

# کنترل سرعت موتور DC تحریک مستقل با کنترل کننده‌های On-Off و

## PID

علیرضا محمودی فرد<sup>۱</sup> alireza10.m10@gmail.com

سینا تقی پور نقشی<sup>۲</sup> sina.taghipour.stpn@gmail.com

<sup>۱</sup>مدرس مدعو دانشگاه صنعتی قم، قم، ایران

<sup>۲</sup>دانشجوی کارشناسی پیوسته مهندسی برق دانشگاه صنعتی قم، قم، ایران

**چکیده:** در این مقاله، هدف کنترل سرعت الکتروموتور DC تحریک مستقل و طراحی کنترل کننده On-Off و PID (شامل P، PI و PID) مطلوب برای این موتور است؛ به این منظور، الکتروموتور با یک سیستم مرتبه اول با ترم تاخیر مدل سازی می شود و با چهار روش Z-N، IAE، ISE و ITAE کنترل کننده P، PI و PID طراحی می شود؛ پس از طراحی با استفاده از نرم افزار MATLAB، سیستم حلقه بسته شبیه سازی شده و سرعت خروجی الکتروموتور بر حسب دور بر دقیقه مشخص می گردد و نتایج حاصل از محاسبات با شبیه سازی صورت گرفته، مورد بررسی قرار می گیرد.

**کلید واژه ها:** الکتروموتور DC تحریک مستقل، کنترل کننده PID، کنترل کننده On-Off، طراحی کنترل کننده، سرعت، شبیه سازی

### ۱. مقدمه

موتور  $\omega$  بر حسب دور بر دقیقه<sup>۲</sup> (RPM) می باشد؛ می توان این سیستم را به صورت زیر مدل کرد [۱]:

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{i_a(s)} = \frac{k_e}{(Is + C_z)} \quad (1)$$

که در آن I ممان اینرسی،  $C_z$  ضریب اصطکاک ویسکوز و  $k_e$  یک ضریب ثابت می باشد. ساختار کنترلی شکل ۱ را در نظر بگیرید که

برای بهبود عملکرد سیستم ها، طراحی کنترل کننده امری ضروری می باشد که در ابتدا باید روابط و معادلات حاکم بر سیستم را به دست آورد و سپس به طراحی کنترل کننده پرداخت؛ کنترل کننده را بسته به نیاز، با روش های مختلفی طراحی می کنند که در این بخش، کنترل کننده On-Off و PID<sup>۱</sup> برای بهبود عملکرد موتور الکتریکی DC تحریک مستقل با روش های تصحیح خطا متفاوت طراحی می شوند که هدف از این کار، رسیدن به موارد مطلوبی است که موتور با سرعت متناسب و مطلوبی کار کند.

### ۲. روش کار

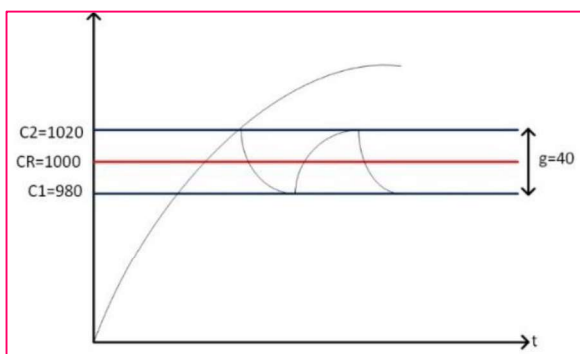
در آن  $C(s)$ ، تبدیل لاپلاس کنترل کننده می باشد که باید طراحی گردد؛ پارامترهای مدل، مقادیری مثبت به طور دلخواه می باشد.

موتور DC تحریک جداگانه ای مفروض است؛ ورودی موتور، جریان آرمیچر  $i_a$  (بر حسب آمپر) و خروجی آن، سرعت شفت

<sup>۲</sup> Round Per Minute or Revolutions Per Minute (RPM)

<sup>۱</sup> Proportional\_Integral\_Derivative (PID)

گیرد، این اتفاق نمی‌افتد و تاخیر باعث افزایش gap می‌شود. با دانستن مقدار تاخیر می‌توان کنترل‌کننده را طوری طراحی کرد تا سیگنال خروجی در بازه مطلوب نوسان کند.

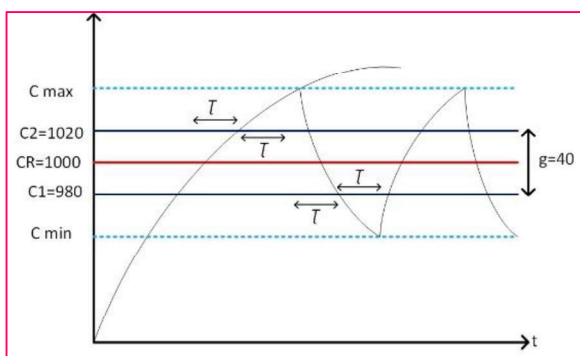


شکل ۴: سرعت خروجی سیستم حلقه‌بسته

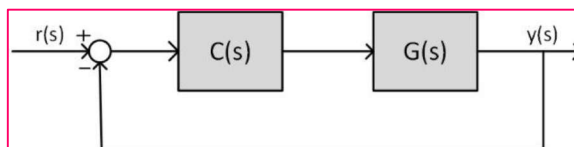
زمانی که تاخیر وجود ندارد، ثابت زمانی موتور می‌تواند هر مقدار دلخواهی داشته باشد ولی با وجود چنین تاخیری، سیستم‌های با ثابت زمانی کوچک مناسب چنین کنترلی نمی‌باشند.

#### – آنالیز سیستم قطع و وصل برای پروسس درجه یک با تاخیر

اگر ورودی قطع و وصل شود، به‌خاطر وجود ترم تاخیر، خروجی فیدبک شده نمی‌تواند فوراً تحت تاثیر قطع و وصل تحریک قرار گیرد، بلکه پس از مدت زمانی برابر تأخیر سیستم این امر صورت می‌گیرد؛ در این حالت، بازه تغییرات سرعت زاویه‌ای موتور بستگی به میزان تاخیر در سنسور دارد و با افزایش ترم تاخیر، دامنه نوسانات خروجی بیشتر می‌شود؛ افزایش دامنه نوسانات تا به حد اشباع رسیدن سرعت خروجی موتور ادامه دارد.



شکل ۵: تناسب افزایش دامنه نوسانات با افزایش ترم تاخیر



شکل ۳: بلوک دیاگرام سیستم حلقه‌بسته

### ۳. کنترل‌کننده On-Off و سنسور با تاخیر نیم-ثانیه

هدف، طراحی یک کنترل‌کننده هیستریزس می‌باشد (منظور تعیین تمام پارامترهای کنترل‌کننده است) به‌طوری‌که سرعت موتور را در بازه  $\omega = 1000 \pm 20$  [RPM] قرار دهد. با وجود این کنترل‌کننده، رفتار حلقه‌بسته را ابتدا تحلیل کرده (به‌عنوان مثال از نظر فرکانس نوسانات خروجی و غیره) و با استفاده از شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار MATLAB تحلیل مورد ارزیابی قرار می‌گیرد (برای ارزیابی از نمودارهای مستخرج از نرم‌افزار MATLAB استفاده شده است).

#### – کنترل‌کننده هیستریزس

این نوع کنترل‌کننده، نوعی کنترل‌کننده On-Off می‌باشد که برای رفع مشکل کلیدزنی ارائه شده است؛ خروجی سیستم حلقه‌بسته، میان دو مقدار (gap) قابل تنظیم تغییر می‌کند و می‌توان با تغییر دامنه خروجی این کنترل‌کننده، دوره تناوب بین این دو نقطه را تغییر داد. زمانی که خطا از مقدار مشخصی کم‌تر شود، به این معنی است که سرعت خروجی از میزان رفرنس خود بیشتر شده و خروجی کنترل‌کننده صفر می‌شود؛ پس از گذشت زمانی که میزان خطا از حد مشخصی بیشتر شد و یا به عبارتی، سرعت خروجی موتور از سرعت رفرنس خود کم‌تر شد، خروجی کنترل‌کننده فعال شده و جریان الکتریکی با دامنه مشخصی به موتور اعمال می‌شود.

سرعت الکتروموتور DC ذکر شده، باید میان 980RPM تا 1020rpm باشد. با تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده نسبت به مشخصات موتور می‌توان سرعت را کنترل نمود. حاصل ضرب DCgain موتور در دامنه خروجی کنترل‌کننده باید بزرگ‌تر از 1020RPM باشد تا سرعت بتواند بین دو مقدار 980RPM و 1020RPM تغییر کند.

سنسور دارای تاخیر نیم‌ثانیه‌ای است. این تاخیر موجب می‌شود تا سیگنال خطای تولید شده، وابستگی به خروجی زمان گذشته داشته باشد و زمانی که باید عمل قطع و وصل صورت

پارامتر ضریب ویسکوز مقداری کوچکی دارد، به طور دلخواه برابر با 0.1 فرض شده است ( $C_z = 0.1$ ). سرعت نهایی خروجی به DC gain موتور و دامنه جریان ورودی (سیگنال کنترلی ساخته شده توسط کنترل کننده هیستریزیس) بستگی دارد؛ از این جهت، اگر ثابت آرمیچر یا ضریب ویسکوز تغییر کند، باید دامنه خروجی کنترل کننده نیز تغییر نماید تا مقدار نهایی سرعت موتور بدون کنترل، بیشتر از 1020RPM شود؛ مقدار ثابت آرمیچر نیز برابر با 10 فرض شده است ( $k_e = 10$ )؛ با قرار دادن مقادیر ذکر شده، تابع تبدیل موتور به صورت زیر به دست می آید:

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{i_a(s)} = \frac{k_e}{(s + C_z)} \quad (1)$$

$$\frac{\omega(s)}{i_a(s)} = \frac{k_e/C_z}{I/C_z s + 1} \rightarrow \tau = I/C_z, \quad k = k_e/C_z$$

$$\frac{\omega(s)}{i_a(s)} = \frac{100}{(\tau s + 1)} \quad (5)$$

برای چنین کنترلی با وجود ترم تاخیر، نمی توان هر موتوری با ثابت زمانی های دلخواه را در بازه 980-1020RPM کنترل کرد؛ در واقع پلنت هایی با ثابت زمانی کوچک و ترم تاخیر بزرگ را نمی توان با چنین کنترل کننده ای کنترل نمود؛ مینیمم ثابت زمانی ای که مناسب است، به صورت زیر محاسبه می شود:

$$C'_1 < 1000 \rightarrow e^\theta = \frac{1000}{980} \rightarrow \ln \frac{1000}{980} = \frac{0.5}{\tau} \rightarrow \tau > 24.75$$

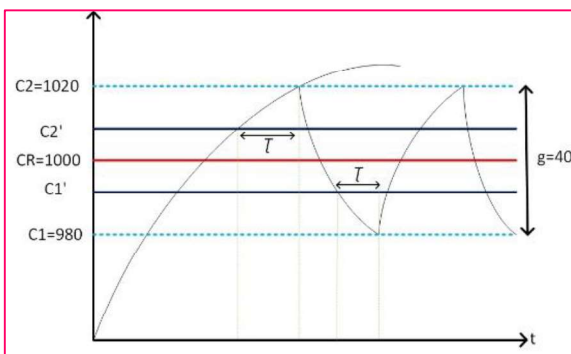
هرچه مقدار ثابت زمانی بیشتر باشد، سیستم کندتر می شود و از زمان شروع به کار موتور، زمان بیشتری صرف می شود تا سرعت موتور به بازه مطلوب برسد؛ از طرفی با ثابت زمانی در نزدیکی 24.75s سیستم سریع تر شده و میزان نوسانات خروجی آن نیز بیشتر می شود؛ ثابت زمانی را به میزان 25s قرار داده و پارامترها به صورت زیر به دست می آید:

$$\frac{\omega(s)}{i_a(s)} = \frac{100}{(25s + 1)} \quad (6)$$

$$\tau = I/C_z \rightarrow I = 2.5 \left[ \frac{kg}{m^2} \right]$$

$C'_1 = c_1 e^\theta \rightarrow C'_1 = 980 e^{\frac{0.5}{25}} \approx 999.8 \text{ RPM}$   
 اختلاف میان رفرنس و حد پایین حوزه کنترل برابر با 0.2 می باشد، پس به میزان 0.2 از مقدار رفرنس، حد بالای کنترل کننده است؛ داریم:

همان طور که در تصویر ۳ مشخص است، سیگنال خطا ساخته شده بستگی به زمان  $T$  ثانیه قبل دارد. اگر میزان تاخیر به صفر میل کند، خروجی در بین  $C_1$  و  $C_2$  قرار می گیرد؛ برای حل این مشکل، باید حوزه کنترل (gap) را به میزانی کوچک در نظر گرفت که در نهایت با وجود ترم تاخیر، خروجی سیستم حلقه بسته در میان مقدار مطلوب نوسان کند.



شکل ۶: کوچک کردن حوزه کنترل یا gap

با استفاده از روابط سیستم مرتبه اول در حالت شارژ و دشارژ می توان  $C'_1$  و  $C'_2$  را محاسبه نمود. پارامتر  $\frac{T}{\tau}$  که نسبت تاخیر به ثابت زمانی پلنت یا موتور DC تحریک مستقل است با  $\theta$  نمایش داده می شود و پارامتر مهمی در پایداری سیستم خواهد بود. پارامترهای حوزه کنترل جدید به صورت زیر می باشد:

$$C'_2 = ak + (c_2 - ak)e^\theta \quad (2)$$

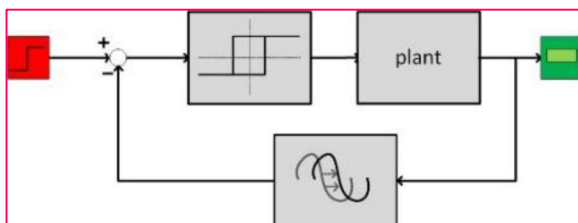
$$C'_1 = c_1 e^\theta \quad (3)$$

$k$  مقدار DC gain پلنت است و  $a$  دامنه خروجی کنترل کننده هیستریزیس، زمانی که کنترل کننده فعال می باشد. با انتخاب پارامترها به صورت فوق، سرعت سیستم در بازه 980-1020RPM قرار می گیرد و پیوند نوسانات به صورت کنترل هیستریزیس بدون تاخیر محاسبه می شود:

$$T_0 = T \ln \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{ak - C_1}{ak - C_2} \quad (4)$$

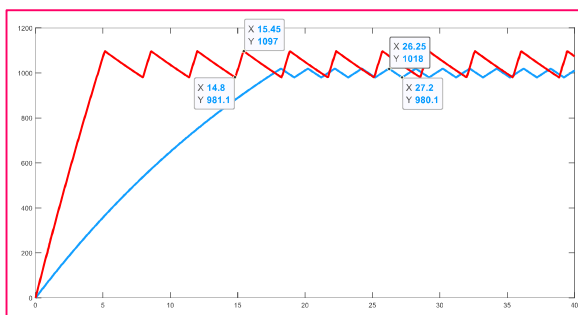
نکته مهم و قابل توجه آن است که ثابت زمانی موتور DC استفاده شده، هر مقداری را نمی تواند در اختیار داشته باشد. اگر ثابت زمانی پلنت کوچک باشد، خروجی نوسانات سریع تری را تجربه می کند ولی با وجود ترم تاخیر دیگر نمی توان سرعت خروجی را در بازه مطلوب نگه داشت [۲].

طراحی کنترل کننده مطلوب



شکل ۸: سیستم حلقه بسته رسم شده در سیمولینک نرم افزار MATLAB

برای بررسی اثر  $ak$  یا حاصل ضرب مقدار  $DCgain$  موتور و ماکسیمم جریان ورودی به موتور (خروجی کنترل کننده در زمان on بودن)، دو حالت که در یک سیستم مقدار  $ak$  سه برابر مقدار  $ak$  در سیستم دیگر می باشد، رسم شده و از این طریق می توان خروجی دو سیستم را مورد بررسی قرار داد.



شکل ۹: خروجی دو سیستم حلقه بسته با  $ak$  متفاوت

همان طور که در شکل ۷ مشاهده می شود، با افزایش  $DC$  gain موتور یا افزایش دامنه جریان ورودی به موتور، زمان نشست کاهش، دوره تناوب خروجی افزایش، فرکانس خروجی کاهش و دامنه خروجی افزایش می یابد.

$$C_1' = c_1 e^{\theta} \quad (3)$$

میزان حد پایین حوزه کنترل به  $ak$  بستگی ندارد ولی حد بالای حوزه کنترل با افزایش  $ak$  افزایش می یابد.

$$C_2' = ak + (c_2 - ak)e^{\theta} \quad (2) \rightarrow C_2' = cte, ak \uparrow \rightarrow c_2 \uparrow$$

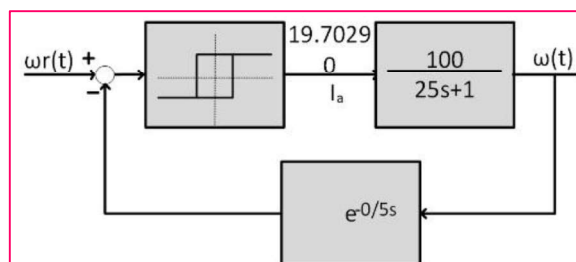
اگر مقدار ثابت زمانی سیستم بزرگ تر شود، فرکانس خروجی کمتر می شود و برای ماندن خروجی در بازه ۹۸۰-۱۰۲۰ RPM میزان gap کنترل کننده به دست می آید.

در تصویر (۹)، در شروع به کار سیستم، میزان خطا مثبت بوده و تا زمانی که خطا برابر با ۰.۲- شود، کنترل کننده On-Off روشن می ماند.

$$T_0 = 21.2 - 19.2 = 2 \text{ s}$$

$$\begin{aligned} C_2' &= 1000.2 = ak + (1020 - ak)e^{\frac{0.5}{25}} \\ &\rightarrow 1000.2 - 1040 = -0.0202ak \\ &\rightarrow ak = 1970.29 \\ k = 100 &\rightarrow a = 19.7029 \end{aligned}$$

$a$  یا دامنه خروجی کنترل کننده به صورت فوق به دست آمد؛ با انتخاب هایی که صورت گرفته است، اگر  $ak$  کمتر یا بیشتر از این میزان شود، خروجی در بازه ۹۸۰-۱۰۲۰ RPM قرار نمی گیرد و علت آن وجود ترم تاخیر در سنسور می باشد؛ اگر ترم تاخیر وجود نداشت، میزان  $ak$  فقط روی سرعت سیستم موثر بود و روی حوزه کنترل یا gap اثری نداشت.



شکل ۷: بلوک دیاگرام به دست آمده با کنترل کننده هیستریزس

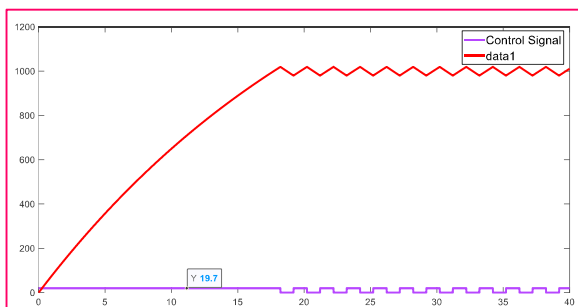
میزان نوسانات خروجی نیز به صورت زیر و با روابط ذکر شده در قسمت ۴-۱-۱ به دست می آید:

$$\begin{aligned} T_0 &= T \ln \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{ak - C_1}{ak - C_2} \\ &= 25 \ln \frac{1020}{980} \cdot \frac{1970.29 - 980}{1970.29 - 1020} \\ &\approx 2.03 \text{ s} \\ f_0 &= \frac{1}{T_0} \approx 0.4926 \text{ Hz} \end{aligned}$$

اگر ثابت زمانی موتور بیشتر از مقدار ۲۵s بود، فرکانس خروجی کمتر شده و به عبارت دیگر میزان قطع و وصل کردن کنترل کننده نیز کاهش می یابد و اگر کنترل کننده المان مکانیکی داشته باشد (مانند رله)، از این جهت مناسب است.

### - شبیه سازی در MATLAB و مقایسه با روش تحلیلی

با استفاده از محیط سیمولینک نرم افزار MATLAB، سیستم حلقه بسته را رسم نموده و با تغییر پارامترها می توان اثر هر پارامتر را در خروجی مشاهده کرد. برای ایجاد تاخیر در قسمت فیدبک از بلوک Transport Delay استفاده می شود و بلوک Relay، کنترل کننده On-Off می باشد؛ به جای plant در تصویر ۶، از Transfer Function استفاده می شود و پارامترهای موتور DC تحریک مستقل در آن قرار می گیرد.



شکل ۱۳: سیگنال کنترلی به همراه خروجی سیستم حلقه بسته با  $k=100$

#### ۴. طراحی کنترل کننده PID

فرض می شود سنسور دارای تاخیر نیم ثانیه است و سپس به طراحی کنترل کننده P, PI, PID به چهار روش JAE, Z-N, ITAE و ISE پرداخته می شود [۳].

#### - تنظیم کنترل کننده

کنترل کننده باید به گونه ای طراحی شود تا خروجی از فرمان سیستم تبعیت کند (Tracking) و تنظیم خروجی علی رغم اختلالات با ورودی ثابت (Regulation) انجام شود [۳].

#### تابع معیار

برای اینکه بتوان سرعت (زمان) و تغییرات خطا (e) را بتوان با معیار خاصی سنجید و مقایسه کرد، تابعی به نام تابع معیار تعریف شده است.

$$J(u) = J(e, t) \quad (7)$$

تابع معیار بستگی به سیگنال کنترلی (u) دارد که سیگنال کنترلی نیز به تغییرات خطا (e) و سرعت یا زمان (t) دارد؛ پارامترهای کنترل کننده باید طوری تنظیم شوند که میزان به حداقل برسد.

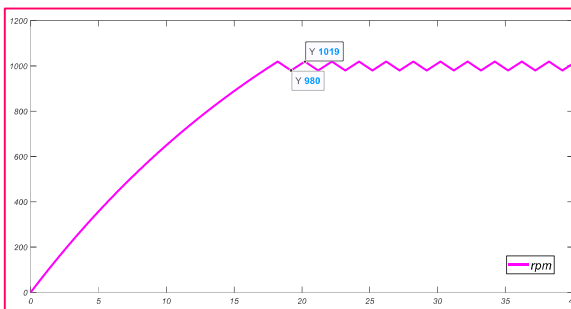
$$\frac{\partial J}{\partial K} = 0, \quad \frac{\partial J}{\partial T_i} = 0, \quad \frac{\partial J}{\partial T_d} = 0$$

معیارهای مختلفی تعریف شده است که چهار معیار مهم آن به صورت زیر تعریف می شود:

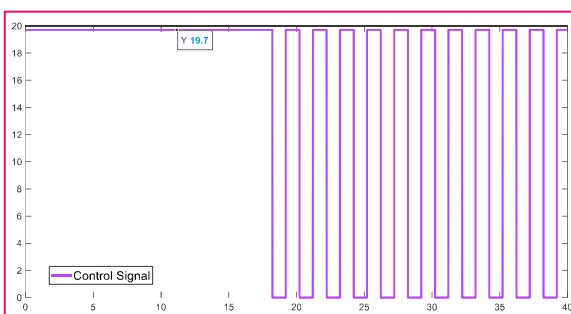
- معیار انتگرال مجذور خطا یا  $ISE^3$

$$J = \int_0^{\infty} e^2 \cdot dt \quad (8)$$

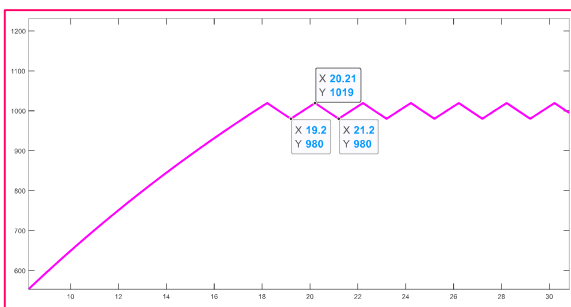
مقدار دوره تناوب 0.03 با مقدار محاسبه شده متفاوت بوده و دلیلش تقریب در محاسبات است؛ سیگنال خروجی کنترل کننده به همراه خروجی سیستم حلقه بسته در یک تصویر رسم شده و علت کوچک بودن دامنه سیگنال کنترلی، مقدار DC gain موتور می باشد.



شکل ۱۰: سرعت خروجی سیستم حلقه بسته مطلوب



شکل ۱۱: سیگنال خروجی کنترل کننده On-Off



شکل ۱۲: دوره تناوب و مقدار gap خروجی

<sup>3</sup> Integral of square error

Z-N	1	1
IAE	0.9	0.98
ISE	1.4	0.92
ITAE	0.5	1.08

#### - کنترل کننده PI

مقادیر a, b, c و d از جدول (۲) تعیین می‌شود.

$$C(s) = K \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (13)$$

جدول ۲: جدول تنظیم پارامترهای کنترل کننده PI

	a	b	C	d
Z-N	0.9	1	3.32	1
IAE	0.98	0.98	1.65	0.71
ISE	1.3	0.96	2.03	0.74
ITAE	0.86	0.98	1.48	0.68

#### - کنترل کننده PID

مقادیر a, b, c, d, e, f از جدول (۳) تعیین می‌شود.

$$C(s) = K \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (14)$$

جدول ۳: جدول تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID

	a	b	c	d	e	f
Z-N	1.2	1	2	1	0.5	1
IAE	1.43	0.92	1.14	0.75	0.48	1.14
ISE	1.5	0.95	0.92	0.77	0.56	1
ITAE	1.46	0.95	1.18	0.74	0.48	1

حال در ادامه برای موتور DC تحریک مستقل ذکر شده، به ترتیب کنترل کننده‌های P, PI و PID را به چهار روش Z-N, IAE, ISE و ITAE کنترل کننده‌ها بدست آورده و تفاوت این چهار روش در هر نوع کنترل کننده بررسی می‌شود. تاخیر را در پلنت در نظر گرفته و پلنت به صورت سیستم مرتبه اول تاخیردار می‌شود.

$$G(s) = \frac{100}{25s + 1} e^{-0.5s} \quad (15)$$

#### طراحی کنترل کننده P برای موتور DC تحریک مستقل

در این قسمت، هدف طراحی کنترل کننده P به چهار روش Z-N, IAE, ISE و ITAE می‌باشد. پارامتر  $\theta = \frac{\tau}{T}$ ، پارامتر مهمی در پایداری سیستم‌ها می‌باشد و برای سیستم فوق، برابر با 0.02 است.

جدول ۴: طراحی کنترل کننده P

	ZN	IAE	ISE	ITAE
K	0.5	0.5119	0.3419	0.4146

این معیار به خطاهای بزرگ حساسیت بیشتری نشان داده و بر خطاهای کوچک، اثر زیادی ندارد.

#### - معیار انتگرال قدرمطلق خطا یا IAE<sup>f</sup>

$$J = \int_0^{\infty} |e(t)|.dt \quad (9)$$

در این معیار، خطاهای مثبت و منفی از ارزش یکسانی برخوردار هستند.

#### - معیار انتگرال قدرمطلق خطا در زمان یا

ITAE<sup>g</sup>

$$J = \int_0^{\infty} t|e(t)|.dt \quad (10)$$

این معیار به خطاهایی که مدت زیادی در سیستم باقی مانده‌اند، اهمیت بیشتری می‌دهد، ولی به خطاهای اولیه تاکید کم‌تری دارد (چون t کم است).

#### - معیار Z-N<sup>h</sup>

در این معیار، خطا در هر پریود به نسبت یک چهارم ( $\frac{1}{4}$ ) کم می‌شود. زیگلر و نیکولز عدد  $\frac{1}{4}$  را از تجربیاتی که داشته‌اند، به دست آوردند. از این معیار در سیستم‌های سریع استفاده می‌شود. این محاسبات برای پروسس درجه یک توأم با تاخیر و برای کنترل کننده‌های مختلف در قسمت بعدی آمده است [۷].

#### جداول تنظیم کنترل کننده‌ها

در ابتدا فرض می‌شود که پلنت (G(s))، سیستم مرتبه اول تاخیردار است.

$$G(s) = \frac{k}{Ts + 1} e^{-\tau s} \quad (11)$$

k مقدار بهره DC، مقدار T ثابت زمانی و  $\tau$  نیز میزان تاخیر پلنت می‌باشد.

#### - کنترل کننده P

مقادیر a و b از جدول (۱) تعیین می‌شود.

$$C(s) = K = \frac{1}{k} a(\theta)^{-b} \quad (12)$$

جدول ۱: جدول تنظیم پارامترهای کنترل کننده P

	a	b
--	---	---

<sup>f</sup> Ziegler-Nichols

<sup>f</sup> Integral of absolute error

<sup>g</sup> Integral time absolute error

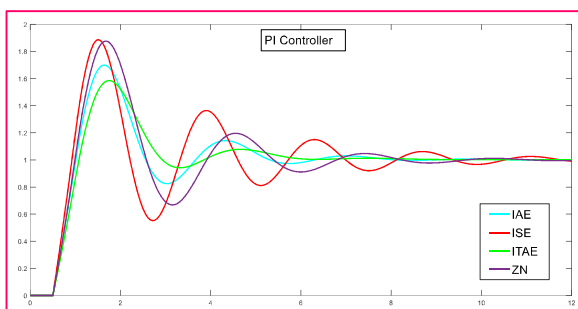
### طراحی کنترل کننده PI برای موتور DC تحریک مستقل

در این قسمت، هدف طراحی کنترل کننده PI به چهار روش Z- IAE, ISE و ITAE می باشد [۶].

جدول ۵: طراحی کنترل کننده PI

	ZN	IAE	ISE	ITAE
K	0.45	0.4531	0.5558	0.3976
T <sub>i</sub>	1.66	2.5654	2.8067	2.5876

با قرار دادن مقادیر فوق در سیستم کنترلی به ازای ورودی پله واحد، خروجی سیستم به صورت شکل ۱۳ می باشد.



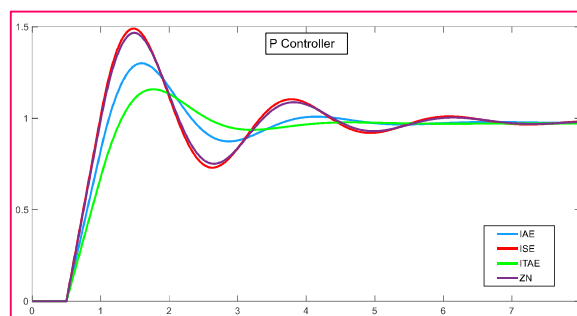
شکل ۱۳: خروجی سیستم حلقه بسته با کنترل کننده PI برای T=25

طراحی با چنین کنترل کننده ای، مناسب تر از روش قبل می باشد و به علت افزودن یک قطب به سیستم (انتگرال گیر)، خطای حالت ماندگار به ورودی پله برابر با صفر می شود؛ از این جهت، می توان در مواردی که حالت گذرا مطرح نیست و فقط حالت ماندگار مطلوب می باشد، از این نوع کنترل کننده برای پلنت مورد نظر استفاده شود. وجود یک قطب (انتگرال گیر)، موجب کند شدن سیستم نسبت به زمانی که انتگرال گیر وجود ندارد، می شود.

هرچه ثابت زمانی کوچک تر باشد، سیستم سریع تر است و زودتر به مقدار مطلوب می رسد. پارامتر ثابت زمانی، از مشخصات پلنت است و قابل تغییر نمی باشد؛ ثابت زمانی الکتروموتور DC تحریک مستقل، رابطه مستقیم با ممان اینرسی و رابطه عکس با ضریب ویسکوز دارد.

روش ISE سریع است ولی نوسانات زیادی دارد و علت آن زیاد بودن بهره کنترل کننده می باشد؛ منطقی است که روش ISE به خطاهای کوچک توجه زیادی نمی کند و این امر موجب نوسانات حول نقطه رفرنس می باشد؛ میزان T<sub>i</sub> در روش ISE، بزرگ تر از بقیه روش ها بوده و سیستم را کند می کند.

با قرار دادن مقادیر فوق در سیستم کنترلی، خروجی سیستم به صورت شکل ۱۲ می باشد.



شکل ۱۲: خروجی سیستم حلقه بسته با کنترل کننده P برای T=25

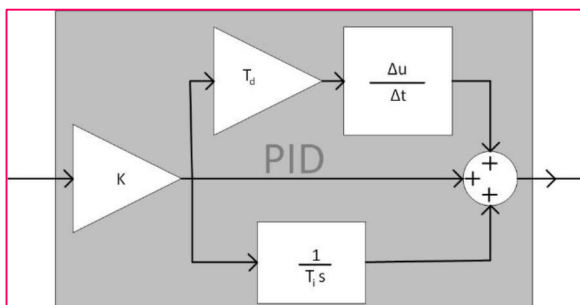
شکل ۱۲، پاسخ به ورودی پله واحد می باشد و می توان در سرعت رفرنس ضرب نمود و خروجی نیز در آن مقدار به تناسب ضرب می شود؛ اگر خروجی مد نظر، 1000 دور بر دقیقه باشد، کافی است تا پله ورودی در مقدار 1000 ضرب شود.

هرچه ثابت زمانی کوچک تر باشد، سیستم سریع تر است و زودتر به مقدار مطلوب می رسد.

نوع یا Type سیستم حلقه باز برابر با صفر می باشد و در پاسخ به ورودی پله با استفاده از کنترل کننده P، میزانی خطای حالت ماندگار دارد. در این قسمت، خطای حالت ماندگار با روش ISE کمتر از بقیه روش های بررسی شده است و علت آن بزرگ بودن ضریب تناسبی این روش نسبت به بقیه روش ها می باشد. به علت وجود خطای حالت ماندگار، کنترل کننده نوع P، مناسب پلنت (موتور DC تحریک مستقل) نمی باشد.

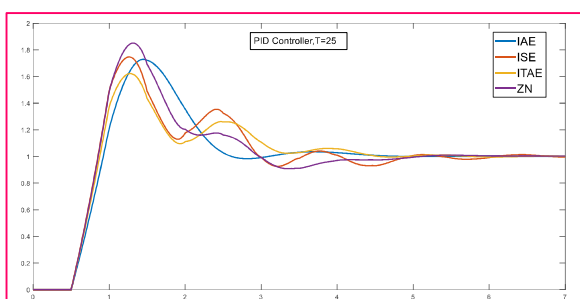
همان طور که در نمودار فوق مشخص است، روش ISE سریع است ولی نوسانات زیادی دارد و علت آن زیاد بودن بهره کنترل کننده می باشد؛ منطقی است که روش ISE به خطاهای کوچک توجه زیادی نمی کند و این امر موجب نوسانات حول نقطه رفرنس می باشد.

در معیار ZN، بهره مقادیری کوچک تر از روش ISE می باشد و نوسانات نیز تا حدی کم تر شده و خطا در هر پریود،  $\frac{1}{4}$  می شود؛ در معیار IAE، خطاهای مثبت و منفی به صورت یکسان لحاظ می گردند؛ از این نظر، نوسانات سریع تر از روش ZN میرا می شود؛ در معیار ITAE، مقدار ثابت تناسبی، کمتر از بقیه است. به علت اثر زمان در این روش، خطا سریعاً صفر می شود.



شکل ۱۶: ساخت بلوک PID با استفاده از بلوک‌های دیگر

سیستم مورد بررسی (کنترل سرعت موتور DC تحریک مستقل)، بدون اثر نویز و اغتشاش در نظر گرفته شده است و با استفاده از بلوک فوق، می‌توان اثر ناپایداری را برطرف نمود.


 شکل ۱۷: خروجی سیستم با کنترل کننده PID (با بلوک PID اصلاح شده) برای  $T=25$ 

خطای حالت ماندگار به ورودی پله، به علت وجود انتگرال گیر برابر با صفر است. افزودن مشتق گیر (صفر در مبداء) موجب افزایش حاشیه پایداری شده و سیستم را سریع‌تر از سیستم با کنترل کننده P و PI می‌کند؛ به بیان دیگر، مشتق گیر سیستمی است که به مقدار خطا توجهی ندارد و فقط به شیب خطا توجه می‌کند و باعث دمپ شدن نوسانات می‌شود.

روش ISE سریع‌تر است ولی نوسانات زیادی دارد و علت آن زیاد بودن بهره کنترل کننده می‌باشد؛ منطقی است که روش ISE به خطاهای کوچک توجه زیادی نمی‌کند و این امر موجب نوسانات حول نقطه رفرنس می‌باشد. میزان  $T_d$  در روش ISE بزرگ‌تر از بقیه روش‌ها می‌باشد و باعث افزایش سرعت سیستم، بهبود حالت گذرا و دمپ نوسانات می‌شود.

در معیار ZN، بهره مقدراری کوچک‌تر از روش ISE می‌باشد و نوسانات نیز تا حدی کم‌تر شده و خطا در هر تناوب،  $\frac{1}{4}$  می‌شود؛ مقدار  $T_i$  در روش ZN کم‌تر از بقیه روش‌ها است و موجب افزایش سرعت سیستم می‌شود.

در معیار ZN، بهره مقدراری کوچک‌تر از روش ISE می‌باشد و نوسانات نیز تا حدی کم‌تر شده و خطا در هر پریود،  $\frac{1}{4}$  می‌شود؛ از طرف دیگر، مقدار  $T_i$  در روش ZN کم‌تر از بقیه روش‌ها است و موجب افزایش سرعت سیستم می‌شود.

در معیار IAE، خطاهای مثبت و منفی به صورت یکسان لحاظ می‌گردند، از این نظر، نوسانات سریع‌تر از روش ZN میرا می‌شود.

در معیار ITAE، مقدار ثابت تناسبی، کم‌تر از بقیه است. به علت اثر زمان در این روش، خطا سریع‌تر از بقیه روش‌ها صفر می‌شود.

### طراحی کنترل کننده PID برای موتور DC تحریک مستقل

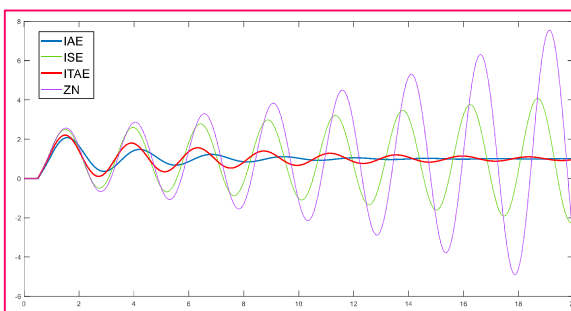
در این قسمت، هدف طراحی کنترل کننده PID به چهار روش Z-N، IAE، ISE و ITAE می‌باشد [۸].

جدول ۶: طراحی کنترل کننده PID

	ZN	IAE	ISE	ITAE
K	0.6	0.5229	0.6167	0.6003
$T_i$	1	1.5157	1.1311	1.6314
$T_d$	0.25	0.1388	0.28	0.24

ثابت زمانی این موتور نسبت به ثابت زمانی سیستم‌های الکتریکی، بالا است ( $T=25s$ ). اگر با بلوک PID Controller در نرم‌افزار MATLAB قسمت سیمولینک پیش رفت، به علت وجود نویزگیر که در ساختار خود دارای یک قطب دور می‌باشد و اثری کمی در سیستم حلقه‌بسته می‌گذارد و احتمال پایداری سیستم را پایین می‌آورد.

اگر بلوک PID Controller نرم‌افزار MATLAB استفاده شود، با دو روش ISE و ZN خروجی ناپایدار می‌شود.



شکل ۱۵: خروجی سیستم با کنترل کننده PID (با استفاده از بلوک PID)



[8] K.J.Astrom, I.Hagglund, "Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control", Journal of Process Control 14 (2004)634-650.

در معیار IAE، خطاهای مثبت و منفی به صورت یکسان لحاظ می‌گردند، از این نظر، نوسانات سریع‌تر از روش ZN میرا می‌شود.

در معیار ITAE، مقدار ثابت تناسبی، کم‌تر از بقیه است. به علت اثر زمان در این روش، خطا سریعاً صفر می‌شود.

کنترل‌کننده مطلوب، نمی‌تواند کنترل‌کننده P باشد؛ زیرا این نوع کنترل‌کننده دارای خطای ماندگار است و سرعت خروجی آن به میزان رفرنس نمی‌رسد.

اگر طراحی از نظر زمان نشست مورد بررسی باشد، سیستم PI مناسب نیست و کند شدن سیستم به علت وجود پارامتر انتگرال‌گیر می‌باشد. این اثر در کنترل‌کننده PID به علت وجود پارامتر مشتق‌گیر برطرف می‌شود و سرعت سیستم افزایش می‌یابد.

میزان فراجهبش یا overshoot از جهتی مناسب است، زیرا که ورودی پلنت، جریان است و جریان رابطه مستقیمی با گشتاور دارد. در لحظه راه‌اندازی، شفت موتور در حالت ساکن است و نیاز به گشتاور بالا برای راه‌اندازی دارد؛ در نتیجه، overshoot باعث راحت‌تر به راه افتادن موتور می‌شود. گشتاور سریع در زمان راه‌اندازی می‌تواند به قسمت‌های متحرک موتور آسیب وارد کند. البته باید در نظر داشت که افزایش جریان از یه حدی به بعد، موجب آسیب رسیدن به آرمیچر موتور، از بین رفتن عایق برا اثر گرما و موارد دیگری در الکتروموتور DC شود.

## ۵. مراجع

[1] Principles of Electric Machines and Power Electronics. Seprate excitation DC Motor.

[۲] کتاب کنترل صنعتی نوشته احمد طهماسبی

[۳] کتاب سیستم‌های کنترل خطی نوشته اوگانا

[4] Astrom, K.J., and Hagglund, T. PID Controllers: Theory, Design and Tuning, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 1995.

[5] J. Nagrath, M.Gopal, "Control System Engineering", New Age International Publications, 3<sup>rd</sup> Edition, 2002.

[6] M. L. Ruz, F. Morilla AND F. Vazquez, "Teaching Control with first order time delay model and pi controllers", IFAC, 2009.

[7] J. Ziegler and N. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers", Transactions of the ASME, vol. 64, pp. 759-768, 1942.