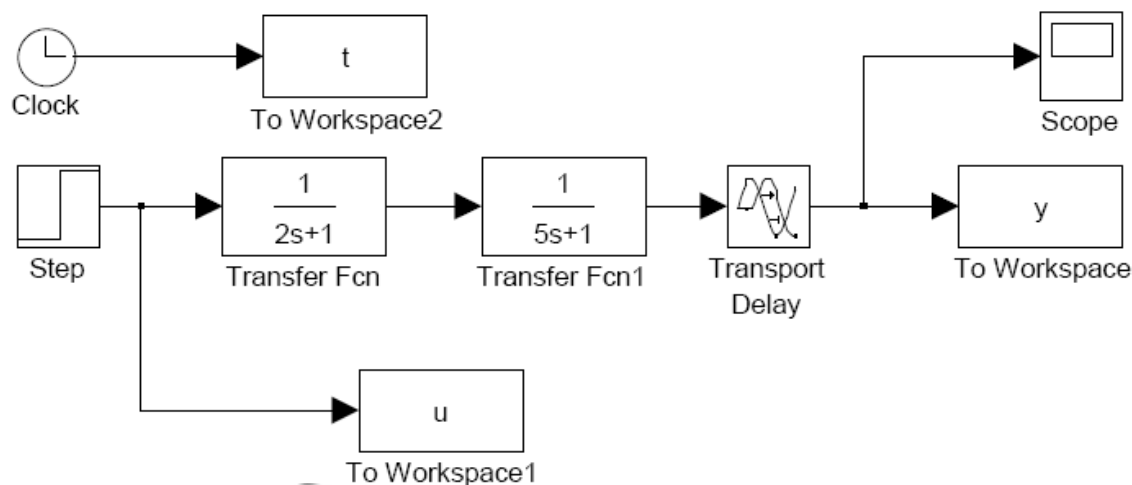


مثال: سیستم تانک دوپل یا دو مخزن:

● روش های پاسخ پله

● شبیه سازی با MATLAB:

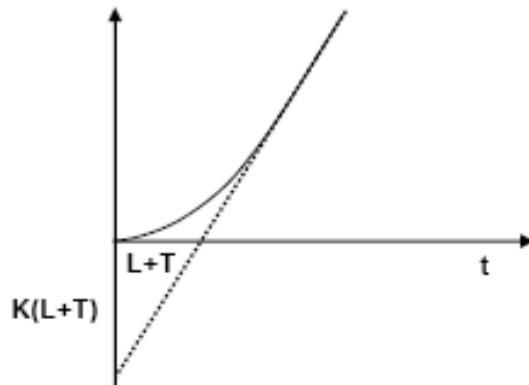
دیاگرام بولکی زیر را در محیط سیمولینک رسم کنید. Solver را روی گام ثابت قرار دهید زمان نمونه برداری را ده میلی ثانیه انتخاب کنید. اطلاعات تولید شده را رسم کنید و مدل سیستم را شناسایی کنید.



● روش های پاسخ پله

● مدل سیستم های انتگرال گیر:

در این سیستم ها برخلاف سیستم های قبلی، پاسخ پله واحد به یک مقدار نهایی نمی رسد و بنابراین روش های قبلی پاسخگو نیستند. پاسخ پله یک نمونه از این سیستم ها در زیر رسم شده است.

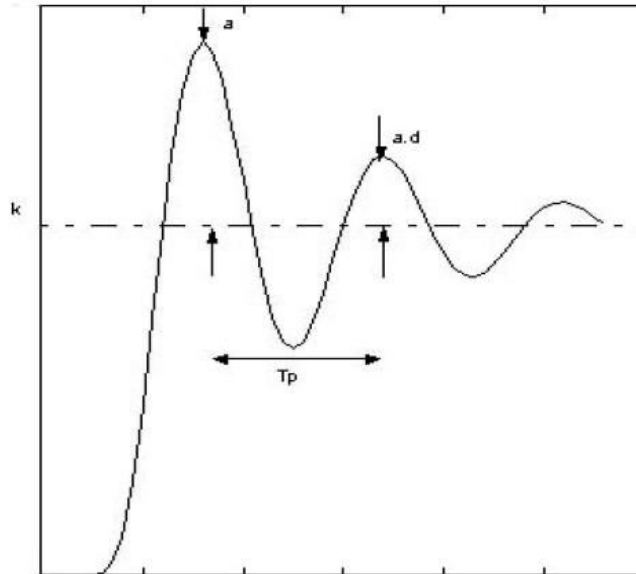


$$\left\{ \begin{array}{l} G(s) = \frac{Ke^{-sL}}{s(1+Ts)} \\ S(t) = K \left(t - L - T \left(1 - e^{-(t-L)/T} \right) \right), \\ T = \frac{S(L+T)e}{K} \end{array} \right.$$

● روش های پاسخ پله

● مدل سیستم های نوسانی:

پاسخ این سیستم ها به صورت نوسانی است. می توان از مدل زیر برای نمایش این سیستم ها استفاده کرد:

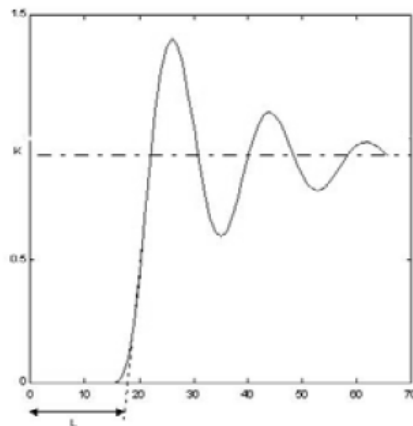


$$G(s) = \frac{K\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2}$$

$$T_p = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}}, \quad d = \exp\left(\frac{-2\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right),$$

$$\Rightarrow \omega = \frac{2\pi}{T_p\sqrt{1-\xi^2}}, \quad \xi = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\pi}{\ln d}\right)^2}}$$

در صورت وجود تأخیر مقدار L را می توان از روی شکل پاسخ تعیین نمود.



$$G(s) = \frac{K\omega^2 e^{-sL}}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2}$$

● روش های مدل های پارامتری:

در این روش ها از داده های ورودی و خروجی سیستم استفاده می کنیم تا یک مدل دیجیتال (تابع تبدیل پالسی) برای دستگاه تخمین بزنیم.

$$H(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}$$

یک مدل زمان گسسته به شکل یک معادله تفاضلی نمایش داده می شود:

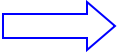
$$y_k = -a_1 y_{k-1} - \dots - a_n y_{k-n} + b_0 u_k + b_1 u_{k-1} + \dots + b_n u_{k-n} + e_k$$

فرض کنید مقدار تخمین زده شده برای y را به صورت زیر نمایش دهیم:

$$\hat{y}_k = -a_1 y_{k-1} - \dots - a_n y_{k-n} + b_0 u_k + b_1 u_{k-1} + \dots + b_n u_{k-n}$$

$$e_k = y_k - \hat{y}_k$$

خطای تخمین به صورت تفاضل بین خروجی واقعی و خروجی تخمین زده شده است:

$$\begin{array}{c} y(N) \\ \left[\begin{array}{c} y(n) \\ y(n-1) \\ \vdots \\ y(N) \end{array} \right] = \underbrace{\left[\begin{array}{cccccc} y(n-1) & \dots & y(0) & u(n) & \dots & u(0) \\ y(n) & \dots & y(1) & u(n+1) & \dots & u(1) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y(N-1) & \dots & y(N-n) & u(N) & \dots & u(N-n) \end{array} \right]}_{W(N)} \cdot \underbrace{\left[\begin{array}{c} -a_1 \\ -a_2 \\ \vdots \\ -a_n \\ b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{array} \right]}_{\theta(N)} + \left[\begin{array}{c} e(n) \\ e(n+1) \\ \vdots \\ e(N) \end{array} \right] \end{array}$$


● روش های مدل های پارامتری:

در این روش ها از داده های ورودی و خروجی سیستم استفاده می کنیم تا یک مدل دیجیتال (تابع تبدیل پالسی) برای دستگاه تخمین بزنیم.

$$y(N) = W(N)\theta(N) + e(N)$$

هدف بدست آوردن تخمین بهینه از بردار پارامتر $X(N)$ است. برای این منظور شاخص عملکرد زیر را حداقل می کنیم:

$$J_N = \frac{1}{2} \sum_{k=n}^N e^2(k)$$

حل کمترین مربعات خطا برای چنین سیستمی به جواب زیر منجر می شود:

$$\hat{\theta}(N) = [W^T(N) W(N)]^{-1} W^T(N) y(N)$$

تخمین پارامترهای سیستم

در MATLAB از دستور ARX استفاده نمایید:

`m = arx(data, orders);` تخمین پارامترهای مدل

`orders = [na, nb, nk]`

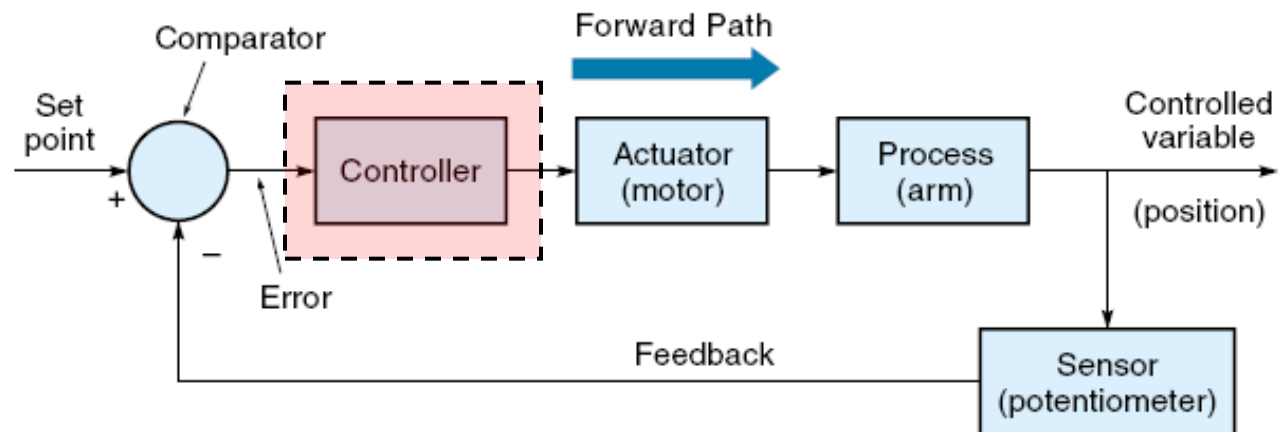
تعداد قطب ها

تعداد نمونه های تأخیر

تعداد صفرها به علاوه یک



طراحی ، تنظیم و پیاده سازی کنترل کننده های کلاسیک صنعتی





Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Classic Controllers:

• کنترل کننده هاي دو وضعيتي:

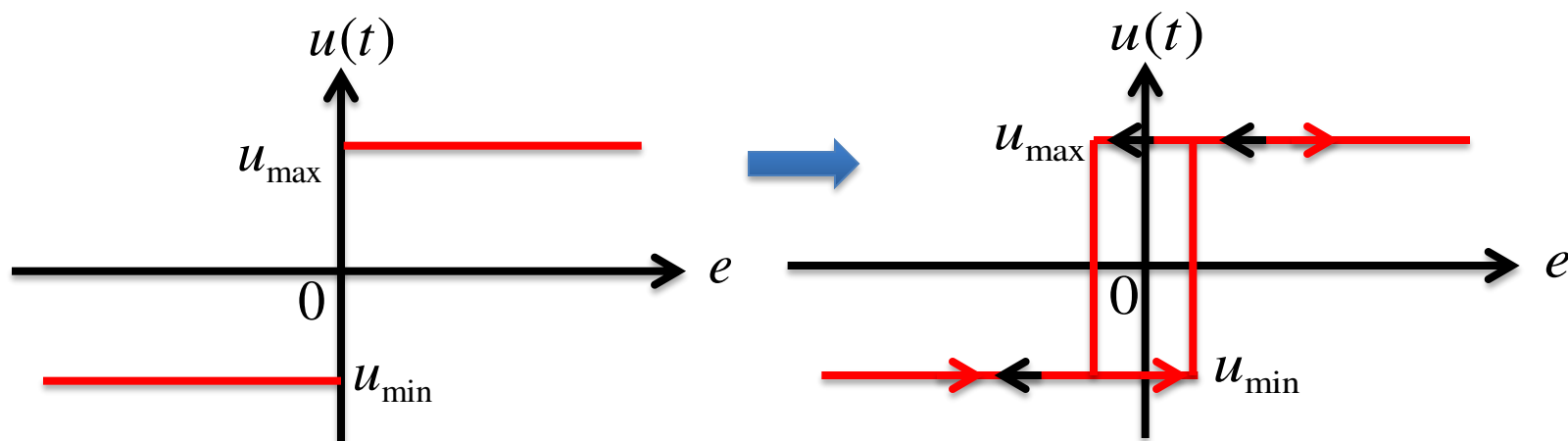
◀ ساده ترین کنترل کننده هاي صنعتي هستند که کاربرد محدودی دارند.

◀ کنترل کننده به ازاي خطاهای مثبت ، حداکثر سیگنال کنترل را تولید می کند و به ازاي خطاهای منفي حداقل سیگنال کتري را تولید می کند.

$$u(t) = \begin{cases} u_{\max}, & e(t) \geq 0 \\ u_{\min}, & e(t) < 0 \end{cases}$$

• مشکل کنترل کننده:

◀ سیگنال کنترل دائماً نوسان می کند و با تغییر بسیار کوچکی در خطا ، خروجی تغییر زیادی می کند و لذا در برخی از کاربردهای کتري قابل اجرا نیست. برای رفع مشکل سوئیچینگ بسیار سریع از هیستریزس استفاده می شود.





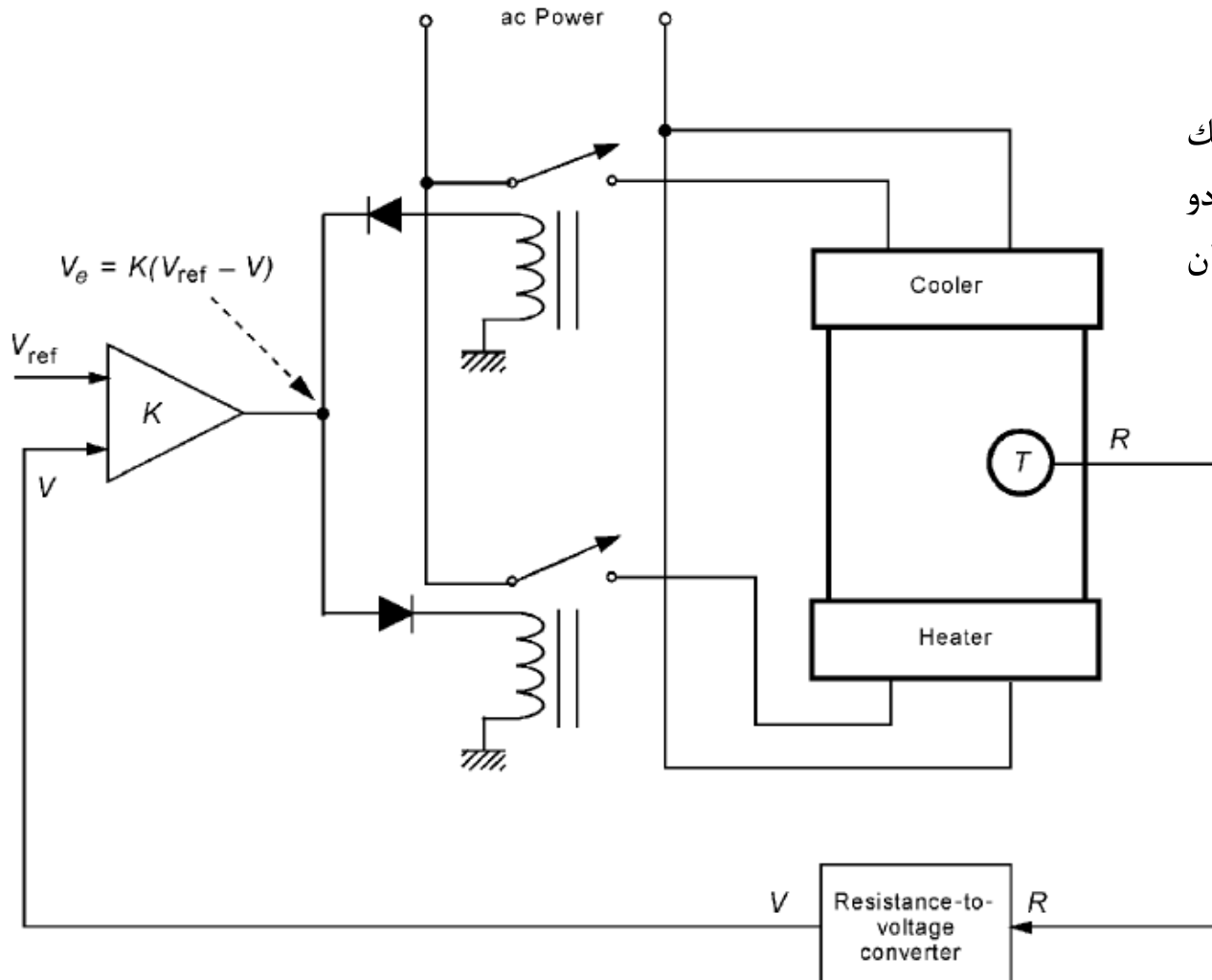
Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Classic Controllers:

● پیاده سازی آنالوگ:



◀ فرض کنید می خواهیم دمای یک محفظه را کنترل کنیم. با به کار گیری دو دیود و دو رله مطابق شکل روبرو می توان یک کنترلر دو وضعیتی ساخت:

◀ کنترل کننده مشکل نوسان و سوئیچینگ زیادی دارد.

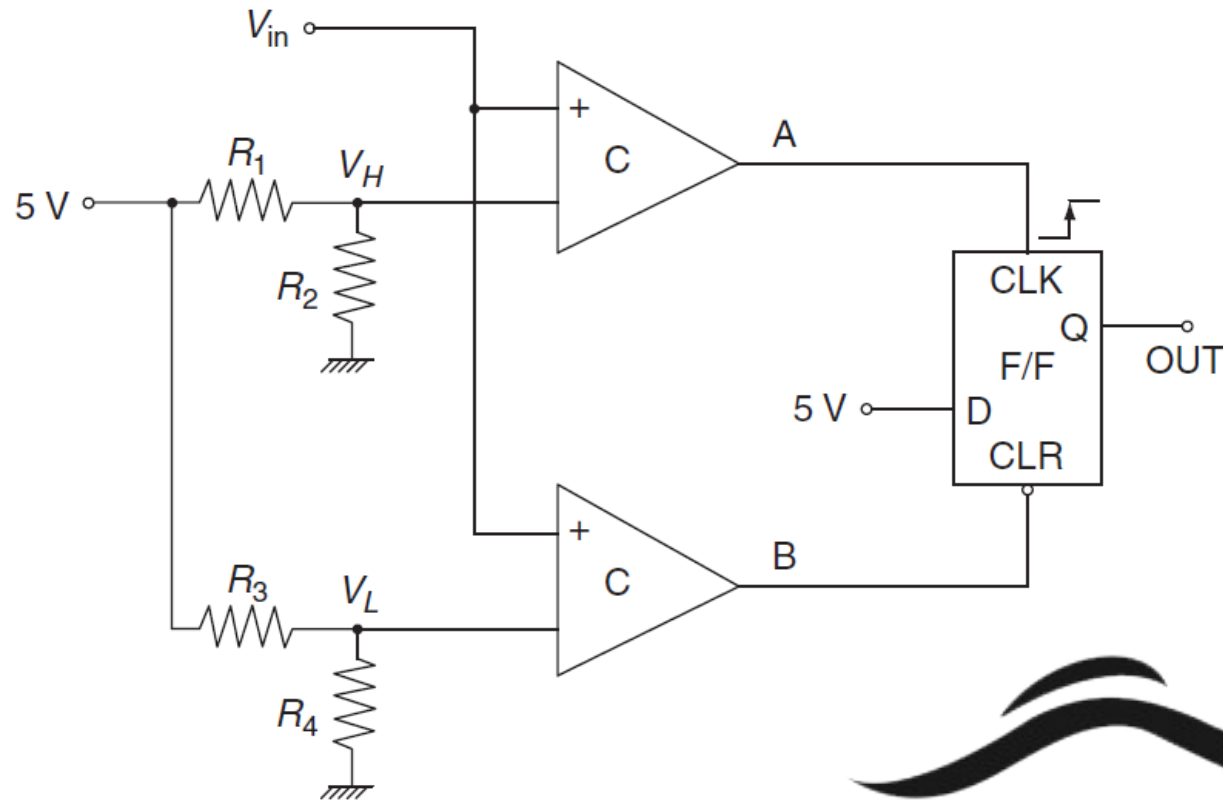


Process Control Fundamentals

A course on level control

Classic Controllers:

● پیاده سازی با حلقه هیستریزیس:



◀ برای رفع مشکل نوسان کنترل کننده می توان با دو مقایسه کننده و یک فلیپ فلاپ یک کنترل کننده دو وضعیتی با هیستریزیس طراحی کرد:

● عملکرد مدار روپرو را تحلیل کنید:





Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Classic Controllers:

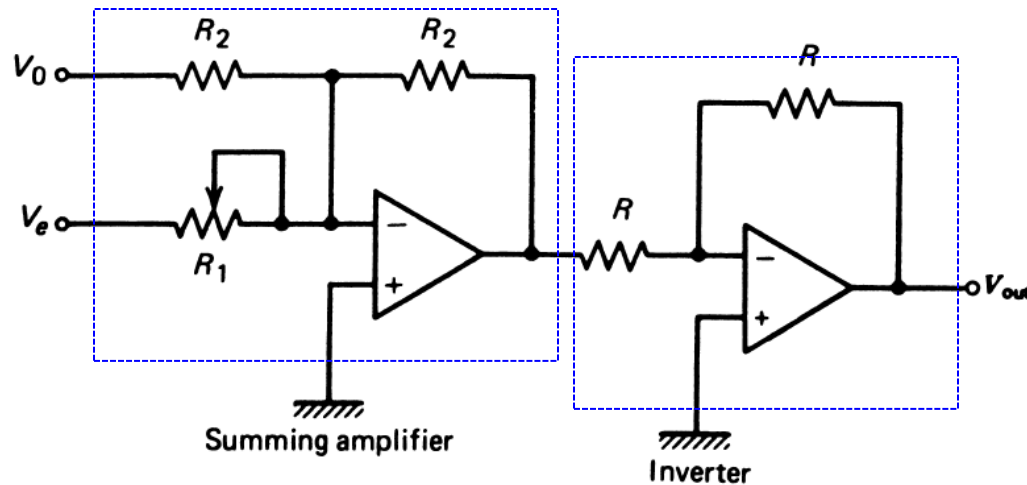
● کنترل کننده هاي تناسبی:

◀ ساده ترین کنترل کننده پیوسته است که سیگنال خطا را دریافت کرده ، آن را تقویت می کند و سیگنال کنترلی را می سازد.

$$u(t) = K_p e(t) + u_0$$

خروجی کنترلر در خطای صفر
بهره تناسبی

◀ با افزایش بهره تناسبی ، زمان صعود صعود کاهش یافته و فرابرجش بیشتر می شود ، خطای حالت ماندگار کمتر می شود ولی هیچگاه به طور کامل حذف نمی شود.



● پیاده سازی آنالوگ:



Process Control Fundamentals

A course on level control

Classic Controllers:

● کنترل کننده هاي تناسبی-انتگرالی:

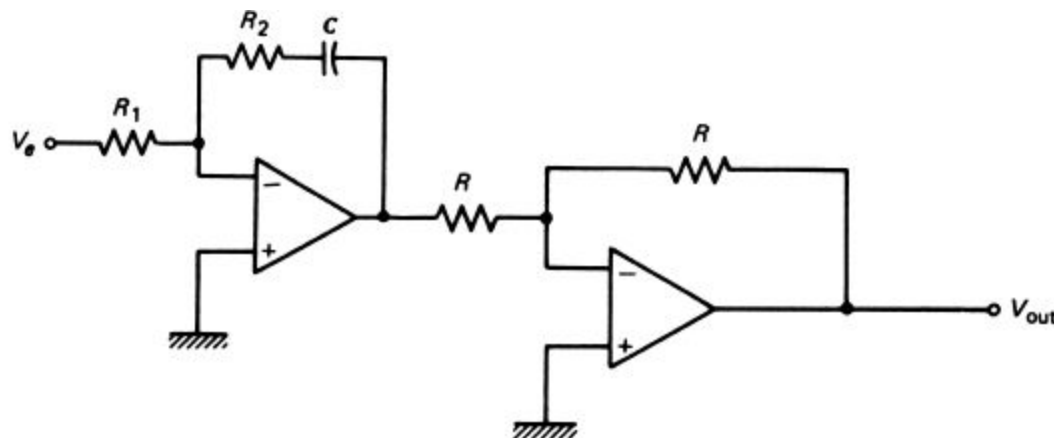
◀ این کنترل کننده سیگنال خطا را دریافت کرده ، آن را تقویت می کند و با انتگرال خطا جمع می کند و سیگنال کنترلی را می سازد.

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau$$

بهره تناسبی
بهره انتگرالی

◀ مهمترین ویژگی این کنترل کننده حذف کامل خطای حالت ماندگار است (به خاطر انتگرال گیر).

◀ با افزایش بهره انتگرالی ، فرآیند افزایش می یابد ، زمان نشست بیشتر می شود ولی زمان صعود تغییر چندانی ندارد.



بهبود پاسخ حالت ماندگار

$$V_{out} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_e + \frac{1}{R_1 C} \int_0^t V_e dt$$



Process Control Fundamentals

A course on level control

Classic Controllers:

● کنترل کننده هاي تناسبی-مشتقی:

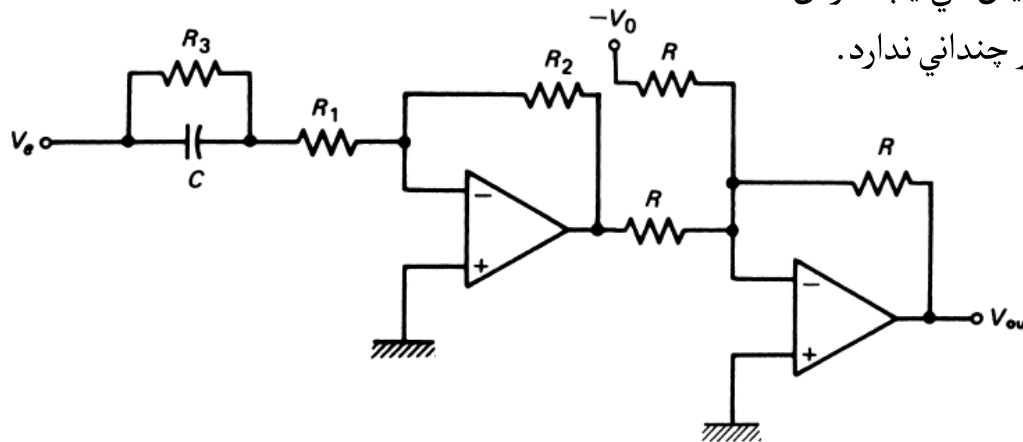
◀ این کنترل کننده سیگنال خطا را دریافت کرده ، آن را تقویت می کند و با مشتق خطا جمع می کند و سیگنال کنترلی را می سازد.

$$u(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

بهره تناسبی
بهره مشتقی

◀ مهمترین ویژگی این کنترل کننده کاهش فراجش با افزایش دمپینگ است (به خاطر مشتق گیر).

◀ با افزایش بهره مشتق گیر ، زمان صعود اندکی افزایش می یابد ، زمان نشست کمتر می شود ، ولی خطای حالت ماندگار تغییر چندانی ندارد.



بهبود پاسخ حالت گذرا

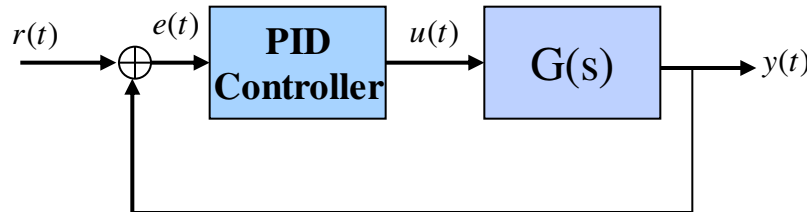
$$V_{out} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_3} \right) V_e + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_3} \right) R_3 C \frac{dV_e}{dt} + V_0$$



Process Control Fundamentals

A course on level control

Industrial Controllers:



$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

● **کنترل کننده های PID:** یکی از پرکاربردترین کنترل کننده های کلاسیک است به طور گسترده ای قابل اعمال به اغلب پروسه های صنعتی است. ساختار این کنترل کننده در زیر آمده است:

● **کنترل تناسبی (Proportional control):** بخشی از سیگنال کنترل را متناسب با خطای ردیابی تولید می کند ولی عملکرد محدودی دارد. سرعت سیستم را افزایش می دهد. باعث افزایش فراجش می گردد. خطای ماندگار را کاهش داده اما هیچگاه قادر به حذف کامل آن نیست. به علاوه، زمان صعود را کاهش می دهد.

● **کنترل انتگرالی (Integral control):** بخشی از سیگنال کنترل را متناسب با انتگرال خطای ردیابی تولید می کند. این کنترل کننده خطای حالت ماندگار را به طور کامل حذف می کند و باعث افزایش فراجش می شود. بنابراین، پایداری نسبی سیستم را کاهش می دهد. زمان صعود را کاهش می دهد ولی زمان نشست را افزایش می دهد.

● **کنترل مشتقی (Derivative control):** بخشی از سیگنال کنترل را متناسب با مشتق خطای ردیابی تولید می کند. این کنترل کننده به آهنگ تغییر سیگنال پاسخ می دهد و می تواند قبل از بزرگ شدن بیش از حد خطا، اصلاح قابل توجهی را بوجود آورد و بر پایداری نسبی سیستم بیافزاید. سرعت را کاهش می دهد. فراجش را کمتر می کند (بهبود پاسخ گذرا).



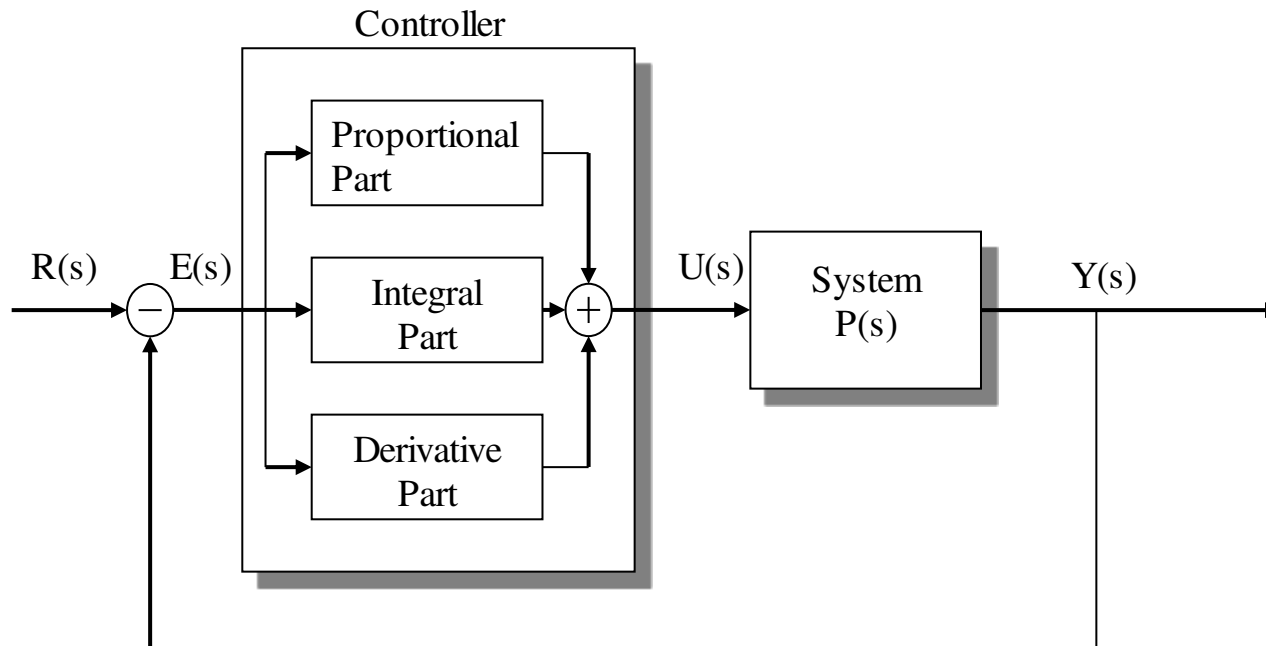
Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers:

● یک ساختار معمول کنترلر PID به شکل زیر نوشته می شود:

$$u(t) = K_P \left(e(t) + \underbrace{\frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt}_{\text{Integral time}} + \underbrace{T_D \frac{de(t)}{dt}}_{\text{Derivative time}} \right)$$



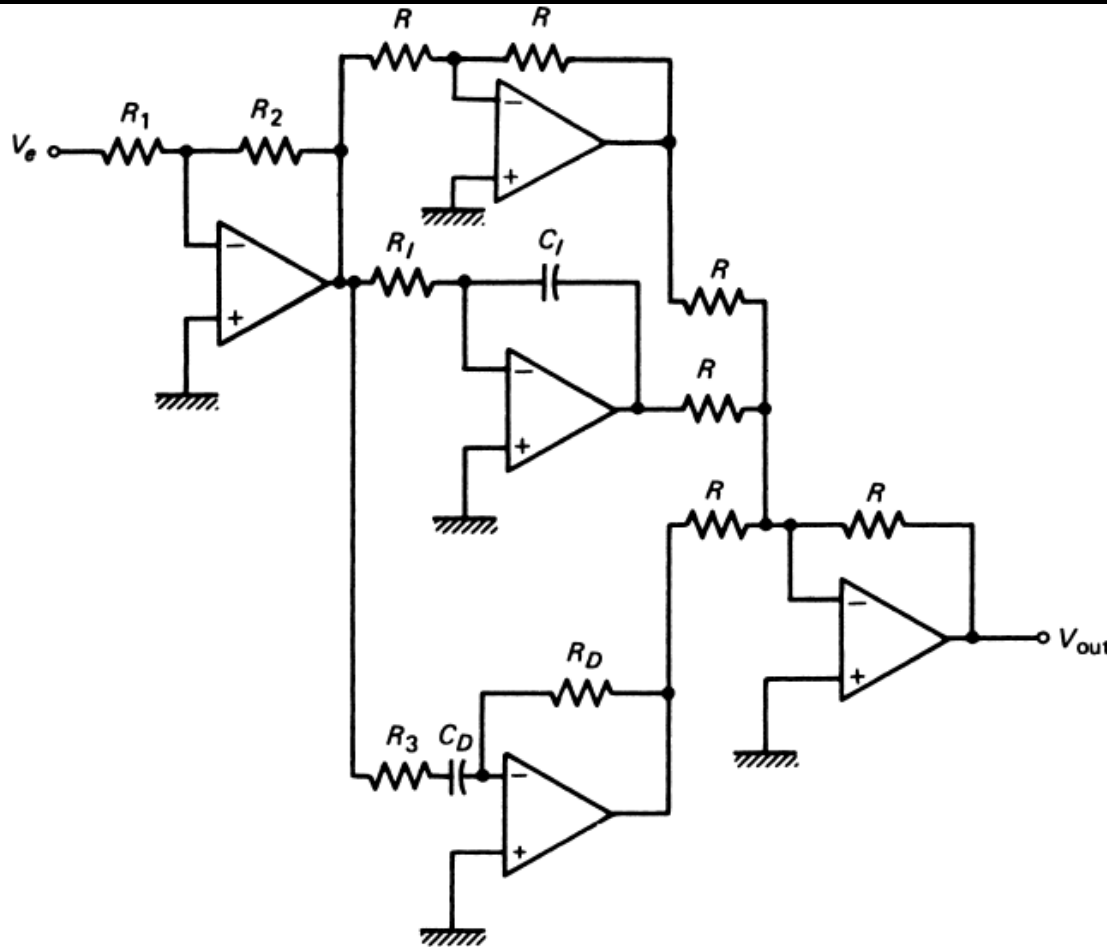


Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers:

● پیاده سازی آنالوگ:



© Radix

$$-V_{\text{out}} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_e + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{R_I C_I} \int V_e dt + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) R_D C_D \frac{dV_e}{dt} + V_{\text{out}}(0)$$



Process Control Fundamentals

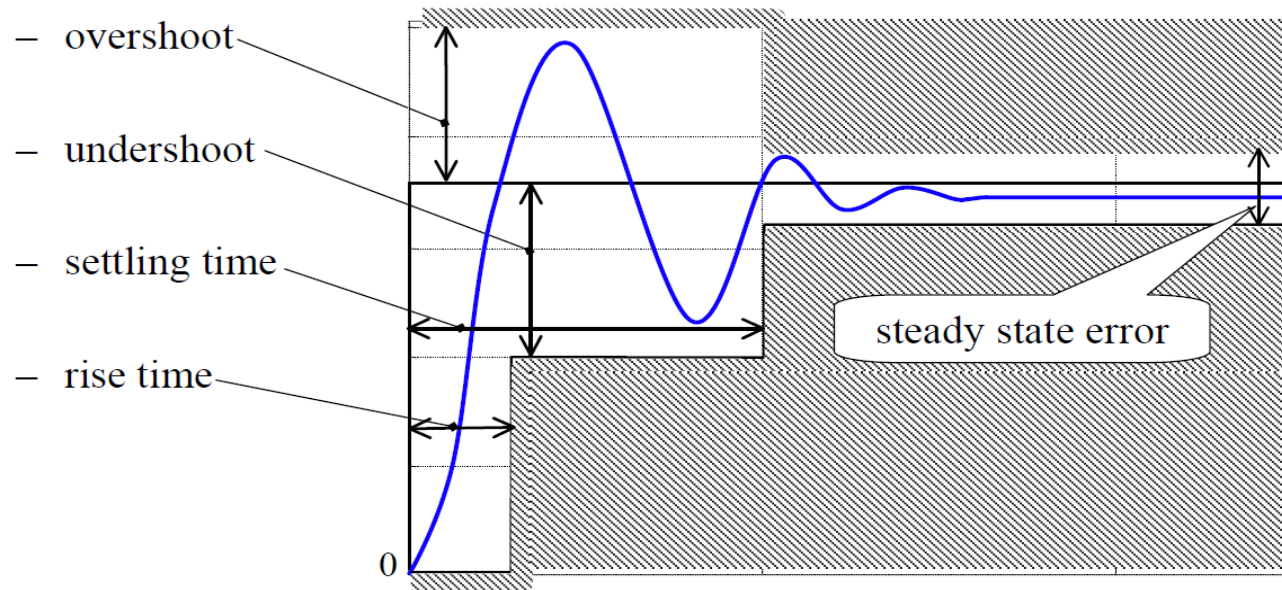
A course on level control

Khoshnam Shojaei

PID Controllers:

EFFECTS OF INDEPENDENT P, I, AND D TUNING

Closed-Loop Response	Rise Time	Overshoot	Settling Time	Steady-State Error	Stability
Increasing K_P	Decrease	Increase	Small Increase	Decrease	Degrade
Increasing K_I	Small Decrease	Increase	Increase	Large Decrease	Degrade
Increasing K_D	Small Decrease	Decrease	Decrease	Minor Change	Improve



Source: http://www.stanford.edu/class/archive/ee/ee392m/ee392m.1034/Lecture6_Analysis.pdf

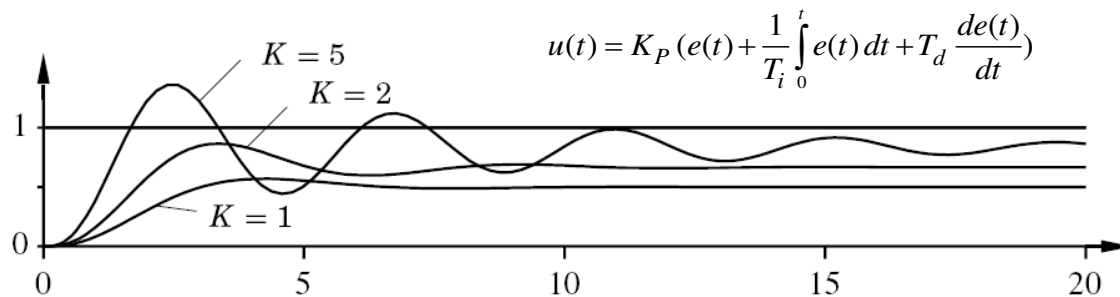


Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers:

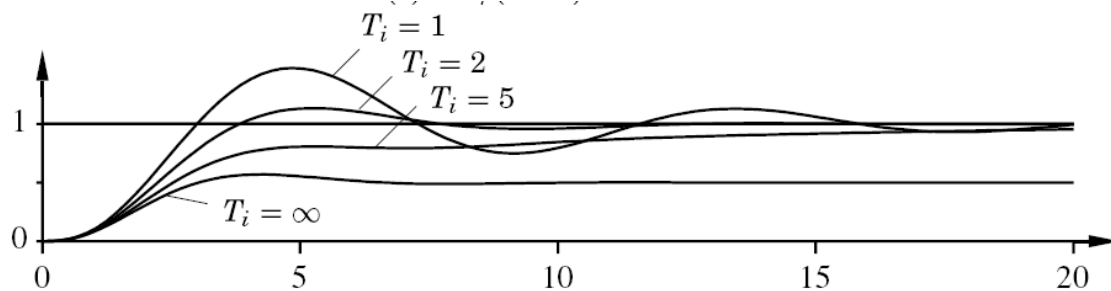
- شکل های زیر اثر کنترل کننده های تناسبی ، انتگرالی و مشتقی را برای سیستم روبرو نشان می دهد:



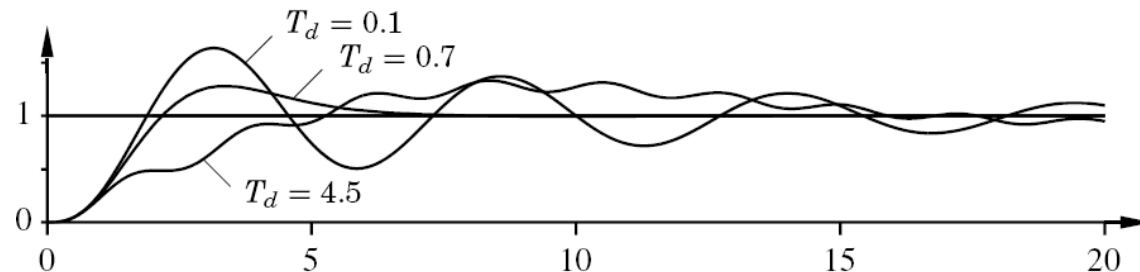
$$u(t) = K_P(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt})$$

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{1}{(s+1)^3}$$

- شبیه سازی سیستم حلقه بسته برای کنترل کننده های تناسبی:



- شبیه سازی سیستم حلقه بسته برای کنترل کننده های تناسبی- انتگرالی:



- شبیه سازی سیستم حلقه بسته برای کنترل کننده های تناسبی- انتگرالی- مشتقی:

نکته: اگر T_d از یک ششم بریود نوسانات بزرگ تر شود، کنترلر مشتقی دیگر مؤثر نخواهد بود.



Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

روش های تنظیم کنترلرهای PID: روش های متعددی برای تنظیم کنترلرهای PID توسعه یافته است که در زیر به تعدادی از آنها اشاره خواهد شد:

● روش زیگلر نیکولز (Ziegler-Nichols): این روش بر اساس مشخصات پاسخ گذرا عمل می کند:

♦ روش اول: این روش مختص دستگاه های مرتبه اول تأخیر دار است. ابتدا باید پاسخ پله واحد دستگاه را به صورت تجربی بدست آورد. شکل زیر نمونه پاسخ چنین سیستم هایی را نشان می دهد:

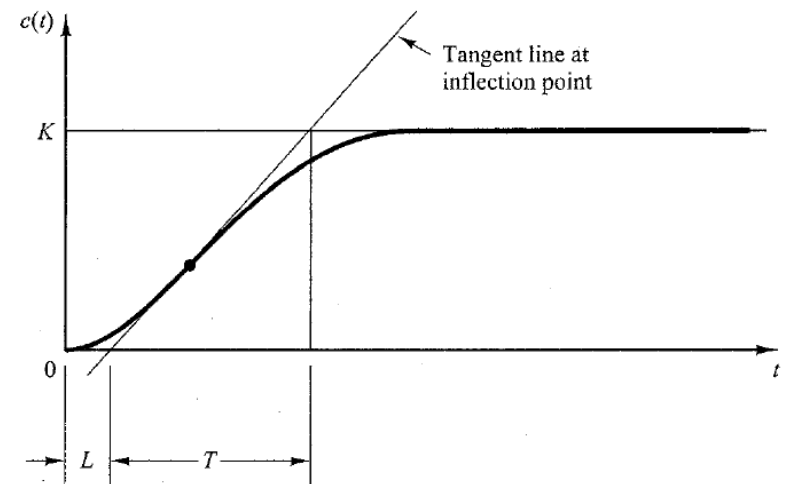
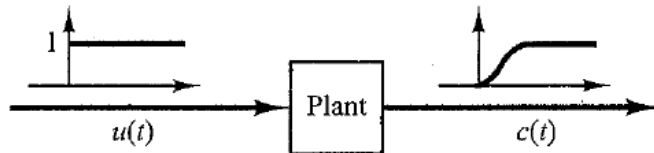


Table 10-1 Ziegler–Nichols Tuning Rule Based on Step Response of Plant (First Method)

Type of Controller	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1}$$



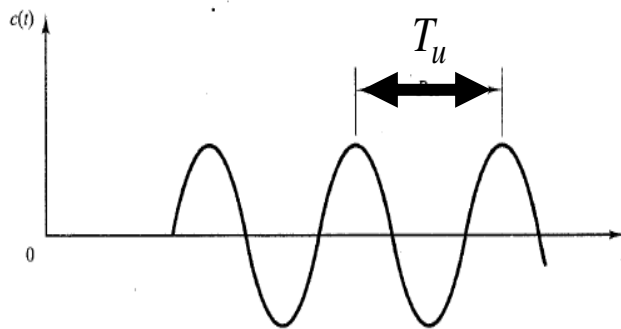
Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

♦ **روش دوم:** در این روش، ابتدا مشتق گیر و انتگرال گیر را خاموش می کنیم. سپس، بهره تناسبی را آنقدر افزایش می دهیم تا سیستم حلقه بسته به مرز نوسانات پایدار برسد (یعنی قطب های حلقه بسته روی محور عمودی در صفحه مختلط قرار گیرند). در این حالت، بهره تناسبی بهره بحرانی نامیده می شود و فرکانس نوسانات هم فرکانس بحرانی نامیده می شود.

با داشتن بهره و فرکانس بحرانی از جدول زیگلر-نیکولز استفاده کرده و بهره های کنترلر را بدست آورید:



تقریبی از
پریود نوسانات

Controller	K	T_i	T_d	T_p
P	$0.5K_u$			T_u
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$		$1.4T_u$
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$	$0.85T_u$

♦ **معایب این روش:** در عمل رساندن سیستم به مرز نوسانات ممکن است خطرناک باشد و به سیستم آسیب برساند. به علاوه، گاهی برخی از سیستم ها به ازای هیچ بهره ای نوسانی نمی شوند. به عبارت دیگر این روش برای سیستم های دارای پایداری مشروط کاربرد دارد.

♦ ضرایب بدست آمده به روش زیگلر نیکولز بهینه نیستند و تنظیم نهایی برای پاسخ بهتر به روش سعی و خطا حول مقادیر بدست آمده انجام می شود.



Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

نکته: در کنترل فرآیندهای پالایشگاه، معمولاً از کنترل PI استفاده می شود و به ندرت (مثلاً در کنترل دما) از کنترل کننده PID استفاده می گردد. یک دلیل قاطع مشکلاتی است که سیگنال های نویزی ایجاد می کنند. عمل مشتقی این نویز را تقویت می کند و منجر به عملکرد ضعیف در کنترل حلقه بسته می شود.

● **روش تنظیم فرکانس طبیعی و نسبت میرایی:** این روش برای تنظیم کنترل کننده PI کاربرد دارد.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{G}{Ts+1} \Rightarrow \frac{V_o(s)}{V_{or}(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} \quad \left\{ \begin{array}{l} C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \end{array} \right. \Rightarrow \frac{V_o(s)}{V_{or}(s)} = \frac{\frac{G}{T}(K_i + sK_p)}{s^2 + \frac{1+GK_p}{T}s + \frac{GK_i}{T}} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} 2\xi\omega_n = \frac{1+GK_p}{T} \\ \omega_n^2 = \frac{GK_i}{T} \end{array} \right.$$

با توجه به پاسخ مطلوب مقادیر فرکانس طبیعی و نسبت میرایی را تعیین کرده و با استفاده از روابط بدست آمده، بهره های کنترل کننده را تنظیم می کنیم.

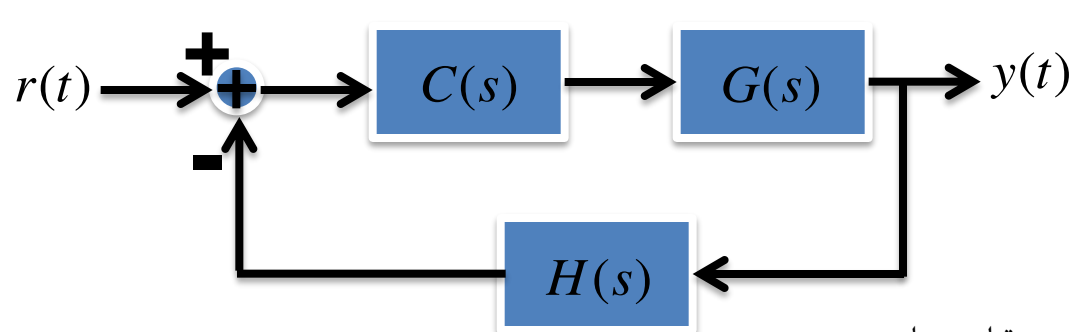


Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

● مثال: يك کنترل كننده PID براي سيستم زير به روش دوم زيگلر نيكولز طراحي كنيد:



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

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

$$G_{OL}(s) = \frac{K_p}{s(s+1)(s+2)}$$

حل: ابتدا کنترل كننده مشتقي و انتگرالي را خاموش مي كنيم و بهره تناسبی را آنقدر افزایش مي دهيم تا سيستم به مرز نوسانات پایدار برسد:

$$C(s) = K_p$$

$$1 + G_{OL}(s) = 0 \Rightarrow s(s+1)(s+2) + K_p = 0$$

سپس ، معادله مشخصه را بدست مي آوريم:

$$\Rightarrow s^3 + 3s^2 + 2s + K_p = 0 \xrightarrow{s=j\omega} (j\omega)^3 + 3(j\omega)^2 + 2(j\omega) + K_p = 0$$

$$\Rightarrow K_p - 3\omega^2 + (2\omega - \omega^3)j = 0 \Rightarrow \begin{cases} 2\omega - \omega^3 = 0 \Rightarrow \omega = \sqrt{2} = \omega_u & \text{فرکانس بحراني} \\ K_p - 3\omega^2 = 0 \Rightarrow K_p = 6 = K_u & \text{بهره بحراني} \end{cases}$$

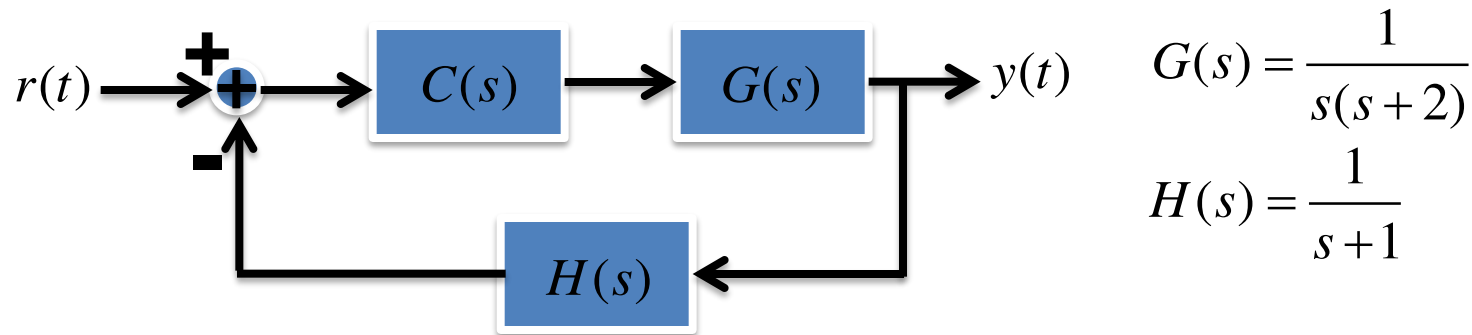


Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

● **مثال:** يك کنترل كننده PID براي سيستم زير به روش دوم زيگلر نيكولز طراحي كنيد:



سپس ، با توجه به مقادير بهره و دوره تناوب بحراني ، و با استفاده از جدول زيگلر-نيكولز ، بهره هاي کنترل كننده PID به صورت زير بدست مي آيد:

$$\Rightarrow T_u = \frac{2\pi}{\omega_u} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} = 4.44$$

$$\Rightarrow K_p = 0.6K_u = 0.6 \times 6 = 3.6$$

$$T_i = 0.5T_u = 0.5 \times 4.44 = 2.22$$

$$T_d = 0.125T_u = 0.125 \times 4.44 = 0.555$$

$$\Rightarrow C(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} + K_p T_d s = 3.6 + \frac{1.62}{s} + 1.998s$$

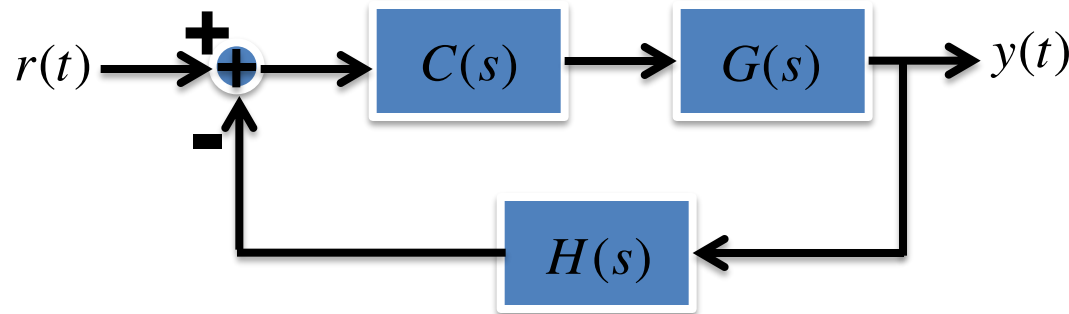


Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

● تمرین: يك کنترل كننده PI براي سيستم زير طراحي كنيد.



$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 2s + 2}$$

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

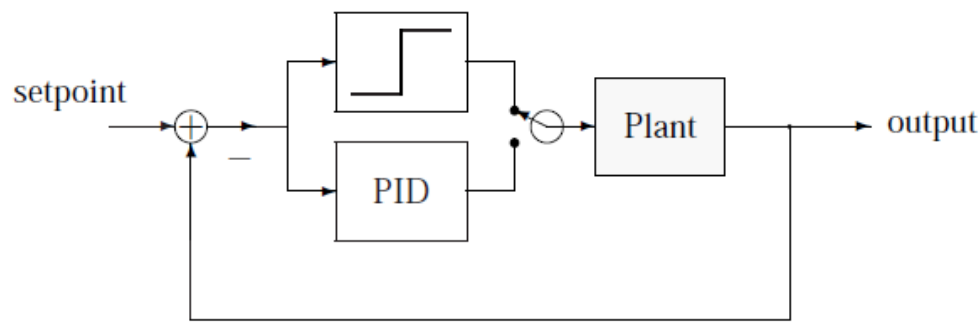
● تمرین شبیه سازي: کنترل كننده بدست آمده را با نرم افزار متلب شبیه سازي كنيد.



PID Controllers Tuning:

● **روش تنظیم رله-فیدبک:** همان طور که گفته شد، یک ضعف بزرگ روش زیگلر-نیکولز این است که تلاش برای رساندن پروسه به نوسان کار خسته کننده و طاقت فرسایی است و ممکن است فرآیند را دچار تنشهای خطرناک کند.

Relay (active)



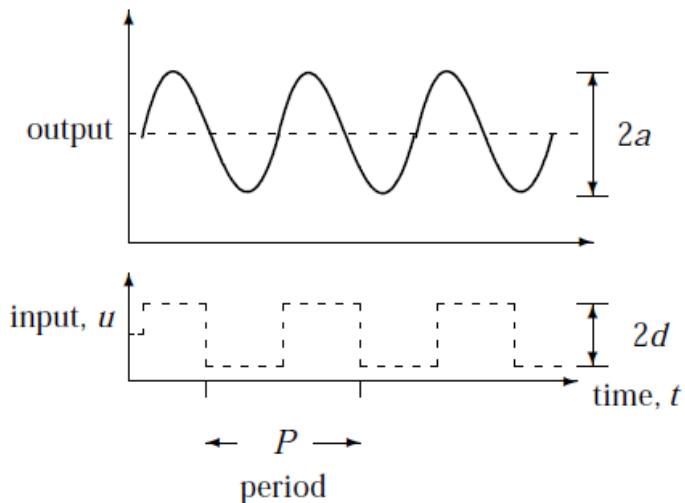
گام یک: یک رله با دامنه d به جای کنترل کننده PID جایگزین کنید.

گام دو: با یک پله واحد سیستم حلقه بسته با رله را راه اندازی کنید و خروجی نوسانی ثبت کنید. دامنه d و پریود نوسان P را یادداشت کنید.

گام سه: پریود نوسان P را پریود نهایی می نامیم. بهره نهایی هم به صورت زیر محاسبه می شود:

$$K_u = \frac{4d}{\pi a}$$

گام چهار: حال از روش زیگلر-نیکولز بهره های کنترل کننده PID را بدست آورید:





Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

PID Controllers Tuning:

● روش تنظیم رله-فیدبک:

<i>Specification</i>	K_c	τ_i	τ_d
Original	$0.6K_u$	$P_u/2$	$P_u/8$
Little overshoot	$0.33K_u$	$P_u/2$	$P_u/3$
No overshoot	$0.2K_u$	$P_u/2$	$P_u/3$

● شبیه سازی با MATLAB:



Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

● **روش تنظیم ZN با نوسانات میرا:** همان طور که گفته شد، یک ضعف بزرگ روش زیگلر-نیکولز این است که تلاش برای رساندن پروسه به نوسان کار خسته کننده و طاقت فرسایی است و ممکن است فرآیند را دچار تنشهای خطرناک کند. یک روش دیگر برای دوری از این معضل، این است که بهره تناسبی را تا حدی افزایش دهیم که به نوسان میرا با نسبت افت یک چهارم برسیم. اگر بهره کنترل کننده در این حالت را با K_{dmp} و دوره تناوب را با T_{dmp} نمایش دهیم، از جدول زیر برای تنظیم ضرایب PID استفاده خواهیم کرد:

Controller	K_p	T_i	T_d
P	$1.1 K_{dmp}$	-	-
PI	$1.1 K_{dmp}$	$T_{dmp}/2.6$	-
PID	$1.1 K_{dmp}$	$T_{dmp}/3.6$	$T_{dmp}/9$



Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

اثر نویز بر کنترل PID:

در عمل ، سنسورهای اندازه گیری نظیر انکدرها و پتانسومترها اندازه گیری های نویزی را بدست می دهند. مولفه های فرکانس بالای نویز منجر به مقادیر بزرگی در سیگنال مشتق ناشی از کنترلر مشتقی می شود. در نتیجه ، سیگنال کنترل ممکن است بیش از حد بزرگ شود و عملگرها به اشباع بروند و عملکرد کنترلر تنزل پیدا کند.

راه حل:

یک راه عملی برای حل معضل فوق استفاده از یک فیلتر پایین گذر مرتبه اول در خروجی مشتق گیر است. بنابراین ، کنترلر PID به صورت زیر اصلاح می شود:

$$U(s) = K_p E(s) + K_d \frac{\alpha s}{s + \alpha} E(s) + \frac{K_i}{s} E(s)$$

شبیه سازی با MATLAB

پدیده وایند آپ در کنترل PID:



اگر خطای ردیابی خیلی افزایش یابد به طوری که خروجی کنترل کننده بزرگ شود و سبب اشباع عملگرها گردد ، مسیر فیدبک شکسته خواهد شد ، چون خروجی عملگر حتی اگر خروجی پروسه تغییر کند ، در اشباع قرار دارد. در این حالت خروجی انتگرال گیر به مقدار زیادی افزایش پیدا می کند. وقتی نهایتاً خطا کاهش می یابد ، خروجی انتگرال گیر بسیار بزرگ است به طوری که زمان زیادی طول می کشد تا به مقدار معمول کاهش یابد (یعنی پاسخ گذرای طولانی خواهیم داشت) و سبب تضعیف عملکرد کنترلر می شود. این پدیده **وایند آپ / انتگرال گیر** نامیده می شود. راه حل آن استفاده از ضد وایند آپ است که معمولاً یک راز تجاری است و توسط شرکت ها فاش نمی شود.

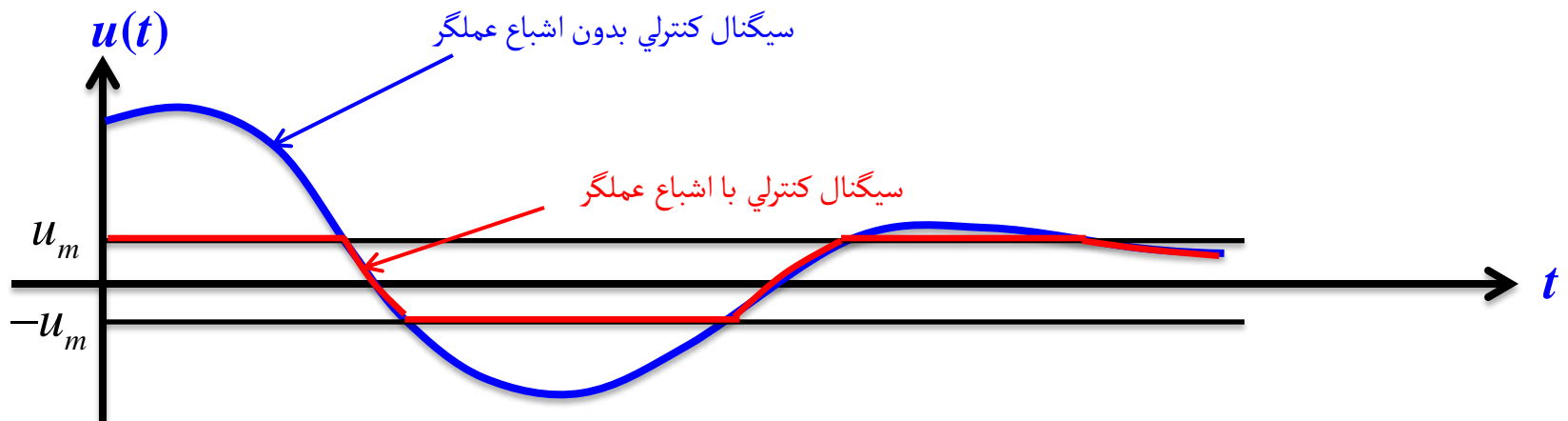
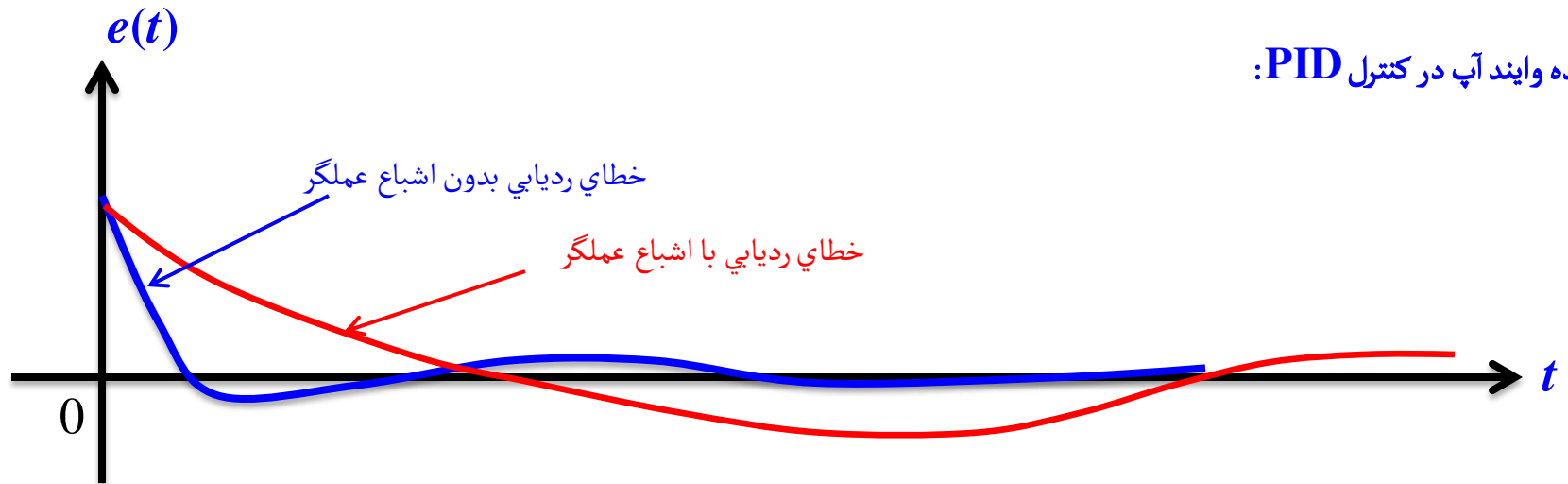


Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

پدیده واپند آپ در کنترل PID:





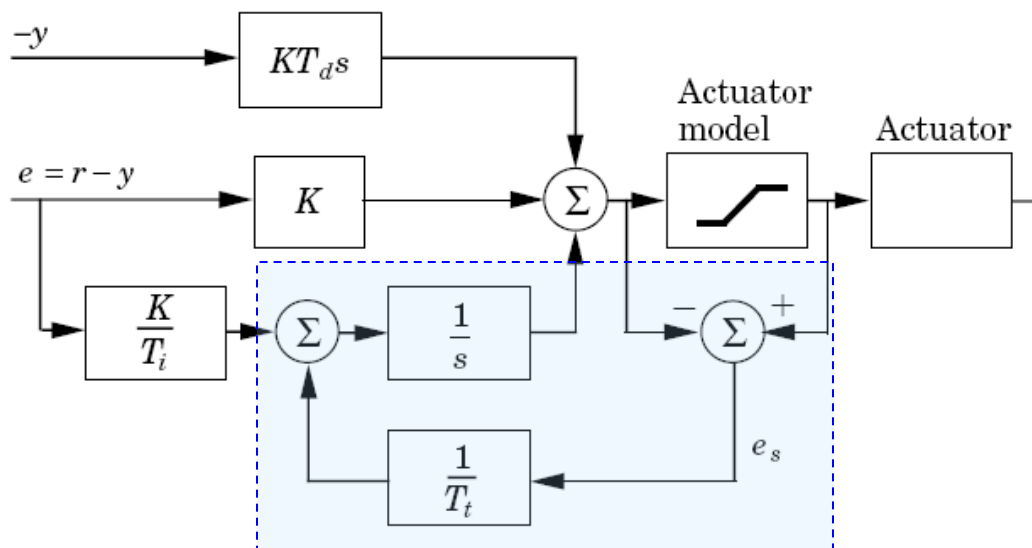
Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

PID Controllers Tuning:

راه حل معمول طرح ضد وایند آپ:



$$T_t = \sqrt{T_i T_d}$$

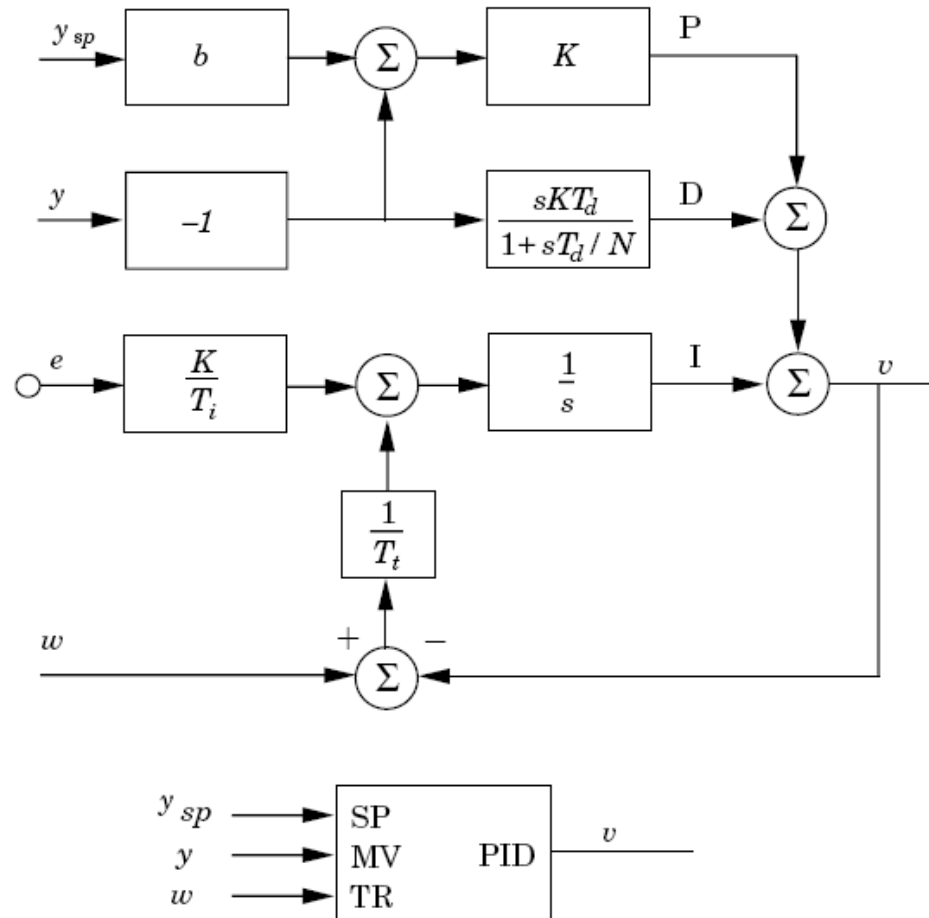
مقدار پیشنهادی:



Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:



دیاگرام بلوکی یک کنترلر PID موفق:



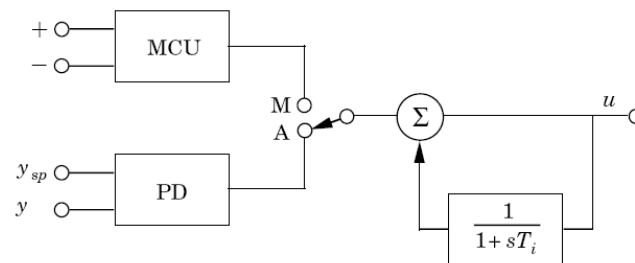
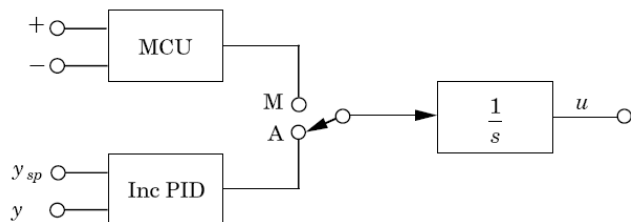
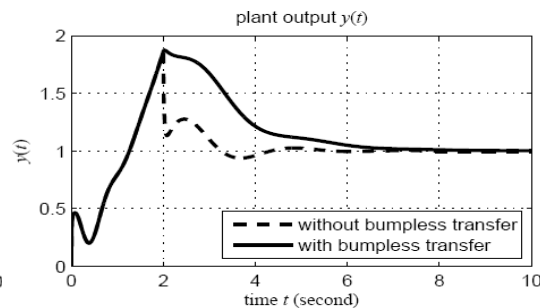
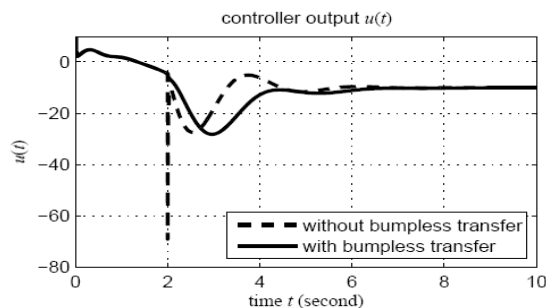
Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Tuning:

یک نکته عملیاتی: انتقال نرم و بدون ضربه (Bumpless Transfer)

وقتی می خواهیم کنترل کننده را بین دو حالت دستی (Manual) و اتوماتیک سوئیچ کنیم، چنانچه خروجی دو کنترل کننده در لحظه سوئیچینگ متفاوت باشد، یک پاسخ گذرای نامطلوب در خروجی پروسه رخ می دهد که بامپ یا دست انداز نامیده می شود. برای تضعیف این بامپ ها در هنگام سوئیچینگ کنترلر از یک مد کاری به مد دیگر روش های متعددی ارائه شده است: نظیر استفاده از انتگرال گیر.



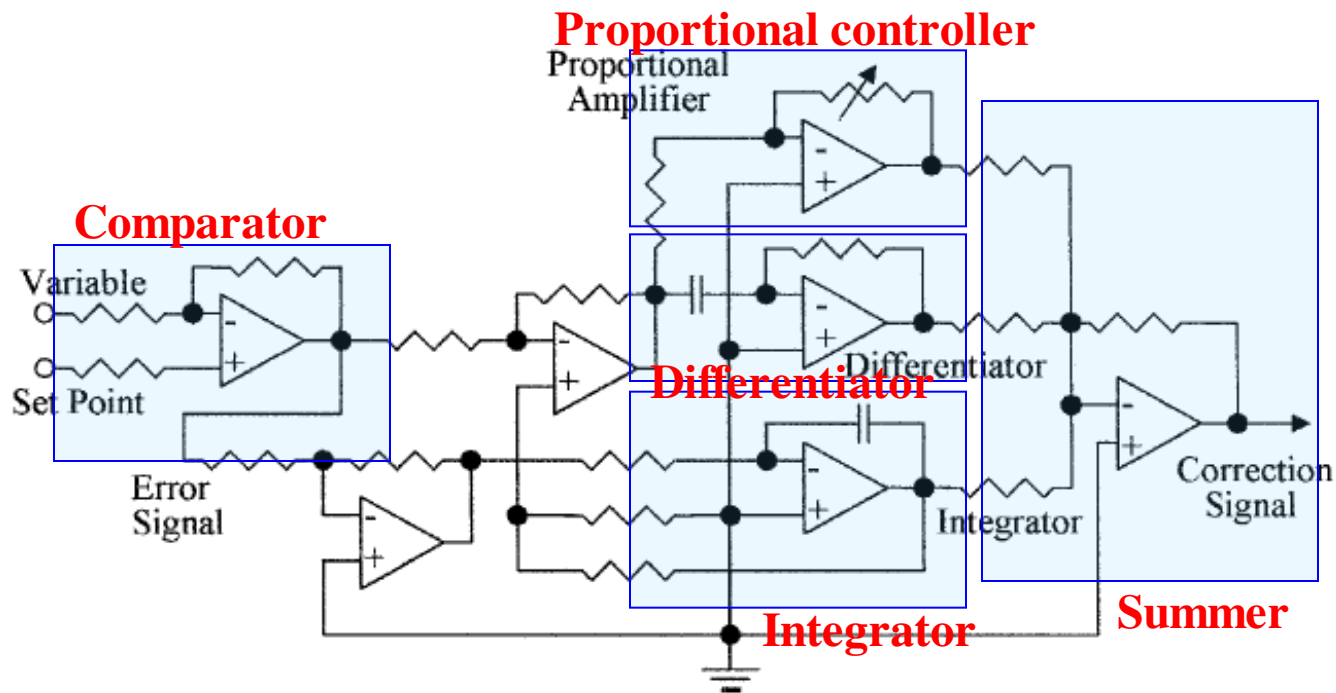


Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Implementation:

● پیاده سازی آنالوگ کنترل کننده های PID :





Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Implementation :

● پیاده سازی دیجیتال کنترل کننده های PID :

برای پیاده سازی کنترل کننده های آنالوگ در میکروپروسسورها، PLC ها، کامپیوتر لازم است آنها را به فرم زمان گسسته تبدیل کنیم.

$$u(t) = u_p(t) + u_I(t) + u_D(t) = K_P e(t) + \frac{K_P}{T_I} \int_0^t e(t) dt + K_P T_D \frac{de(t)}{dt}$$

h : زمان نمونه برداری

کنترل کننده تناسبی: $u_p(kh) = K_p e(kh) = K_p (y_d(kh) - y(kh))$

$$u_I(t) = \frac{K_P}{T_I} \int_0^t e(t) dt \Rightarrow \frac{du_I(t)}{dt} = \frac{K_P}{T_I} e(t) \Rightarrow \frac{du_I(t)}{dt} \cong \frac{u_I(kh) - u_I((k-1)h)}{h} = \frac{K_P}{T_I} e(t)$$

کنترل کننده انتگرالی با تقریب مرتبه اول اویلر:

$$u_I(kh) = u_I((k-1)h) + \frac{K_P h}{T_I} e(kh)$$



Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

PID Controllers Implementation :

● تقریب کنترل کننده انتگرالی با روش دوخطی (Tustin):

$$u_I(kh) = u_I((k-1)h) + \frac{K_p h}{T_I} \left(\frac{e(kh) + e((k-1)h)}{2} \right)$$

$$s = \frac{2}{h} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)$$

یا در حوزه Z می توان از رابطه روبرو در کنترل کننده PID آنالوگ استفاده کرد:

● کنترل کننده مشتق گیر تقریب مرتبه اول اوپلر:

$$U_D(s) = \frac{K_p T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} E(s)$$

برای کاهش اثر نویز از شکل فیلتر شده آن استفاده می کنیم:

که در آن N ثابت زمانی فیلتر است که حدود یک دهم ثابت زمانی مشتق گیری است.

$$\left. \begin{aligned} U_D(s) &= \frac{K_p T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} E(s) \\ s &= \frac{1 - z^{-1}}{h} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} u_D(t) + \frac{T_D}{N} \frac{du_D(t)}{dt} &= K_p T_D \frac{de(t)}{dt} \\ \Rightarrow u_D(kh) &= \frac{T_D}{T_D + Nh} u_D((k-1)h) + \frac{NK_p T_D}{T_D + Nh} (e(kh) - e((k-1)h)) \end{aligned}$$



Process Control Fundamentals

A course on level control

PID Controllers Implementation :

● تقریب کنترل کننده مشتق گیر با روش دوخطی (Tustin):

$$\left. \begin{aligned} U_D(s) &= \frac{K_p T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} E(s) \\ s &= \frac{2}{h} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow u_D(kh) = \frac{2T_D - Nh}{2T_D + Nh} u_D((k-1)h) + \frac{2NK_p T_D}{2T_D + Nh} (e(kh) - e((k-1)h))$$

● نهایتاً، جمع این کنترل کننده به کنترل کننده PID دیجیتال زیر منجر می شود که در غالب یک خط کد برنامه در میکروکنترلر یا PLC پروگرام می شود:

$$u(kh) = \frac{1}{a_0} (b_0 e(kh) + b_1 e((k-1)h) + b_2 e((k-2)h) - a_1 u((k-1)h) - a_2 u((k-2)h))$$





Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

PID Controllers Implementation :

$$u(kh) = \frac{1}{a_0} (b_0 e(kh) + b_1 e((k-1)h) + b_2 e((k-2)h) - a_1 u((k-1)h) - a_2 u((k-2)h))$$

	B.D	Tustin
a_0	$-T_i(T_f + h)$	$2T_i(2T_f + h)$
a_1	$-T_i(2T_f + h)$	$-8T_iT_f$
a_2	T_iT_f	$2T_i(2T_f - h)$
b_0	$K(h^2 + (T_i + T_f)h + T_i(T_d + T_f))$	$K(h^2 + 2(T_i + T_f)h + 4T_i(T_d + T_f))$
b_1	$-K(2T_i(T_d + T_f) + h(T_i + T_f))$	$K(2h^2 - 8T_i(T_d + T_f)h - 2h(T_i + T_f))$
b_2	$K(h^2 + (T_i + T_f)h + T_i(T_d + T_f))$	$K(h^2 + 4T_i(T_i + T_f) + 2h(T_i + T_f))$

تقریب مرتبه اول اویلر



Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Notes on Practical Implementation :

● نکاتی در ارتباط با انتخاب زمان نمونه برداری در پیاده سازی کنترل کننده:

● انتخاب مقادیر بزرگ برای زمان نمونه برداری عملکرد کنترل کننده را تضعیف می کند زیرا از دقت تقریب مرتبه اول اوایلر یا تاستین می کاهد. به علاوه ، زمان نمونه برداری بزرگ اثرات غیر خطی را به سیستم تحمیل می کند که می تواند سبب ناپایداری سیستم شود.

● اگر زمان نمونه برداری از ثابت زمانی پاسخ پروسه بزرگ تر گردد ، اغتشاش می تواند قبل از آنکه کنترل کننده عمل کند ، سبب ناپایداری پروسه گردد.

● از طرفی ، زمان نمونه برداری بسیار کوچک می تواند سبب افزایش بار محاسباتی کامپیوتر گردد و بدین ترتیب عملکرد مؤثر کنترل کننده کاهش می یابد.

● چنانچه نسبت سیگنال به نویز اطلاعات اندازه گیری شده از سنسورها کم باشد (داده های نویزی) ، از انتخاب زمان نمونه برداری سریع خودداری کنید.

● برای جلوگیری از تداخل هنگام استفاده از اطلاعات زمان پیوسته برای یک کنترل دیجیتال ، باید شرط نایکوئیست را رعایت کنید:

فرکانس نمونه برداری $<$ دو برابر بزرگترین مؤلفه فرکانسی در سیگنال زمان پیوسته



Process Control Fundamentals

A course on level control

Khoshnam Shojaei

Notes on Practical Implementation :

● نکاتی در ارتباط با انتخاب زمان نمونه برداری در پیاده سازی کنترل کننده:

● عموماً در کنترل کننده های صنعتی قانون سر انگشتی زیر را در انتخاب زمان نمونه برداری پیشنهاد می کنند:

$$T_s \omega_{cutoff} \approx 0.15 - 0.5$$

