

شرکت دانش بنیان

تجهیزات ابزار آزما

نواوری و فناوری برای توسعه



دستور کار جامع کنترل آنالوگ و دیجیتال

دستور کار ویژه دانشجو



آزمایشگاه های الکترونیک قدرت و ماشین الکتریکی

Power Electronics and Electrical Machines Labs



آزمایشگاه های سیستم های قدرت و انرژی های نو

Power Systems and Renewable Energies Lab



آزمایشگاه های الکترونیک و مخابرات

Electronics and Telecommunications Labs



اتصال به نرم افزار
Matlab/Simulink

دستورکار مدرس

تعداد کاربر

اتصال به نرم افزار
Labview

اتصال به نرم افزار

دستورکار دانشجو

دستور کار آزمایشگاه سیستم‌های کنترل

اهداف:

هدف از این دستور کار معرفی تجهیزات آزمایشگاه‌های سیستم‌های کنترل و همچنین ارائه دستور کار لازم برای انجام آزمایشات می‌باشد.

پیشگفتار:

پیشنهاد می‌شود شروع آزمایشگاه با یک یا چند بازدید از مرکز کاربردی مرتبط با مطالب درس شروع شود. کارخانه‌جات صنعتی دارای سیستم‌های کنترل سرعت و موقعیت می‌توانند گزینه مناسبی برای بازدید دانشجویان به شمار روند.

در این دستور کار مطالب اساسی درس کنترل خطی و دیجیتال در قالب ۲۰ آزمایش ارائه گردیده است. همچنین سعی شده است عمده مطالب پیش زمینه در متن گنجانده شود و دستور کار از این جهت کمتر نیاز به مراجع بیرونی دارد.

این دستور کار در سه بخش تدوین شده است. در بخش اول که در بر گیرنده آزمایش‌های اول تا چهارم می‌باشد؛ سعی می‌شود رابطه بین قطب‌ها و صفرهای یک سیستم خطی با پاسخ‌های زمانی (ورودی پله) و فرکانسی مرور شود، به این ترتیب انتظار می‌رود دانشجو بتواند تابع انتقال یک سیستم نا شناخته را به کمک ابزار ساده‌ای چون سیگنال ژنراتور و اسیلوسکوپ با دقت خوب تعیین نماید. در بخش دوم که شامل آزمایش‌های پنجم تا هشتم است؛ طی چند آزمایش شبیه سازی عملی و نرم افزاری، طراحی و پیاده سازی کنترل کننده‌ها بر روی سیستم‌های ساده و کمی پیچیده خطی تجربه می‌شوند و در بخش سوم به بررسی فرآیند کنترل سرعت و موقعیت یک سروو موتور با کنترلرهای متنوع پرداخته می‌شود.

مطالب بیان شده در دستور کار هر آزمایش شامل مقدمه، شرح آزمایش و تحلیل و جداول مربوطه و در پایان سؤالات مربوط به آزمایش می‌باشد. این دستور کار طوری طرح شده است تا دانشجو حین انجام مراحل مختلف آزمایش بخش‌های مختلف آن را تکمیل نماید و با تحلیل نتایج حاصل به درک عمیق‌تری از مفاهیم کنترل آنالوگ و دیجیتال دست یابد.

در پیوست شماره یک معرفی مازول‌های آموزنده کنترل آنالوگ و دیجیتال ارائه گردیده است که لازم است پیش از اقدام به هرگونه آزمایش مطالعه گردند.

هر دانشجو قبل از حضور در کلاس می‌بایست یک پیش گزارش راجع به مباحث جلسه جاری و گزارش تکمیل شده جلسه قبل را تحویل نماید. انجام بحث و تبادل نظر دانشجوین و مدرس کلاس راجع به نتایج حاصل از آزمایش‌ها تأثیر قابل ملاحظه‌ای در درک مطالب کنترل خطی و کنترل سروو موتور دارد. مسلماً گزارش حاصل همراه با نقص و کاستی‌هایی است که با پیشنهادات شما مدرسین و دانشجویان عزیز در نسخه‌های بعدی برطرف خواهد شد.

نکات مهم:

- در هنگام انجام سیم بندی دقت کنید که برق دستگاه قطع باشد. **هشدار ۱ (خطر شوک الکتریکی)** 
- برای تعمیر تجهیزات از افراد واجد شرایط و با هماهنگی شرکت سازنده استفاده نمایید. **هشدار ۳ (خطر آسیب به دستگاه و شوک الکتریکی)** 
- هیچ‌گونه اصلاح و یا تغییری در وضعیت فعلی تجهیزات مجاز نیست. **هشدار ۴ (خطر آسیب به دستگاه و شوک الکتریکی)** 
- پیش از وصل کردن برق دستگاه، سیم‌بندی با حضور مدرس بررسی گردد. **هشدار ۶ (خطر آسیب به تجهیزات)** 
- به تحلیل ورودی و خروجی‌های تجهیزات اقدام شود و از اعمال ورودی خارج از محدوده مجاز به تجهیز خودداری شود. **هشدار ۸ (خطر آسیب به تجهیزات)** 
- کلیه حقوق این اثر متعلق به شرکت دانش بنیان ابزار آزما می‌باشد. هرگونه کپی برداری از این اثر، غیرقانونی بوده و پیگرد قانونی دارد. 

فهرست مطالب

۹	آشنایی با سیستم های مرتبه اول، دوم و سوم	۱
۱۴	سیستم های مرتبه یک	۲
۱۷	سیستم های مرتبه دو	۳
۲۲	سیستم های مرتبه سه	۴
۲۶	اثر صفر بر رفتار سیستم	۵
۳۳	بخش دوم: آشنایی با روشهای پایه کنترل خطی	۶
۳۸	کنترل حلقه باز و فیدبک واحد	۷
۴۲	کنترل کننده PID	۸
۴۶	جبران سازهای پیشفاز-پسفاز	۹
۴۸	ساختارهای خاص در کنترل	۱۰
۵۰	بخش سوم: مقدمه ای بر فرآیند کنترل سرعت و موقعیت سروو موتور	۱۱
۵۱	راه اندازی حلقه باز سروو موتور	۱۲
۵۳	شناسایی مدل استاتیکی و دینامیکی فرآیند کنترل سرعت سروو موتور	۱۳
۵۷	کنترل حلقه بسته آنالوگ سرعت سروو موتور	۱۴
۶۲	طراحی کنترل کننده آنالوگ سرعت سروو موتور	۱۵
۷۰	کنترل حلقه بسته آنالوگ موقعیت سروو موتور	۱۶
۷۵	طراحی کنترل کننده آنالوگ موقعیت سروو موتور	۱۷
۷۹	کنترل دیجیتال حلقه بسته سرعت موتور DC	۱۸
۸۴	کنترل موقعیت دیجیتال حلقه بسته موتور DC	۱۹
۸۷	طراحی کنترل کننده دیجیتال سرعت و موقعیت موتور DC	۲۰
۹۱	طراحی کنترل کننده های پیشرفته	۲۱
۹۳	پیوست ۱: آشنایی با تجهیزات آموزنده کنترل دیجیتال و آنالوگ	

جدول راه‌نما

DC 102	DC 101	DC 100	شماره و عنوان آزمایش
*		*	۱- آشنایی با سیستم‌های مرتبه اول تا سوم
*		*	۲- سیستم‌های مرتبه اول
*		*	۳- سیستم‌های مرتبه دوم
*		*	۴- سیستم‌های مرتبه سوم
*		*	۵- اثر صفر بر رفتار سیستم
*		*	۶- آشنایی با روش‌های پایه کنترل خطی
*		*	۷- کنترل حلقه باز و فیدبک واحد
*		*	۸- کنترل کننده PID
*		*	۹- جبرانسازهای پس‌فاز و پیش‌فاز
*		*	۱۰- ساختارهای خاص در کنترل
*	*		۱۱- مقدمه‌ای بر کنترل فرآیند سرعت و موقعیت سروو موتور
*	*		۱۲- راه‌اندازی حلقه باز سروو موتور
*	*		۱۳- شناسایی مدل استاتیکی و دینامیکی فرآیند کنترل سرعت سروو موتور
*	*		۱۴- کنترل حلقه بسته آنالوگ سرعت سروو موتور
*	*		۱۵- طراحی کنترل کننده آنالوگ سرعت سروو موتور
*	*		۱۶- کنترل حلقه بسته آنالوگ موقعیت سروو موتور
*	*		۱۷- طراحی کنترل کننده آنالوگ موقعیت سروو موتور
*	*		۱۸- کنترل دیجیتال حلقه بسته سرعت موتور DC
*	*		۱۹- کنترل موقعیت دیجیتال حلقه بسته موتور DC
*	*		۲۰- طراحی کنترل کننده دیجیتال سرعت و موقعیت موتور DC
*	*		۲۱- طراحی کنترل کننده های پیشرفته

۱ آشنایی با سیستم‌های مرتبه اول، دوم و سوم

۱-۱ مقدمه

در مبحث سیستم‌های خطی، شناخت سیستم‌ها بخش پایه کار است. می‌دانیم یکی از روش‌های مشخص نمودن یک سیستم با قطب‌ها، صرفاً و بهره انتقال در قالب تابع انتقال $SISO$ خطی (ناشی از تبدیل لاپلاس یا فوریه) به صورت‌های زیر است:

$$G(j\omega) = K \frac{\prod(j\omega + z_i)}{\prod(j\omega + p_i)} \quad \text{یا} \quad G(s) = K \frac{\prod(s + z_i)}{\prod(s + p_i)}$$

روش‌های دیگری نیز برای نشان دادن سیستم‌ها (خطی یا غیرخطی) وجود دارند. کلیه ویژگی‌های یک سیستم را می‌توان از تابع انتقال آن دریافت یا پیش بینی نمود، در مقابل از پاسخ یک سیستم به ورودی‌های مشخص (معمولاً ورودی‌های پایه از جمله ضربه، پله، سینوسی) می‌توان تابع انتقال سیستم را مشخص نمود.

در این آزمایش سعی بر مرور برخی نکات تئوری دروس سیستم‌های خطی و تجربه آنها به صورت واقعی‌تر می‌باشد. پاسخ به ورودی پله (زمانی) و سینوسی (فرکانسی) مد نظر است. سیستم‌های مرتبه اول، دوم و سوم (سیستم‌های بسسس ۱، ۲ یا ۳ قطب) در نظر گرفته می‌شوند. آزمایش‌ها بر روی دستگاه شبیه ساز فرآیند انجام می‌شوند؛ ضمن اینکه مقایسه پاسخ‌ها با شبیه سازی بر روی فایل نرم افزاری نیز ضروری است. انتظار می‌رود در پایان آزمایش دانشجوی بتواند با توجه به یادآوری ویژگی‌های مختلف پاسخ‌های زمانی و فرکانسی سیستم‌های خطی، روابط بین مکان قطب‌ها در صفحه s با جنبه‌های مختلف پاسخ‌های زمانی و فرکانسی را تحلیل نموده و از آنها در بررسی عملی سیستم‌ها استفاده نماید.

۲-۱ پیش زمینه

جهت یادآوری مطالب مورد نیاز، رفتار سیستم‌های مختلف مورد نظر در این آزمایش را مرور می‌کنیم. توجه شود که سیستم‌های مورد بحث تنها معطوف به سیستم‌های پایدار، یعنی سیستم‌هایی که قطب‌هایشان در نیم صفحه فرکانس مختلط، s قرار دارند (دارای بخش حقیقی منفی هستند) می‌شود.

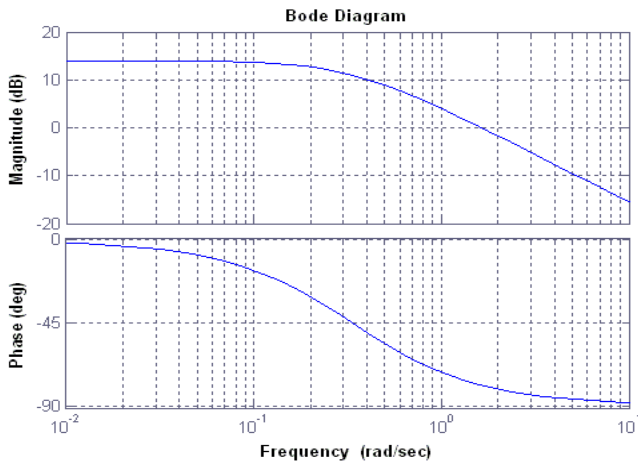
۱-۲-۱ سیستم مرتبه یک

برای سیستم ساده $G(s) = \frac{K}{s+a} = K' \frac{1}{1+\tau s}$ که یک قطب ساده در $s = -a$ دارد، پاسخ به ورودی پله واحد $x(t) = u(t)$ به صورت $y(t) = K'(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ یا $y(t) = K(1 - e^{-at})$ خواهد بود. ثابت زمانی، τ ، مدت زمانی است که خروجی به ۶۳ درصد مقدار نهایی خود می‌رسد. مقدار نهایی خروجی K' است.

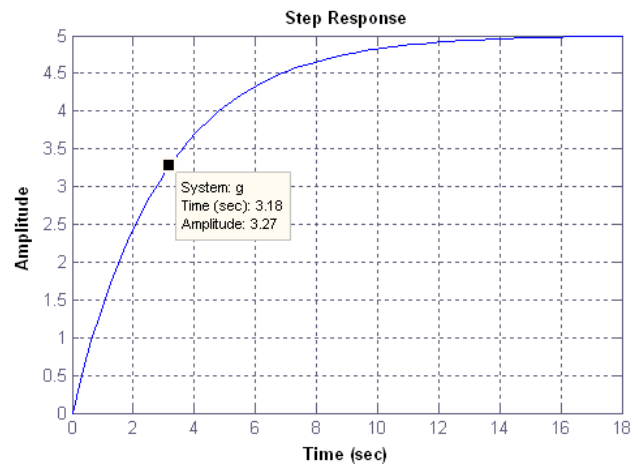
شکل ۱-۱ (الف) پاسخ به ورودی پله را در سیستم $G(s) = \frac{1/667}{s+0.333} = 5 \frac{1}{1+3s}$ نشان می‌دهد.

این سیستم یک قطب در $s = -0.333 \text{ rad/sec}$ داشته که ثابت زمانی ۳ را موجب می‌شود. بهره DC این سیستم نیز ۵ است. پاسخ در زمان طولانی به مقداری ثابت (معادل بهره DC) میل می‌کند. لذا می‌توان فرض کرد که خروجی بعد از مدتی تقریباً به مقدار نهایی رسیده است، مثلاً بعد از چهار ثابت زمانی (4τ) مقدار خروجی کمتر از ۲٪ با مقدار نهایی و بعد از پنج ثابت زمانی کمتر از ۰.۷٪ با مقدار نهایی تفاوت دارد؛ این مدت را زمان نشست، t_s ، می‌نامند. پاسخ فرکانسی سیستم فوق مطابق شکل ۱-۱ (ب) خواهد بود.

مشاهده می‌شود که تغییرات عمده این نمودار در نزدیکی محل قطب $s = -0.333 \text{ rad/sec}$ رخ می‌دهد. در واقع در ورای فاصله یک دهه (*decade*) از محل قطب، نمودار را می‌توان به سادگی با مجانب‌هایی (خطوط مستقیم) معادل فرض کرد. نمودار بهره در فرکانس پایین مقداری ثابت به اندازه بهره DC (با شیب صفر) داشته و پس از فرکانس قطب با شیب 20 db/decade سقوط می‌کند. نمودار فاز در طی دو دهه تقریباً -90° را پشت سر می‌گذارد (تغییرات نزولی است و فاز به -90° می‌رسد).



(ب)



(الف)

شکل ۱-۱ (الف) پاسخ پله سیستم مرتبه اول نمونه، (ب) پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه اول نمونه

۱-۲-۲ سیستم مرتبه دو

تابع انتقال کلی یک سیستم مرتبه ۲ به صورت $G(s) = \frac{K}{s^2 + cs + d}$ را در نظر می‌گیریم. بهره DC این سیستم $\frac{K}{d}$ است. چند جمله ای مخرج می‌تواند دو ریشه حقیقی یا دو ریشه مزدوج مختلط داشته باشد. در صورتی که ریشه‌های مخرج حقیقی باشند می‌توان چند جمله ای مخرج را به صورت $s^2 + cs + d = (s + a)(s + b)$ نوشت که در آن $c = a + b$ و $d = ab$ بوده و ریشه‌های مخرج $s_1 = -a$ و $s_2 = -b$ هستند. پاسخ به ورودی پله واحد به صورت رابطه زیر خواهد بود.

$$y(t) = \frac{K}{ab} \left(1 - \frac{b}{b-a} e^{-at} - \frac{a}{b-a} e^{-bt} \right)$$

دیده می‌شود اگر فاصله دو قطب زیاد باشد، مثلاً $a > b$ ضریب جمله متناظر با قطب نزدیکتر به مبدأ ($-b$) تقریباً مساوی یک شده، اما ضریب جمله قطب دورتر از مبدأ ($-a$) کوچکتر از واحد خواهد بود. در نتیجه ضمن اینکه جمله متناظر با قطب بزرگتر سریعتر به صفر می‌رسد دامنه تغییرات آن نیز بسیار کوچکتر از واحد بوده و از این رو اثر آن در پاسخ ناچیز است. در این شرایط قطب نزدیکتر به مبدأ که دامنه تغییرات نزدیک به واحد دارد و کند نیز هست **قطب غالب** گفته می‌شود (چون پاسخ به ورودی پله بسیار شبیه پاسخ سیستم با یک قطب در $-b$ است). قطب $-a$ که اثر آن در پاسخ ناچیز است مغلوب نامیده می‌شود.

اگر سیستم دارای دو قطب حقیقی نزدیک به هم باشد، نمی‌توان از اثر یکی در مقابل دیگری صرف نظر نمود. با این وجود از تحلیل قبلی می‌توان دریافت که در پاسخ سیستم به ورودی پله اثر قطب نزدیکتر به مبدأ بیشتر دیده می‌شود.

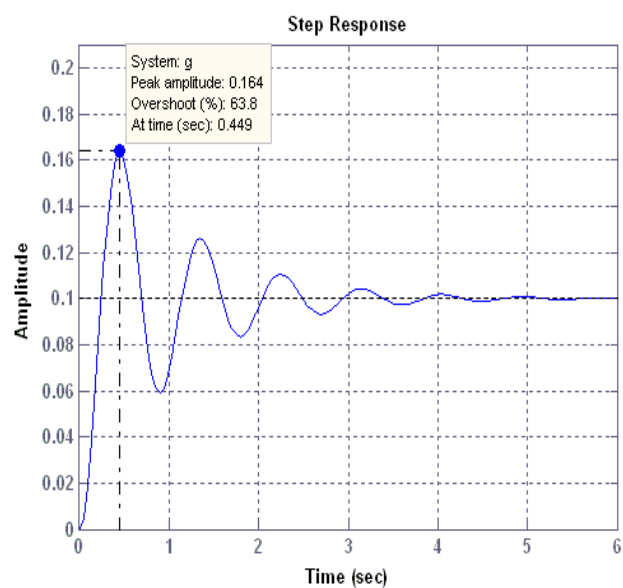
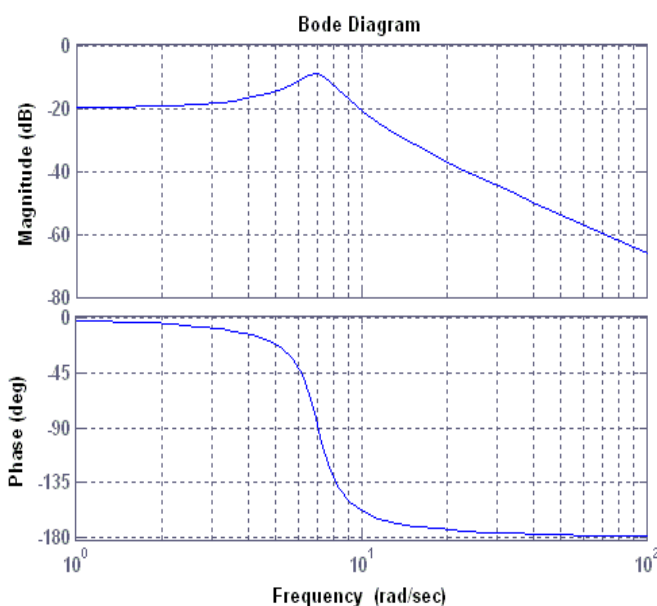
ممکن است سیستم دارای یک جفت قطب مزدوج مختلط به صورت $s_{1,2} = -\sigma \pm j\omega_d$ باشد که در آن σ فرکانس حقیقی و ω_d فرکانس موهومی قطب هستند. تعریف می‌کنیم: زاویه قطب با محور حقیقی $\theta = \tan^{-1} \frac{\omega_d}{\sigma}$ ضریب میرایی $\zeta = \cos \theta$ و فرکانس

طبیعی $\omega_n^2 = \omega_d^2 + \sigma^2$ که معادل فاصله قطب تا مبدأ است. آنگاه چند جمله‌ای مخرج را می‌توان به صورت $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + 2\sigma s + (\sigma^2 + \omega_d^2)$ نوشت. پاسخ این سیستم به ورودی پله واحد به صورت $y(t) = \frac{K}{\omega_n^2} (1 - e^{-\sigma t} \sin(\omega_d t + \varphi))$ است. پاسخ دارای نوسانات سینوسی با فرکانس ω_d است که به تدریج (با توجه به سرعت به صفر رسیدن $e^{-\sigma t}$) از بین می‌رود. پاسخ دارای جهش است که میزان آن نسبت به مقدار نهایی خروجی بر حسب درصد $P.O. = 100e^{-\pi\zeta \tan \theta}$ و زمان رسیدن به این نقطه (اولین نقطه حداکثر) $t_p = \frac{\pi}{\omega_d}$ است. مدت زمانی که طول می‌کشد تا خروجی برای اولین بار به مقدار نهایی برسد را زمان خیز (*rise time*) می‌گویند. برای زمان خیز از ۱۰٪ تا ۹۰٪ مقدار نهایی روابط تقریبی مرتبه اول $t_r = \frac{0.8+2.5\zeta}{\omega_n}$ و تقریب مرتبه دوم $t_r = \frac{1+1/1\zeta+1/4\zeta^2}{\omega_n}$ می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند.

به عنوان مثال پاسخ سیستم $G(s) = \frac{5}{s^2 + 2s + 5}$ به ورودی پله واحد را در شکل ۱-۲ (الف) مشاهده می‌کنید. می‌توانید پارامترهای مختلف مطرح شده را از روی شکل اندازه گرفته و با نتیجه روابط داده شده مقایسه نمایید.

در پاسخ فرکانسی این سیستم نیز مشاهده می‌کنیم که عمده تغییرات در فواصل کمتر از یک دهه نسبت به فرکانس طبیعی قطب ω_d رخ می‌دهند. در فرکانس‌های پایین (خیلی کمتر از فرکانس طبیعی) خروجی مقدار ثابتی معادل بهره DC دارد (با شیب صفر). در فرکانس‌های بالا (خیلی بیشتر از فرکانس طبیعی) خروجی با شیب معادل ۲ قطب 20 db/decade سقوط می‌کند. در نزدیکی فرکانس قطب، بهره از مقدار بهره DC بیشتر می‌شود. مقدار حداکثر بهره در فرکانسی بنام فرکانس تشدید (رزونانس) معادل $\omega_r = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-2\zeta^2}}$ رخ داده و بهره

در این فرکانس $M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}$ خواهد بود. فاز نیز در فرکانس طبیعی معادل -90° بوده و هر چه ضریب میرایی کوچکتر باشد شیب تغییرات آن در نزدیکی فرکانس طبیعی بیشتر می‌شود. پاسخ فرکانسی برای سیستم نمونه قبلی در شکل ۱-۲ (ب) مشاهده می‌شود. یادآور می‌شود که پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه ۲ با دو قطب ساده از جمع نمودارهای بهره و فاز تک تک قطب‌ها به دست می‌آید.



(الف)

(ب)

شکل ۲-۱ (الف) پاسخ پله سیستم مرتبه دو نمونه، (ب) پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دو نمونه

۳-۲-۱ سیستم مرتبه سه

سیستم‌های مرتبه ۱ و ۲ را تاکنون بررسی کرده‌ایم. روشن است که چند جمله‌ای مخرج سیستم‌های مرتبه ۳ و بالاتر را می‌توان به حاصل ضرب چند جمله‌ای‌های مرتبه ۱ و ۲ سازنده آن تجزیه نمود (یک سیستم مرتبه ۳ می‌تواند ۳ قطب حقیقی یا یک قطب حقیقی به اضافه یک جفت قطب مزدوج مختلط داشته باشد). پاسخ به ورودی پله و پاسخ فرکانسی سیستم از ترکیب پاسخ‌های مرتبه ۱ و ۲ به دست می‌آیند.

برای پاسخ پله قطب‌های سیستم را بر حسب میزان نزدیکی بخش حقیقی به مبدأ مرتب می‌کنیم. اثر قطب‌های نزدیکتر به مبدأ در پاسخ پله بیشتر است و اگر فاصله قطب‌ها به اندازه کافی زیاد باشد می‌توان از اثر قطب‌های دورتر صرف‌نظر نمود. برای پاسخ فرکانسی (نمودار Bode) با توجه به ویژگی جمع پذیری پاسخ جداگانه قطب‌ها (و صفرها) در هر دو بخش بهره و فاز در نمودار Bode، مشخصه بهره و فاز تک تک قطب‌ها (و صفرها) را بدست آورده و با هم جمع می‌کنیم.

۴-۲-۱ اثر صفر

تابع انتقال سیستمی را در نظر بگیرید که تنها یک صفر داشته باشد. اگر تابع انتقال صفر را به صورت $1 + \tau s$ و باقیمانده تابع انتقال را $G'(s)$ در نظر بگیریم به طوریکه $G(s) = (1 + \tau s)G'(s) = G'(s) + \tau sG'(s)$ باشد، تابع انتقال حاصل جمع دو بخش $G'(s)$ و $\tau sG'(s)$ برابر خواهد بود. پاسخ به ورودی پله واحد نیز معادل پاسخ پله $G'(s)$ به اضافه τ برابر مشتق پاسخ پله $G'(s)$ می‌شود. جمله دوم با نزدیک شدن صفر به مبدأ و با بزرگ شدن مشتق (تغییرات شدید در پاسخ پله $G'(s)$ بزرگتر می‌شود. اگر صفر از قطب غالب به اندازه کافی دورتر (نسبت به مبدأ) باشد اثر آن ناچیز خواهد بود. با نزدیک شدن صفر به قطب غالب اثر آن بیشتر می‌شود که نتیجه آن وجود جهش بیشتر در پاسخ پله است. اگر صفر از قطب غالب به مبدأ نزدیکتر باشد جهش قابل توجهی در پاسخ دیده می‌شود که با نزدیکتر شدن آن به مبدأ اندازه جهش به بینهایت میل می‌کند.

نمودار بهره در پاسخ فرکانسی برای صفر $1 + \tau s$ در فرکانس پایین (خیلی کمتر از فرکانس صفر یعنی خیلی کمتر از $\frac{1}{\tau}$) مقدار واحد است (با شیب صفر) و در فرکانس بالا (خیلی بیشتر از $\frac{1}{\tau}$) با شیب 20 db/decade صعود می‌کند. در $\frac{1}{\tau}$ بهره به $1/\sqrt{2}$ می‌رسد. فاز در فرکانس پایین صفر، در $\frac{1}{\tau}$ برابر 45° و در فرکانس بالا 90° خواهد بود.

اگر صفر در نیم صفحه سمت راست واقع باشد و آنرا به صورت صفر $1 - \tau s$ نشان دهیم (توجه شود که در این نمایش بهره فرکانس پایین (DC) مثبت است) مشابه تحلیل قبلی متوجه می‌شویم که پاسخ به ورودی پله معادل پاسخ پله سیستم بدون صفر $(G'(s))$ منهای τ برابر مشتق پاسخ پله $G'(s)$ می‌شود. به دلیل کم شدن مشتق پاسخ پله از پاسخ پله، در نزدیکی زمان صفر، خروجی در جهت عکس ورودی پله حرکت می‌کند و پس از آنکه دامنه پاسخ پله به مقدار کافی برسد حرکت به جهت ورودی پله بر می‌گردد. این حرکت اولیه در خلاف جهت ورودی از ویژگی‌های بارز صفر در نیم صفحه سمت راست است.

نمودار بهره پاسخ فرکانسی برای سیستم دارای صفر در نیم صفحه سمت راست (صفر $1 - \tau s$) کاملاً مشابه پاسخ فرکانسی سیستم با صفر قرینه آن (در صفر $1 + \tau s$) است، اما نمودار فاز متفاوت خواهد بود. در نمایش مورد استفاده تا کنون، فاز در فرکانس پایین صفر و در فرکانس بالا به 90° می‌رسد. اگر صفر به صورت صفر $1 - \tau s$ در نظر گرفته می‌شد فاز از 180° شروع شده و به 90° می‌رسد. به همین دلیل به سیستم‌های دارای صفر نیم صفحه سمت راست "غیر کمینه فاز" (*non-minimum phase*) اطلاق می‌شود.

۱-۲-۵ نکاتی در مورد بدست آوردن پاسخ سیستم

می‌دانیم پله واحد سیگنالی است که در $t = 0$ از مقدار صفر به مقدار یک تغییر وضعیت داده و تا زمان بینهایت در مقدار یک باقی می‌ماند. برای بررسی پاسخ پله صبر کردن تا زمان بینهایت لازم نیست. اگر پس از تغییر حالت سیگنال ورودی، زمان آنقدر بگذرد که تغییرات حالت‌های درونی سیستم (و طبیعتاً خروجی سیستم) ناچیز شود، به حالت پایدار رسیده است و در این صورت با دقت کافی پاسخ به ورودی پله بدست آمده است. در آزمایش معمولاً بجای ورودی پله از ورودی مربعی استفاده می‌کنیم. باید دقت نمود پریود ورودی مربعی آنقدر زیاد باشد که خروجی سیستم مورد بررسی به حالت پایدار برسد (در حالت پایدار خروجی ثابت مانده و تغییر نمی‌کند). برای به دست آوردن پاسخ فرکانسی سیستم لازم نیست در محدوده‌ای گسترده با فواصل خاص اندازه‌گیری انجام شود.

واضح است که هر سیستم خطی را با صفرها، قطب‌ها و بهره DC آن می‌توان کاملاً مشخص نمود. تغییرات در نمودار Bode تنها در نزدیکی قطب‌ها و صفرها رخ می‌دهند و در فاصله دور از آنها نمودار به خط مستقیم (که ادامه آن قابل پیش بینی است) تبدیل می‌شود. اگر تابع انتقال (و در نتیجه صفرها و قطب‌های سیستم) را بدانید، کافایت در نقاط فرکانس قطب (و صفر در صورت وجود) اندازه‌گیری انجام شود. علاوه بر نقاط فرکانس قطب دو اندازه‌گیری دیگر نیز لازم خواهد بود: بهره و فاز در فرکانس پایین (DC) و در فرکانس بالا. این نقاط می‌توانند مثلاً $0/1$ کوچکترین فرکانس قطب یا صفر و 10 برابر بزرگترین فرکانس صفر یا قطب باشند. لذا برای سیستم مرتبه ۱، سه نقطه اندازه‌گیری، برای سیستم مرتبه ۲، چهار نقطه اندازه‌گیری و برای سیستم مرتبه ۳، پنج نقطه اندازه‌گیری کافایت است. برای قطب‌های مختلط اندازه‌گیری در فرکانس طبیعی و یک نقطه نزدیک آن (فرکانس تشدید در صورت وجود مناسب‌تر است) در نظر گرفته شود.

حال این سوال پیش می‌آید که در صورتی که سیستم خطی در اختیار داشته باشیم که قطب‌ها و صفرهای آن ناشناخته باشد چه راه‌هایی برای تشخیص قطب‌ها و صفرها وجود دارد؟

روند به ابزار اندازه‌گیری و فرصت برای اندازه‌گیری وابسته است. مؤثرترین روش، استفاده از ورودی نویز، اندازه‌گیری و ذخیره ورودی و خروجی سیستم در کامپیوتر و استفاده از الگوریتم‌های شناسایی برای به دست آوردن مشخصه سیستم است. استفاده از ورودی‌های دیگر مانند ضربه، پله و ذخیره ورودی و خروجی در کامپیوتر نیز می‌تواند اطلاعات مناسبی از قطب‌ها و صفرها بدست دهد، اما از آنجا که طیف فرکانسی اینگونه ورودی‌ها همچون نویز یکنواخت نیست در برخی نواحی از طیف فرکانسی دقت کاهش می‌یابد. با این حال از آنجا که تولید ورودی پله یا ضربه ساده‌تر از تولید نویز است ممکن است ترجیح دهیم از این روند استفاده کنیم. روند تولید سیگنال شبه نویز نیز می‌تواند جایگزین نویز شود.

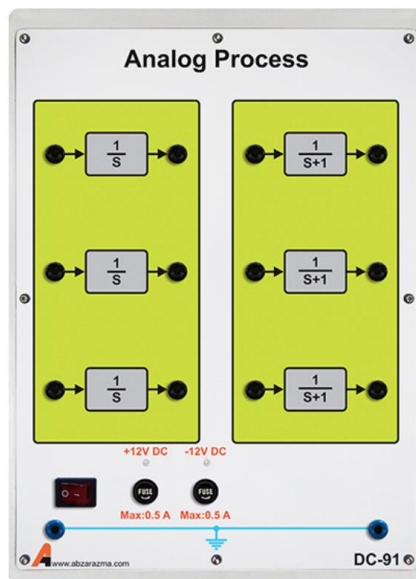
روش‌های ساده‌تری نیز وجود دارد که متناسب با سادگی آن از میزان توانایی یا دقت آن کاسته می‌شود. در صورتی که از ورودی پله استفاده نماییم تشخیص سیستم‌های مرتبه ۱ یا ۲ با دقت قابل قبولی امکان پذیر است. ویژگی‌های پاسخ به ورودی پله برای سیستم‌های مرتبه ۱ و ۲ قبلاً توضیح داده شده است.

به کمک پاسخ فرکانسی اطلاعات بیشتری از سیستم را می‌توان بدست آورد. پاسخ پله محدود به سیستم‌های مرتبه اول و دوم است اما برای پاسخ فرکانسی محدودیتی وجود ندارد. توجه به هر دو مشخصه بهره و فاز لازم است اما مشخصه فاز بطور مؤثرتری می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. می‌دانیم مشخصه فاز به ازای هر قطب $90^\circ -$ (و به ازای هر صفر $90^\circ +$ طی دو دهه ($decade$) تغییر می‌کند، بنابراین چنانچه امکان جارو کردن فرکانس (اعمال ورودی سینوسی و تغییر آن با سرعت دلخواه) وجود داشته باشد با توجه به جهت و میزان تغییرات فاز (و توجه به دهه‌ها) قطب‌ها و صفرها را می‌توان تشخیص داد. در صورتی که قطب‌ها و صفرها با فاصله کافی (بیشتر از یک دهه) از یکدیگر قرار گرفته باشند به کمک این روش با دقت خوبی قطب‌ها و صفرها مشخص می‌شوند (نقاط ضریب 45° مهم هستند). اگر فواصل کمتر از یک دهه باشد اندازه‌گیری در نقاط بیشتر و مقایسه با ترکیب‌های ممکن می‌تواند منجر به تشخیص قطب‌ها و صفرها شود، با این حال محدوده کلی صفرها و قطب‌ها را می‌توان به سادگی مشخص نمود.

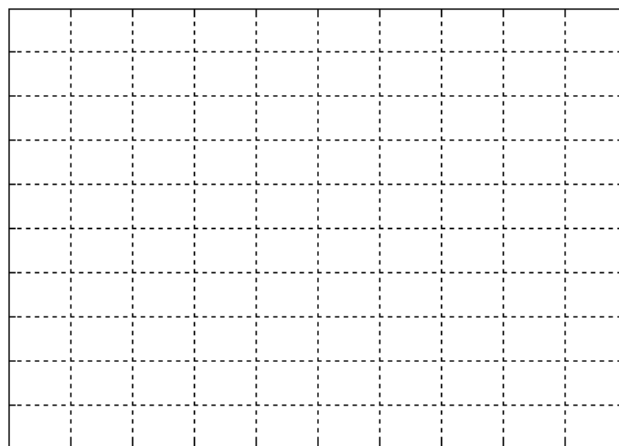
۲ سیستم‌های مرتبه یک

سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{s+1}$ را در ماژول زیر در نظر بگیرید. با اعمال پالس مربعی، پاسخ زمانی ورودی پله آنرا در شکل زیر رسم نمایید. مقیاس‌های انحراف افقی ($time/div$) و عمودی ($volt/div$) اسیلوسکوپ را در کنار شکل مشخص کنید.

نکته: همواره سعی کنید بزرگترین حالت شکل پاسخ بدست آمده را بر روی اسیلوسکوپ تشکیل دهید (با استفاده از تغییر بهره کانال‌های ورودی $volt/div$ ها و سرعت جاروب اشعه $time/div$). همچنین از آنجا که پاسخ پله سیستم مد نظر است، کفایت پاسخ به یکی از لبه‌های بالارونده یا پایین رونده را بر روی اسیلوسکوپ تشکیل داده و آن را رسم نمایید. دقت کنید که فرکانس موج مربعی ورودی باید طوری انتخاب شود که خروجی به حالت پایدار خود برسد



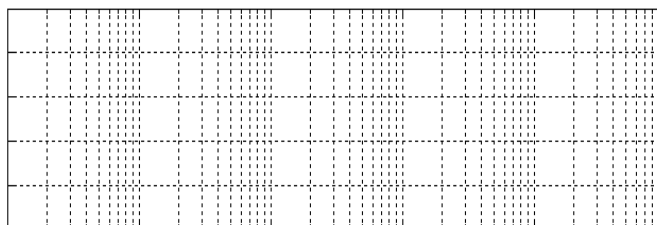
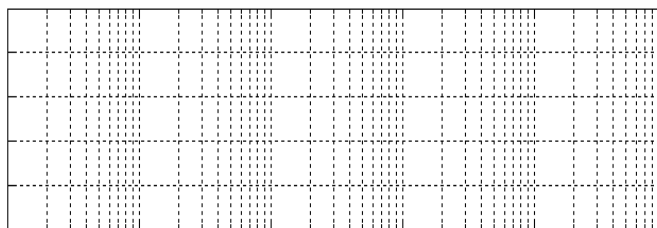
شکل ۱-۲ ماژول شبیه‌ساز فرآیندهای آنالوگ مرتبه اول



شکل ۲-۲ پاسخ فرآیند $G(s) = \frac{1}{s+1}$ به ورودی پله

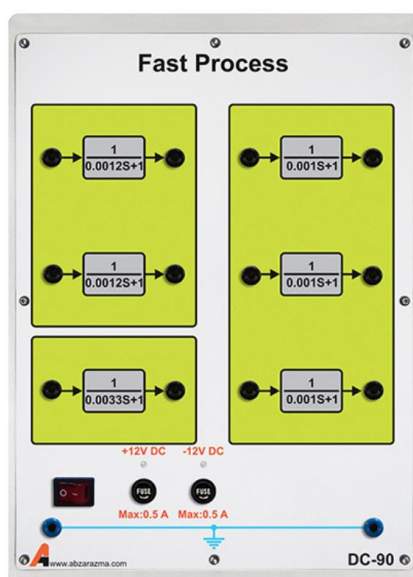
اینک پاسخ فرکانسی این سیستم را بدست آورید. یادآوری می‌شود با توجه به اینکه سیستم مرتبه ۱ است، اندازه‌گیری پاسخ فرکانسی تنها در ۳ فرکانس (که عبارتند از: فرکانس قطب، ۰/۱ فرکانس قطب و ۱۰ برابر فرکانس قطب) کفایت. بر اساس مقادیر بدست آمده پاسخ فرکانسی سیستم را در نمودار زیر رسم نمایید.

۱۰	۰٫۱	۱	Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase



شکل ۲-۳ پاسخ فرکانسی فرآیند $G(s) = \frac{D}{s+D}$ و مشخصات آن

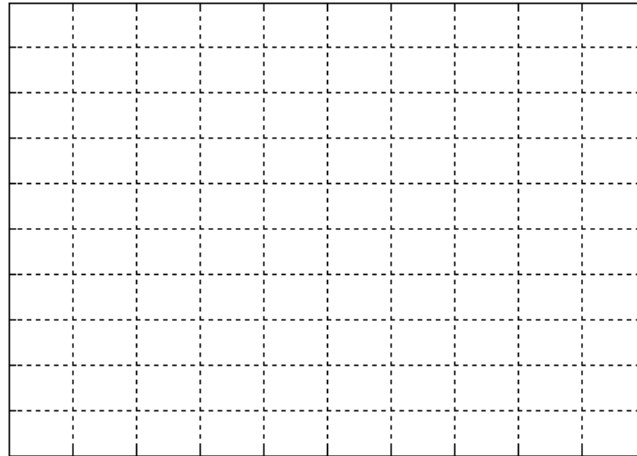
روند بالا را برای سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{.0012s+1}$ تکرار کنید. برای این سیستم از ماژول Fast Process استفاده نمایید. این ماژول در شکل زیر نشان داده شده است.



شکل ۲-۴ ماژول شبیه‌ساز فرآیند آنالوگ سریع

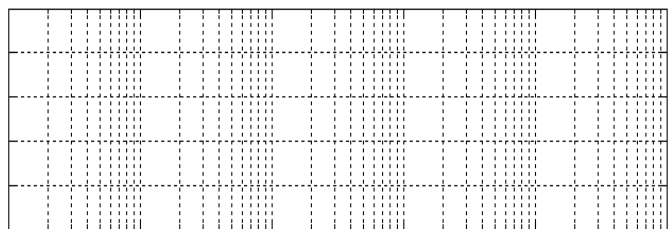
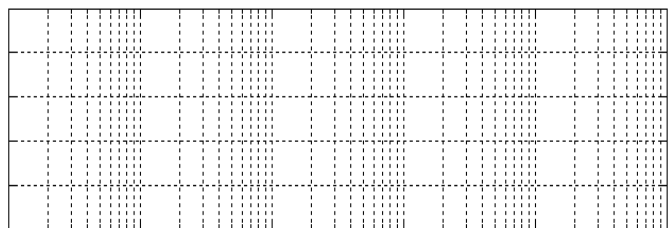
با اعمال ورودی مربعی با فرکانس مناسب به ماژول فوق شکل پاسخ پله فرآیند را بر روی صفحه اسیلوسکوپ ملاحظه کنید و آن را در

شکل ۲-۵ رسم نمایید. مشابه بخش قبل پاسخ فرکانسی فرآیند $G(s) = \frac{1}{.0012s+1}$ را در سه فرکانس اساسی اندازه‌گیری و رسم نمایید.



شکل ۵-۲ پاسخ فرآیند مورد مطالعه به ورودی پله

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase



شکل ۶-۲ پاسخ فرکانسی سیستم مورد مطالعه و مشخصات آن

۱-۲ سوالات آزمایش

- ۱- در مورد علت اهمیت فرکانس‌های قطب، $0/1$ فرکانس قطب و 10 برابر فرکانس قطب در اندازه‌گیری پاسخ فرکانسی توضیح دهید.

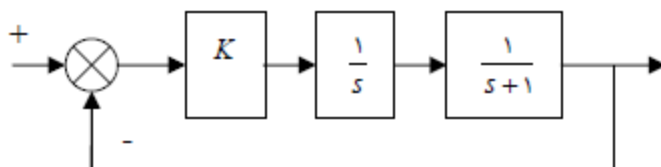
۳ سیستم‌های مرتبه دو

۱-۳ مقدمه

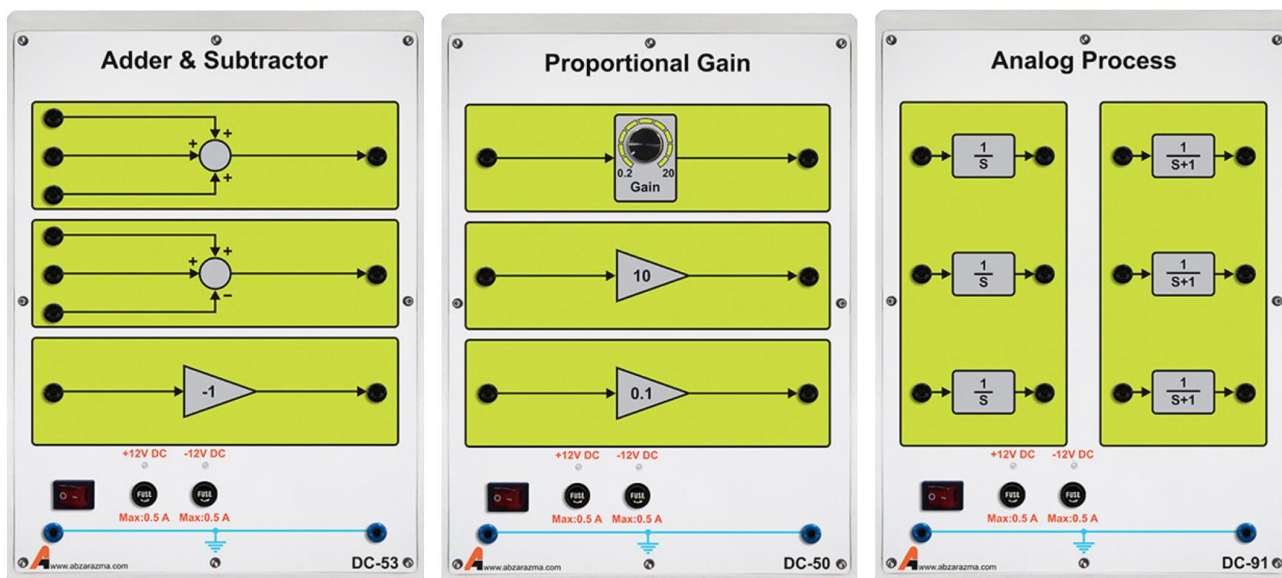
در این آزمایش به بررسی پاسخ پله و پاسخ فرکانسی یک سیستم مرتبه دو با ضرایب بهره DC متفاوت پرداخته می‌شود. همانطور که می‌دانید یک سیستم مرتبه دو پایدار دارای دو قطب در سمت چپ صفحه مختلط می‌باشد.

۲-۳ آزمایش و تحلیل

برای ساختن مدل سیستم مرتبه ۲ با ترکیب قطب‌های مورد نظر این آزمایش، از یک سیستم حلقه بسته مطابق شکل زیر استفاده می‌کنیم. این سیستم حلقه بسته به کمک ماژول‌های نشان داده شده در برای مقادیر ۱۶، ۱، ۰.۵، ۰، ۲۵، ۰ و $K=0$ پاسخ به ورودی پله و پاسخ فرکانسی سیستم حاصل را اندازه‌گیری کرده و نتایج را در جدول‌ها و نمودارهای زیر وارد کنید. در هر یک از مقادیر فوق تابع تبدیل سیستم حلقه بسته و محل قطب‌های آن را مشخص کنید.



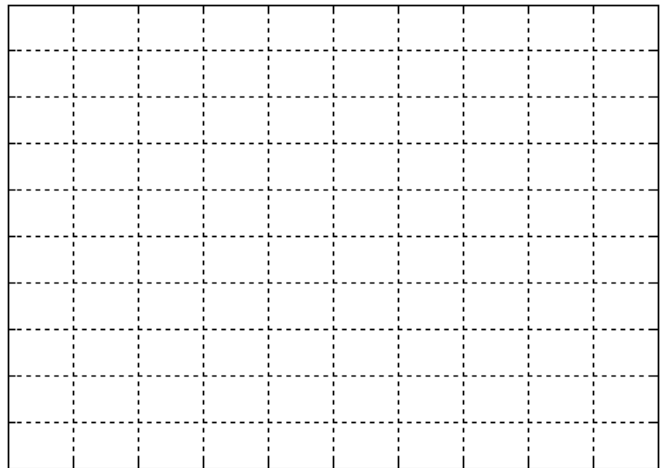
شکل ۱-۳ بلوک دیاگرام سیستم مرتبه ۲



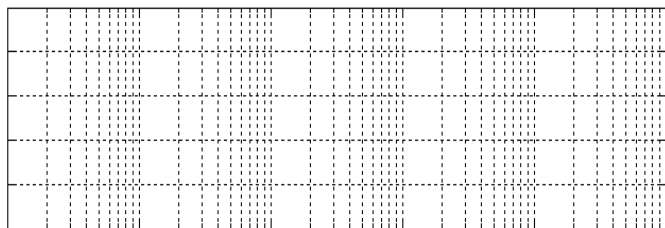
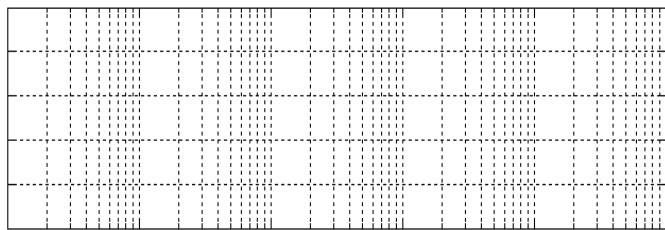
شکل ۲-۳ ماژول‌های مورد نیاز برای پیاده‌سازی سیستم حلقه بسته مرتبه دوم مورد مطالعه

$k=0.25$

$$\left\{ \begin{array}{l} G(S) = \\ S_{1,2} = \end{array} \right.$$



شکل ۳-۳ پاسخ سیستم مرتبه دوم مورد مطالعه به ورودی پله به ازای $k=0.25$

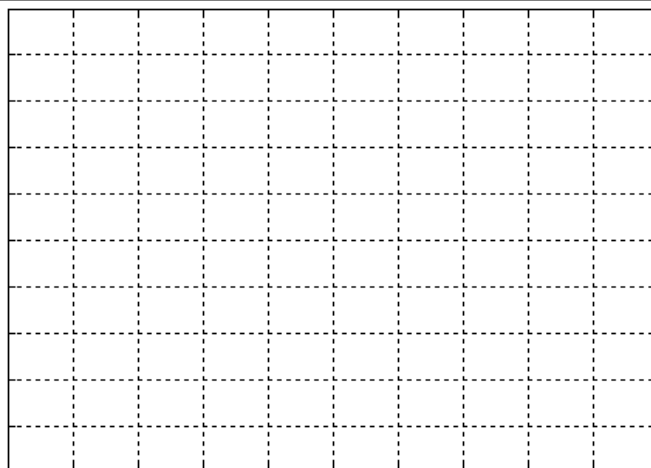


شکل ۴-۳ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم مورد به ازای $k=0.25$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

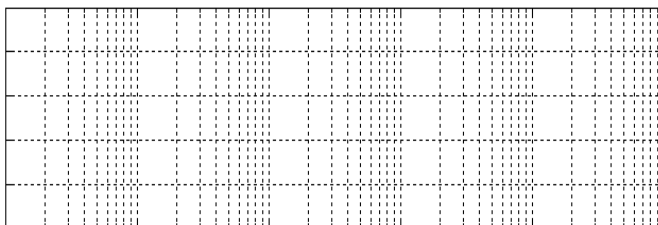
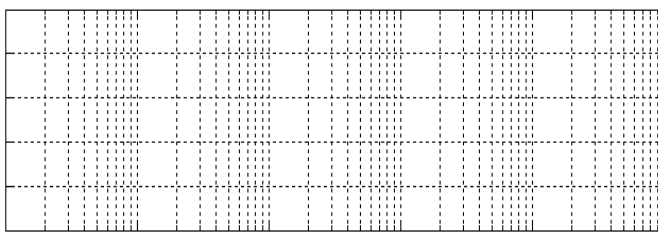
$k = 0 / 5$

$$\left\{ \begin{array}{l} G(S) = \\ S_{1,2} = \end{array} \right.$$



شکل ۳-۵ پاسخ سیستم مرتبه دوم مورد مطالعه به ورودی پله به

ازای $k = 0 / 5$

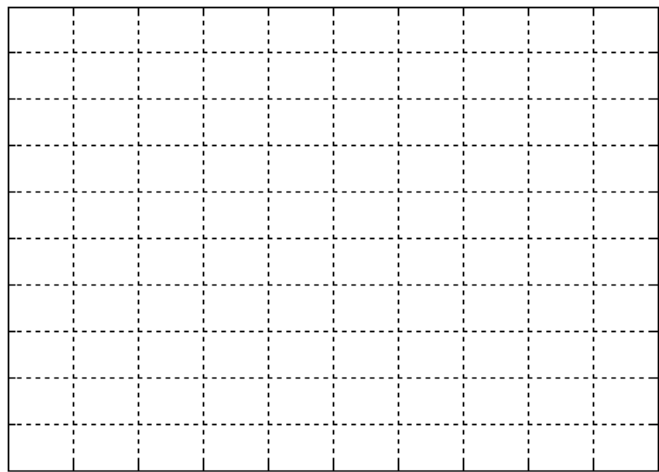


			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

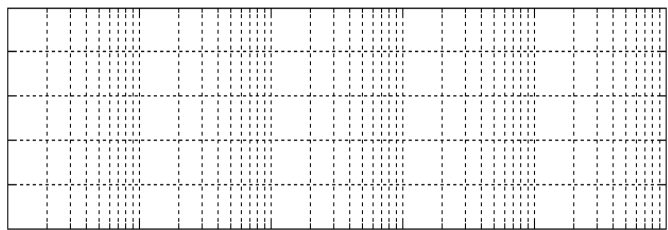
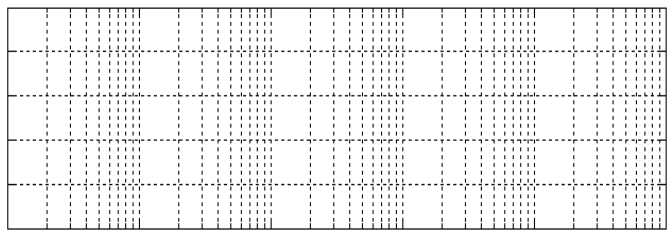
شکل ۳-۶ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم مورد به ازای $k = 0 / 5$

$k=1$

$$\left\{ \begin{array}{l} G(S) = \\ S_{1,2} = \end{array} \right.$$



شکل ۷-۳ پاسخ سیستم مرتبه دوم مورد مطالعه به ورودی پله به ازای $k=1$

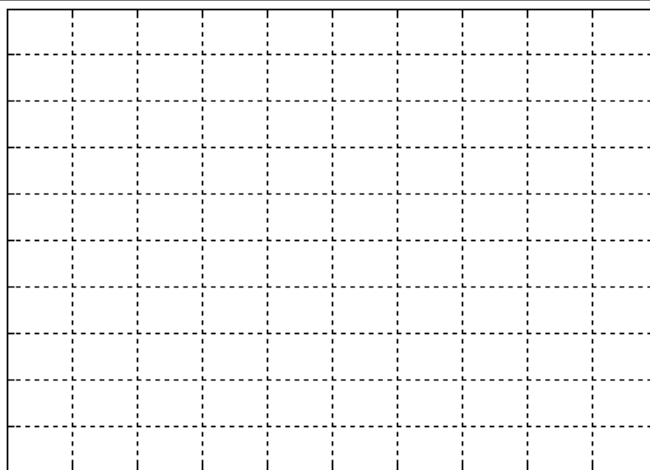


شکل ۸-۳ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم به ازای $k=1$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

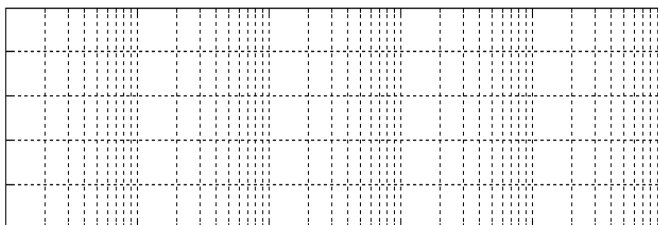
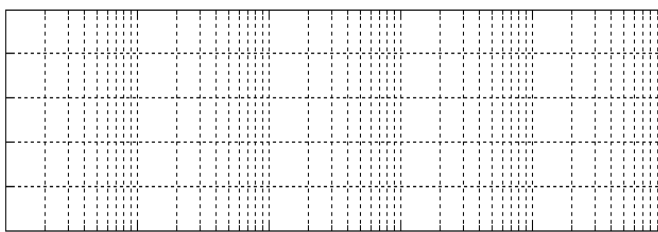
$k = 16$

$$\left\{ \begin{array}{l} G(S) = \\ S_{1,2} = \end{array} \right.$$



شکل ۹-۳ پاسخ سیستم مرتبه دوم مورد مطالعه به ورودی پله به

ازای $k=16$



شکل ۱۰-۳ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم مطالعه به ازای $k=16$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

۴ سیستم‌های مرتبه سه

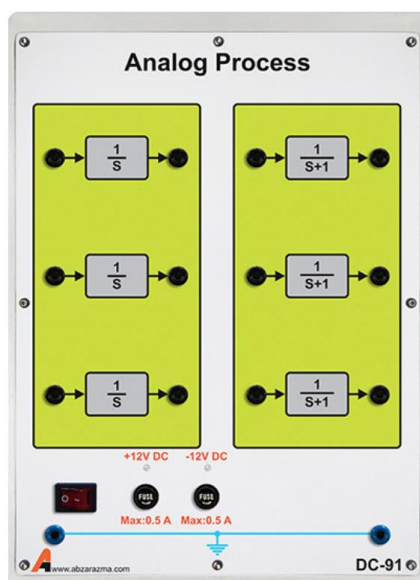
۱-۴ مقدمه

سیستم‌های مرتبه سوم دارای سه قطب در صفحه مختلط هستند. برای تجزیه قطب‌های سیستم مرتبه سوم بهتر است مخرج تابع انتقال به صورت حاصلضرب چند جمله‌ای مرتبه یک و دو نوشته شود. در این آزمایش به بررسی پاسخ پله و پاسخ فرکانسی یک سیستم نمونه مرتبه سوم پرداخته خواهد شد و پس از آن با تغییر محل قرارگیری قطب‌های تابع انتقال حلقه بسته در صدد بررسی رفتار سیستم بر می‌آییم.

۲-۴ آزمایش و تحلیل

۱-۲-۴ پاسخ سیستم مرتبه سوم حلقه باز

سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$ را بر روی شبیه ساز در نظر بگیرید. برای پیاده‌سازی این سیستم از ماژول‌های زیر استفاده نمایید.



شکل ۱-۴ ماژول مورد نیاز برای پیاده‌سازی سیستم مرتبه سوم حلقه باز

برای فرآیند مورد مطالعه پاسخ به ورودی پله و پاسخ فرکانسی را به کمک سیگنال ژنراتور و اسیلوسکوپ مشاهده نمایید و در شکل‌های زیر رسم نمایید.

$G(S) =$

$S_{1,2,3} =$

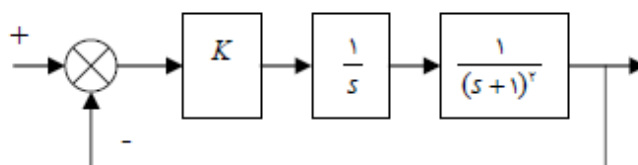
شکل ۲-۴ پاسخ سیستم مرتبه سوم مورد مطالعه به ورودی پله

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

شکل ۳-۴ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه سوم

۲-۲-۴ بررسی اثر تغییر قطب‌های سیستم مرتبه سوم حلقه بسته

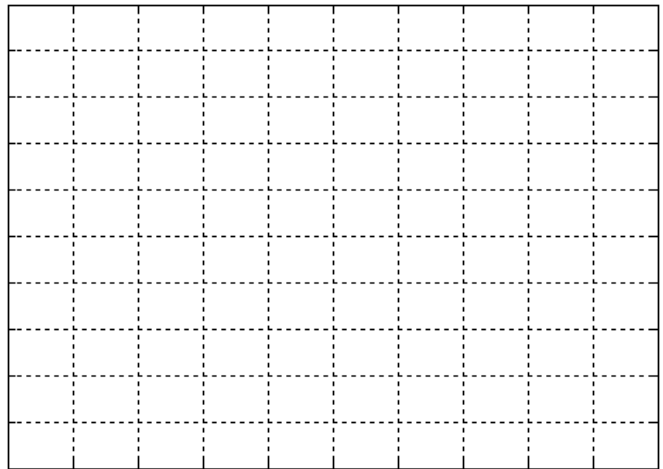
برای ساختن دو مدل دیگر از سیستم‌های مرتبه ۳ با ترکیب قطب‌های مورد نظر این آزمایش، از یک سیستم حلقه بسته مطابق شکل زیر استفاده می‌کنیم. برای پیاده سازی سیستم مرتبه سوم نشان داده شده در شکل زیر از ماژول‌های نشان‌داده شده در شکل ۲-۳ استفاده نمایید. برای مقادیر ۶ و ۵ و ۱ $K =$ پاسخ به ورودی پله و پاسخ فرکانسی سیستم حاصل را اندازه‌گیری کرده و نتایج را در جداول و نمودارهای زیر وارد کنید.



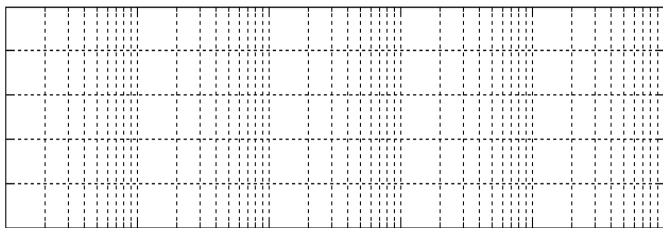
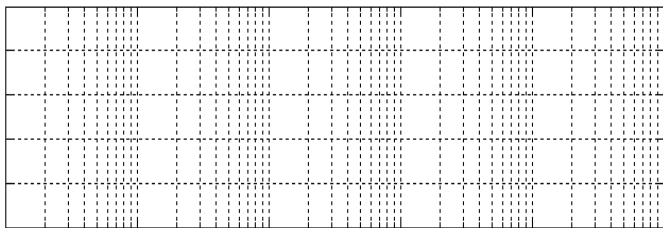
شکل ۴-۴ بلوک دیاگرام فرآیند مرتبه سوم حلقه بسته

$$k=1/5$$

$$\left\{ \begin{array}{l} G(S) = \\ S_{1,2,3} = \end{array} \right.$$



شکل ۴-۵ پاسخ سیستم مرتبه سوم مورد مطالعه به ورودی پله به ازای $k=1/5$

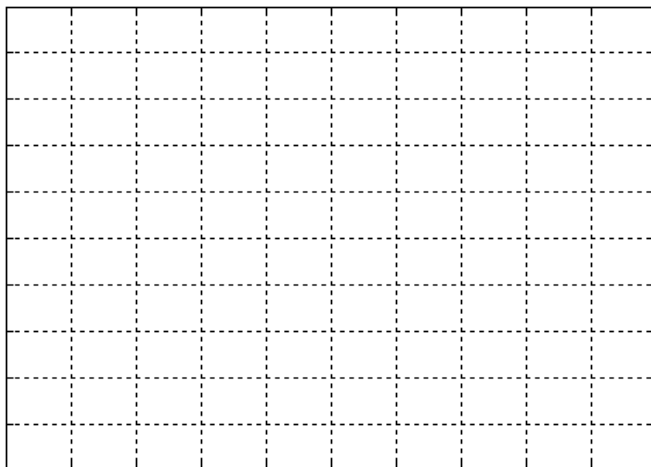


			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

شکل ۴-۶ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه سوم به ازای $k=1/5$

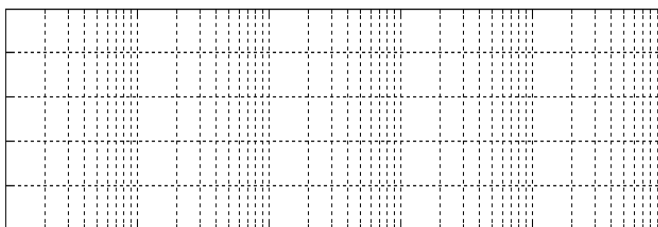
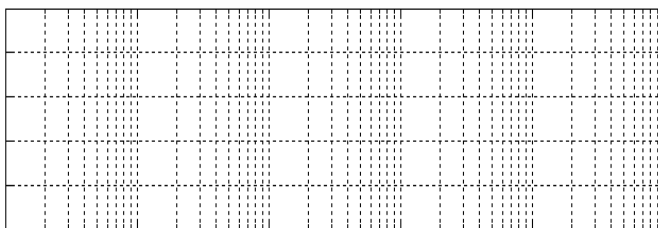
$k=6$

$$\left\{ \begin{array}{l} G(S) = \\ S_{1,2,3} = \end{array} \right.$$



شکل ۴-۷ پاسخ سیستم مرتبه سوم مورد مطالعه به ورودی پله به

ازای $k=6$



شکل ۴-۸ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه سوم به ازای $k=6$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

۵ اثر صفر بر رفتار سیستم

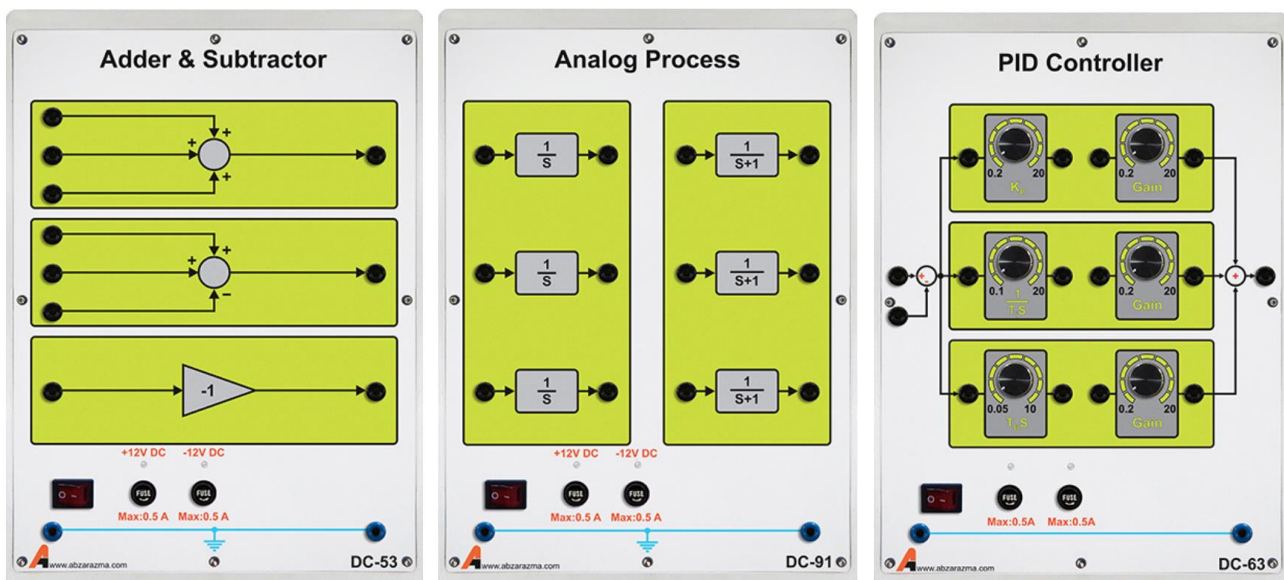
۱-۵ مقدمه

اثر وجود صفر در نزدیکی قطب غالب سبب ایجاد جهش در پاسخ فرآیند می‌گردد و چنانچه صفر از قطب غالب به اندازه کافی دور شود تاثیر چندانی بر پاسخ فرآیند ندارند. در این آزمایش به بررسی تاثیر اضافه شدن به بر سی تاثیر اضافه شدن به تابع انتقال یک سیستم مرتبه دوم مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۲-۵ آزمایش و تحلیل

۱-۲-۵ اثر اضافه شدن صفر سمت چپ محور موهومی

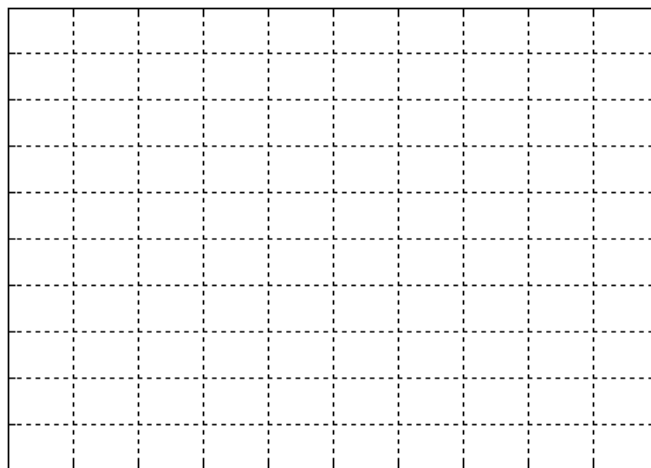
سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{s(s+1)}$ را بر روی شبیه ساز در نظر بگیرید. آنرا با صفر $1 + \tau s$ سری نمایید که در آن τ می‌تواند یکی از مقادیر 0.1 ، 0.5 و 1 یا یک باشد. برای پیاده‌سازی سیستم مورد مطالعه از ماژول‌های نشان داده شده در شکل زیر استفاده نمایید. برای اضافه کردن صفر از ماژول PID کنترلر استفاده می‌کنیم که البته باید توجه داشت که ضریب انتگرالی صفر باشد. پاسخ زمانی ورودی پله و پاسخ فرکانسی را در نمودارهای زیر رسم نمایید.



شکل ۱-۵ ماژول‌های مورد نیاز برای پیاده‌سازی فرآیند مرتبه دوم با اضافه شدن صفر سمت چپ

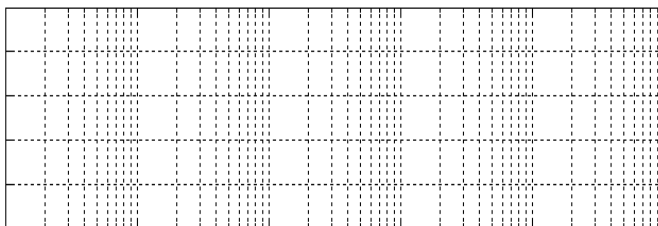
$$\tau = 0.1$$

$G(S) =$



شکل ۲-۵ پاسخ سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ به ورودی

$$\tau = 0.1 \text{ پله به ازای}$$



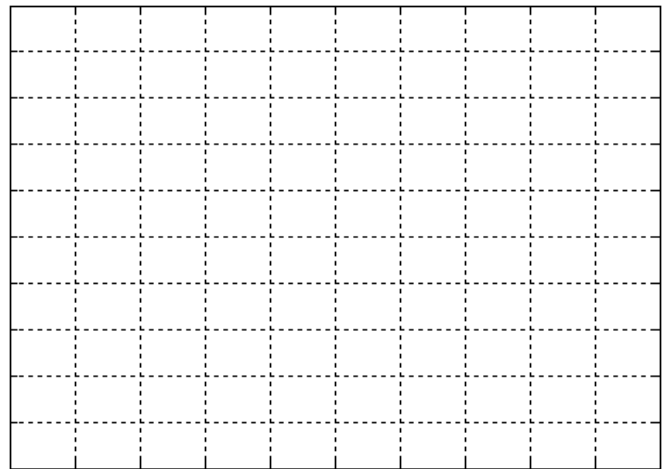
شکل ۳-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ

$$\tau = 0.1 \text{ به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

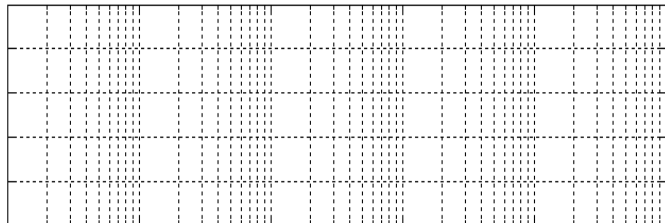
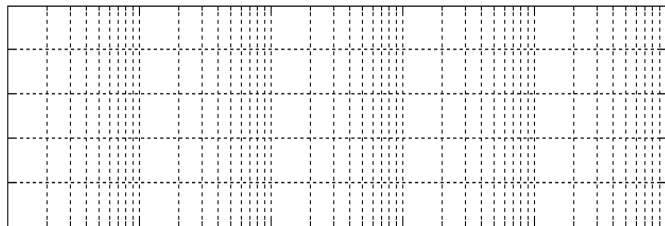
$$\tau = 0.5$$

$G(S) =$



شکل ۴-۵ پاسخ سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ به ورودی

$$\tau = 0.5 \text{ پله به ازای}$$



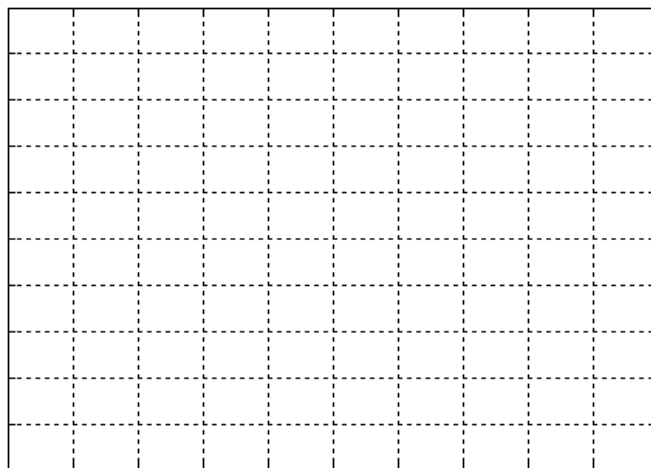
شکل ۵-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ

$$\tau = 0.5 \text{ به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

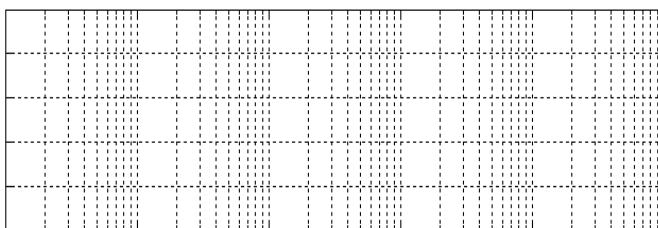
$$\tau = 1$$

$G(S) =$



شکل ۶-۵ پاسخ سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ به ورودی

پله به ازای $\tau = 1$



شکل ۷-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ

به ازای $\tau = 1$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

۱-۲-۵ اثر اضافه شدن صفر سمت راست محور موهومی

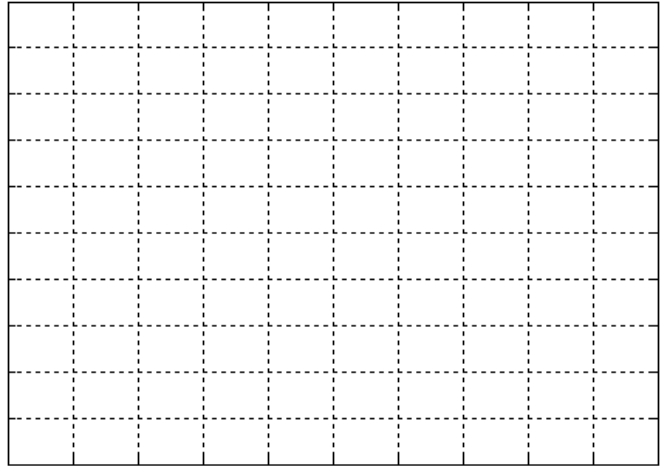
سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$ را بر روی شبیه ساز در نظر بگیرید. به کمک ماژول کنترل کننده PID، صفر $\tau s - 1$ را به

سیستم مرتبه دوم اعمال کنید. از بهره واحد منفی که بر روی ماژول Adder & Subtractor قرار دارد برای منفی کردن ضریب مشتقی کنترل کننده استفاده نمایید. با تغییر $\tau = 1, 0.5, 0, 1$ تاثیر عوض شدن محل صفر سمت راست را بر پاسخ پله و پاسخ فرکانسی سیستم

مرتبه دوم مورد مطالعه بررسی نمایید. بدین منظور پاسخ زمانی ورودی پله و پاسخ فرکانسی را به ازای τ های مختلف در نمودارهای زیر رسم نمایید.

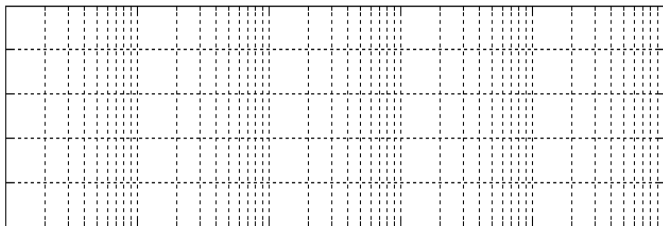
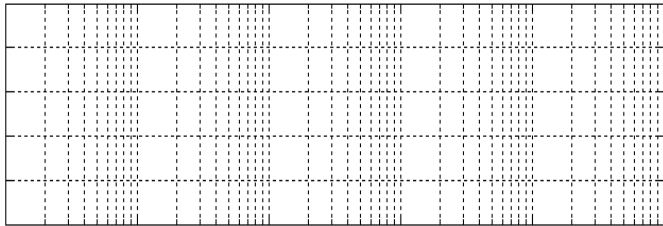
$$\tau = 0.1$$

$G(S) =$



شکل ۸-۵ پاسخ سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت راست به

$$\tau = 0.1 \text{ ازای پله به ورودی}$$



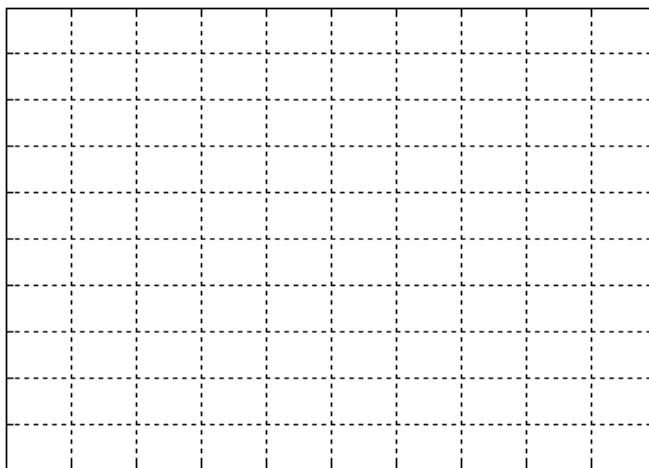
شکل ۹-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت

$$\tau = 0.1 \text{ راست به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

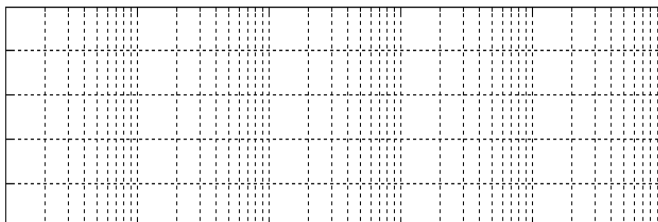
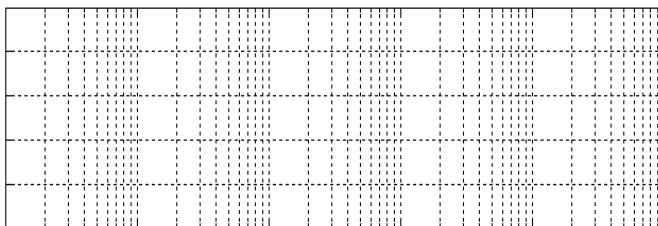
$$\tau = 0.5$$

$G(S) =$



شکل ۱۰-۵ پاسخ سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت راست به

$$\tau = 0.5 \text{ ورودی پله به ازای}$$



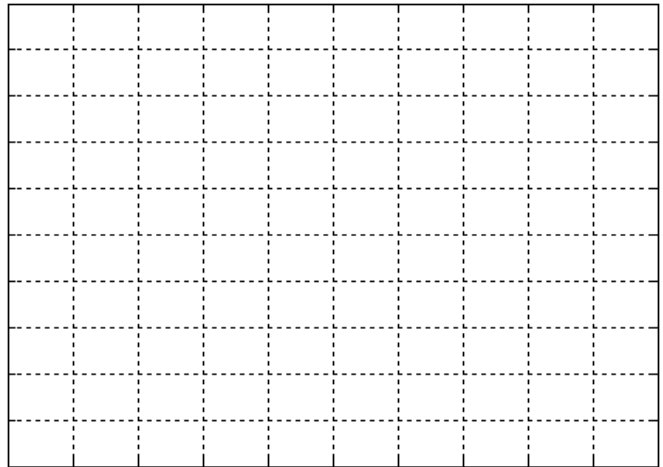
شکل ۱۱-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت

$$\tau = 0.5 \text{ راست به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

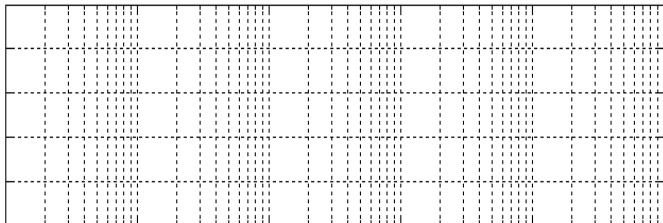
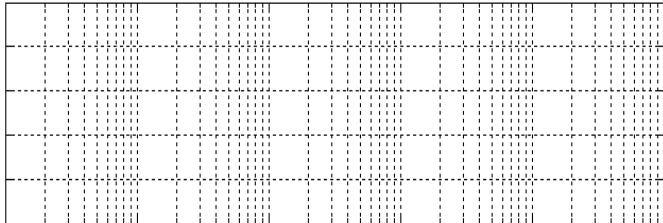
$$\tau = 1$$

$G(S) =$



شکل ۵-۱۲ پاسخ سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت راست به

ورودی پله به ازای $\tau = 1$



شکل ۵-۱۳ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت

راست به ازای $\tau = 1$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

۶ بخش دوم: آشنایی با روش‌های پایه کنترل خطی

۱-۶ مقدمه

هنگامی که یک فرآیند را مورد نظر قرار می‌دهیم، در موارد مختلفی نیاز به کنترل و فیدبک پیش می‌آید که مهمترین آنها عبارتند از:

- ۱- فرآیند ناپایدار است. جهت پایدار کردن سیستم به فیدبک و کنترل نیاز است.
- ۲- پاسخ فرآیند به ورودی تعیین شده معیارهای مورد نظر را برآورده نمی‌کند. نمونه معیارها می‌تواند سرعت پاسخ (t_s یا t_r یا t_p)، فراجش ($P.O$) و یا خطای حالت دائمی (e_{ss}) باشد. به کمک ساختار فیدبک و کنترل کننده مناسب به معیارهای مناسب دست می‌یابیم.
- ۳- پاسخ فرآیند نسبت به اغتشاش یا پارامترهای درونی فرآیند که ممکن است تغییر کنند حساسیت قابل توجهی دارد که به کمک فیدبک و کنترل کننده مناسب میزان آن کاهش می‌یابد.

در مبحث سیستم‌های خطی ساختارهای کنترلی مختلف و روش‌های متنوعی برای تعیین مشخصات آنها در اختیار هستند که در این بخش به برخی از آنها می‌پردازیم.

۲-۶ هدف

در این آزمایش نکات تئوری دروس سیستم‌های خطی در تعیین مشخصات و ساختارهای کنترلی مورد بررسی قرار می‌گیرد. روش‌هایی که در این بخش مورد بررسی قرار می‌گیرند: کنترل حلقه باز و فیدبک واحد، کنترل کننده‌های PID ، جبران سازهای $Lead$ و Lag (که همگی در مسیر مستقیم قبل از فرآیند قرار می‌گیرند) و ساختارهای کنترلی خاص هستند. آزمایش‌ها بر روی دستگاه شبیه ساز فرآیند و نرم افزار شبیه سازی انجام می‌شوند و مقایسه بین پاسخ‌های این دو نیز ضروری است.

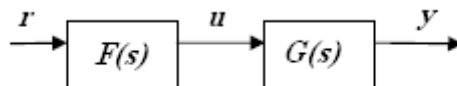
انتظار می‌رود در پایان آزمایش دانشجو بتواند در برخورد با سیستم‌های ساده خطی از عهده طراحی و اعمال کنترل کننده مناسب جهت دستیابی به معیارهای مورد نظر برآید.

۳-۶ پیش زمینه

اینک سعی می‌شود روند طراحی کنترل کننده یا جبران ساز به اجمال مرور شود.

۱-۳-۶ کنترل حلقه باز و کنترل فیدبک واحد

فلسفه استفاده از کنترل حلقه باز، قراردادن یک پیش فیلتر ($Pre-Filter$) در سر راه ورودی جهت تغییر آن به شکل دلخواه جهت اعمال به فرآیند اصلی است.



شکل ۱-۶ بلوک دیاگرام کنترل حلقه باز

با توجه به اینکه در این روش کنترلی، کنترل کننده نسبت به خروجی هیچ دیدی ندارد در صورتیکه سیستم از نقطه کار اصلی خود خارج شود انتظار کارایی مناسب از این روش نایب است، به عبارت دیگر حساسیت این روش کنترلی بسیار بالاست. استفاده از فیدبک باعث مقاوم‌تر شدن سیستم نسبت به تغییرات پارامترها می‌شود. همچنین فیدبک بر روی پایداری و بهره سیستم نیز اثر می‌گذارد.



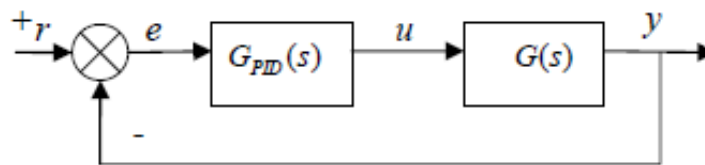
شکل ۲-۶ بلوک دیاگرام کنترل فیدبک واحد

۲-۳-۶ کنترل کننده‌های PID

شکل پایه استفاده از کنترل کننده‌ها قرار دادن آنها در مسیر مستقیم قبل از فرآیند است، بنابراین کنترل کننده سیگنال خطا را دریافت کرده و با توجه به تابع انتقال سیگنال کنترلی لازم را به فرآیند اعمال می‌نماید. کنترل کننده PID (تناسبی - انتگرالی - مشتقی) را به صورت کلی با تابع انتقال زیر تعریف می‌کنند.

$$G_{PID}(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad \text{یا} \quad G_{PID}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

در این آزمایشگاه عموماً از نمایش دوم استفاده می‌کنیم، در واقع این کنترل کننده حاصل جمع ضربی از سیگنال خطا (بخش تناسبی) و ضربی از انتگرال خطا و ضربی از مشتق خطا را به فرآیند اعمال می‌کند.



شکل ۳-۶ بلوک دیاگرام فرآیند کنترلی حلقه بسته در شرایط بکارگیری کنترلر PID

حال سوال این است که بخشهای مختلف کنترل کننده چگونه بر روی خروجی حلقه اثر خواهند گذاشت؟

به طور کلی افزایش بهره حلقه منجر به افزایش پهنای باند حلقه و در نتیجه افزایش سرعت پاسخ می‌گردد. از طرف دیگر بهره حلقه، خطای حالت دائم را (با در نظر گرفتن نوع سیستم حلقه و نوع ورودی) نیز کاهش می‌دهد. یادآور می‌شود که خطای حالت دائم با توجه به نوع سیستم حلقه و نوع سیگنال ورودی قابل کنترل است. می‌دانید که نوع سیستم با توجه به تعداد انتگرال‌های موجود در آن تعریف می‌شود. اگر نوع سیگنال را نیز با توجه به توان پارامتر زمان در آن تعریف کنیم (به این ترتیب نوع سیگنال پله: صفر، شیب: یک، سهمی: دو و ... خواهد بود) خطای حالت دائم هر سیستم به ورودی با نوع مساوی، متناهی غیر صفر است. در این شرایط می‌توان با تنظیم بهره حلقه، خطای حالت دائم را تنظیم نمود. در صورتی که نوع سیستم حلقه از نوع سیگنال ورودی بزرگتر باشد خطای حالت دائم صفر خواهد شد و نیازی به تنظیم پارامتر خاصی نخواهد بود. اگر نوع سیستم حلقه از نوع سیگنال ورودی بزرگتر باشد خطای حالت دائم بینهایت است و تنظیم هیچ پارامتری خطا را بهبود نخواهد داد.

انتگرال گیر موجب ایجاد بهره بینهایت در فرکانس صفر می‌گردد، بنابراین به کمک انتگرال گیر می‌توان خطای حالت دائم را کاهش داد بدون اینکه پهنای باند سیستم بیش از حد مورد نیاز گسترش یابد. کاهش T_i موجب افزایش سرعت انتگرال گیر می‌گردد. مشتق گیر سیگنال کنترلی متناسب با تغییرات خروجی (با ضریب منفی بخاطر عبور سیگنال خروجی از تفریق کننده) به فرآیند اعمال می‌کند. به این ترتیب در حالت کلی حضور (افزایش ضریب) مشتق گیر نوسان‌های خروجی را کند می‌نماید و لذا جهت بهبود فرآیند (P.O) مورد استفاده قرار می‌گیرد. افزایش T_d موجب میرا تر شدن نوسان‌ها می‌گردد.

افزایش هر یک از سه ضریب کنترل کننده PID به ویژه بهره و انتگرال گیر می‌تواند میزان پایداری نسبی حلقه را کاهش داده و در نهایت سیستم را ناپایدار کند.

کنترل کننده PID در ترکیب‌های P ، PD ، PI و PID مورد استفاده قرار می‌گیرد. بر اساس معیارهای فوق انتخاب ترکیب کنترل کننده می‌تواند انجام شود.

نکته دیگری که در انتخاب نوع کنترل کننده باید در نظر گرفت تفاضل تعداد قطب و صفر سیستم حلقه است. می‌دانیم تعداد مجانب‌های مکان هندسی معادل تفاضل تعداد قطب و صفر سیستم حلقه است. کنترل کننده PID در ترکیب‌های P و PI تفاضل تعداد قطب و صفر حلقه را تغییر نمی‌دهد، اما در ترکیب‌های PD و PID یک صفر بیشتر به حلقه اضافه می‌کند و بنابراین تفاضل تعداد قطب و صفر یکی کم می‌شود. بنابراین تعداد مجانب‌های مکان هندسی قطب‌ها یکی کاسته شده و اگر به سیستم با تفاضل قطب و صفر ۲ یا کمتر برسیم، سیستم حلقه در بهره زیاد نیز کاملاً پایدار خواهد بود.

معمولاً شکل ساده معیار مورد نظر برای پاسخ فرآیند به صورت سرعت پاسخ (t_s یا t_r یا t_p)، فراجش ($P.O$) و یا خطای حالت دائمی (e_{ss}) است. با در نظر گرفتن ابزار موجود در صفحه مختلط S از دو معیار سرعت پاسخ و فراجش می‌توان قطب‌هایی را تعیین نمود که بتوانند این معیارها را برآورده کنند (سرعت پاسخ با ω_n و ζ و فراجش با ζ ارتباط دارند و ریشه‌های معادله $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + 2\sigma s + (\sigma^2 + \omega_d^2)$ قطب‌های مورد نظر را بدست می‌دهند).

از طرف دیگر چنانچه چند جمله‌ای مخرج سیستم حلقه بسته را بدست آوریم و شرایطی را تعیین کنیم که ریشه‌های معادله فوق (قطب‌های مورد نظر) در آن صدق کنند مسئله حل شده است. لذا مثلاً اگر درجه مخرج ۲ باشد (که در آن ضرایب کنترل کننده به صورت مجهول قرار دارند) و آنرا بر حسب توان‌های S مرتب نماییم (ضریب بالاترین توان یک باشد و اگر چنین نیست چند جمله‌ای را بر ضریب بالاترین توان تقسیم می‌کنیم). با مساوی قرار دادن ضریب S و ضریب ثابت از دو چند جمله‌ای و حل این دو معادله، ضرایب کنترل کننده محاسبه می‌شود. اگر درجه مخرج حلقه ۳ یا بیشتر باشد نیز استفاده از این روش امکان پذیر است اما جهت بدست آوردن پاسخ یکتا نیاز به در نظر گرفتن فرض‌های مناسب اضافی است. از جمله این فرض‌ها قرار دادن صفر (یا صفرهای) کنترل کننده بر روی نزدیکترین قطب فرآیند به مبداء، نزدیک قرار دادن صفر کنترل کننده به قطب‌های مورد نظر حلقه و دور در نظر گرفتن قطب‌های دیگر حلقه نسبت به قطب مورد نظر حلقه می‌توانند در نظر گرفته شوند.

استفاده از قواعد زاویه و بهره نیز بطور مشابه می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد، در واقع این روش شرط قرار گرفتن قطب مورد نظر بر روی مکان هندسی ریشه‌ها را تأمین می‌کند و کاملاً معادل روش استفاده مستقیم از چند جمله‌ای مخرج حلقه بسته است. به کمک روند فوق قطب‌های مورد نظر در حلقه بسته ایجاد می‌شوند، اما غالب بودن قطب‌ها تضمین نشده است. پس از حل مسئله و بدست آوردن ضرایب کنترل کننده، لازم است مؤثر بودن حل آزمایش شود، در واقع باید بررسی نمود آیا قطب‌های مورد نظر که در حلقه بسته ایجاد شده اند غالب نیز هستند؟ وجود قطب یا صفر، نزدیک یا سمت راست قطب مورد نظر پاسخ حلقه را از پاسخ مطلوب منحرف می‌کند؛ در این صورت روند طراحی با فرضیات بهتری باید تکرار گردد.

۳-۳-۶ جبران سازهای Lead-Lag

شکل کلی جبران ساز $Lead$ را $G_{lead}(S) = \frac{1+\alpha T_s}{1+T_s}$ در نظر می‌گیریم که در آن $\alpha > 1$ در نظر گرفته می‌شود. خصلت‌هایی شبیه به مشتق گیر در کنترل کننده PID دارد و از آن عموماً جهت بهبود حالت گذرای پاسخ ($P.O$) استفاده می‌شود.

شکل کلی جبران ساز Lag را $G_{lag}(S) = \frac{s+\beta}{s+\gamma}$ در نظر می‌گیریم که در آن $\beta > \gamma$ در نظر گرفته می‌شود. خصلت‌هایی شبیه به انتگرال گیر در کنترل کننده PID دارد و از آن عموماً جهت بهبود خطای حالت دائم (e_{ss}) استفاده می‌شود.

از آنجا که جبران سازهای $Lead$ و Lag تفاضل تعداد قطب و صفر حلقه را تغییر نمی‌دهند قابلیت‌های کمتری نسبت به کنترل کننده‌های PID دارند. آنچه استفاده از این جبران سازها را همچنان مفید می‌سازد، امکان طراحی جبران ساز بدون شناختن دقیق سیستم فرآیند است. طراحی در صفحه S نیاز به دانستن دقیق مکان قطب‌ها و صفرهای فرآیند دارد و در غیر اینصورت امکان طراحی کنترل کننده وجود

ندارد، اما روند مناسبی برای طراحی جبران سازهای *Lead* و *Lag* وجود دارد که با دانستن پاسخ فرکانسی فرآیند در چند نقطه (یک نقطه در فرکانس پایین- معادل فرکانس صفر- و چند نقطه اطراف گذر از بهره واحد) امکان تعیین مشخصات جبران ساز وجود دارد. همانند آنچه در بخش کنترل کننده *PID* آمد، معمولاً شکل ساده معیار مورد نظر برای پاسخ فرآیند به صورت سرعت پاسخ (t_p یا t_r یا t_s)، فراجش (*P.O.*) و یا خطای حالت دائمی (e_{ss}) داده می‌شود. با در نظر گرفتن ابزار موجود در صفحه مختلط s ، از دو معیار سرعت پاسخ و فراجش می‌توان قطب‌هایی را تعیین نمود که بتوانند این معیارها را برآورده کنند (سرعت پاسخ با ω_n و ζ و فراجش با ζ ارتباط دارند و ریشه‌های معادله $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + 2\sigma s + (\sigma^2 + \omega_d^2)$ قطب‌های مورد نظر را بدست می‌دهند). می‌دانیم افزایش بهره حلقه موجب جابجا شدن نمودار بهره در پاسخ فرکانسی، افزایش سرعت پاسخ به دلیل افزایش پهنای باند و کاهش خطای حالت دائم بدلیل افزایش بهره *DC* می‌گردد، بنابراین در روند طراحی جبران سازهای *Lead* و *Lag* اولین مرحله تعیین میزان بهره جبرانی حلقه (بهره‌ای که لازم است به حلقه افزوده شود) است. معمولاً این میزان بهره ناشی از نیاز به افزایش سرعت پاسخ در نظر گرفته می‌شود و برای جبران خطای حالت دائم از بخش *Lag* استفاده می‌شود. اگر فرض کنیم در نهایت در حلقه بسته یک جفت قطب مختلط غالب داشته باشیم با استفاده از رابطه پهنای باند یک سیستم مرتبه ۲ با مقادیر ω_n و ζ ،

$$BW = \omega_n (\sqrt{1 - 2\zeta^2} + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2})$$

پهنای باند مورد نیاز بدست می‌آید K_b را بهره اضافی مورد نیاز جهت تأمین پهنای باند در نظر می‌گیریم.

پس از مشخص شدن بهره اضافی مورد نیاز حلقه و پهنای باند نهایی حلقه، اینک می‌توان وضعیت حالت گذرا را تنظیم نمود. برای یک سیستم مرتبه ۲ و برای $\zeta < 0.7$ رابطه تقریبی برای حد فاز (*PM : Phase Margin*) بر حسب درجه به صورت $PM \approx 100\zeta$ است. به این ترتیب حد فاز مورد نیاز سیستم با توجه به *P.O.* مشخص است. میزان فاز جبرانی از تفاضل حد فاز مورد نیاز و حد فاز موجود به دست می‌آید $\theta_m = PM_{cd} - PM_{uc}$ این میزان فاز در محل بهره واحد مشخصه فرآیند باید افزوده شود. α از رابطه $\alpha = \frac{1 + \sin \theta_m}{1 - \sin \theta_m}$ محاسبه می‌شود. محل بیشترین فاز جبران ساز *Lead* را ω_m می‌نامیم و باید در فرکانسی که بهره فرآیند معادل $|G(s)| = \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$ قرار گیرد. ضریب T از رابطه $T = \frac{1}{\omega_m \sqrt{\alpha}}$ بدست می‌آید.

در صورتی که نیاز به جبران خطای حالت دائم به کمک جبران ساز *Lag* باشد کفایت نسبت $\frac{\beta}{\gamma} = K_e$ را به اندازه بهره اضافی مورد نیاز در حلقه (جهت جبران خطای حالت دائم) در نظر بگیریم. ضمناً لازم است محل جبران ساز از قطب‌های غالب (یا معادل آن فرکانس بهره واحد حلقه) به میزان کافی دور (نزدیک به مبدأ) باشد.

مثلاً می‌توان فرکانس صفر را $\beta = 0.1/BW$ و فرکانس قطب را $\gamma = \frac{\beta}{K_d}$ در نظر گرفت. جبران ساز نهایی دارای تابع انتقال $G_c(s) = K_b \frac{1 + \alpha T s}{1 + T s} \frac{s + \beta}{s + \gamma}$ خواهد بود.

در مورد جبران ساز *Lag* باید توجه داشت از آنجا که صفر و قطب اضافه شده به مبدأ نزدیک هستند اگر بهره موجود در حلقه (K زمانی که معادله حلقه به صورت $G_{Loop}(s) = K \frac{\prod(s + \alpha_i)}{\prod(s + \beta_i)}$ نوشته شود) به میزان کافی از یک بزرگتر باشد آنگاه در سیستم حلقه بسته، قطب بلوک *Lag* به اندازه کافی به صفر آن نزدیک شده و اثر ناچیزی از آنها در پاسخ حلقه بسته ظاهر می‌شود، در غیر اینصورت وجود قطب و صفر نزدیک به مبدأ باعث کند شدن پاسخ خواهد شد.

۴-۳-۶ ساختارهای خاص در کنترل

آنچه تاکنون مطرح گردید برای کنترل کننده‌هایی است که در مسیر مستقیم قبل از فرآیند قرار می‌گیرند. ساختارهای مؤثر دیگری نیز ارائه شده و مورد استفاده قرار می‌گیرند که دو نمونه از آنها در این بخش بررسی می‌شوند.

۱- قرار دادن کنترل کننده در مسیر فیدبک

می‌دانیم قطب‌های سیستم حلقه بسته ریشه‌های رابطه $1 + G_{Loop}(S)$ هستند. اگر سیستم کنترلی تنها دارای یک حلقه باشد، قرار دادن کنترل کننده در مسیر فیدبک همان قطب‌هایی را در حلقه بسته بدست می‌دهد که قبلاً با قرار دادن کنترل کننده در مسیر مستقیم بدست می‌آمد. با این حال صفرهای حلقه بسته در دو سیستم متفاوت خواهند بود. در حالت اول صفرهای کنترل کننده در خروجی حلقه بسته ظاهر خواهند شد. در حالت دوم قطب‌های کنترل کننده به صورت صفر در خروجی حلقه بسته دیده می‌شوند اما صفرهای آن در خروجی حلقه بسته دیده نمی‌شوند. به این ترتیب می‌توان برخی خصیصه‌های جدید برای کنترل کننده‌ها بدست آورد.

۲- استفاده از چند حلقه فیدبک در ساختار کنترل

برای برخی فرآیندها این امکان وجود دارد که اندازه‌گیری‌هایی از برخی نقاط میانی فرآیند (قبل از خروجی) اخذ شود. در این صورت می‌توان حلقه‌هایی درون حلقه اصلی تشکیل داد که به کمک آنها قابلیت‌های سیستم کنترلی افزایش می‌یابد. در برخی شرایط حتی نیازی به افزایش دینامیک سیستم (تفاوت رتبه سیستم حلقه بسته نسبت به فرآیند در چند جمله‌ای‌های مخرج یا صورت) نخواهد بود بدین معنی که تنها به کمک افزودن چند بخش بهره ساده در ساختار کنترلی عمل کنترل انجام خواهد شد.

۷ کنترل حلقه باز و فیدبک واحد

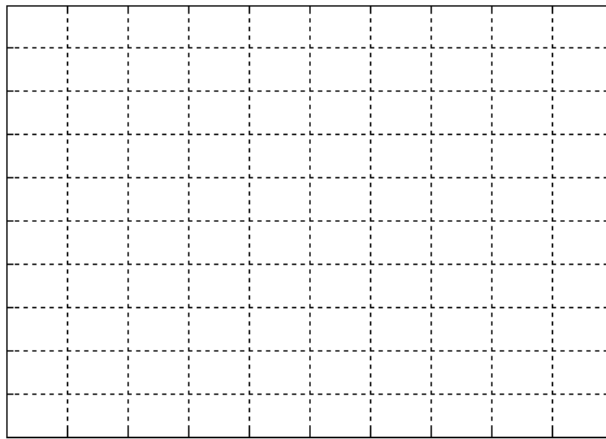
۱-۷ مقدمه

همانطور که پیش از این بیان شد، استفاده از کنترلر در فرآیند حلقه‌باز به عنوان یک پیش‌فیلتر برای آماده‌سازی ورودی قبل از اعمال به فرآیند است. در این آزمایش کنترل حلقه باز و فیدبک واحد برای یک فرآیند نمونه مرتبه دوم مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۲-۷ آزمایش و تحلیل

۱-۲-۷ کنترل تناسبی حلقه‌باز

برای سیستم $G(s) = \frac{1}{(s+2)^2}$ کنترل حلقه باز تناسبی را طوری طرح کنید که بهره سیستم حاصل برابر ۱ شود. اثر این کنترلر را روی سرعت پاسخ (t_s یا t_r یا t_p)، فراجش ($P.O$) و خطای حالت دائمی (e_{ss}) سیستم بررسی کنید. شکل پاسخ پله را به کمک اسیلوسکوپ دیجیتال مشاهده و رسم نمایید.

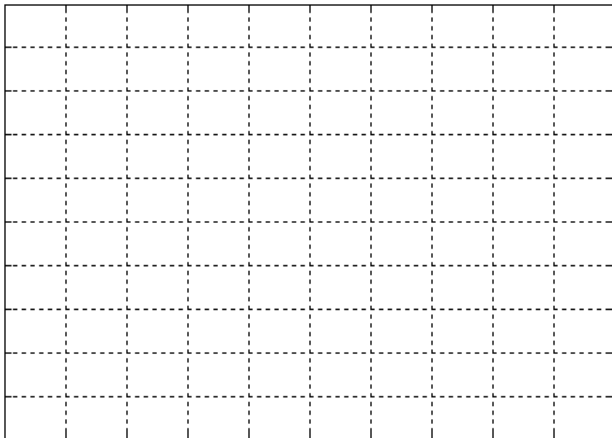


شکل ۱-۷ پاسخ پله فرآیند کنترل حلقه باز سیستم مرتبه دوم

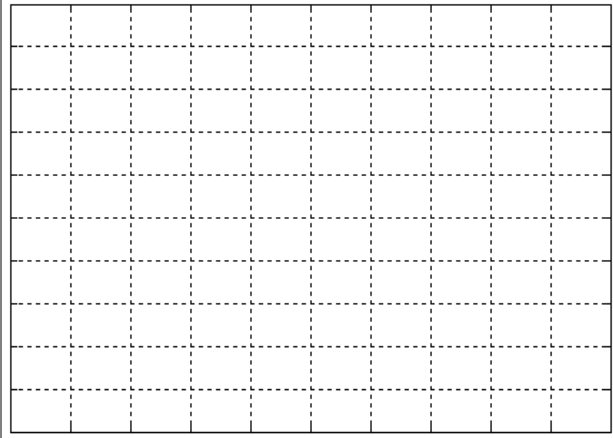
۲-۲-۷ کنترلر پیشفاز در فرآیند آنالوگ

سیستم $G(s) = \frac{1}{s^2 + 0.01s + 1}$ را در نظر بگیرید و کنترل کننده پیشفاز حلقه باز را طوری طرح کنید که سرعت آن دو برابر شود. پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل های زیر رسم نمایید.

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 0.12s + 1}$$



ب



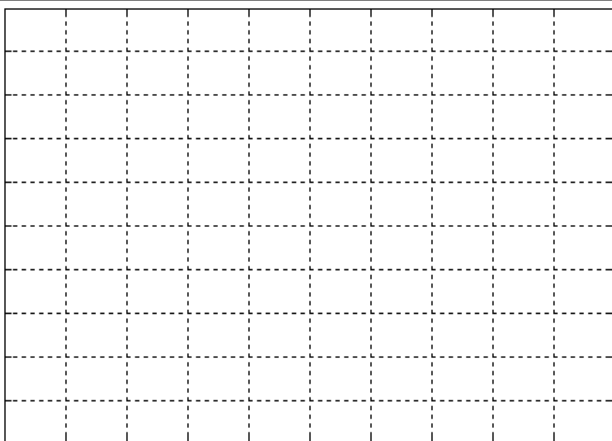
الف

شکل ۲-۷ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند

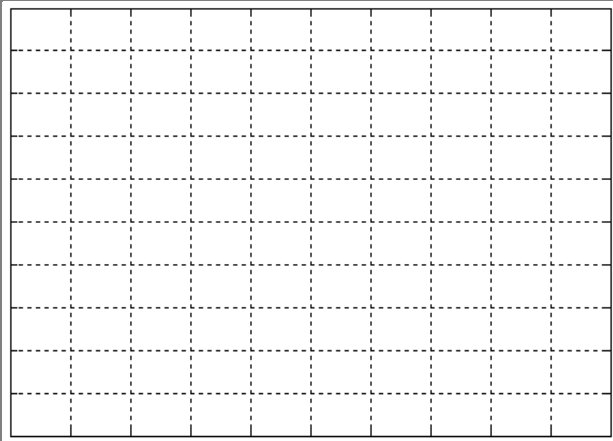
۳-۲-۷ اثر فیدبک واحد بر مشخصات سیستم

برای هر یک از سیستم‌های $G_1(s) = \frac{1}{s^2 + 0.12s + 1}$ ، $G_p(s) = \frac{1}{s}$ ، $G_r(s) = \frac{1}{s}$ اثر فیدبک واحد منفی را بر مشخصات سیستم (پایداری، سرعت پاسخ و خطای حالت دائمی)، بارسم نمودار پاسخ پله حلقه باز و حلقه بسته به طور کامل بررسی کنید.

$$G_1(s) = \frac{1}{s^2 + 0.12s + 1}$$



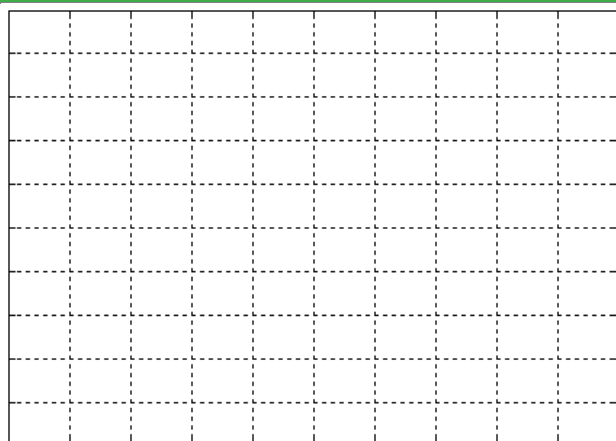
ب



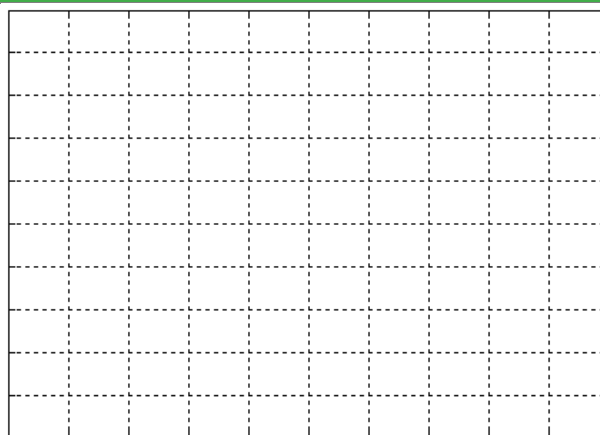
الف

شکل ۳-۷ الف) پاسخ پله سیستم اولیه؛ ب) پاسخ پله سیستم با فیدبک واحد منفی

$$G_2(s) = \frac{1}{s}$$



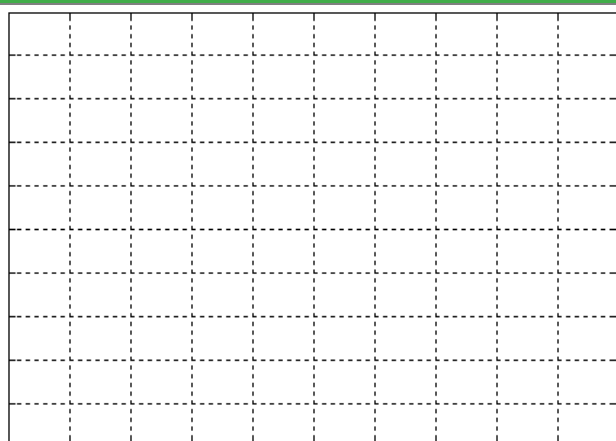
ب



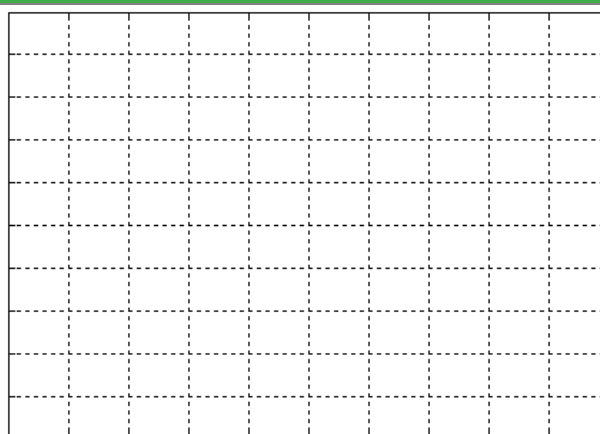
الف

شکل ۴-۷ الف) پاسخ پله سیستم اولیه؛ ب) پاسخ پله سیستم با فیدبک واحد منفی

$$G_3(s) = \frac{1}{s^2}$$



ب



الف

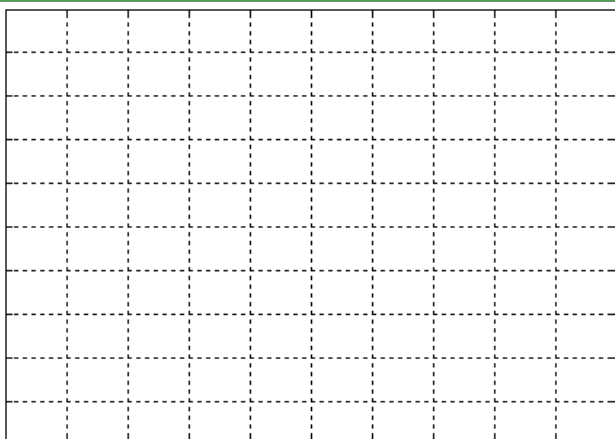
شکل ۵-۷ الف) پاسخ پله سیستم اولیه؛ ب) پاسخ پله سیستم با فیدبک واحد منفی

۴-۲-۷ اثر فیدبک مثبت بر پاسخ فرآیند

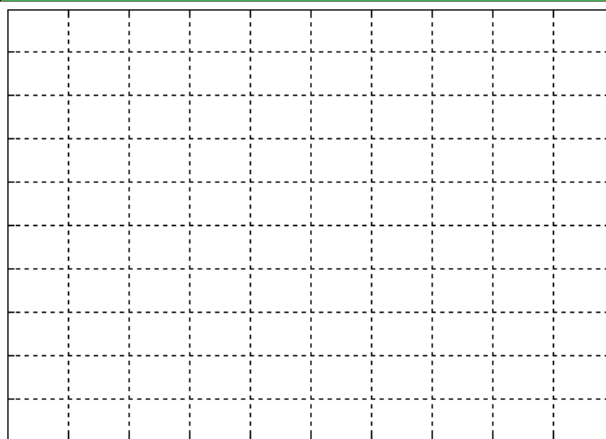
برای هر یک از سیستم‌های $G_1(s) = \frac{1}{s}$ ، $G_2(s) = \frac{1}{s^2}$ اثر فیدبک واحد مثبت را بر مشخصات سیستم (پایداری، سرعت پاسخ و خطای حالت دائمی)، با رسم نمودار پاسخ پله حلقه بسته به طور کامل بررسی کنید.

$$G_2(s) = \frac{1}{s}$$

$$G_1(s) = \frac{1}{0.012s + 1}$$



ب



الف

شکل ۶-۷ پاسخ پله حلقه بسته

۸ کنترل کننده PID

۱-۸ مقدمه

کنترل کننده PID به دلیل سادگی نسبت به کنترل کننده فازی و بهبود پاسخ فرایند نسبت به استفاده از کنترلر on/off از محبوبیت بیشتری برخوردار است. در این آزمایش قصد داریم استفاده از کنترلر PID را برای یک سیستم مرتبه اول مورد بررسی قرار دهیم و عملکرد کنترلر در اصلاح خطا و بهبود حالت گذرای پاسخ پله بررسی شود.

۲-۸ آزمایش و تحلیل

۱-۲-۸ کنترل کننده تناسبی در سیستم مرتبه اول

سیستم $G(s) = \frac{1}{s+1}$ را در نظر بگیرید، کنترل تناسبی برای آن طرح کنید که ثابت زمانی سیستم جدید کمتر از ۰/۴ ثانیه شود. خطای حالت دائمی را نیز حساب کنید. پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل‌های زیر رسم کنید.

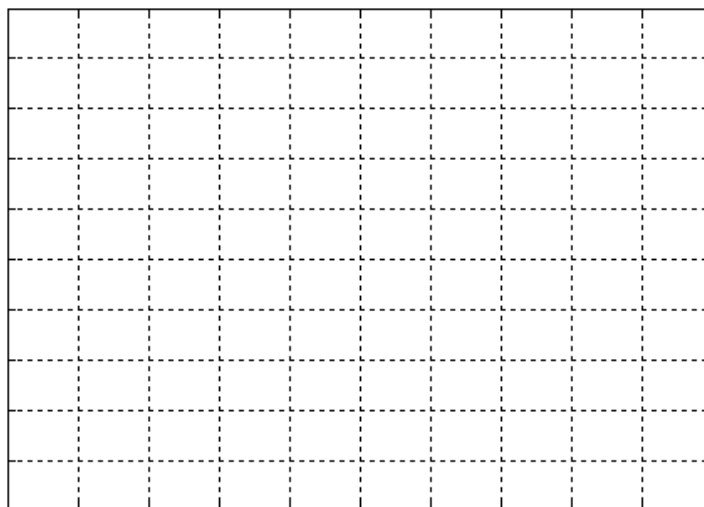
$G(s) = \frac{1}{s+1}$	
ب	الف
شکل ۱-۸ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند	

۲-۲-۸ کنترل کننده تناسبی در سیستم مرتبه دوم

سیستم $G(s) = \frac{1}{(0.0012s+1)(0.0035s+1)}$ را در نظر بگیرید. اثر کنترل تناسبی با مقادیر ۱، ۱۰، ۱۰۰، K_p را بر پاسخ پله آن بررسی کرده و هر سه پاسخ را در شکل زیر رسم کنید. در مورد سرعت، فراجهدش و خطای حالت دائمی هر سیستم بحث کنید.

$$G(s) = \frac{1}{(0.012s + 1)(0.035s + 1)} \text{ \& } kp = 1,10,100$$

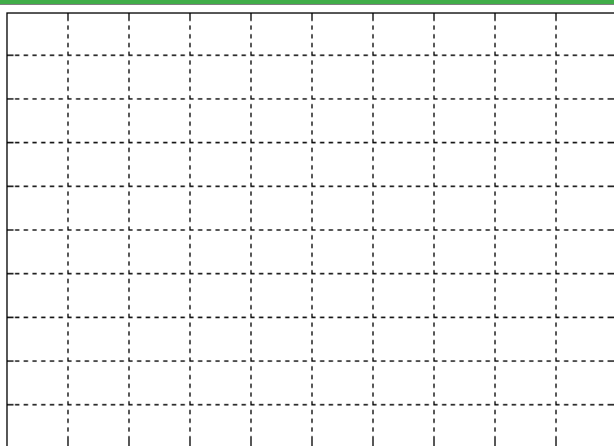
e_{ss}	t_s	$P.O.$	Kp
			۱
			۱۰
			۱۰۰



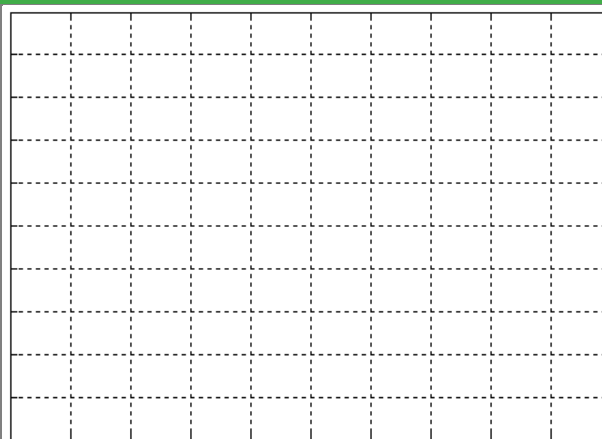
شکل ۲-۸ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله به ازای ضرایب تناسبی ۱، ۱۰ و ۱۰۰

سیستم بالا را به گونه‌ای با کنترل تناسبی جبران کنید که $ess < 20\%$, $P.O. < 20\%$ شود. پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل‌های زیر رسم کنید.

$$G(s) = \frac{1}{(0.012s + 1)(0.035s + 1)}$$



ب



الف

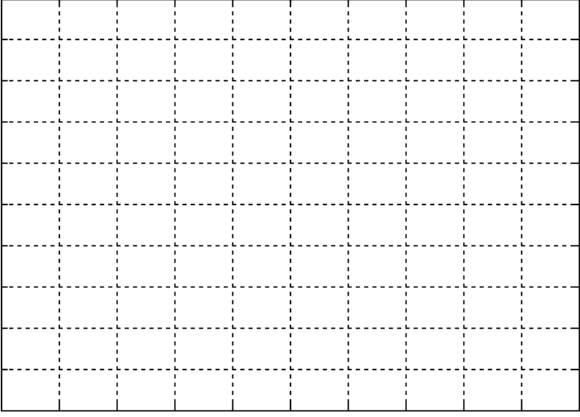
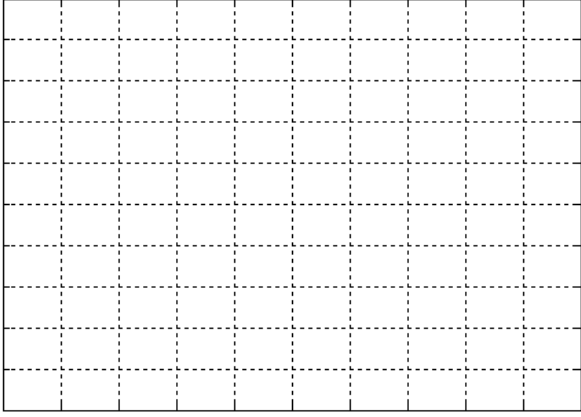
شکل ۳-۸ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند

۳-۲-۸ کنترل کننده PID برای یک سیستم مرتبه اول

برای سیستم $G(s) = \frac{1}{s+1}$ کنترل کننده PID را طوری طرح کنید که برای ورودی پله داشته باشیم:

$$P.O. < 5\%, t_s < 0.3s, e_{ss} < 2\%$$

پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل‌های زیر رسم کنید.

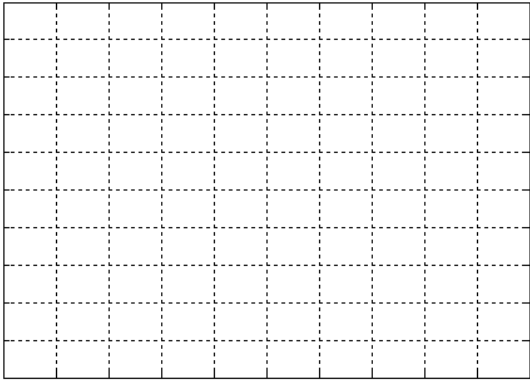
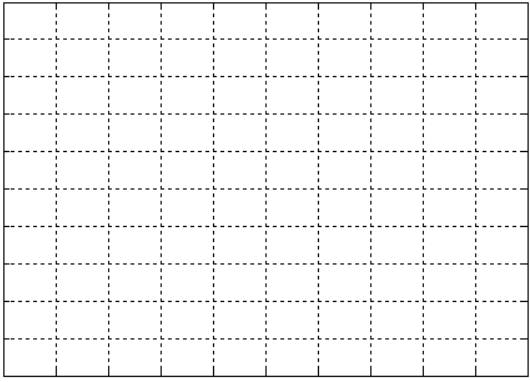
$G(s) = \frac{1}{s + 1}$	
	
ب	الف
شکل ۴-۸ (الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ (ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند	

۴-۲-۸ کنترل کننده PID برای یک سیستم مرتبه دوم

برای سیستم $G(s) = \frac{1}{s(s+1)}$ کنترل کننده PID را طوری طرح کنید که برای ورودی پله داشته باشیم:

$$t_s < 4s, e_{ss} < \%2$$

حداقل فراجهدش قابل دستیابی در این حالت چقدر است؟ پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل‌های زیر رسم کنید.

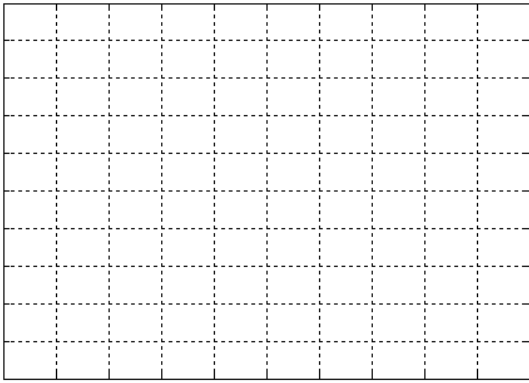
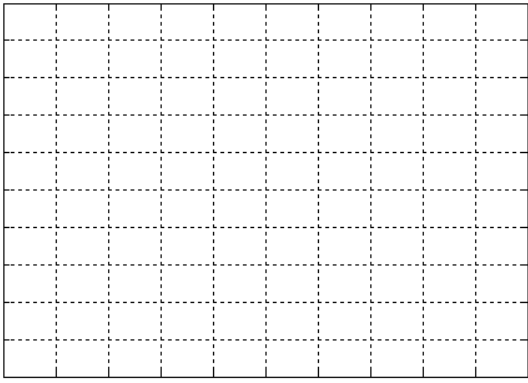
$G(s) = \frac{1}{s(s + 1)}$	
	
ب	الف
شکل ۵-۸ (الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ (ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند	

۸-۲-۵ مقایسه کنترل کننده PI و PID

سیستم $G(s) = \frac{1}{(0.012s+1)(0.035s+1)}$ را در نظر بگیرید. ابتدا با استفاده از کنترل PI و سپس با استفاده از PID تلاش کنید خواسته های زیر را برآورده کنید.

$$P.O. < 10\%, t_s < 0.2s, e_{ss} < 5\%$$

پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل های زیر رسم کنید. (نتیجه استفاده از هر دو کنترلر را روی یک نمودار رسم کنید).

$G(s) = \frac{1}{(0.012s+1)(0.035s+1)}$	
	
ب	الف
شکل ۸-۶ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند	

۹ جبران سازهای پیشفاز-پسفاز

۱-۹ مقدمه

در این آزمایش به بررسی جبران‌سازهای پیش‌فاز و پس‌فاز در سیستم‌های مرتبه اول تا سوم پرداخته خواهد شد

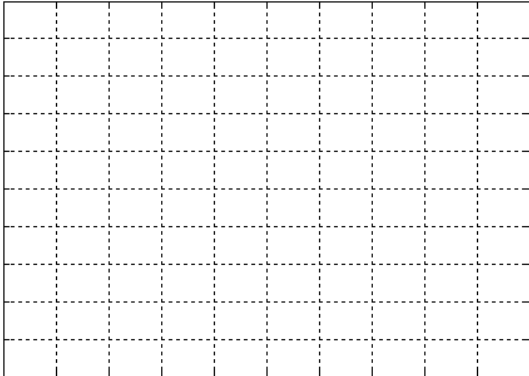
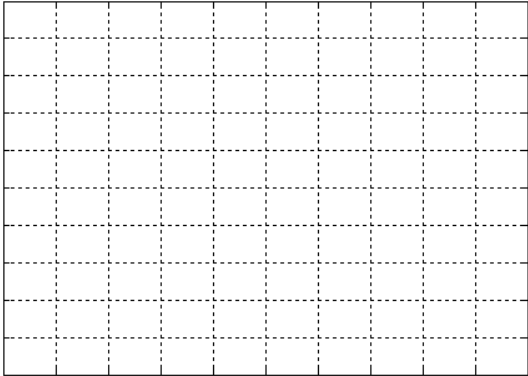
۱-۱-۹ تاثیر جبران‌ساز پیشفاز و پسفاز در سیستم مرتبه اول

سیستم $G(s) = \frac{1}{0.012s+1}$ رادر نظر بگیرید و کنترل کننده پیشفاز یا پسفاز را برای رسیدن به خواسته‌های زیر برای آن طرح کنید:

$$P.O. < 5\%, t_s < 0.2s, e_{ss} < 5\%$$

پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل های زیر رسم کنید.

$$G(s) = \frac{1}{0.012s+1}$$

	
ب	الف
<p>شکل ۱-۹ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند</p>	

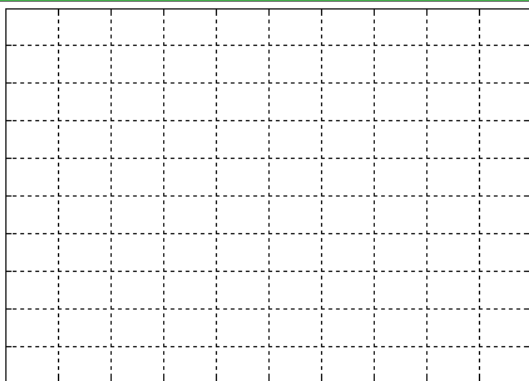
۱-۱-۹ تاثیر جبران‌ساز پیشفاز و پسفاز در سیستم مرتبه دوم

سیستم $G(s) = \frac{1}{s(0.012s+1)}$ رادر نظر بگیرید و کنترل کننده پیشفاز یا پسفاز را برای رسیدن به خواسته‌های زیر برای آن طرح کنید:

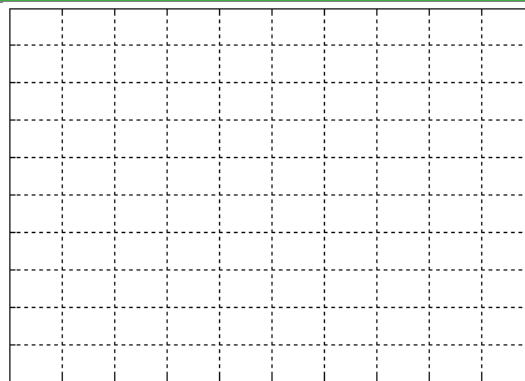
$$P.O. < 5\%, t_s < 0.2s, e_{ss} < 2\%$$

پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل های زیر رسم کنید.

$$G(s) = \frac{1}{s(0.012s + 1)}$$



ب



الف

شکل ۹-۲ (الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ (ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند

۹-۱-۲ تاثیر جبران‌ساز پیشفاز و پسفاز در سیستم مرتبه دوم

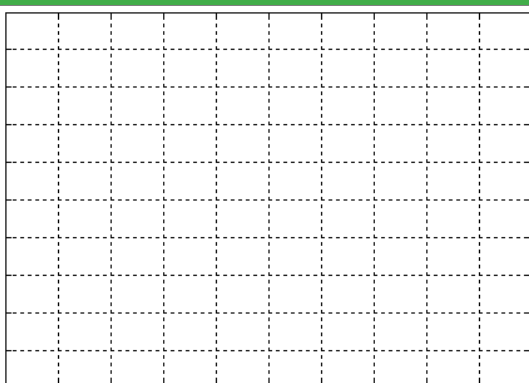
سیستم $G(s) = \frac{1}{s(s+1)^2}$ را در نظر بگیرید و کنترل کننده پیشفاز یا پسفاز را برای رسیدن به خواسته‌های زیر برای آن طرح کنید:

$$P.O. < 5\%, e_{ss} < 2\%$$

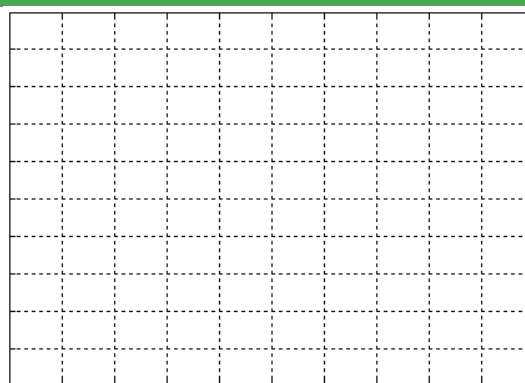
حداقل مقدار قابل دستیابی t_s چقدر است؟

پاسخ خروجی سیستم حاصل را به ورودی پله و همچنین سیگنال اعمال شده از کنترل کننده به فرآیند (u) را در شکل‌های زیر رسم کنید.

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



ب



الف

شکل ۹-۳ (الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ (ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند

۱۰ ساختارهای خاص در کنترل

۱-۱۰ مقدمه

در این آزمایش به بررسی ساختارهای خاص در فرآیند کنترل پرداخته می‌شود.

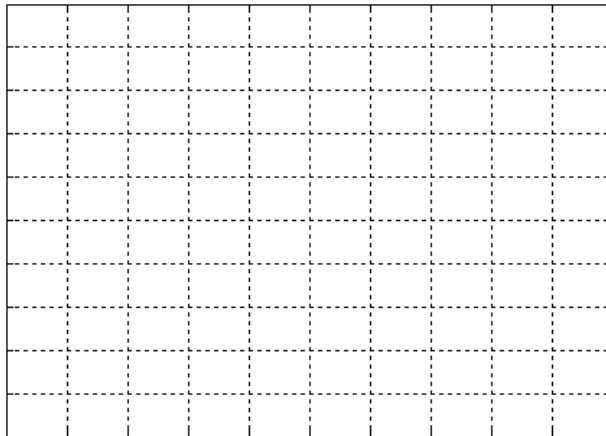
۲-۱۰ آزمایش و تحلیل

۱-۲-۱۰ بررسی عملکرد کنترل کننده PD با قرارگیری در مسیر فیدبک

سیستم $G(s) = \frac{1}{s(s+1)}$ را در نظر بگیرید و کنترل کننده PD را برای رسیدن به خواسته‌های زیر برای آن طرح کنید.

$$P.O. < 5\%, t_s < 4s, e_{ss} < 2\%$$

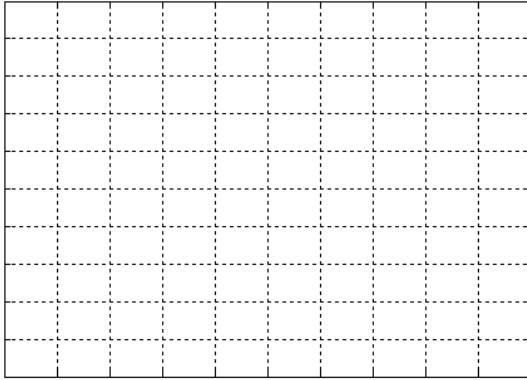
پاسخ پله سیستم جبران شده را رسم کنید. حال کنترل کننده را در مسیر فیدبک قرار داده و پاسخ سیستم جدید را نیز در همان نمودار رسم کنید. علت تفاوت دو پاسخ را بررسی کنید.



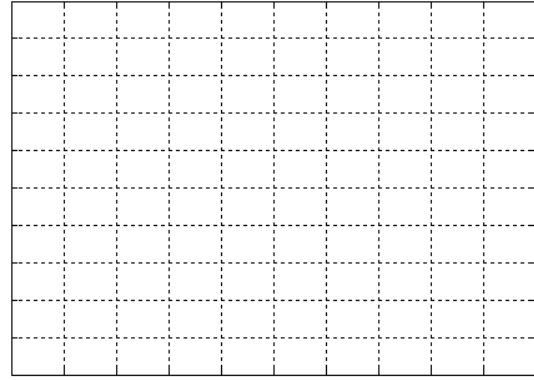
شکل ۱-۱۰ پاسخ سیستم مرتبه دوم در شرایط بکارگیری کنترلر PD در مسیر مستقیم و مسیر فیدبک

برای سیستم $G(s) = \frac{1}{(0.0012s+1)(0.0035s+1)}$ کنترلرهای PI و PID را طراحی کنید. حال کنترلرهای طراحی شده را در مسیر فیدبک قرار داده و تاثیر آنها را با تاثیرشان در مسیر مستقیم مقایسه کنید. پاسخ پله سیستم حاصل از استفاده کنترلر PI در دو مسیر مختلف را در شکل ۲-۱۰ الف، و پاسخ پله سیستم حاصل از استفاده کنترلر PID در دو مسیر مختلف را در شکل ۲-۱۰ ب، رسم کنید.

$$G(s) = \frac{1}{(0.0012s + 1)(0.0035s + 1)}$$



ب

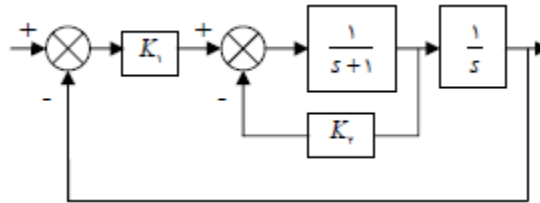


الف

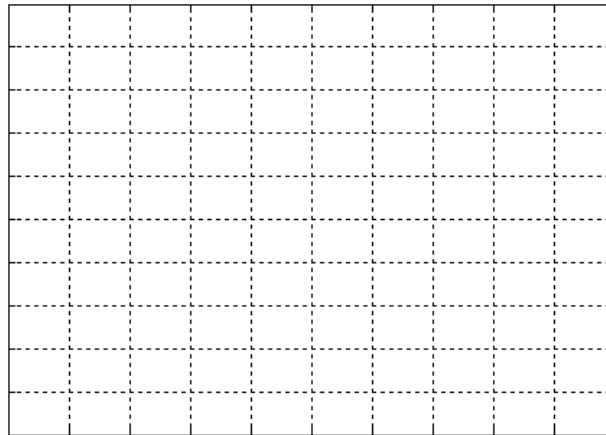
شکل ۲-۱۰ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله با کنترلر PI؛ ب) پاسخ سیستم به ورودی پله با کنترلر PID

۲-۲-۱۰ فیدبک حالت برای فرآیند مرتبه دوم

فرض کنید فرایند با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{s(s+1)}$ به گونه‌ای در اختیار است که می‌توان آنرا به دو قسمت $G_1(s) = \frac{1}{s+1}$ و دست می‌یابیم. اینک ضرایب بهره فیدبک را برای دستیابی به $P.O. < 5\%, t_s < 4s, e_{SS} < 2\%$ محاسبه کنید. آزمایش را انجام دهید و پاسخ به ورودی پله را رسم نمایید.



شکل ۳-۱۰ بلوک دیاگرام فیدبک حالت برای سیستم مرتبه دوم



شکل ۴-۱۰ پاسخ به ورودی پله

۱۱ بخش سوم: مقدمه‌ای بر فرآیند کنترل سرعت و موقعیت سروو موتور

۱-۱۱ پیش زمینه

موتورهایی که انرژی الکتریکی DC را به انرژی مکانیکی تبدیل می‌کند، موتور DC نامیده می‌شوند. سروو موتورها دسته‌ای خاص از موتورها هستند که برای کارهای کنترل موقعیت، سرعت یا گشتاور ساخته شده‌اند. از این رو معمولاً شکل هندسی کشیده‌ای دارند و بر روی آنها انگد نصب شده است.

سروو موتور جریان مستقیم مورد استفاده در این آزمایشگاه از نوع تحریک آهنربای دائم می‌باشد. جهت اعمال اغتشاش یک ترمز مکانیکی بر روی آن تعبیه شده است. جهت فیدبک گرفتن سرعت یا موقعیت سروو موتور به روش آنالوگ یا دیجیتال، از اطلاعات انگد متصل به موتور استفاده گردیده است. این اطلاعات با پردازش اولیه میکروکنترلر به فرمت‌های استاندارد مورد نیاز جهت کنترل دیجیتال یا آنالوگ تبدیل می‌گردند. میکروکنترلر پس از پردازش سیگنال‌های کنترل فرمان مناسب را برای درایور سروو موتور تنظیم می‌کند و درایور بر اساس آن در جهت کنترل سرعت و یا موقعیت موتور را کنترل می‌کند.

در این بخش از دستورکار آزمایشات مربوط به کنترل سرعت و موقعیت سروو موتور در قالب ۱۰ آزمایش ارائه می‌گردند که مفاهیم اصلی در رابطه با طراحی کنترل‌کننده و کنترل آنالوگ و دیجیتال سروو موتور را در بر گرفته است.

۱۲ راه‌اندازی حلقه‌باز سروو موتور

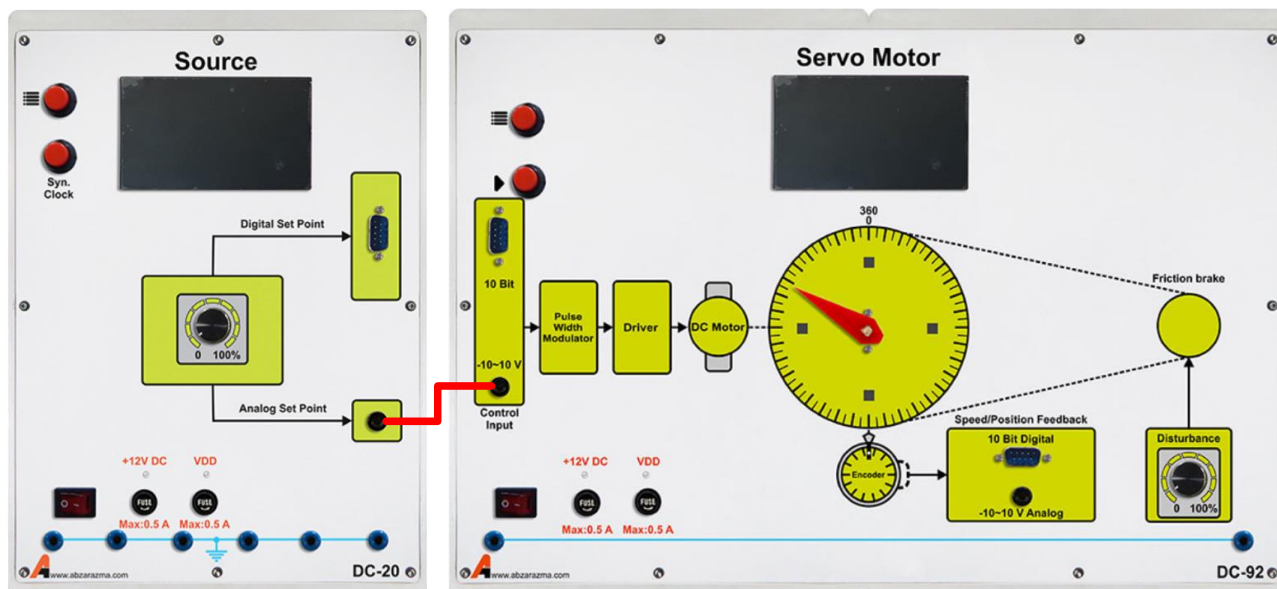
هدف: بررسی نحوه راه‌اندازی سروو موتور به صورت حلقه‌باز

۱-۱۲ شرح آزمایش

۱-۱۲ راه‌اندازی سروو موتور

ابتدا ولتاژ Analog Set Point را روی ۴ ولت تنظیم نموده و ترمینال مثبت آن را به ورودی Control Input سروو موتور متصل نمایید (ترمینال منفی که همان زمین است از طریق کابل‌های رابط پشت دستگاه متصل شده‌اند). مقدار ولتاژ ترمینال Analog Set Point بر روی نمایشگر ماژول Source نوشته شده است. برای انجام این آزمایش باید به کمک کلیدهای تعبیه شده بر روی ماژول سروو موتور حالت Analog را انتخاب نمایید.

بر روی ماژول سروو موتور یک ولوم جهت اعمال اغتشاش و یا به عبارت دیگر اعمال ترمز به سروو موتور قرار داده شده است. در حالت اول این ولوم را در وضعیت Min قرار داده و آزمایش فوق را برای چند ولتاژ مختلف به دلخواه خود، در محدوده ۰ تا ۱۰ بررسی کنید و جدول زیر را مطابق مشاهدات تکمیل نمایید.



شکل ۱-۱۲ نحوه اتصال مدار آزمایش

جدول ۱-۱۲: نتایج بررسی رفتار سروو موتور در حالت حلقه باز

۱۰							ولتاژ تغذیه اعمال شده به ورودی سروو موتور
							سرعت موتور
							مقدار ولتاژ تولیدی در پایه فیدبک سرعت

در حالت دوم قصد داریم اثر اعمال اغتشاش بر روی سرعت موتور بررسی گردد. لذا به ازای ولتاژ ۱۰ ولت منبع ورودی با اعمال ترمز در محدوده ۱۰ تا ۵۰ درصد اثر آنرا بر روی سرعت و ولتاژ پایه فیدبک سرعت بررسی گردد. پس از انجام آزمایش نتایج را در جدول زیر یادداشت کنید.

جدول ۲-۱۲: نتایج بررسی اثر اعمال اغتشاش بر روی سرعت موتور

۵۰	۴۰	۳۰	۲۰	۱۰	درصد اغتشاش
					سرعت موتور
					مقدار ولتاژ تولیدی در پایه فیدبک سرعت

۲-۱۲ سوالات

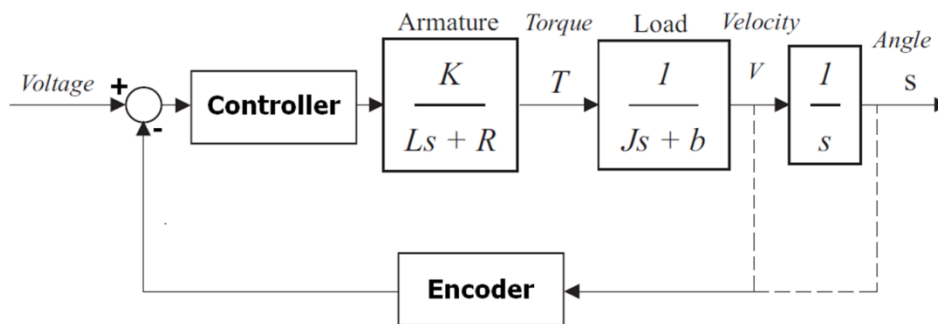
- ۱- با تغییر ولتاژ اعمالی به سیستم حلقه باز، تغییرات ولتاژ فیدبک (خروجی سنسور) و رفتار موتور را تحلیل نمایید.
- ۲- با توجه به آزمایش انجام شده عملکرد ترمز مکانیکی یا عامل اغتشاش را توضیح دهید.

۱۳ شناسایی مدل استاتیکی و دینامیکی فرآیند کنترل سرعت سرو موتور

هدف: ارائه و شناسایی مدل های استاتیکی و دینامیکی برای فرآیند کنترل سرعت سرو موتور

۱-۱۳ مقدمه

اولین مرحله در کنترل هر فرایند داشتن اطلاعات کافی از مدل آن و یا به اصطلاح شناسایی آن سیستم است. هدف شناسایی به دست آوردن رابطه‌ای بین ورودی و خروجی سیستم است که بتواند رفتار آن فرآیند را با توجه به اهداف خاص کنترلی به خوبی بیان کند. در مدل استاتیکی رابطه ورودی و خروجی سیستم به صورت یک بهره مدل سازی می شود. بنابراین این مدل تنها نماینده حالت کار ماندگار سیستم است. یک روش مدلسازی معمول برای این موتورها مطابق شکل زیر می باشد.



شکل ۱-۱۳ بلوک دیاگرام کلی کنترل سروموتور DC

پارامتر های مدل فوق بشرح زیر می باشد.

J: ممان اینرسی روتور

b: ضریب میرایی سیستم مکانیکی (اصطکاک)

K: نیرو محرکه الکتریکی ثابت (وابسته به جریان آرمیچر)

R: مقاومت الکتریکی

L: اندوکتانس الکتریکی

V: خروجی سرعت

S: خروجی موقعیت یا زاویه

به بسته به این که در این مدل، از کدام بخش از خروجی ها مسیر فیدبک برقرار می شود، نوع کنترل بر روی پارامتر خاصی عمل خواهد کرد. در شکل بالا چون از آخرین خروجی (موقعیت) فیدبک بسته شده است، پس کنترل بر روی موقعیت موتور DC عمل می کند. در بخش های آینده خواهیم دید که چگونه با برقراری مسیر فیدبک از خروجی بخش قبلی (سرعت) می توان نحوه کنترل را بر روی سرعت موتور متمرکز نمود.

برای همه آزمایش های کنترل سرعت مراحل زیر می بایست جهت تنظیم سرو موتور رعایت گردند:

- ۱- به کمک کلیدهای تعبیه شده بر روی ماژول سرو موتور حالت speed را انتخاب کنید
- ۲- جهت فیدبک گرفتن از سرعت، سیم رابط مربوطه را به محل Speed/Position feedback متصل نمائید.

۲-۱۳ آزمایش و تحلیل

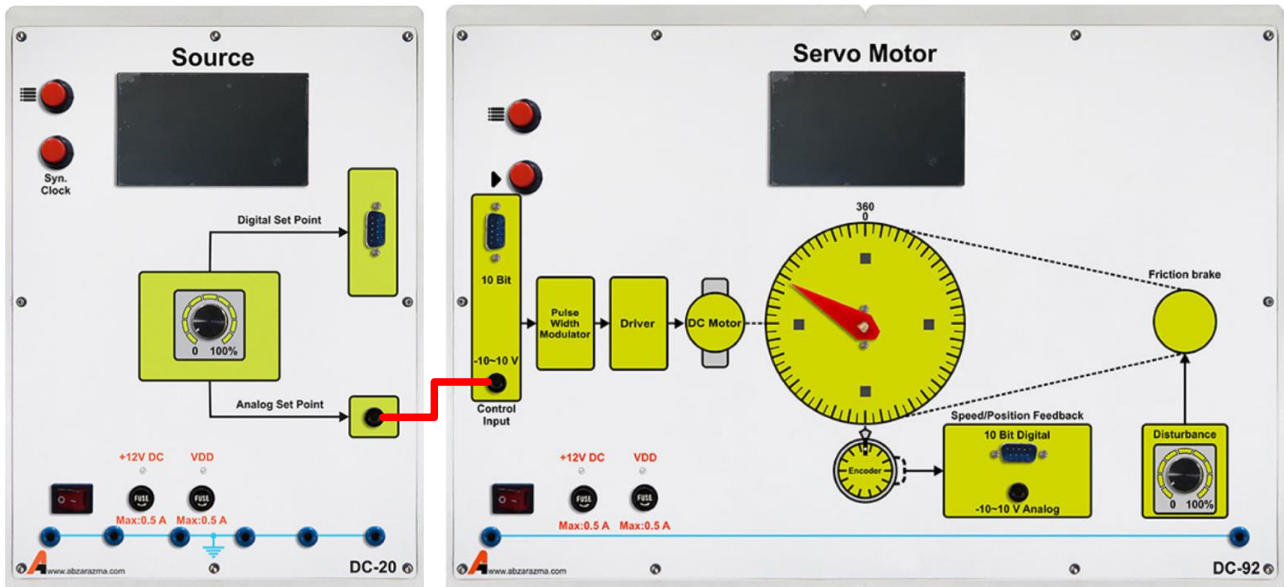
در ادامه شناسایی مدل استاتیکی سیستم سروموتور مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۱-۲-۱۳ شناسایی مدل استاتیکی فرآیند

در مدل استاتیکی تنها نقطه ابتدا و انتها مهم هستند و چگونگی تغییرات اهمیتی ندارد. برای به دست آوردن مدل استاتیکی ابتدا سیستم را در یک نقطه کار خاص قرار داده و با وارد کردن پله به ورودی، نقطه کار نهایی را ثبت می‌کنیم. مقدار تغییر نهایی خروجی به تغییر ورودی، مدل استاتیکی را خواهد داد.

هدف این بخش به دست آوردن رابطه استاتیکی بین خروجی سرعت موتور DC و پله ورودی به Analog Control Input است. برای انجام آزمایش از ماژول‌های نشان داده شده در شکل زیر استفاده می‌گردد.

با توجه به شکل زیر ابتدا سیگنال آنالوگ مرجع را بر روی ۳ ولت تنظیم نموده و به قسمت ورودی آنالوگ سروو موتور اعمال می‌نمائیم. دقت شود در این آزمایش ولوم مربوط به اغتشاش در وضعیت Min قرار داشته باشد یا به عبارت دیگر هیچ‌گونه اغتشاشی به سیستم اعمال نشده باشد. نتایج اندازه‌گیری در جدول زیر ثبت گردد.

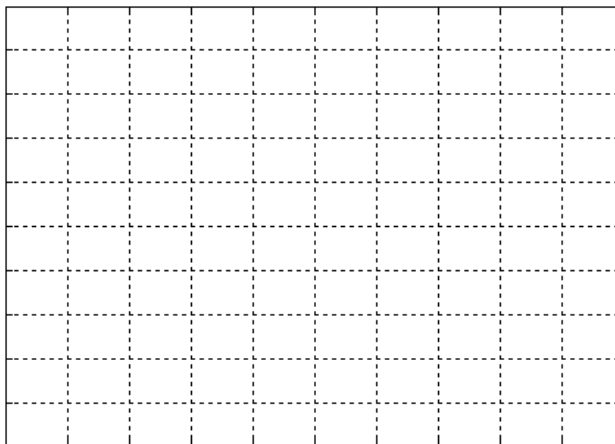


شکل ۲-۱۳ ماژول‌های مورد استفاده در تعیین مدل استاتیکی

جدول ۱-۱۳: نتایج حاصل از آزمایش مدل استاتیکی فرآیند کنترل سرعت سروو موتور

ولتاژ تغذیه اعمال شده به ورودی سروو موتور	-۱۰	-۸	-۶	-۴	-۲	+۲	+۴	+۶	+۸	+۱۰	سرعت موتور
ولتاژ خروجی سنسور سرعت											

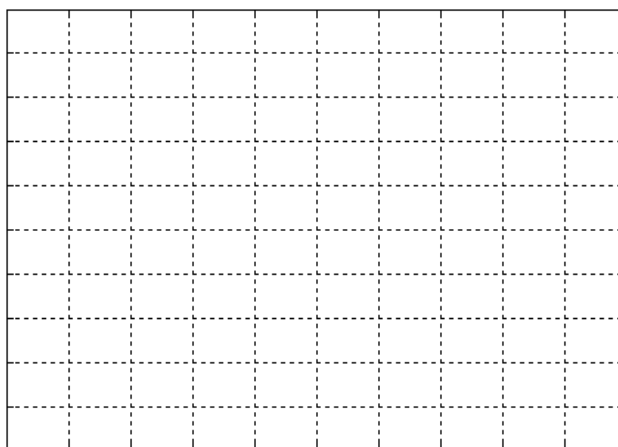
برای به دست آوردن مدل می توان از تکنیک های محاسبات عددی برای تقریب منحنی یا خط استفاده نمود. پیشنهاد می گردد جهت یافتن مدل استاتیکی دقیق تر از جعبه ابزار Curve Fitting نرم افزار MATLAB استفاده گردد تا مدل استاتیکی با دقت بالایی فراهم گردد. نمودار تغییرات سرعت سروو موتور/ ولتاژ خروجی سنسور سرعت بر حسب ولتاژ آنالوگ ورودی را در شکل زیر نیز رسم نمایید.



شکل ۱۳-۳ نمودار تغییرات سرعت سروو موتور/ ولتاژ خروجی سنسور سرعت بر حسب ولتاژ آنالوگ

۱۳-۲-۲ شناسایی مدل دینامیکی فرآیند

در این بخش برای یافتن مدل دینامیکی می بایست به ورودی حلقه باز سیستم یک پله به صورت تناوبی اعمال گردد تا با مشاهده خروجی سنسور سرعت، مدل دینامیکی فرآیند شناسایی گردد. دامنه سیگنال ژنراتور مورد استفاده جهت ایجاد پالس ورودی را ۴ ولت انتخاب نمائید. فرکانس آن را نیز طوری تنظیم نمائید که در یک دوره تناوب آن خروجی سنسور به حالت دائمی برسد. البته این روش فقط برای سیستم کنترل سرعت که ماهیتا پایدار است قابل استفاده می باشد و برای سیستم ذاتا ناپایدار موقعیت قابل اعمال نمی باشد. تغییرات خروجی سنسور را به کمک اسیلوسکوپ مشاهده نمائید و بر روی شکل زیر رسم نمائید.



شکل ۱۳-۴ تغییرات خروجی سنسور سرعت در صورت اعمال ولتاژ متناوب به ورودی آنالوگ سروو موتور

بر اساس روش های تقریب مدل دینامیکی مانند ۲ پارامتری سیستم را با یک تابع انتقال مرتبه یک می توان تقریب زد. روش دوم به دست آوردن مدل دینامیکی استفاده از جعبه ابزار System Identification نرم افزار MATLAB می باشد. به این منظور ابتدا داده های حالت گذرای پاسخ پله را از نمودار اسکپ حافظه دار استخراج نموده و همراه با داده های تغییرات ورودی موتور در نرم افزار وارد نمائید. مدل حاصل و دقت پاسخ آن به راحتی در این نرم افزار قابل تحلیل و مشاهده است.

۳-۱۳ سوالات

- ۱- مشخصه به دست آمده در بخش ۲-۲-۱ چه کاربردی دارد؟
- ۲- شرح دهید که توابع تبدیل استاتیکی و دینامیکی هریک چه کاربردی دارد؟ مزایا و معایب هر کدام را شرح دهید.
- ۳- به کمک جعبه ابزار Curve Fitting نرم افزار MATLAB چند مدل استاتیکی متفاوت به دست آورید و آنها را با هم مقایسه نمائید.
- ۴- به کمک روش های محاسبات عددی داده های حاصل از آزمایش مدل استاتیکی را با رابطه $V_{sensor} = aV_{motor} + b$ تقریب بزنید.
- ۵- مدل دینامیکی را برای یک سیستم مرتبه یک دارای تاخیر نیز تکرار نمائید و نتایج را مقایسه کنید.
- ۶- مدل دینامیکی ARX را در جعبه ابزار شناسایی سیستم نرم افزار MATLAB برگزیند و مدل حاصل را با مدل دینامیکی استخراج شده در آزمایش مقایسه نمائید.

۱۴ کنترل حلقه بسته آنالوگ سرعت سروو موتور

هدف: آشنایی با کنترل حلقه بسته آنالوگ سروموتور با استفاده از کنترل کننده های مختلف

۱-۱۴ مقدمه

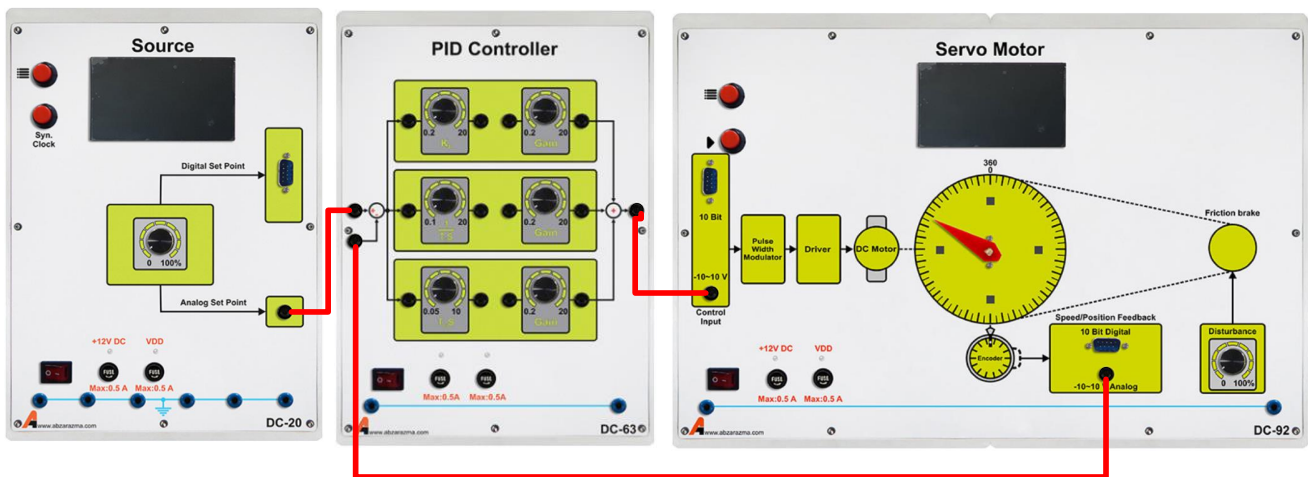
استفاده از فیدبک در سیستم های حلقه بسته می تواند فرآیند کنترلی را به سمت پایداری، عملکرد گذرا و ماندگار مطلوب تر هدایت کند. در این آزمایش استفاده از انواع کنترل کننده ها برای کنترل حلقه بسته سرعت موتور سروو مورد بررسی قرار می گیرد. در این آزمایش استفاده از کنترل کننده های P، PI، PD و PID برای کنترل حلقه بسته سرعت سروو موتور مورد بررسی قرار می گیرد.

جهت تنظیم ضریب کنترل کننده تناسبی به ورودی آن یک سیگنال نمونه اعمال نموده و با مشاهده سیگنال خروجی و تقسیم نمودن دامنه خروجی به ورودی، ضریب مورد نظر به دست می آید. جهت تنظیم کنترل کننده مشتقی و انتگرالی به ورودی آنها سینوسی با فرکانس و دامنه معین اعمال می نمائیم. دامنه ورودی به خروجی در این شرایط می بایست برابر با بهره ac این کنترل کننده ها در فرکانس مورد نظر باشد. به عبارت دیگر به جای عملگر لاپلاس s ، مقدار $\omega = 2\pi f$ جایگزین می گردد و بهره ac محاسبه می گردد.

در این آزمایش تغییرات نقطه کار بر عملکرد کنترل کننده تحقیق شده است که مساله مهمی است.

۲-۱۴ آزمایش و تحلیل

مدار آزمایش در حالت کلی به صورت شکل زیر است. همانطور که ملاحظه می کنید از ماژول کنترل کننده PID برای اصلاح سیگنال خطا در کنترل حلقه بسته آنالوگ سرعت استفاده شده است. حال در بخش های بعد قصد داریم عملکرد سیستم مورد مطالعه را در شرایط به کارگیری کنترل کننده های متفاوت اعم از تناسبی، انتگرال گیر و مشتق گیر بررسی نماییم.



شکل ۱-۱۴ نحوه اتصال و سیم بندی آزمایش کنترل حلقه بسته آنالوگ سرعت

۱-۲-۱۴ کنترل کننده تناسبی

ابتدا نقطه کار یا سیگنال آنالوگ مرجع با دامنه ۴،۵ ولت را به سیستم اعمال نمائید. حال آنقدر ضرایب کنترل کننده ی تناسبی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. جدول زیر را برای چند ضریب کنترل کننده تناسبی تکمیل نمایید.

جدول ۱-۱۴: نتایج حاصل از اعمال ورودی پله با دامنه ۴,۵ ولت و تنظیم ضرایب کنترل کننده تناسبی

ضریب کنترل کننده تناسبی										
مقدار خطا										
سرعت موتور										
ولتاژ خروجی سنسور سرعت										

حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده تناسبی، طبق جدول زیر برای مقادیر مختلف نقطه کار جدول را تکمیل نمایید (تذکر داده می شود که در این بخش باید مقادیر کنترل کننده انتگرالی و مشتقی صفر باشد).

جدول ۲-۱۴: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی با تغییر نقطه کار

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
سرعت موتور										
ولتاژ خروجی سنسور سرعت										

حال برای بررسی کنترل کننده تناسبی مورد نظر در شرایط بروز اغتشاش در فرآیند کنترلی، مقدار ترمز مکانیکی را به ۵۰ درصد مقدار نهایی خود رسانده و جدول زیر را تکمیل نمایید.

جدول ۳-۱۴: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی در صورت ایجاد اغتشاش

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
سرعت موتور										
ولتاژ خروجی سنسور سرعت										

مقایسه ای بین رفتار سیستم در حالت بدون ترمز و با ترمز داشته باشید. از لحاظ کنترلی قطب های سیستم چه تغییری می نمایند؟

از این پس در همه آزمایش های مربوط به تحلیل حالت گذرا به جای اعمال ورودی ثابت از ورودی متغیر و اعمالی توسط سیگنال ژنراتور استفاده می گردد. فرکانس این سیگنال برای مشاهده پاسخ زمانی در حدود ۰,۱ هرتز می باشد.

در ادامه علاوه بر خطای حالت دائمی به بررسی سرعت پاسخ و فرجهش پاسخ گذرای سیستم پرداخته شده است. از این رو جهت مشاهده حالت گذرا به جای اعمال ورودی ثابت به محل اعمال نقطه کار، یک ورودی پالسی به کمک سیگنال ژنراتور با دامنه متغیر بین ۰ و ۴ ولت و فرکانس ۰,۱ هرتز اعمال نمائید و اغتشاش را از سیستم حذف کنید. البته راه تئوری محاسبه این مقدار، استفاده از نتایج مدل دینامیکی استخراج شده در آزمایش های قبلی است. با توجه به شکل اسیلوسکوپ تغییرات خروجی سنسور سرعت، جدول زیر را کامل نمائید.

جدول ۱۴-۴: بررسی حالت گذرای پاسخ سیستم به ازای ضرایب تناسبی متفاوت

۲۰	۱۵	۱۰	۵	۱	۰,۲	ضریب کنترل کننده تناسبی
						زمان صعود ولتاژ خروجی سنسور سرعت (msec)
						میزان فراجهش ولتاژ خروجی سنسور سرعت (V)
						درصد فراجهش ولتاژ خروجی سنسور سرعت

۱۴-۲-۲ کنترل کننده تناسبی انتگرالی

این کنترل کننده در عمل قابلیت تصحیح خطای حالت دایم را به دلیل وجود بخش انتگرالی دارد. نقطه کار ۴,۵ ولت را برای آن مشخص کنید. حال آنقدر ضرایب کنترل کننده تناسبی انتگرالی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. مقدار کمترین خطای بدست آمده را یادداشت نمایید.

حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده تناسبی-انتگرالی، طبق جدول زیر برای مقادیر دیگری از نقطه کار، خروجی و خطا را مشاهده و یادداشت نمایید. (تذکر داده می شود که در این بخش باید مقادیر کنترل کننده مشتقی صفر باشد). حال جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۱۴-۵: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی انتگرالی به ازای نقاط کار متفاوت

-۱۰	-۸	-۶	-۴	-۲	+۲	+۴	+۶	+۸	+۱۰	مقادیر نقطه کار
										مقدار خطا
										سرعت موتور
										ولتاژ خروجی سنسور سرعت

مشابه بخش قبلی به ازای نقطه کار ثابت ۴,۵ ولت تغییرات جدول زیر را تکمیل نمائید. ابتدا ضریب کنترل کننده انتگرالی را ۱ در نظر بگیرید و جدول را تکمیل نمائید.

جدول ۱۴-۶: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی انتگرالی به ازای تغییر ضریب انتگرالی

۰,۱	۱	۳	۵	۶	۷	۸	۹	۱۰	ضریب کنترل کننده انتگرالی
									خطای حالت دائمی
									زمان صعود ولتاژ خروجی سنسور سرعت (msec)
									میزان فراجهش ولتاژ خروجی سنسور سرعت (V)
									درصد فراجهش ولتاژ خروجی سنسور سرعت

۱۴-۲-۳ کنترل کننده تناسبی مشتقی

این کنترل کننده در عمل قابلیت تصحیح بهتر خطای حالت گذرا را به دلیل وجود بخش مشتقی دارد. نقطه کار ۴,۵ ولت را برای آن مشخص کنید. حال آنقدر ضرایب کنترل کننده تناسبی-مشتقی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. مقدار کمترین خطای بدست آمده را یادداشت نمایید.

حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده تناسبی-مشتقی، طبق جدول زیر با تغییر نقطه کار، خروجی و خطا را مشاهده و یادداشت نمایید (تذکر داده می شود که در این بخش باید مقادیر کنترل کننده انتگرالی صفر باشد). حال جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۱۴-۷: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی مشتقی به ازای نقاط کار متفاوت

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
سرعت موتور										
ولتاژ خروجی سنسور سرعت										

۱۴-۲-۴ کنترل کننده تناسبی، مشتقی، انتگرالی PID

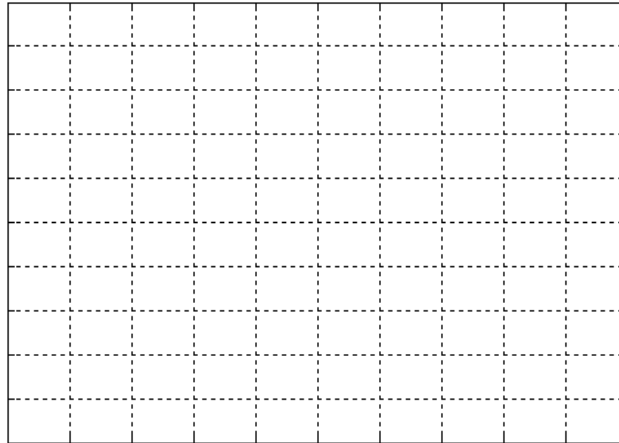
با وجود طراحی کنترل کننده های متعدد، ولی هنوز کنترل کننده PID بسیار مورد استفاده قرار می گیرد. برای بهره گیری از خواص کنترل PI و PD از کنترل کننده PID که متداول ترین کنترل کننده در صنعت به شما می آید، استفاده می شود. مشابه حالت قبل نقطه کار سیستم مورد مطالعه را ۴,۵ ولت قرار دهید سپس آنقدر ضرایب کنترل کننده ی تناسبی-انتگرالی-مشتقی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. مقدار کمترین خطای بدست آمده را یادداشت نمایید.

حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده، طبق جدول زیر با تغییر نقطه کار سیستم عملکرد کنترل کننده مورد نظر را از دیدگاه خطای حالت دائمی و ولتاژ خروجی سنسور سرعت مشاهده و یادداشت نمایید.

جدول ۱۴-۸: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی مشتقی به ازای نقاط کار متفاوت

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
سرعت موتور										
ولتاژ خروجی سنسور سرعت										

بدون تغییر ضرایب کنترلی، به کمک سیگنال ژنراتور یک پالس با دامنه ۰ تا ۴ ولت و فرکانس ۰,۱ هرتز به ورودی کنترلر اعمال نمایید و حالت گذرای پاسخ سیستم را با مشخص نمودن زمان صعود و درصد فراجهدش در شکل زیر رسم نمایید.



شکل ۲-۱۴ حالت گذرای پاسخ سیستم در شرایط به‌کارگیری کنترلر PID

۳-۱۴ سوالات

- ۱- در آزمایش سیستم حلقه بسته با کنترل کننده تنا سبی اثر اغتشاش بر خطای حالت دائمی را با اثر اغتشاش در آزمایش حلقه باز کنترل کننده تناسبی مقایسه نمائید.
- ۲- با اضافه شدن ضریب انتگرال گیر پارامتر حالت دائمی خطا به چه صورت تغییر نمود.
- ۳- با اضافه شدن ضریب انتگرال گیر پارامترهای حالت گذرا چگونه تغییر نمودند.
- ۴- چگونه می توان عرض باند سیستم مورد بررسی در این آزمایش را برای مقادیر ثابت بهره های تناسبی و انتگرالی محاسبه نمود.
- ۵- تفاوت کنترل حلقه باز و حلقه بسته را توضیح دهید.
- ۶- در کدام نوع کنترل کننده ها کمترین خطا و بیشترین خطا مشاهده شد. دلیل آنرا شرح دهید.

۱۵ طراحی کنترل کننده آنالوگ سرعت سروو موتور

هدف: طراحی کنترل کننده برای حلقه کنترل سرعت به دو روش آزمایشگاهی و تئوری

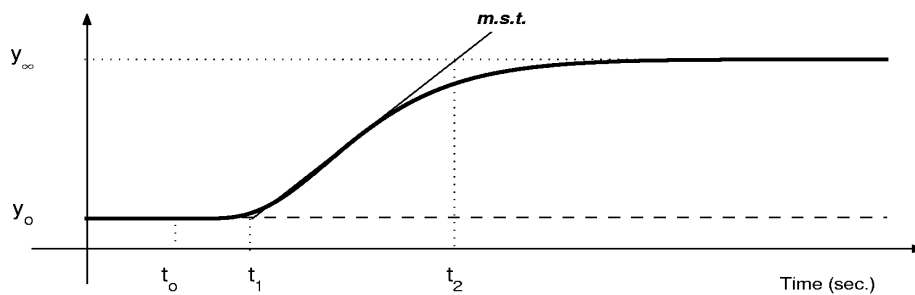
۱-۱۵ مقدمه

برای طراحی کنترل کننده سرعت دو رویکرد استفاده از ۱- نتایج آزمایشگاهی و جداول طراحی ضرایب زیگلر-نیکلز و همچنین رویکرد ۲- طراحی کنترل کننده براساس مدل فرآیند و روش های طراحی کلاسیک و تئوری مورد بررسی قرار می گیرد. به منظور استفاده از رویکرد کلاسیک و تئوری از مدل دینامیکی به دست آمده در آزمایش مدلسازی استفاده شده است.

فرم استاندارد مورد استفاده در روش های طراحی زیگلر نیکولز برای کنترل کننده به صورت زیر می باشد:

$$K(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s)$$

برای تنظیم ضرایب به روش زیگلر نیکولز حوزه زمان، به سیستم ورودی پله اعمال می نمائیم و بر اساس تغییرات پاسخ پله و روابط جدول زیر، طراحی کنترل کننده صورت می گیرد.



$$K_o = \frac{y_\infty - y_0}{u_\infty - u_0}; \quad \tau_o = t_1 - t_0; \quad \nu_o = t_2 - t_1$$

	K_p	T_r	T_d
P	$\frac{\nu_o}{K_o \tau_o}$		
PI	$\frac{0.9 \nu_o}{K_o \tau_o}$	$3\tau_o$	
PID	$\frac{1.2 \nu_o}{K_o \tau_o}$	$2\tau_o$	$0.5\tau_o$

شکل ۱-۱۵ نحوه تنظیم ضرایب کنترلی به روش زیگلر نیکولز حوزه زمان

در روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس، سیستم را به ازای ورودی ثابت با استفاده از کنترل کننده تناسبی به صورت حلقه بسته ببندید. با تغییر ضریب کنترل کننده تناسبی، به ازای کوچکترین مقداری که سیستم نوسانی می‌گردد، ضریب بهره K_u و دوره تناوب نوسانات T_u را به دست آورید. جدول زیر مشخص کننده ضرایب کنترل کننده می‌باشد.

جدول ۱-۱۵: تنظیم ضرایب کنترلی در روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس

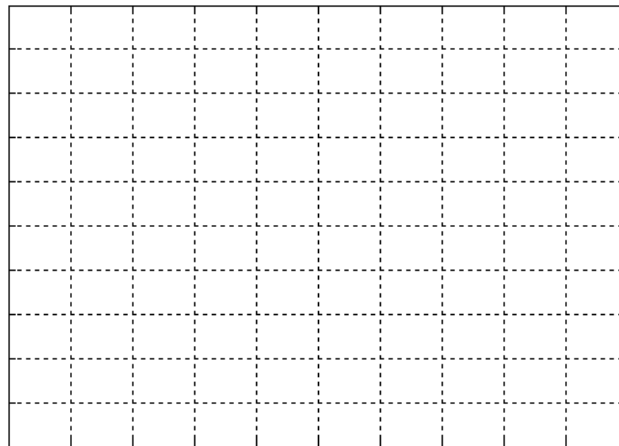
Controller	K	T_i	T_d
P	$0.5K_u$		
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

۱-۱۵ آزمایش و تحلیل

در این آزمایش قصد داریم ضرایب کنترلی را به روش زیگلر نیکولز در دو حوزه زمان و فرکانس تنظیم نماییم.

۱-۱۵-۲ طراحی به کمک روش زیگلر-نیکولز حوزه زمان

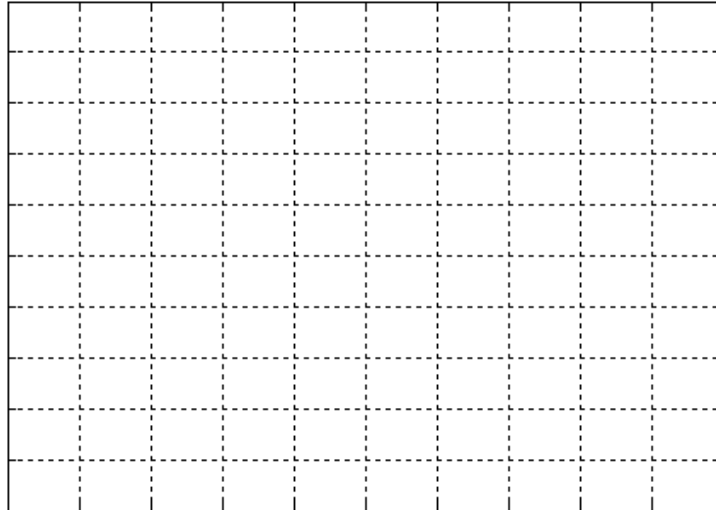
ابتدا روش حوزه زمان را بر سیستم حلقه باز اعمال نمائید و نمودار پاسخ خروجی را در شکل زیر رسم نمائید. ورودی مرجع را مشابه آزمایش قبلی با سیگنال ژنراتور اعمال نمائید. برای هر حالت جدول ضرایب را تنظیم نمائید و با تنظیم ضرایب طراحی شده شکل پاسخ پله را به ازای ورودی ۵ ولت رسم نمائید.



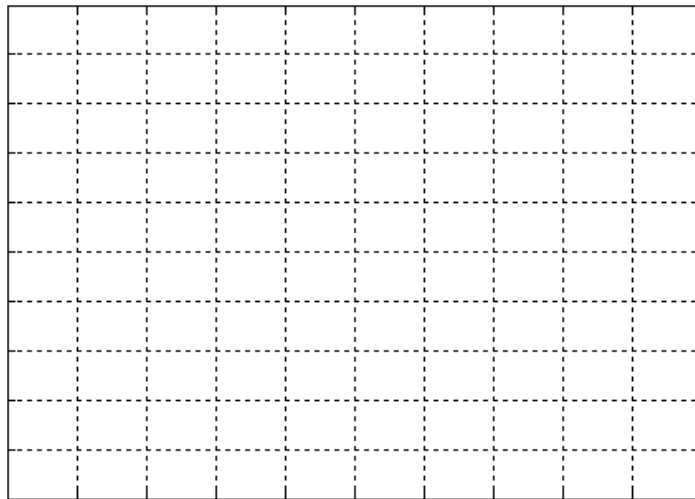
شکل ۱-۱۵-۲ پاسخ فرآیند کنترل سرعت به ازای ورودی پله

جدول ۲-۱۵: تنظیم ضرایب کنترلی در روش زیگلر نیکولز حوزه زمان

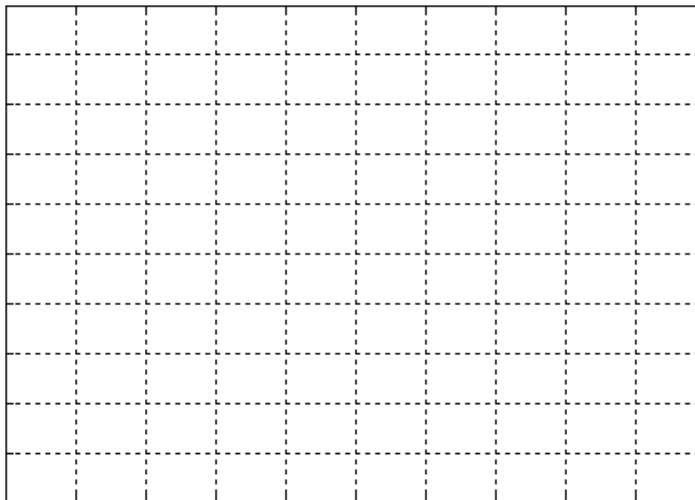
T_d	T_r	K_p	
			P
			PI
			PID



شکل ۳-۱۵ پاسخ فرآیند کنترل سرعت به ازای ورودی پله با دامنه ۵ ولت و کنترل کننده تناسبی



شکل ۴-۱۵ پاسخ فرآیند کنترل سرعت به ازای ورودی پله با دامنه ۵ ولت و کنترل کننده تناسبی-انتگرالی



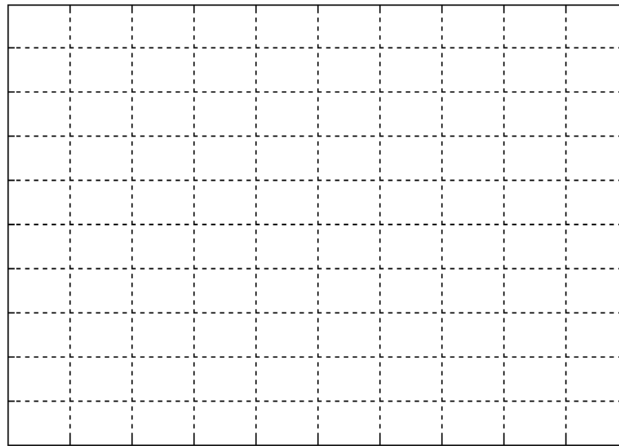
شکل ۵-۱۵ پاسخ فرآیند کنترل سرعت به ازای ورودی پله با دامنه ۵ ولت و کنترل کننده PID

با توجه به شکل‌های حاصل از آزمایش، جدول زیر را تکمیل نمائید.

جدول ۱۵-۳: مقایسه کنترلرهای مورد طراحی از دیدگاه ویژگی‌های حالت گذرا

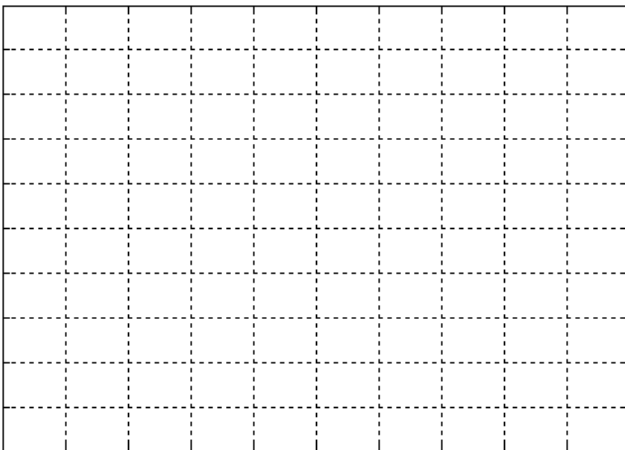
درصد فراجهش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	روش/ویژگی
			کنترل‌کننده تناسبی
			کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی
			کنترل‌کننده PID

از آنجایی که روش زیگلر نیکلز تجربی می باشد و در عمل مقادیر تا حدی به صورت میدانی نیز تنظیم می شوند با تنظیم میدانی ضرایب کنترل‌کننده PID، عملکرد پاسخ را بهبود بخشید و نمودار پاسخ پله بهبود یافته را رسم نمائید.

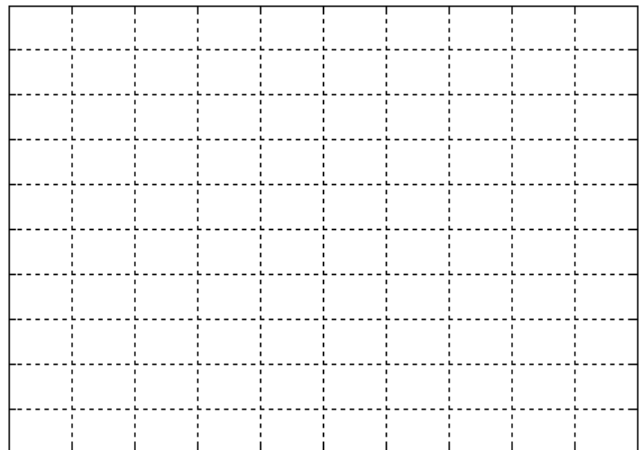


شکل ۱۵-۶ پاسخ فرآیند کنترل سرعت به ازای ورودی پله با دامنه ۵ ولت و کنترل‌کننده PID با ضرایب بهبود یافته

به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده حاصل به ازای دو نقطه کار جدید ۳,۵ و ۶,۵ ولت، نمودار پاسخ پله را مشاهده و رسم نمائید. این عملیات را به ازای ضرایب بهبود یافته نهایی صورت دهید و نتایج حاصل از مشاهده را در جدول زیر یادداشت کنید.

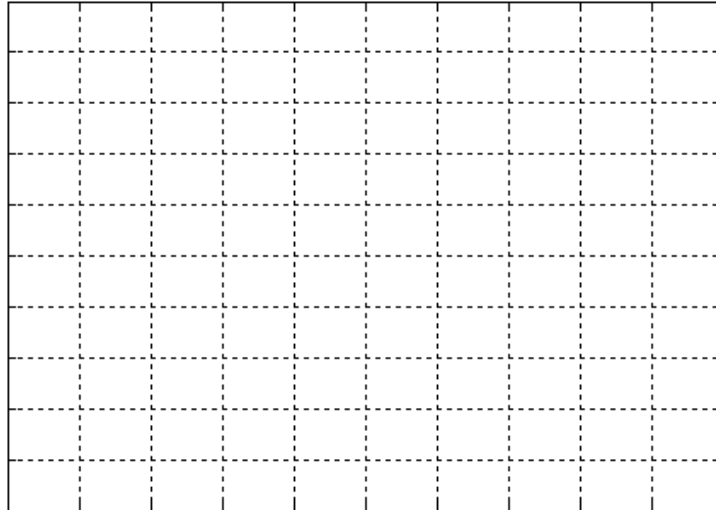


ب

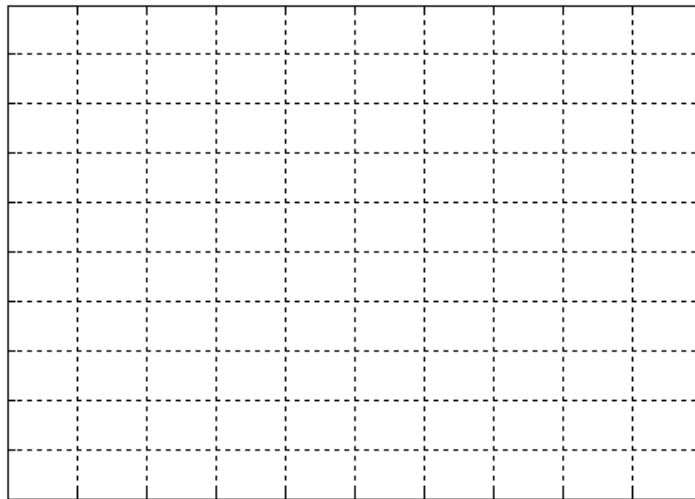


الف

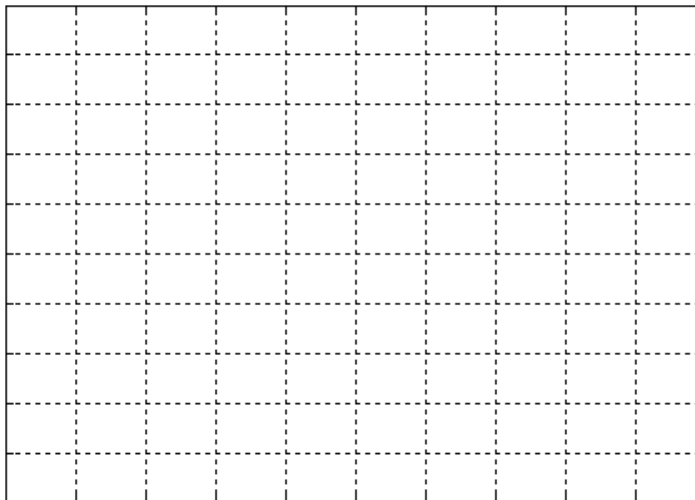
شکل ۱۵-۷ نمودار پاسخ پله به ازای الف) ورودی با دامنه ۳,۵ ولت؛ ب) ورودی با دامنه ۶,۵ ولت



شکل ۹-۱۵ پاسخ پله فرآیند با پیاده‌سازی کنترل‌کننده تناسبی به روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس



شکل ۱۰-۱۵ پاسخ پله فرآیند با پیاده‌سازی کنترل‌کننده تناسبی - انتگرالی به روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس



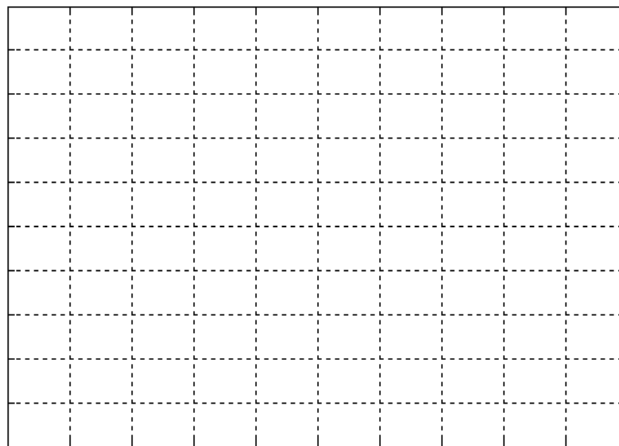
شکل ۱۱-۱۵ پاسخ پله فرآیند با پیاده‌سازی کنترل‌کننده PID به روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس

با توجه به شکل‌های حاصل از آزمایش، جدول زیر را تکمیل نمایید.

جدول ۷-۱۵: بررسی ویژگی‌های حالت گذرا در کنترل‌کننده‌های PI، P و PID طراحی شده

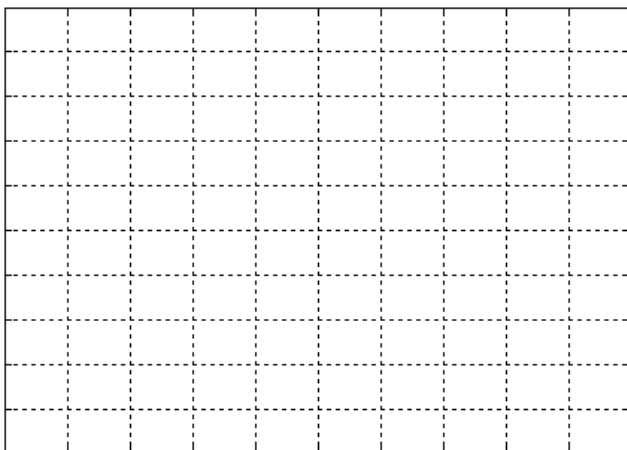
درصد فراجهش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	روش/ویژگی
			کنترل‌کننده تناسبی
			کنترل‌کننده تناسبی - انتگرالی
			کنترل‌کننده PID

از آنجایی که روش زیگلر نیکلز تجربی می باشد و در عمل مقادیر تا حدی به صورت میدانی نیز تنظیم می شوند با تنظیم میدانی ضرایب کنترل‌کننده PID، عملکرد پاسخ را بهبود ببخشید و نمودار پاسخ پله بهبود یافته را رسم نمایید.

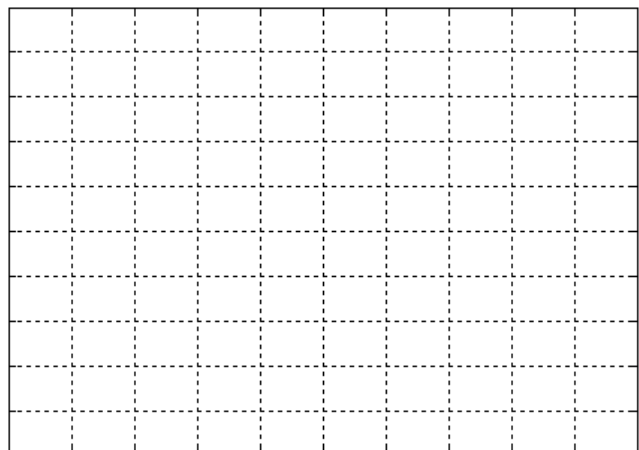


شکل ۱۲-۱۵ پاسخ پله بهبود یافته در کنترل‌کننده PID طراحی شده به روش نیکولز حوزه فرکانس

به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده حاصل به ازای دو نقطه کار جدید ۷٫۵ و ۴٫۵ ولت، نمودار پاسخ پله را مشاهده و رسم نمایید. این عملیات را به ازای ضرایب بهبود یافته نهایی صورت دهید و نتایج حاصل از مشاهده را در جدول زیر یادداشت کنید.



ب



الف

شکل ۱۳-۱۵ نمودار پاسخ پله به ازای الف) ورودی با دامنه ۴٫۵ ولت؛ ب) ورودی با دامنه ۷٫۵ ولت

جدول ۸-۱۵: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر نقطه کار

نقطه کار/ویژگی	خطای حالت دائمی	زمان صعود	درصد فراجهش
۴,۵			
۷,۵			

همچنین به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده در مقابل اغتشاش با تغییر میزان ترمز در سه حالت ۱۰، ۲۰ و ۳۰ درصد ترمز، جدول زیر را تکمیل نمائید

جدول ۹-۱۵: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر میزان اغتشاش

میزان اغتشاش/ویژگی	خطای حالت دائمی	زمان صعود	درصد فراجهش
۱۰ درصد			
۲۰ درصد			
۳۰ درصد			

۱۵-۲-۳ طراحی به کمک روش های تئوری کلاسیک

روش های متعددی جهت طراحی کنترل کننده کلاسیک ارائه شده اند. جهت طراحی از مدل دینامیکی شناسایی شده در آزمایش های قبلی استفاده نمائید. یک روش پیشنهادی سریع برای طراحی کنترل کننده، استفاده از جعبه ابزار Control System نرم افزار MATLAB می باشد. ابزار SISO SYSTEM DESIGN جهت این امر پیشنهاد می گردد. در هر حال، کنترل کننده کلاسیک طراحی شده را مانند مراحل قبل پیاده سازی و تحلیل نمائید.

۱۵-۳ سوالات

- ۱- عملکرد کنترل کننده زیگلر-نیکلز حوزه زمان را با فرکانس مقایسه نمائید.
- ۲- کنترل کننده تئوری طراحی شده عملکرد مقاوم تری از خود نشان داد یا کنترل کننده زیگلر-نیکلز؟
- ۳- روشی جهت یافتن حد فاز و حد بهره کنترل کننده های پیشنهادی ارائه نمائید.

۱۶ کنترل حلقه بسته آنالوگ موقعیت سروو موتور

هدف: طراحی کنترل کننده مناسب برای کنترل موقعیت موتور، بررسی اثر تغییر نقطه کار و ضرایب کنترل کننده بر پاسخ سیستم

۱-۱۶ مقدمه

یکی از مثال های معروف کنترلی، کنترل موقعیت موتور DC می باشد. از کاربردهای مهم آن می توان در صنایع رباتیک، ماشین سازی و ... اشاره نمود. در این آزمایش هدف بررسی کنترل موقعیت موتور DC با کنترل کننده آنالوگ است. در درسهای تئوری کنترل، با روش طراحی کنترل کننده PID، که در اینجا آن را به شکل کلی $K_p + K_d s + \frac{K_i}{s}$ نمایش می دهیم، آشنا شده اید. بسته به اینکه فرایند تحت کنترل از چه نوع و با چه ویژگیهایی باشد، استفاده از اشکال مختلف این کنترل کننده یعنی P، PD، PI و PID مناسب خواهد بود. کنترل آنالوگ به دلیل سادگی در ساخت و تحلیل در صنعت بسیار مورد استفاده قرار می گیرد. برای همه آزمایش های کنترل موقعیت مراحل زیر می بایست جهت تنظیم دستگاه رعایت گردند:

- ۱- در شروع فرآیند کنترل موقعیت ابتدا با دست دیسک گردان uncertainty را بر روی موقعیت صفر درجه قرار دهید و سپس سیستم را روشن نمائید. سروو موتور را در حالت کنترل آنالوگ قرار دهید و نوع کنترل، کنترل موقعیت انتخاب شود.
- ۲- جهت فیدبک گرفتن از موقعیت، سیم رابط مربوطه را به محل Speed/Position Feedback متصل نمائید. در این آزمایش تغییرات نقطه کار و اغتشاش بر عملکرد کنترل کننده تحقیق شده است که مساله مهمی است.

۲-۱۶ آزمایش و تحلیل

مدار این آزمایش مشابه شکل ۱۴-۱ است با این اختلاف که بایستی حالت سروو موتور بر روی کنترل موقعیت تنظیم شود. در ادامه ضرایب کنترلی چهار نوع کنترل کننده تناسبی، انتگرالی تناسبی، تناسبی مشتقی و کنترل کننده PID به روش سعی و خطا طراحی می شوند و پس از آن عملکرد کنترلر مورد طراحی در شرایط تغییر نقطه کار و یا ایجاد اغتشاش مورد ارزیابی قرار می گیرند و ویژگی های پاسخ گذرای فرآیند بررسی خواهد شد.

۱-۲-۱۶ کنترل کننده تناسبی

مشابه آزمایش سوم بخش ۱۴-۲-۱ مقدار مرجع سیگنال آنالوگ ورودی کنترل کننده را ۵ ولت تنظیم کنید. این کار را با استفاده از ماژول Source انجام دهید. حال آنقدر ضرایب کنترل کننده ی تناسبی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. جدول زیر را برای چند ضریب کنترل کننده تناسبی تکمیل نمایید.

جدول ۱-۱۶: نتایج حاصل از اعمال ورودی پله با دامنه ۵ ولت و تنظیم ضرایب کنترل کننده تناسبی

ضریب کنترل کننده تناسبی	مقدار خطا	مقدار زاویه	ولتاژ اندازه گیری شده در خروجی موقعیت

حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده تناسبی، طبق جدول زیر برای مقادیر مختلف نقطه کار جدول را تکمیل نمائید (تذکر داده می شود که در این بخش باید مقادیر کنترل کننده انتگرالی و مشتقی صفر باشد).

جدول ۲-۱۶: نتایج بررسی عملکرد کنترل‌کننده تناسبی با تغییر نقطه کار

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
مقدار زاویه										
ولتاژ اندازه‌گیری شده در خروجی موقعیت										

حال برای بررسی کنترل‌کننده تناسبی مورد نظر در شرایط بروز اغتشاش در فرآیند کنترلی، مقدار ترمز مکانیکی را به ۴۰ درصد مقدار نهایی خود رسانده و جدول زیر را تکمیل نمایید.

جدول ۳-۱۶: نتایج بررسی عملکرد کنترل‌کننده تناسبی در صورت ایجاد اغتشاش

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
مقدار زاویه										
ولتاژ اندازه‌گیری شده در خروجی موقعیت										

از این پس در همه آزمایش‌های مربوط به تحلیل حالت گذرا به جای اعمال ورودی ثابت از ورودی متغیر و اعمالی توسط سیگنال ژنراتور استفاده می‌گردد. فرکانس این سیگنال برای مشاهده پاسخ زمانی در حدود ۰٫۱ هرتز می‌باشد.

در ادامه علاوه بر خطای حالت دائمی به بررسی سرعت پاسخ و فرجه‌ها پاسخ گذرای سیستم پرداخته شده است. از این رو جهت مشاهده حالت گذرا به جای اعمال ورودی ثابت به محل اعمال نقطه کار، یک ورودی پالسی به کمک سیگنال ژنراتور با دامنه متغیر بین ۰ و ۴ ولت و فرکانس ۰٫۱ هرتز اعمال نمائید و اغتشاش را از سیستم حذف کنید. البته راه تئوری محاسبه این مقدار، استفاده از نتایج مدل دینامیکی استخراج شده در آزمایش‌های قبلی است. با توجه به شکل اسیلوسکوپ تغییرات خروجی سنسور سرعت، جدول زیر را کامل نمائید.

جدول ۴-۱۶: بررسی حالت گذرای پاسخ سیستم به ازای ضرایب کنترل‌کننده تناسبی متفاوت

ضریب کنترل‌کننده تناسبی	۰٫۲	۱	۵	۱۰	۱۵	۲۰
زمان صعود ولتاژ خروجی موقعیت (msec)						
میزان فرجه‌ها ولتاژ خروجی موقعیت (V)						
درصد فرجه‌ها ولتاژ خروجی موقعیت						

۲-۲-۱۶ کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی

مشابه آزمایش سوم بخش ۲-۲-۱۴، با استفاده از ماژول Source، مقدار مرجع سیگنال ورودی کنترل‌کننده را ۵ ولت تنظیم نمایید. حال آنقدر ضرایب کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. مقدار کمترین خطای بدست آمده را یادداشت نمایید.

حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده تناسبی-انتگرالی، طبق جدول زیر برای مقادیر دیگری از نقطه کار، خروجی و خطا را مشاهده و یادداشت نمایید. (تذکر داده می شود که در این بخش باید مقادیر کنترل کننده مشتقی صفر باشد). حال جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۱۶-۵: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی انتگرالی به ازای نقاط کار متفاوت

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
مقدار زاویه										
ولتاژ اندازه‌گیری شده در خروجی موقعیت										

مشابه بخش قبلی به ازای نقطه کار ثابت ۵ ولت تغییرات جدول زیر را تکمیل نمایید. ابتدا ضریب کنترل کننده انتگرالی را ۱ در نظر بگیرید و جدول را تکمیل نمایید.

ضریب کنترل کننده انتگرالی	۱۰	۹	۸	۷	۶	۵	۳	۱	۰٫۱
خطای حالت دائمی									
زمان صعود ولتاژ خروجی موقعیت (msec)									
میزان فرآهش ولتاژ خروجی موقعیت (V)									
درصد فرآهش ولتاژ خروجی موقعیت									

در ادامه اثر ایجاد اغتشاش را بر روی کنترل کننده تناسبی انتگرالی طراحی شده به روش سعی و خطا، مورد بررسی قرار خواهد گرفت. بدین منظور با اعمال اغتشاش ۱۰، ۲۰ و ۳۰ درصد، مقدار خطای حالت دائم سیستم را در جدول زیر یادداشت نمایید.

جدول ۱۶-۶: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر میزان اغتشاش

خطای حالت دائمی	میزان اغتشاش/ویژگی
	۱۰ درصد
	۲۰ درصد
	۳۰ درصد

۱۶-۲-۳ کنترل کننده تناسبی مشتقی

مشابه آزمایش سوم بخش ۱۴-۲-۳، کنترل کننده تناسبی مشتقی به روش سعی و خطا طراحی می‌کنیم. برای این کار نقطه کار ۵ ولت را برای کنترل کننده تنظیم می‌کنیم. حال آنقدر ضرایب کنترل کننده تناسبی-مشتقی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. مقدار کمترین خطای بدست آمده را یادداشت نمایید.

حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده تناسبی-مشتقی، طبق جدول زیر با تغییر نقطه کار، خروجی و خطا را مشاهده و یادداشت نمایید (تذکر داده می شود که در این بخش باید مقادیر کنترل کننده انتگرالی صفر باشد). حال جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۷-۱۶: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی مشتقی به ازای نقاط کار متفاوت

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
مقدار زاویه										
ولتاژ اندازه‌گیری شده در خروجی موقعیت										

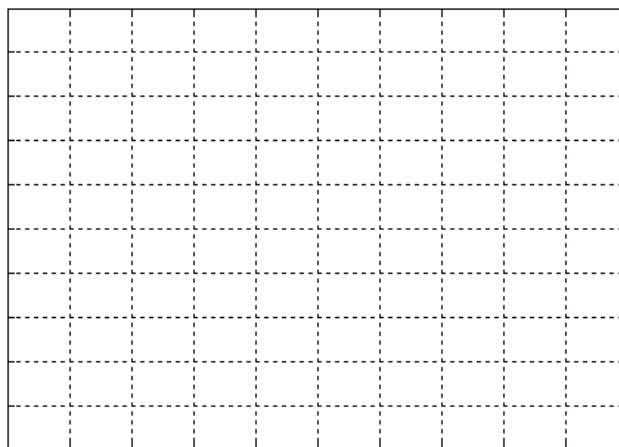
۱۶-۲-۴ کنترل کننده تناسبی، مشتقی، انتگرالی PID

مشابه حالت قبل نقطه کار سیستم مورد مطالعه را ۴,۵ ولت قرار دهید سپس آنقدر ضرایب کنترل کننده ی تناسبی-انتگرالی-مشتقی را تغییر دهید تا مقدار خطای مشاهده شده به کمترین مقدار خود برسد. مقدار کمترین خطای بدست آمده را یادداشت نمایید. حال بدون تغییر ضرایب کنترل کننده، طبق جدول زیر با تغییر نقطه کار سیستم عملکرد کنترل کننده مورد نظر را از دیدگاه خطای حالت دائمی و ولتاژ خروجی سنسور سرعت مشاهده و یادداشت نمایید.

جدول ۸-۱۶: نتایج بررسی عملکرد کنترل کننده تناسبی مشتقی به ازای نقاط کار متفاوت

مقادیر نقطه کار	+۱۰	+۸	+۶	+۴	+۲	-۲	-۴	-۶	-۸	-۱۰
مقدار خطا										
مقدار زاویه										
ولتاژ اندازه‌گیری شده در خروجی موقعیت										

بدون تغییر ضرایب کنترلی، به کمک سیگنال ژنراتور یک پالس با دامنه ۰ تا ۴ ولت و فرکانس ۰,۱ هرتز به ورودی کنترلر اعمال نمایید و حالت گذرای پاسخ سیستم را با مشخص نمودن زمان صعود و درصد فراجهدش در شکل زیر رسم نمایید.



شکل ۱-۱۶ حالت گذرای پاسخ سیستم در شرایط به‌کارگیری کنترلر PID

۳-۱۶ سوالات

- ۱- کنترل حلقه بسته یا حلقه باز را در سه نوع کنترل کننده با هم مقایسه نمایید.
- ۲- در کدام نوع کنترل کننده ها کمترین خطا و بیشترین خطا مشاهده شد. دلیل آنرا شرح دهید.

۱۷ طراحی کنترل کننده آنالوگ موقعیت سروو موتور

هدف: طراحی کنترل کننده برای حلقه کنترل موقعیت به دو روش آزمایشگاهی و تئوری

۱-۱۷ مقدمه

برای طراحی کنترل کننده موقعیت دو رویکرد ۱-۱ استفاده از نتایج آزمایشگاهی و جداول طراحی ضرایب جون زیگلر نیکلز و همچنین ۲- رویکرد طراحی کنترل کننده براساس مدل فرآیند و روش های طراحی کلاسیک و تئوری مورد بررسی قرار می گیرد.

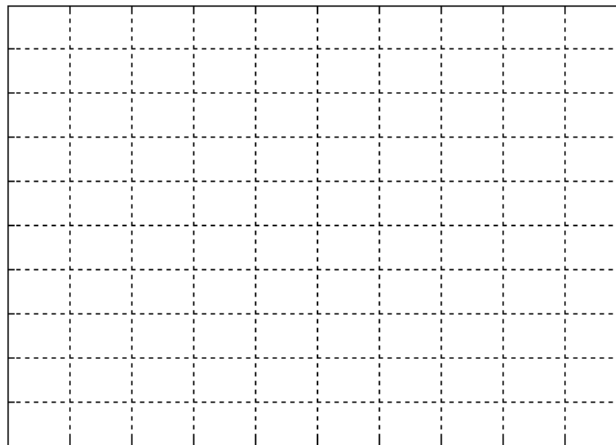
۲-۱۷ آزمایش و تحلیل

مشابه آزمایش چهارم، هدف آن است به کمک روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس کنترل کننده مناسبی طراحی گردد و عملکرد این کنترل کننده مورد بررسی قرار گیرد.

۱-۲-۱۷ طراحی کنترل کننده به کمک روش زیگلر نیکلز حوزه فرکانس

در روش طراحی کنترل کننده به روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس، سیستم حلقه بسته با کنترل کننده تناسبی را راه اندازی کنید و ضریب تناسبی را چنان تنظیم نمایید که سیستم در حالت نوسان قرار گیرد. پاسخ نوسانی فرآیند را به ازای ورودی پله با دامنه ۵ ولت در شکل ۱-۱۷ رسم کنید و بر اساس جدول ۱-۱۵، ضرایب کنترل کننده را بدست آورید و در جدول ۱-۱۷ یادداشت کنید.

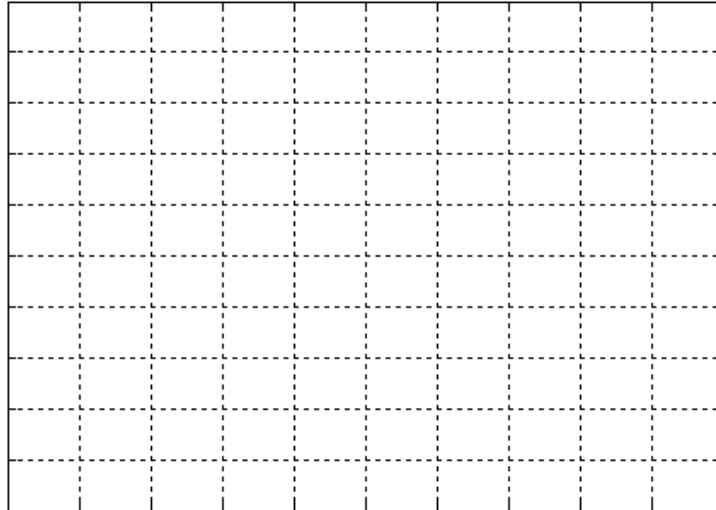
با پیاده سازی کنترلرهای P، PI و PID با ضرایب طراحی شده و سیگنال ورودی با دامنه ۵ ولت؛ شکل پاسخ فرآیند را مشاهده و در شکل ۲-۱۷ تا شکل ۴-۱۷ رسم نمایید.



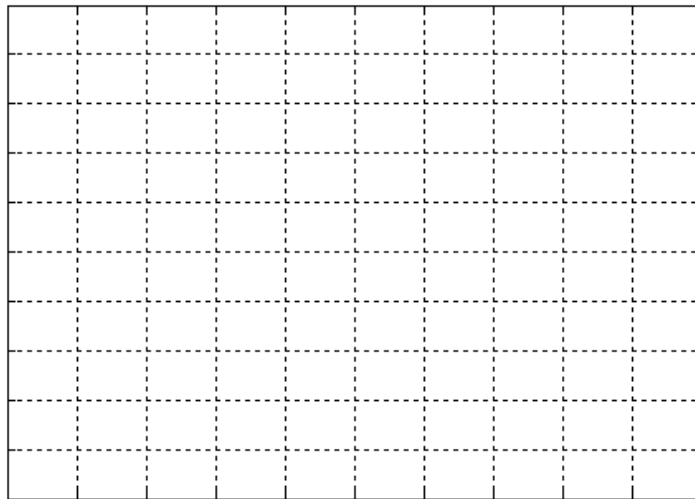
شکل ۱-۱۷ پاسخ فرآیند کنترل سرعت به ازای ورودی پله

جدول ۱-۱۷: تنظیم ضرایب کنترلی در روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس

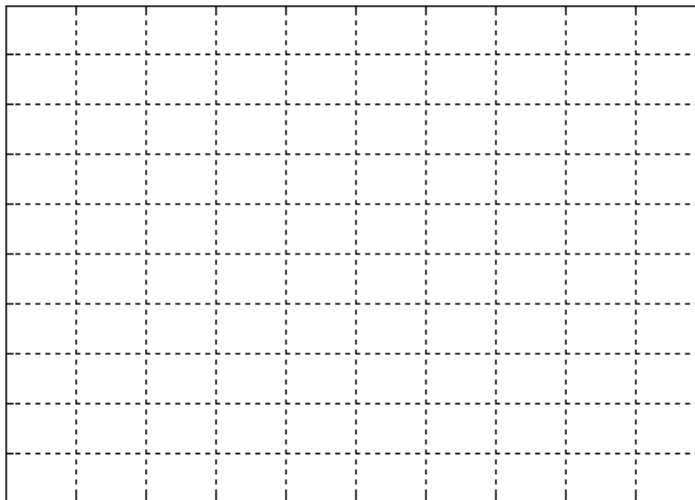
Td	Tr	Kp	
			P
			PI
			PID



شکل ۲-۱۷ پاسخ پله فرآیند با پیاده‌سازی کنترل‌کننده تناسبی به روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس



شکل ۳-۱۷ پاسخ پله فرآیند با پیاده‌سازی کنترل‌کننده تناسبی - انتگرالی به روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس



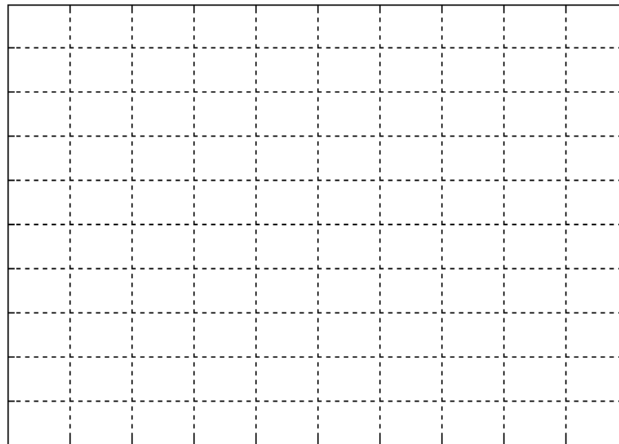
شکل ۴-۱۷ پاسخ پله فرآیند با پیاده‌سازی کنترل‌کننده PID به روش زیگلر نیکولز حوزه فرکانس

با توجه به شکل‌های حاصل از آزمایش، جدول زیر را تکمیل نمایید.

جدول ۱۷-۲: بررسی ویژگی‌های حالت گذرا در کنترل‌کننده‌های PI، P و PID طراحی شده

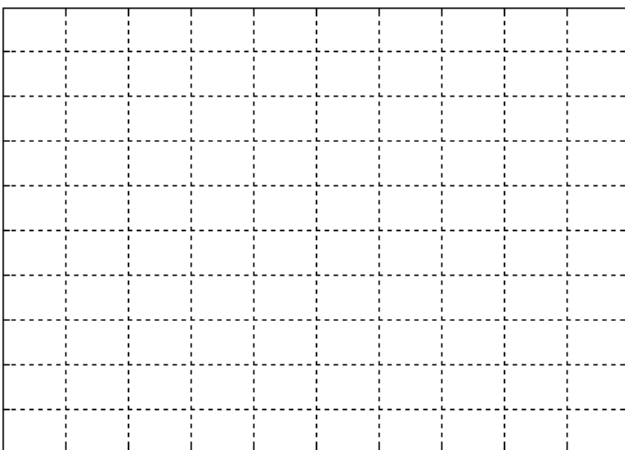
درصد فراجهش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	روش/ویژگی
			کنترل‌کننده تناسبی
			کنترل‌کننده تناسبی - انتگرالی
			کنترل‌کننده PID

از آنجایی که روش زیگلر نیکلز تجربی می باشد و در عمل مقادیر تا حدی به صورت میدانی نیز تنظیم می‌شوند با تنظیم میدانی ضرایب کنترل‌کننده PID، عملکرد پاسخ را بهبود بخشید و نمودار پاسخ پله بهبود یافته را رسم نمایید.

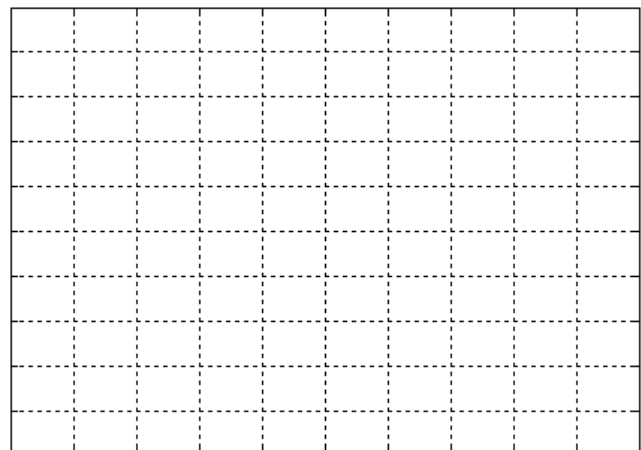


شکل ۱۷-۵ پاسخ پله بهبود یافته در کنترل‌کننده PID طراحی شده به روش نیکولز حوزه فرکانس

به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده حاصل به ازای دو نقطه کار جدید ۷٫۵ و ۴٫۵ ولت، نمودار پاسخ پله را مشاهده و رسم نمایید. این عملیات را به ازای ضرایب بهبود یافته نهایی صورت دهید و نتایج حاصل از مشاهده را در جدول زیر یادداشت کنید.



ب



الف

شکل ۱۷-۶ نمودار پاسخ پله به ازای الف) ورودی با دامنه ۴٫۵ ولت؛ ب) ورودی با دامنه ۷٫۵ ولت

جدول ۳-۱۷: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر نقطه کار

درصد فرآجهش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	نقطه کار/ویژگی
			۴,۵
			۷,۵

همچنین به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده در مقابل اغتشاش با تغییر میزان ترمز در سه حالت ۱۰، ۲۰ و ۳۰ درصد ترمز، جدول زیر را تکمیل نمایید

جدول ۴-۱۷: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر میزان اغتشاش

درصد فرآجهش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	میزان اغتشاش/ویژگی
			۱۰ درصد
			۲۰ درصد
			۳۰ درصد

۳-۱۷ سوالات

- ۱- چرا استفاده از روش طراحی کنترل کننده زیگلر-نیکلز حوزه زمان در این آزمایش امکان پذیر نمی باشد.
- ۲- کنترل کننده تئوری طراحی شده عملکرد مقاوم تری از خود نشان داد یا کنترل کننده زیگلر-نیکلز؟
- ۳- روشی جهت یافتن حد فاز و حد بهره کنترل کننده‌های پیشنهادی ارائه نمایید.

۱۸ کنترل دیجیتال حلقه بسته سرعت موتور DC

هدف آزمایش: آشنایی با کنترل حلقه بسته سرعت موتور DC با استفاده از کنترل کننده دیجیتال

۱-۱۸ مقدمه

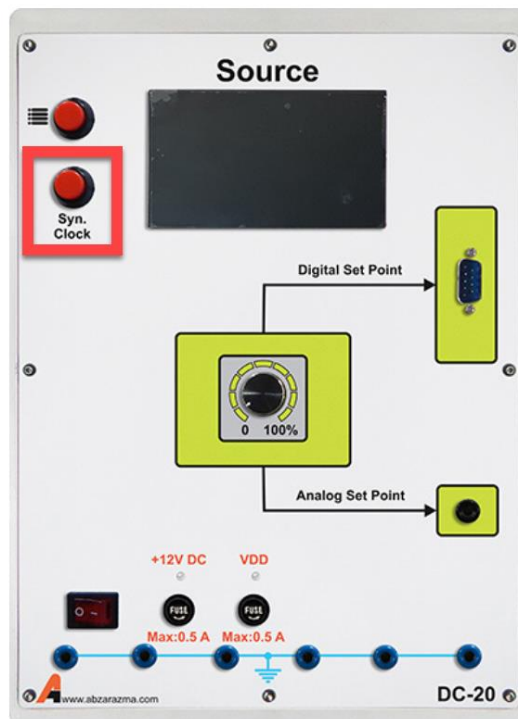
در این بخش هدف بررسی کنترل سرعت موتور DC با کنترل کننده دیجیتال است. در درسهای تئوری کنترل، با روش طراحی کنترل کننده PID، که در اینجا آن را به شکل زیر نمایش می دهیم، آشنا شده اید. بسته به اینکه فرایند تحت کنترل از چه نوع و با چه ویژگیهایی باشد، استفاده از اشکال مختلف این کنترل کننده یعنی P، PD، PI و یا PID مناسب خواهد بود.



$$U(z) = \left(K_p + \frac{1}{T_i} \frac{T}{1-z^{-1}} + T_D \frac{1-z^{-1}}{T} \right) E(z)$$

شکل ۱-۱۸ کنترل کننده PID دیجیتال

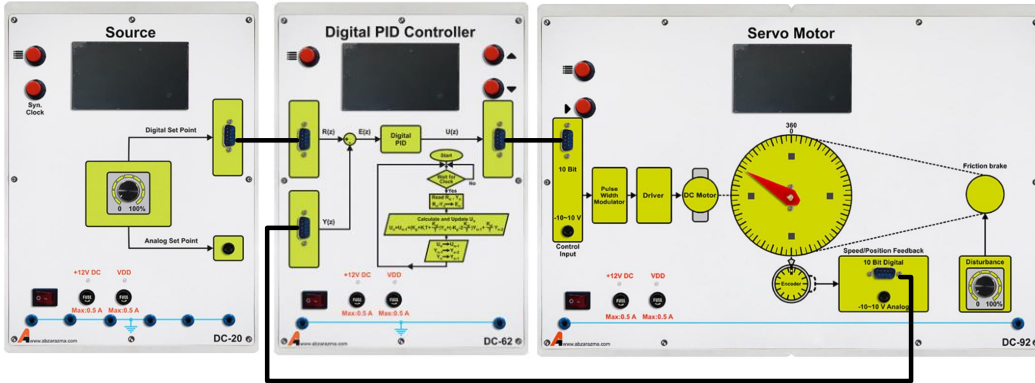
از آنجایی که همه پیکشامدها در کنترل دیجیتال با یک clock مشخص سنکرون هستند لذا لازم است در آزمایشات مربوط به کنترل دیجیتال، کلاک سنکرون ساز از ماژول Source به سایر ماژولها متصل باشد. این کلاک از طریق یک کابل فلت ۱۴ رشته با سوکت IDC ۲*۷ در پشت ماژولها متصل شده است. این کار به منظور هماهنگ سازی بلوک های دیجیتال مربوطه و مشخص نمودن زمان نمونه برداری T ضرورت دارد. فرکانس کلاک سنکرون ساز به کمک کلید مشخص شده در ماژول Source، مطابق شکل زیر قابل تنظیم است.



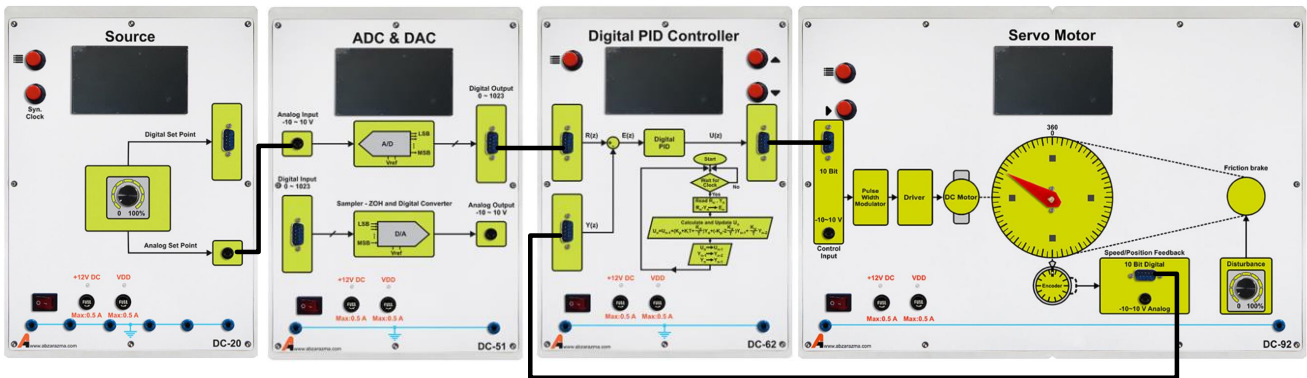
شکل ۲-۱۸ کلید مربوط به تغییر فرکانس کلاک سنکرون ساز

۲-۱۸ آزمایش و تحلیل

بررسی فرآیند کنترل سرعت و موقعیت سروو موتور به کمک کنترلر دیجیتال به دو صورت مستقیم (شکل ۳-۱۸) و غیر مستقیم (شکل ۴-۱۸) می‌تواند انجام پذیرد



شکل ۳-۱۸ اتصال ماژول‌های مورد نیاز جهت انجام فرآیند کنترل دیجیتال به‌طور مستقیم



شکل ۴-۱۸ اتصال ماژول‌های مورد نیاز جهت انجام فرآیند کنترل دیجیتال به‌طور غیر مستقیم

۱-۲-۱۸ کنترل کننده تناسبی (P)

جهت استفاده از ماژول کنترلر PID دیجیتال در فرآیند کنترل سرعت مطابق شکل ۳-۱۸ ماژول‌های مورد نیاز را به یکدیگر متصل کنید. تنظیمات ماژول سروو موتور را بر روی حالت دیجیتال و کنترل سرعت قرار تنظیم کنید.

مقدار مرجع سرعت را ۵ ولت تنظیم نمایید و طبق جدول زیر تنها ضریب تناسبی را تنظیم کنید و ضریب مشتقی و انتگرالی صفر باشند. جدول زیر را بر اساس مشاهدات کامل کنید. مقدار سیگنال خطا را از روی نمایشگر ماژول کنترلر دیجیتال بدست آورید.

جدول ۱-۱۸: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال سرعت سروو موتور با بکارگیری کنترلر تناسبی

ضریب تناسبی	۰.۱	۰.۵	۱	۵	۱۰	۵۰	۱۰۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

۱۸-۲-۲ کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI)

مراحل بند قبلی را برای کنترل کننده PI تکرار نمائید. با تنظیم $P=10$ و $I=1$ جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۱۸-۲: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال سرعت سروو موتور با بکارگیری کنترلر تناسبی-انتگرالی

مقدار سرعت مبنا	۱۰	۳۰	۷۰	۱۱۰	-۳۰	-۵۰	-۷۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

۱۸-۲-۳ کنترل کننده تناسبی مشتقی (PD)

با تنظیم $P=10$ و $D=2$ جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۱۸-۳: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال سرعت سروو موتور با بکارگیری کنترلر تناسبی-مشتقی

مقدار سرعت مبنا	۱۰	۳۰	۱۵۰	۲۵۰	-۳۰	-۵۰	-۱۵۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

۱۸-۲-۴ کنترل کننده تناسبی، مشتقی، انتگرالی PID

با تنظیم $P=10$ و $I=1$ و $D=2$ ، جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۱۸-۴: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال سرعت سروو موتور با بکارگیری کنترلر PID

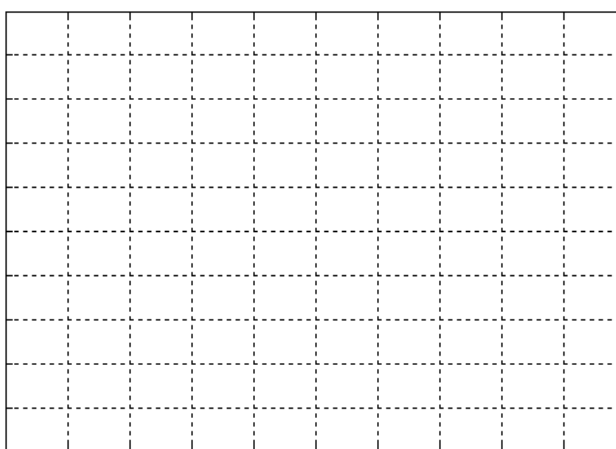
مقدار سرعت مبنا	۱۰	۳۰	۱۵۰	۲۵۰	-۳۰	-۵۰	-۱۵۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

۳-۱۸ مقایسه نتایج

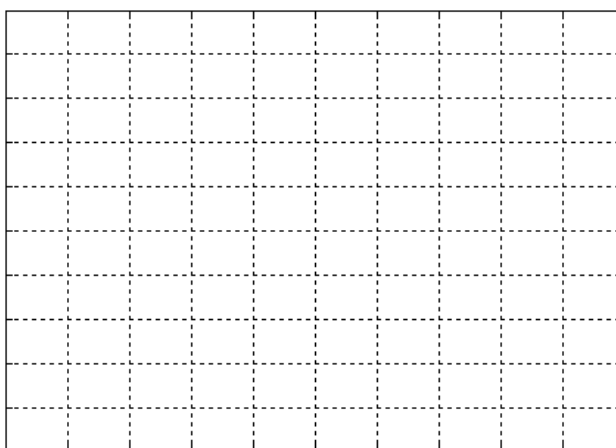
روند به دست آوردن پاسخ زمانی مشابه آزمایش‌های قبلی می‌باشد. به این منظور مطابق شکل ۴-۱۸، سیگنال ژنراتور را با تنظیم مناسب به ورودی ADC متصل نمائید و خروجی ماژول ADC، به عنوان سیگنال مرجع برای ماژول کنترلر دیجیتال قرار می‌گیرد.

به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده حاصل به ازای دو نقطه کار جدید ۱۰۰ و ۲۰۰ دور بر دقیقه نمودار پاسخ پله را مشاهده و رسم نمائید و نتایج را در جدول وارد نمائید. ضرایب کنترل کننده را $P=10$ و $I=1$ و $D=2$ تنظیم نمائید.

در این شرایط برای تغییر نقطه کار می‌بایست دامنه سیگنال ژنراتور در مقدار مناسب تنظیم گردد. بدین منظور از مقیاس بندی ماژول Source کمک می‌گیریم. (مقیاس بندی ماژول Source به این صورت است که ولتاژ ۱۰-۰ ولت به سرعت بین ۰-۳۵۰ دور بر دقیقه ساعتگرد و ولتاژ صفر تا ۱۰- ولت به سرعت بین صفر تا ۳۵۰ دور پاد ساعتگرد نگاشت می‌شود)



شکل ۵-۱۸ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۱۰۰ RPM در شرایط بکارگیری کنترلر PID



شکل ۶-۱۸ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۲۰۰ RPM در شرایط بکارگیری کنترلر PID

جدول ۵-۱۸: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر نقطه کار

نقطه کار/ویژگی	خطای حالت دائمی	زمان صعود	درصد فراجهش
۱۰۰RPM			
۲۰۰RPM			

۴-۱۸ سوالات

- ۱- در کدام نوع کنترل کننده‌ها کمترین خطا و بیشترین خطا مشاهده شد. دلیل آنرا شرح دهید.
- ۲- مزایا و معایب کنترل کننده‌های دیجیتال را نسبت به کنترل کننده‌های آنالوگ شرح دهید.
- ۳- در تمامی کنترل کننده‌ها نمودار پاسخ پله را باهم مقایسه کنید.

۱۹ کنترل موقعیت دیجیتال حلقه بسته موتور DC

هدف آزمایش: آشنایی با کنترل حلقه بسته موقعیت موتور DC با استفاده از کنترل کننده های دیجیتال تناسبی و تناسبی-انتگرالی

۱-۱۹ مقدمه

در این آزمایش کنترل حلقه بسته سیستم کنترل موقعیت سروو موتور با کنترلر دیجیتال مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۲-۱۹ آزمایش و تحلیل

نحوه انجام این آزمایش مشابه آزمایش هفتم است با این تفاوت که حالت سروو موتور بر روی کنترل موقعیت قرار دهید.

۱-۲-۱۹ کنترل کننده تناسبی (P)

مطابق شکل ۳-۱۸ مدار آزمایش را سیم‌بندی کنید. مقدار مرجع موقعیت را ۵ ولت تنظیم نمائید و طبق جدول زیر تنها ضریب تناسبی را تنظیم کنید و ضریب مشتقی و انتگرالی صفر باشند. جدول زیر را بر اساس مشاهدات کامل کنید. مقدار سیگنال خطا را از روی نمایشگر ماژول کنترلر دیجیتال بدست آورید. مقیاس‌بندی ماژول Source بدین صورت است که ولتاژ بین ۱۰- تا ۱۰+ ولت به موقعیت بین ۰ تا ۳۶۰ درجه نگاشت می‌شود بنابراین موقعیت مطلوب به ازای سیگنال ۵ ولت ۲۷۰ درجه است.

جدول ۱-۱۹: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال موقعیت سروو موتور با بکارگیری کنترلر تناسبی

ضریب تناسبی	۰,۱	۰,۵	۱	۵	۱۰	۵۰	۱۰۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

۲-۲-۱۹ کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI)

مراحل بند قبلی را برای کنترل کننده PI تکرار نمائید. با تنظیم $P=10$ و $I=1$ جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۲-۱۹: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال موقعیت سروو موتور با بکارگیری کنترلر تناسبی-انتگرالی

موقعیت مرجع	۲۵	۵۰	۷۵	۱۰۰	۲۰۰	۳۰۰	۳۳۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

۱۹-۲-۳ کنترل کننده تناسبی مشتقی (PD)

با تنظیم $P=10$ و $D=2$ جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

جدول ۱۹-۳: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال موقعیت سروو موتور با بکارگیری کنترلر تناسبی-مشتقی

موقعیت مرجع	۲۵	۵۰	۷۵	۱۰۰	۲۰۰	۳۰۰	۳۳۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

۱۹-۲-۴ کنترل کننده تناسبی، مشتقی، انتگرالی PID

با تنظیم $P=10$ و $I=1$ و $D=2$ ، جدول زیر را براساس مشاهدات پر کنید.

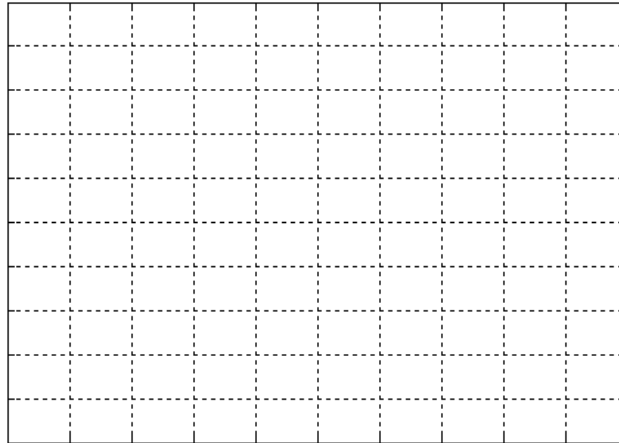
جدول ۱۹-۴: بررسی فرآیند کنترل دیجیتال سرعت سروو موتور با بکارگیری کنترلر PID

موقعیت مرجع	۲۵	۵۰	۷۵	۱۰۰	۲۰۰	۳۰۰	۳۳۰
مقدار حقیقی فرآیند یا PV							
مقدار خطا							
مقدار خروجی فیدبک							

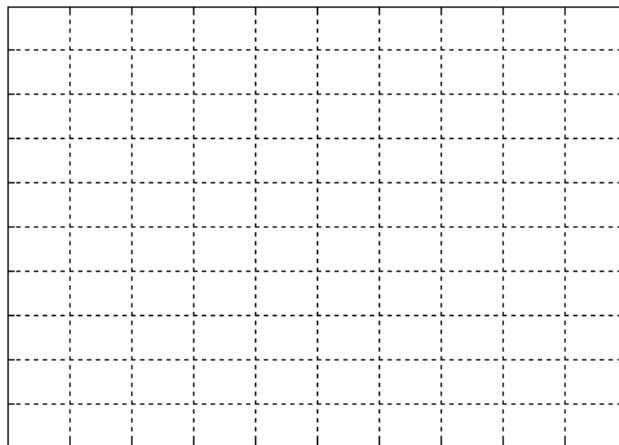
۱۹-۳ مقایسه نتایج

روند به دست آوردن پاسخ زمانی مشابه آزمایش های قبلی می باشد. به این منظور مطابق شکل ۱۸-۴، سیگنال ژنراتور را با تنظیم مناسب به ورودی ADC متصل نمائید و خروجی ماژول ADC، به عنوان سیگنال مرجع برای ماژول کنترلر دیجیتال قرار می گیرد. به منظور تنظیم مناسب سیگنال ژنراتور از مقیاس بندی ماژول Source استفاده نمائید. همانطور که پیش از این بیان شد، ماژول Source ولتاژ بین ۱۰- تا ۱۰+ ولت به موقعیت بین ۰ تا ۳۶۰ درجه نگاشت می کند بنابراین موقعیت مطلوب به ازای سیگنال صفر ولت ۱۸۰ درجه است.

به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده حاصل به ازای دو نقطه کار جدید ۱۵۰ و ۲۵۰ درجه نمودار پاسخ پله را مشاهده و رسم نمائید و نتایج را در جدول وارد نمائید. ضرایب کنترل کننده را $P=10$ و $I=1$ و $D=2$ تنظیم نمائید.



شکل ۱۹-۱ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۱۵۰ DEG در شرایط بکارگیری کنترلر PID



شکل ۱۹-۲ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۲۵۰ DEG در شرایط بکارگیری کنترلر PID

جدول ۱۹-۵: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر نقطه کار

درصد فراجهش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	نقطه کار/ویژگی
			۱۵۰DEG
			۲۵۰DEG

۱۹-۴ سوالات

۱- رفتار حلقه های کنترل موقعیت و سرعت را با هم مقایسه نمایید.

۲۰ طراحی کنترل کننده دیجیتال سرعت و موقعیت موتور DC

هدف: طراحی کنترل کننده دیجیتال مستقیم و غیر مستقیم برای حلقه کنترل سرعت و موقعیت

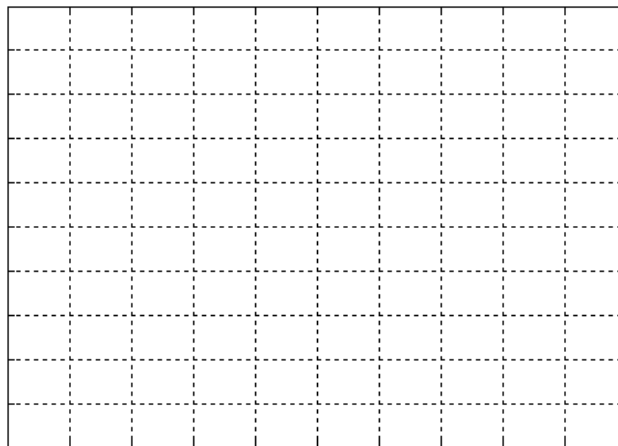
۱-۲۰ مقدمه

در این بخش به طراحی کنترل کننده دیجیتال سرعت و موقعیت سرو موتور جریان مستقیم می پردازیم. در ادامه انواع کنترل کننده‌های دیجیتال تناسبی، تناسبی-مشتقی، تناسبی-انگرالی و تناسبی-انگرالی-مشتقی بر روی سیستم بررسی خواهند شد.

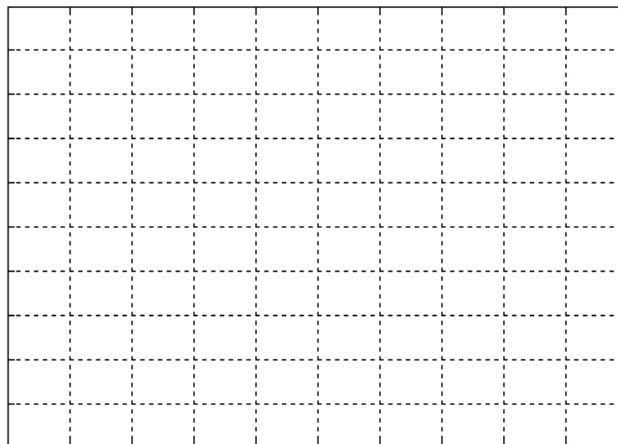
۲-۲۰ آزمایش و تحلیل

۳-۲۰ طراحی کنترل کننده دیجیتال سرعت به روش غیر مستقیم

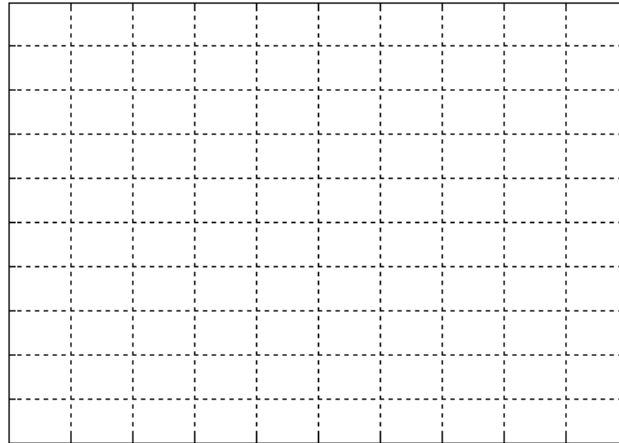
در این بخش کنترل کننده به روش غیر مستقیم طراحی و به سیستم دیجیتال اعمال می گردد. جهت این امر کنترل کننده آنالوگ سرعت طراحی شده در آزمایش های چهارم و یا پنجم با استفاده از تکنیک گسسته سازی دو جمله ای به معادل دیجیتال آن تبدیل و سپس نتیجه در بلوک کنترل کننده دیجیتال PID تنظیم می گردد. شکل موج پاسخ پله را برای سه نقطه کار ۳۰، ۱۰۰ و ۱۷۰ دور بر دقیقه به دست آورده و رسم نمائید. از روی شکل مشخصات پاسخ را در جدول ثبت نمائید.



شکل ۱-۲۰ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۳۰RPM با طراحی کنترل کننده دیجیتال به روش گسسته سازی



شکل ۲-۲۰ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۱۰۰RPM با طراحی کنترل کننده دیجیتال به روش گسسته سازی



شکل ۲۰-۳ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۱۷۰RPM با طراحی کنترل کننده دیجیتال به روش گسسته سازی

جدول ۲۰-۱: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر نقطه کار

درصد فراجش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	نقطه کار/ویژگی
			۳۰ RPM
			۱۰۰RPM
			۱۷۰RPM

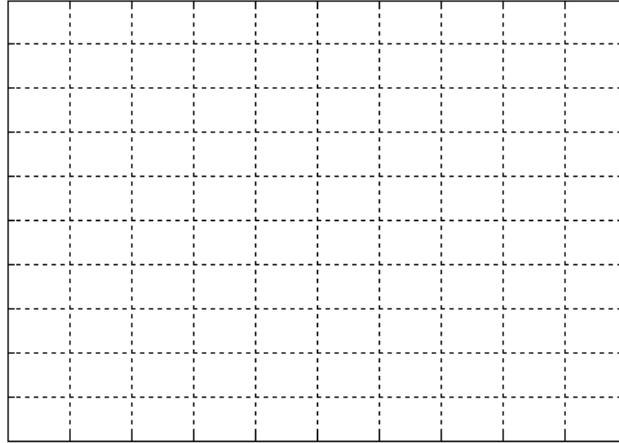
همچنین به منظور عملکرد کنترل کننده در مقابل اغتشاش با تغییر میزان ترمز در سه شرایط ۱۰، ۲۰ و ۵۰ درصد ترمز جدول را تکمیل نمائید. (این عملیات را به ازای ضرایب طراحی و نقطه کار ۱۰۰RPM صورت دهید).

جدول ۲۰-۲: بررسی عملکرد کنترل کننده مورد طراحی با تغییر میزان اغتشاش

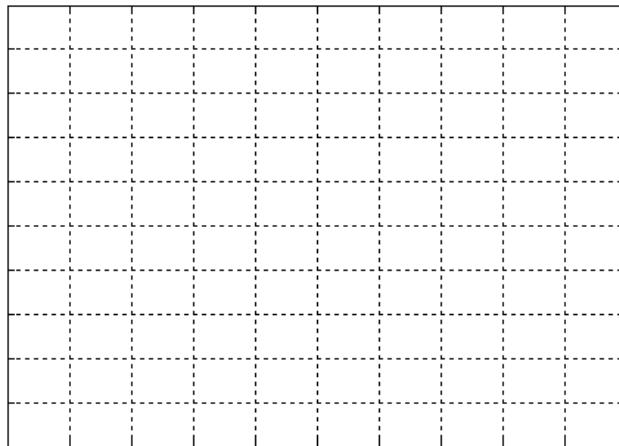
درصد فراجش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	میزان اغتشاش/ویژگی
			۱۰ درصد
			۲۰ درصد
			۵۰ درصد

۲۰-۴ طراحی کنترل کننده موقعیت دیجیتال به روش غیر مستقیم

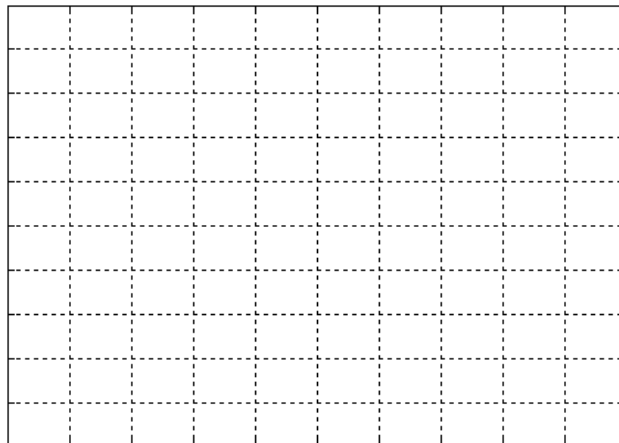
مشابه بخش قبلی همه عملیات را برای کنترل موقعیت تکرار نمائید. به ازای کنترل زاویه موتور در ۹۰، ۱۵۰ و ۲۲۰ درجه مراحل صورت گیرد.



شکل ۴-۲۰ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۹۰DEG با طراحی کنترل کننده دیجیتال به روش گسسته سازی



شکل ۵-۲۰ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۱۵۰DEG با طراحی کنترل کننده دیجیتال به روش گسسته سازی



شکل ۶-۲۰ پاسخ پله به ازای نقطه کار ۲۲۰DEG با طراحی کنترل کننده دیجیتال به روش گسسته سازی

جدول ۲۰-۳: بررسی عملکرد کنترل‌کننده مورد طراحی با تغییر نقطه کار

درصد فراجش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	نقطه کار/ویژگی
			۹۰DEG
			۱۵۰DEG
			۲۲۰DEG

همچنین به منظور عملکرد کنترل‌کننده در مقابل اغتشاش با تغییر میزان ترمز در سه شرایط ۱۰ و ۲۰ و ۵۰ درصد ترمز جدول را تکمیل نمایید (این عملیات را به ازای ضرایب طراحی و نقطه کار ۱۵۰ درجه صورت دهید).

جدول ۲۰-۴: بررسی عملکرد کنترل‌کننده مورد طراحی با تغییر میزان اغتشاش

درصد فراجش	زمان صعود	خطای حالت دائمی	میزان اغتشاش/ویژگی
			۱۰ درصد
			۲۰ درصد
			۵۰ درصد

۲۰-۵ سوالات

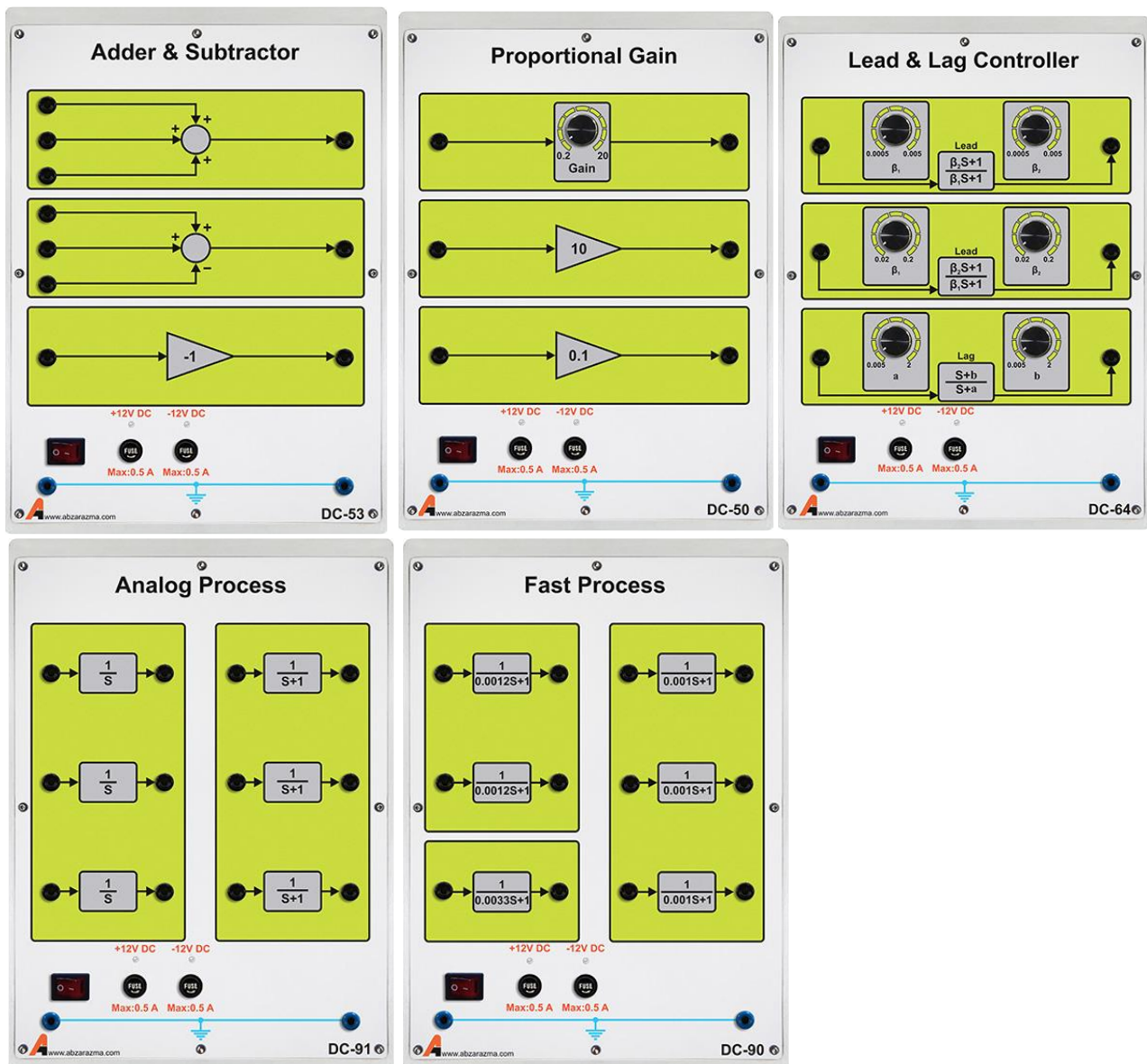
۱- روش گسسته سازی معرفی شده را با دیگر تکنیک های مرسوم مقایسه نمایید.

۲۱ طراحی کنترل کننده های پیشرفته

هدف: طراحی کنترل کننده های دیگر به جز PID

۱-۲۱ مقدمه

جهت تحقق کنترل کننده های دیگر چون lead-lag و فیدبک حالت می توان با افزودن چند تجهیز جانبی به این کنترل کننده ها و اتصال حلقه بسته آنها اقدام نمود. جهت تحقق کنترل کننده های آنالوگ پیشرفته تر از مجموعه شبیه ساز فرآیند آنالوگ مطابق شکل زیر استفاده می گردد که شامل ماژول های ۱- کنترلر Lead و Lag، ۲- بهره تناسبی، ۳- جمع کننده و تفریق کننده، ۴- مدل فرآیند آنالوگ ۵- مدل فرآیندهای سریع؛ می باشند.



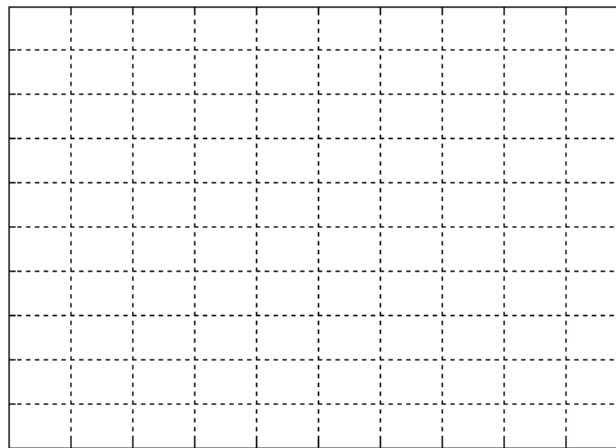
شکل ۱-۲۱ ماژول های مورد نیاز جهت شبیه سازی فرآیندهای آنالوگ و تحقق کنترل کننده های Lead و Lag

جهت تحقق کنترل کننده های دیجیتال پی شرفته تر نیز می بایست از ماژول Embedded Microcontroller استفاده نمود که قابلیت برنامه‌نویسی کنترلر داخلی که یک LPC1788 می‌باشد؛ با نرم‌افزار Keil uvision وجود دارد.

۲-۲۱ آزمایش و تحلیل

۱-۲-۲۱ طراحی و پیاده سازی کنترل کننده پیش فاز برای کنترل سرعت آنالوگ

به کمک روش های طراحی کنترل کننده پیش فاز ابتدا بر اساس مدل سیستم کنترل سرعت به دست آمده در آزمایش های قبلی یک کنترل کننده طراحی نمائید. به منظور پیاده سازی این کنترل کننده ضرایب دستگاه شبیه ساز را بر روی مقادیر طراحی شده تنظیم نمائید. پاسخ سیستم را مشابه آزمایش های قبلی رسم نمائید و راجع به مشخصات پاسخ پیشنهادی بحث نمائید.



شکل ۲-۲۱ پاسخ فرآیند کنترل سرعت به کمک کنترلر پیش فاز

۲-۲-۲۱ طراحی و پیاده سازی کنترل کننده فیدبک حالت برای کنترل موقعیت آنالوگ

بدین منظور خروجی سرعت را به کمک یک انتگرال گیر به متغیر حالت دیگر سیستم یعنی موقعیت تبدیل نمائید. مدل حاصل از مراحل قبلی را به فرم فضای حالت تبدیل نمائید. با استفاده از دستورات طراحی نرم افزار MATLAB یا محاسبه دستی مقادیر ضرایب فیدبک حالت و پیش ضریب ورودی نقطه کار را محاسبه نمائید. نتایج را به کمک دستگاه شبیه ساز فرآیند پیاده سازی نمائید و بر روی کیفیت پاسخ ها و مقایسه آن با سایر موارد بحث نمائید.

پیوست ۱: آشنایی با تجهیزات آموزنده کنترل دیجیتال و آنالوگ

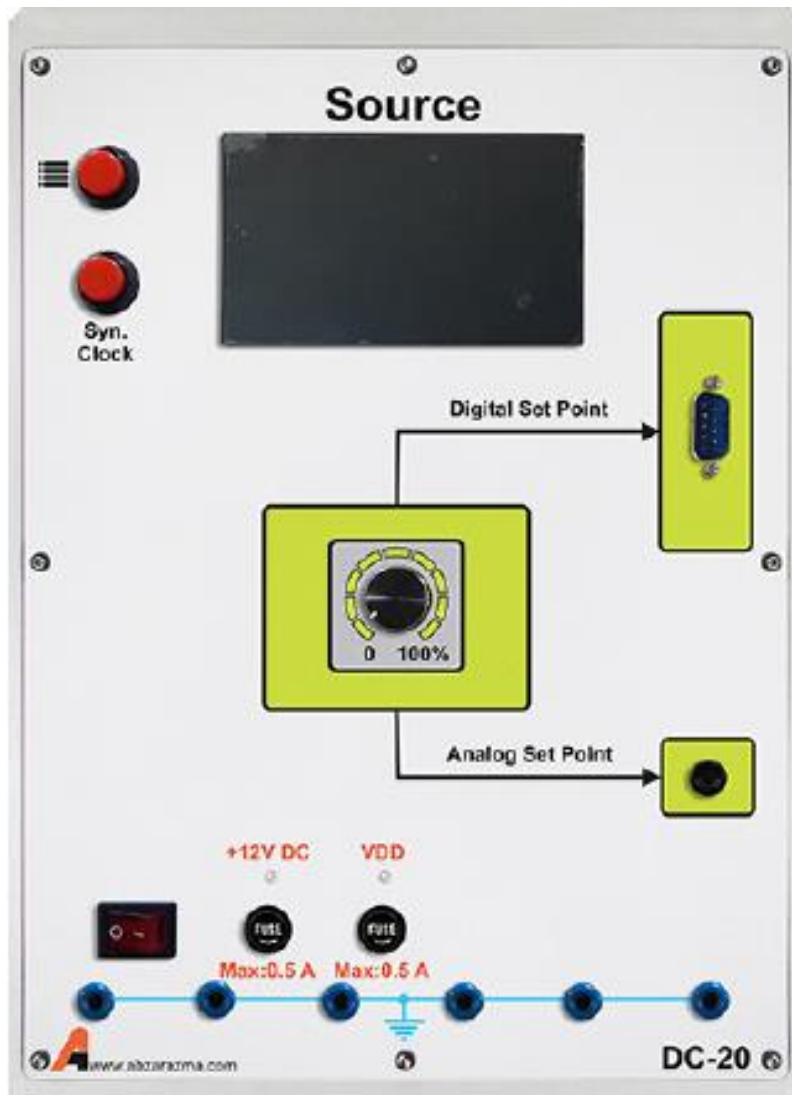
یکی از مباحث اساسی در یادگیری آزمایشگاه، استفاده صحیح و بهینه از تجهیزات آزمایشگاهی می‌باشد. به منظور استفاده هر چه بهتر از سیستم آزمایشگاهی لازم است تا اطلاعات کافی از تمامی اجزا داشته باشیم. بنابراین در این پیوست بخش‌های مختلف سیستم کنترل آنالوگ و دیجیتال توضیح داده می‌شوند.

۱- ماژول منبع:

این ماژول جهت ساختن فرمان مرجع آنالوگ و دیجیتال و تنظیم فرکانس نمونه برداری ماژول‌های دیجیتال مورد استفاده قرار می‌گیرد. همچنین سیگنال فرمان معادل به منظور کنترل سرعت و موقعیت سروو موتور را نمایش می‌دهد.

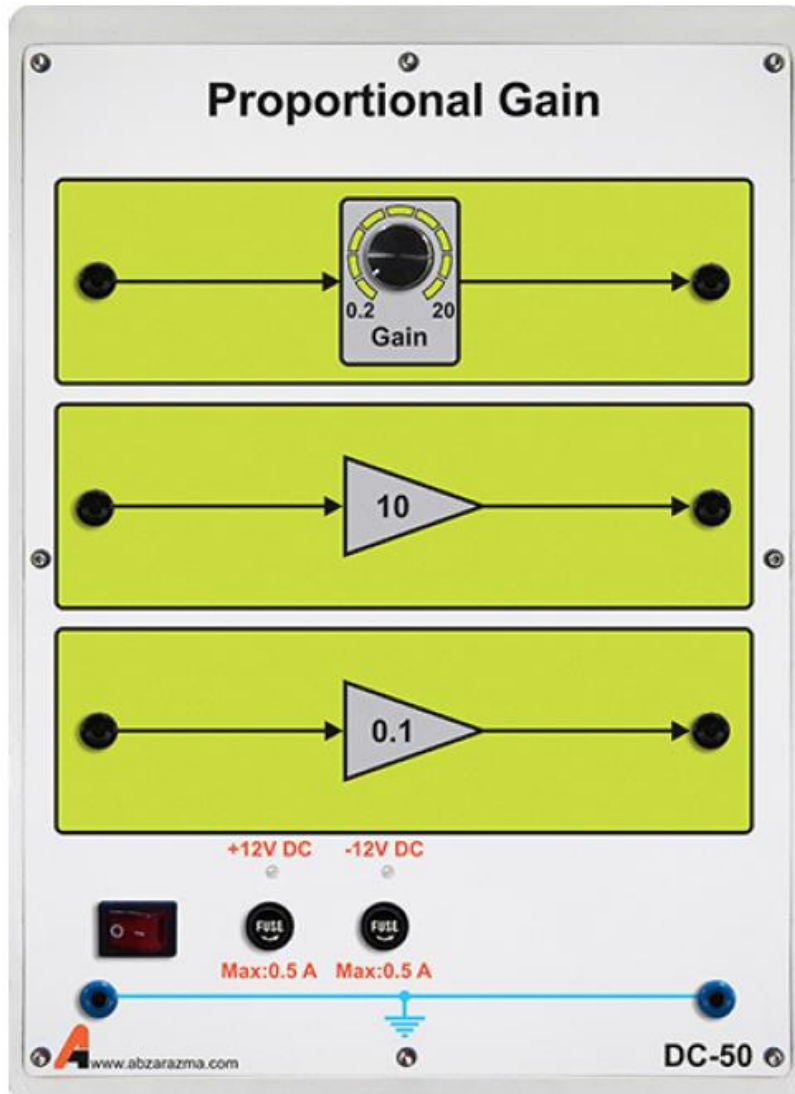
این ماژول دارای یک خروجی دیجیتال 10 بیتی و یک خروجی آنالوگ بین 10 - تا 10 + ولت است. همچنین قابلیت تغییر فرکانس کلاک دیجیتال از 0,1 هرتز تا 100 هرتز را دارد.

در این ماژول از یک LCD گرافیکی 4,3 اینچی برای نمایش مقدار مرجع سیگنال آنالوگ و دیجیتال و ... استفاده شده است.



۲- ماژول بهره تناسبی:

این ماژول جهت ایجاد بهره تناسبی مورد استفاده قرار می‌گیرد. محدوده مجاز ورودی‌ها می‌تواند بین -10 تا $+10$ تغییر کند. به کمک این ماژول می‌توان بهره ثابت 0.1 و 10 یا بهره متغیر بین 0.2 تا 20 ایجاد نمود.

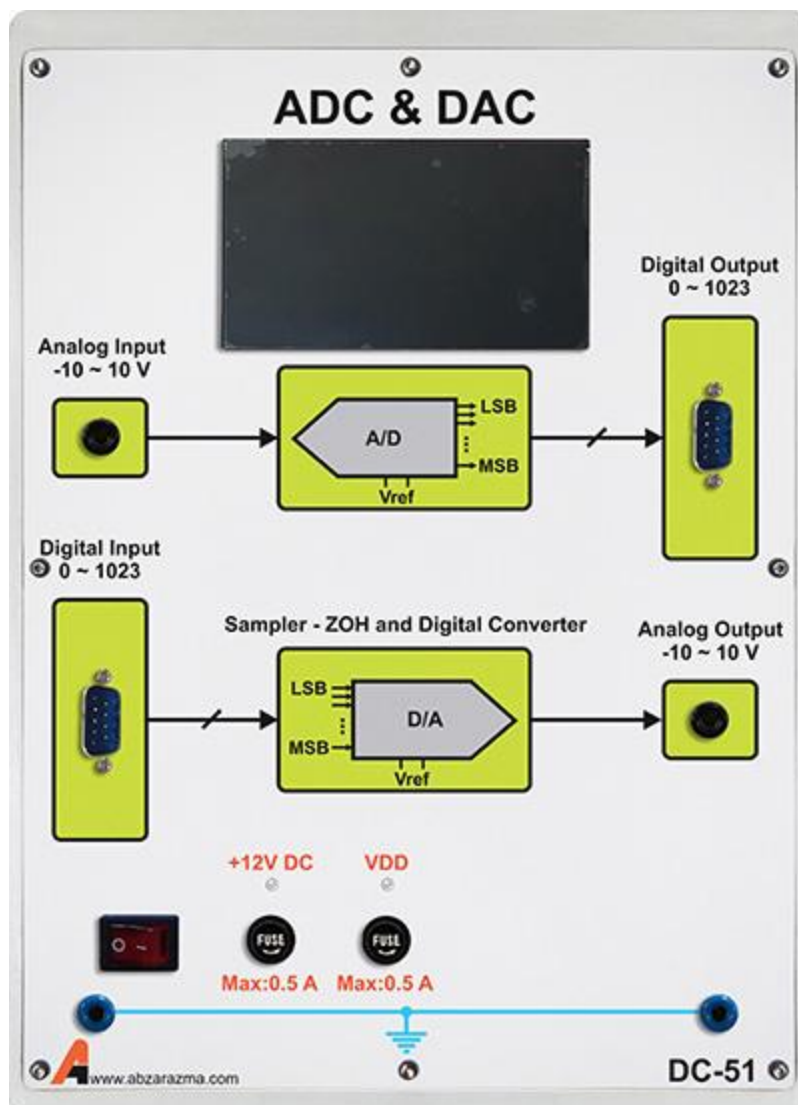


۳- ماژول مبدل آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ

این ماژول جهت تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال و برعکس مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مشخصات ورودی و خروجی های این ماژول به شرح زیر است:

- ورودی آنالوگ $\pm 10V$
- خروجی آنالوگ $\pm 10V$
- ورودی دیجیتال 10 بیتی
- خروجی دیجیتال 10 بیتی
- یک نمایشگر گرافیکی "TFT 4.3"

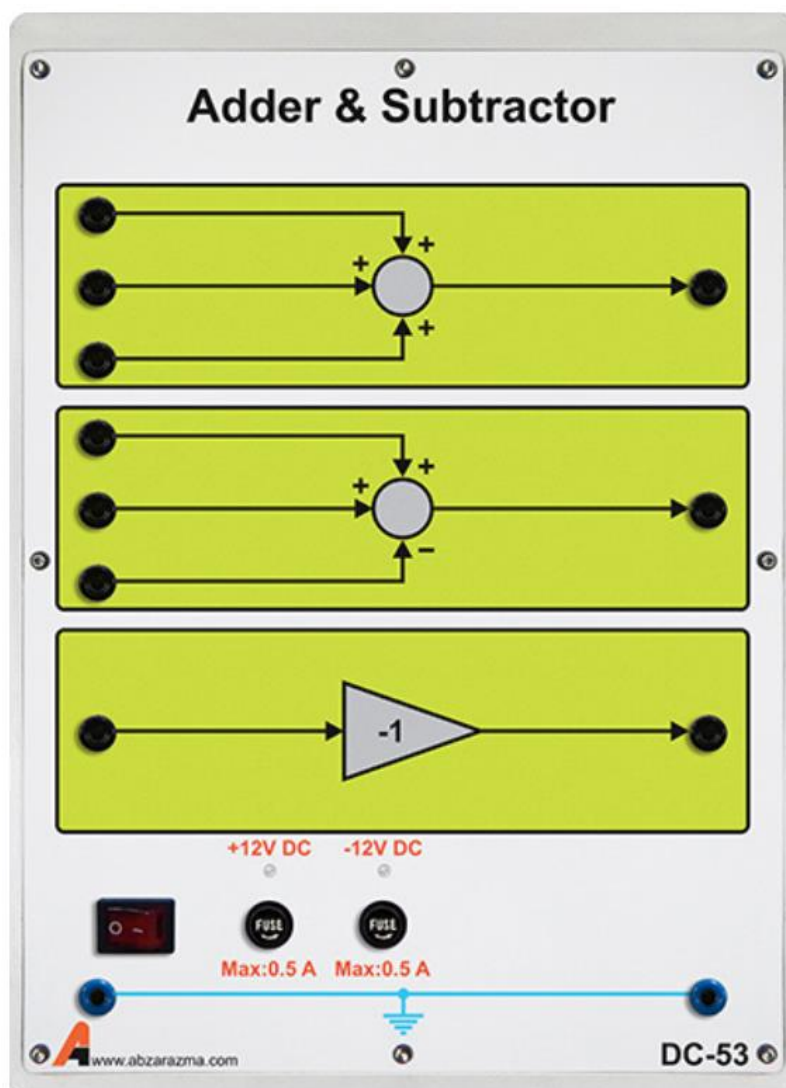


۴- ماژول جمع‌کننده و تفریق‌کننده

این ماژول جهت جمع و یا تفریق یک یا چند سیگنال آنالوگ مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مشخصات ورودی و خروجی‌های این ماژول به شرح زیر است

- ولتاژکاری $10 \pm$
- جمع‌کننده سه ورودی
- تفریق‌کننده سه ورودی
- معکوس‌کننده

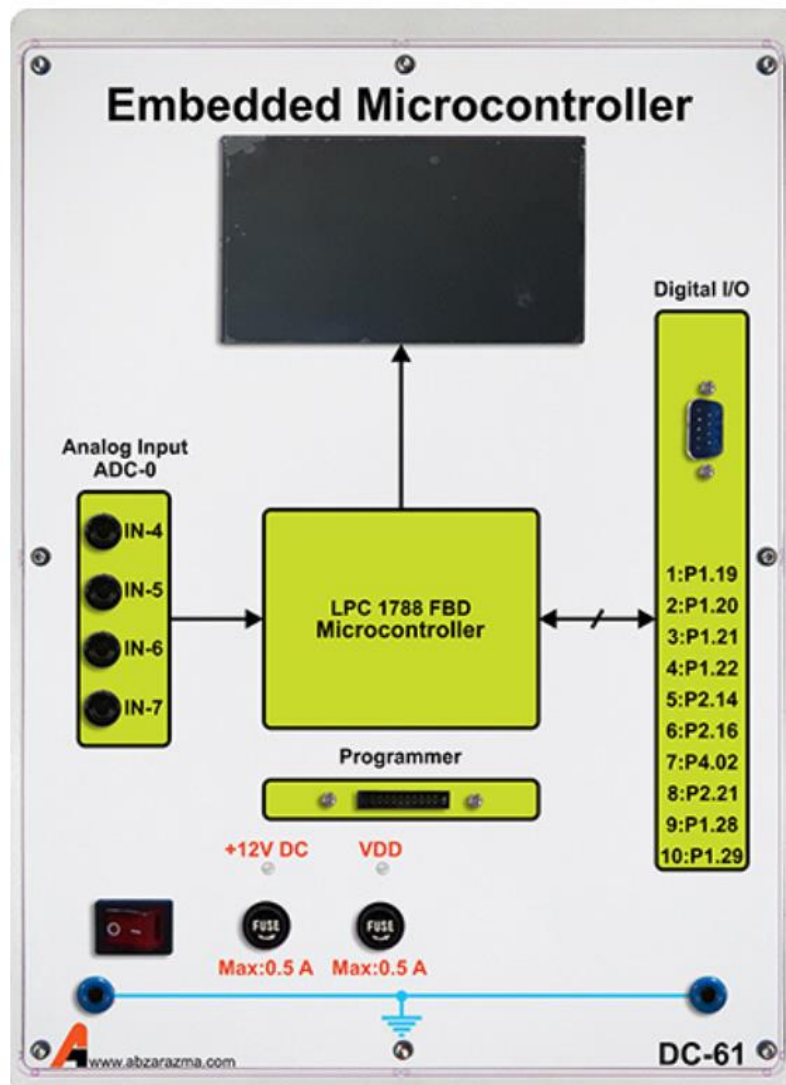


۵- ماژول میکروکنترلر با قابلیت برنامه‌نویسی

این ماژول جهت پیاده‌سازی انواع کنترل کننده‌های دیجیتال مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مشخصات این ماژول به شرح زیر است

- دارای یک میکروکنترلر ARM سری Cortex M3 به نام LPC1788 با قابلیت برنامه‌ریزی از طریق پورت JTAG
- یک نمایشگر گرافیکی "4.3" TFT
- ورودی و خروجی‌های آنالوگ و دیجیتال استاندارد
- ورودی کلاک سنکرون ساز
- پورت JTAG برای برنامه‌نویسی میکروکنترلر داخلی

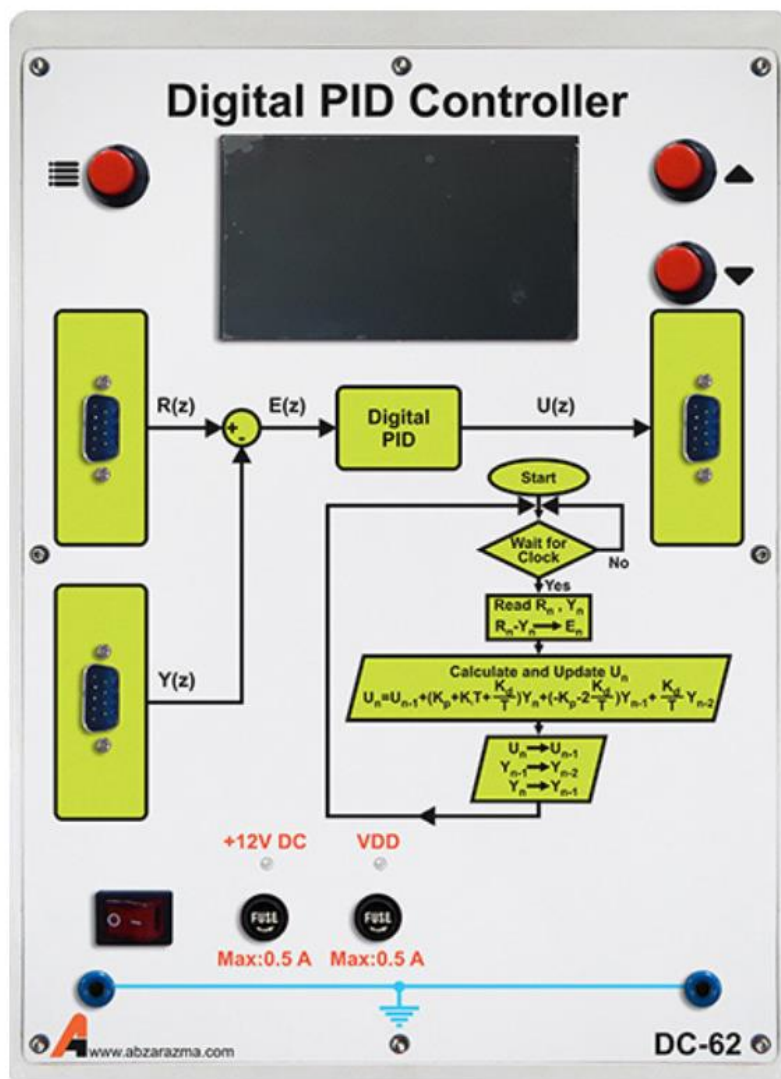


۶- ماژول کنترل کننده PID دیجیتال

این ماژول یک کنترل کننده PID دیجیتال با الگوریتم بازگشتی به فرم سرعتی میباشد. این ماژول سیگنال‌های دیجیتال کنترلی جهت کنترل سرعت و موقعیت موتور را تولید می‌کند. ورودی‌ها و خروجی این ماژول تماماً دیجیتال می‌باشد و الگوریتم کاری آن بر روی سطح ماژول مشخص شده است.

مشخصات این ماژول به شرح زیر است

- امکان تنظیم بهره‌های تناسبی، مشتقی و انتگرالی در محدوده ۱ تا ۱۰۰
- امکان مشاهده وضعیت سیگنال کنترلی
- ورودی کلاک سنکرون ساز
- یک نمایشگر گرافیکی "4.3" برای نمایش ضرایب کنترل کننده و

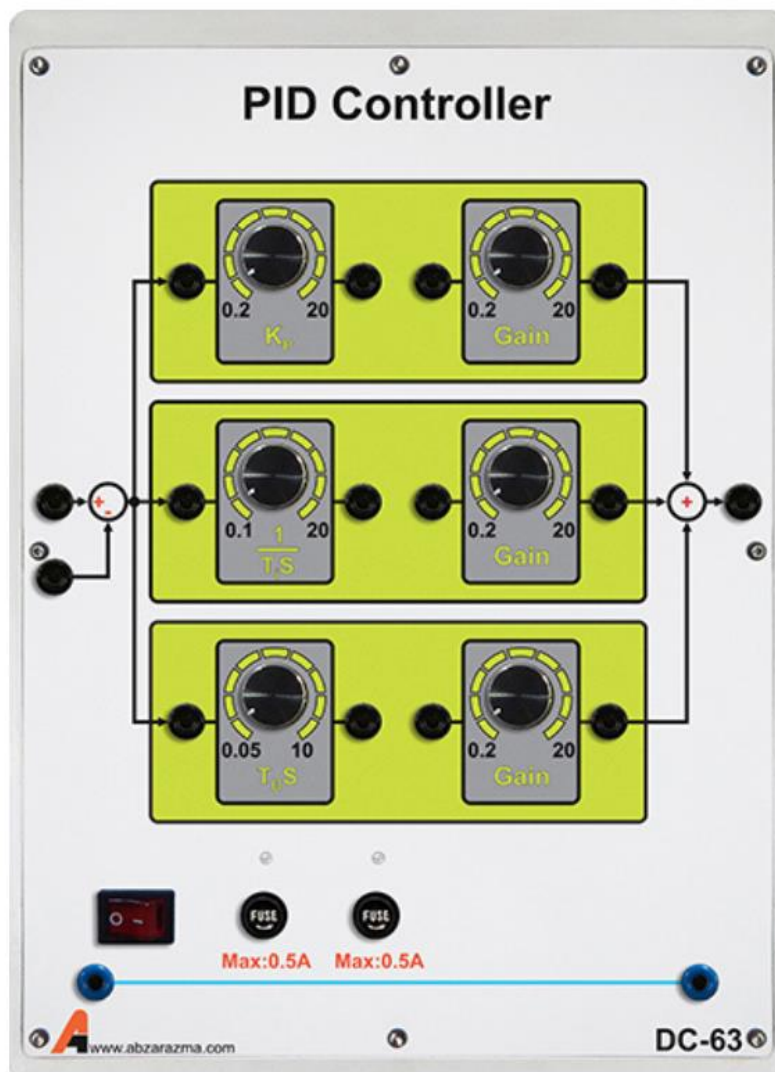


۷- ماژول کنترل کننده PID آنالوگ

این ماژول یک کنترل کننده PID کامل به همراه بهره‌های قابل تغییر در محدوده‌های وسیع می‌باشد.

مشخصات این ماژول به شرح زیر است

- ولتاژ کاری $\pm 10V$
- بهره تناسبی 0.2 تا 20
- بهره انتگرالی 0.1 تا 20
- بهره مشتقی 0.05 تا 10
- بهره ثابت 0.2 تا 20

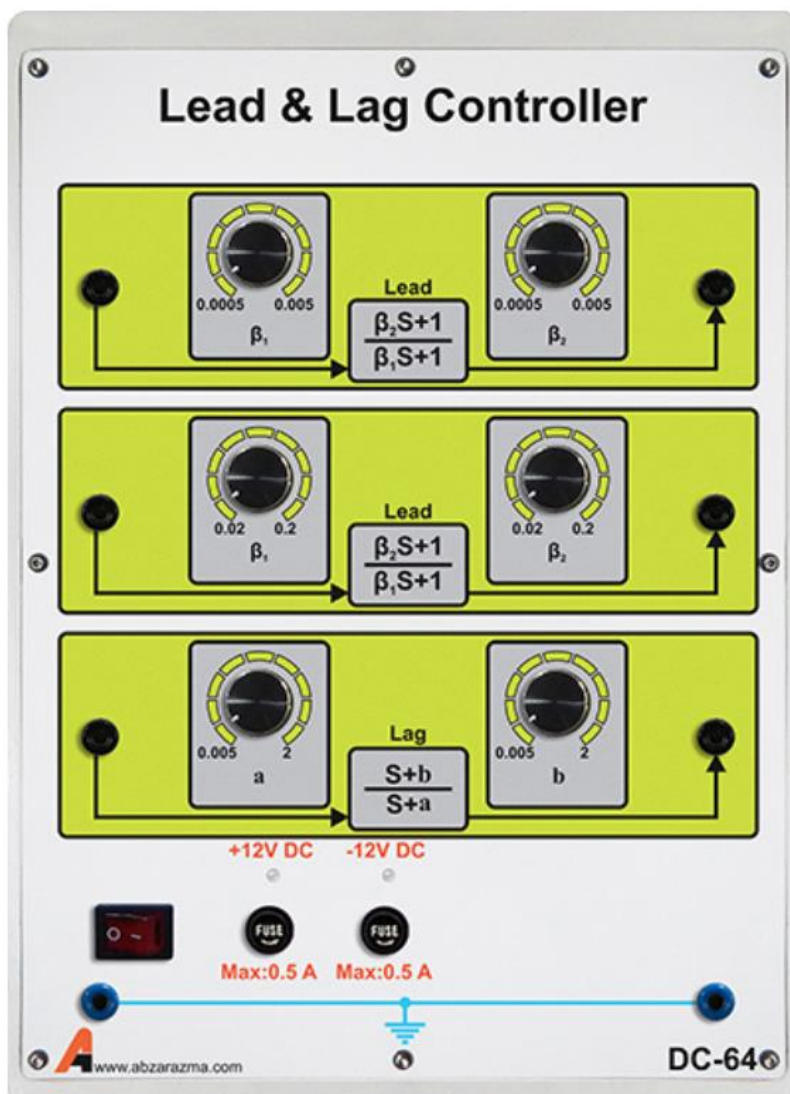


۸- ماژول کنترل کننده پس فاز و پیش فاز

این ماژول جهت اعمال کنترل کننده‌های پیش فاز و پس فاز مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مشخصات این ماژول به شرح زیر است

- ولتاژ کاری $\pm 10\text{ V}$
- کنترل کننده پیش فاز با محدوده‌ی 0.0005 تا 0.005
- کنترل کننده پس فاز با محدوده‌ی 0.005 تا 2

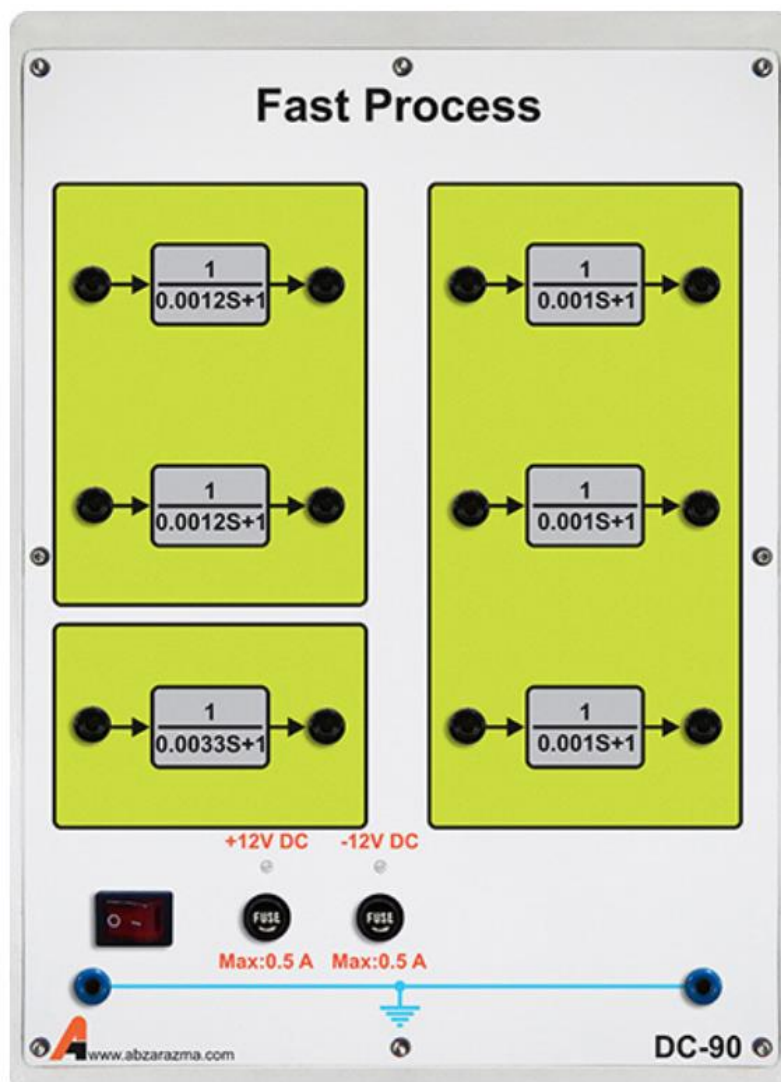


۹- ماژول مدل‌ساز ۶ فرآیند سریع

این ماژول قادر به مدل‌سازی شش فرآیند سریع می‌باشد.

مشخصات این ماژول به شرح زیر است

- ولتاژ کاری $\pm 10\text{ V}$
- یک فرآیند $1/(0.0033S+1)$
- دو فرآیند $1/(0.0012S+1)$
- سه فرآیند $1/(0.001S+1)$

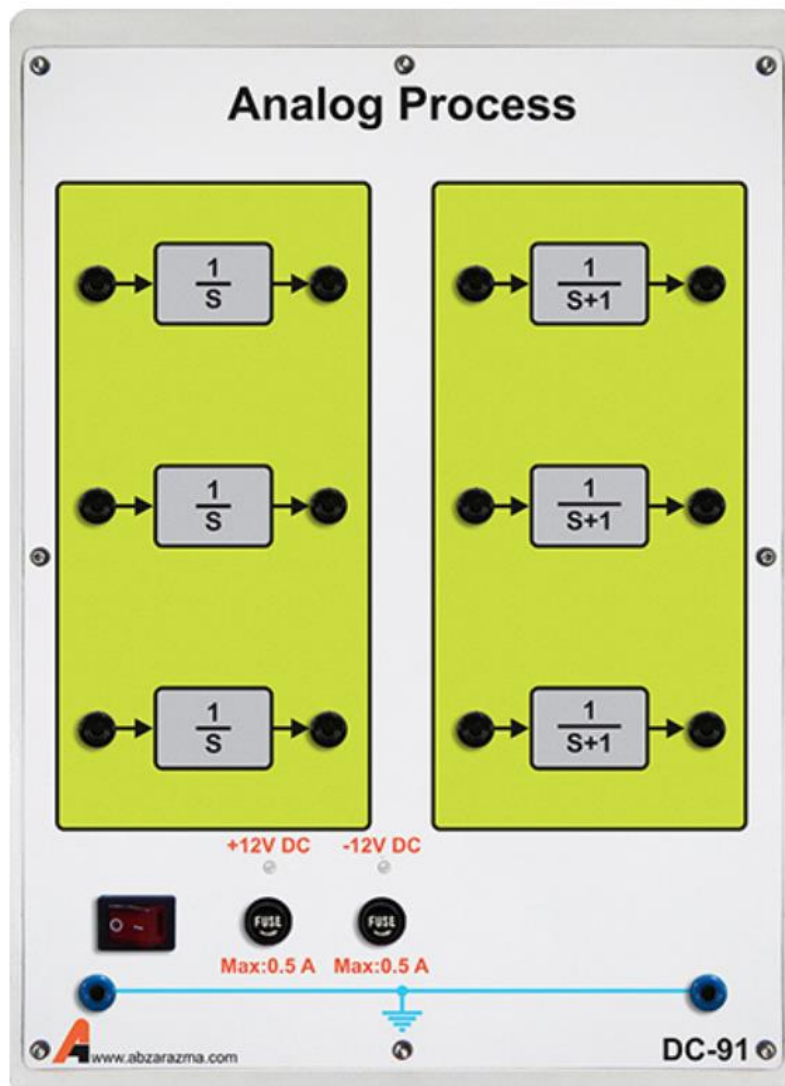


۱۰- ماژول مدل‌ساز ۶ فرآیند آنالوگ

این ماژول قادر به پیاده‌سازی شش فرآیند آنالوگ پایه می‌باشد.

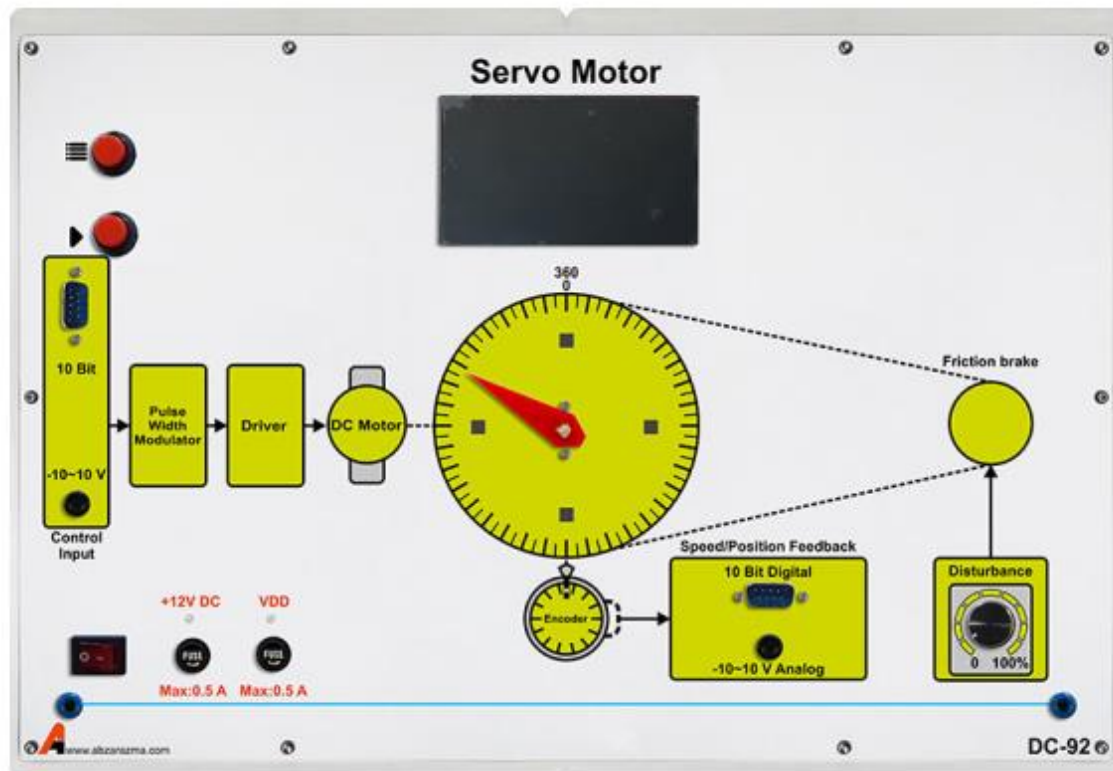
مشخصات این ماژول به شرح زیر است

- ولتاژ کاری $\pm 10\text{ V}$
- سه فرآیند $1/S$
- سه فرآیند $1/(S+1)$



۱۱- ماژول سروو موتور DC

ماژول سروو موتور دارای فیدبک سرعت و موقعیت همراه با ترمز مکانیکی قابل تنظیم جهت اعمال اغتشاش میباشد. از یک درایور موتور برای تبدیل فرمان میکروکنترلر به سیگنال مناسب جهت کنترل موتور استفاده شده است. همچنین یک نمایشگر گرافیکی ۴،۳ اینچی برای نمایش موقعیت، سرعت و ... در نظر گرفته شده است.



۱۲- انکودر

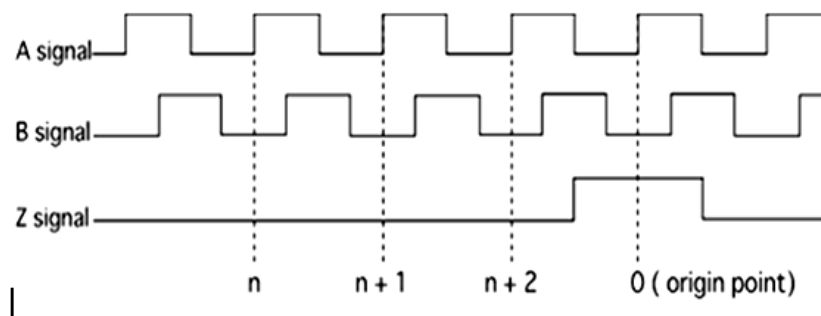
یکی از ابزارهای تشخیص موقعیت یا سرعت به منظور تأمین فیدبک برای کنترل دقیق در فرآیندهای صنعتی، انکودر می باشد. انکودر از جمله ابزارهای دیجیتال در تعیین موقعیت یا سرعت می باشد. هر انکودر بسته به نوع آن دارای خروجی های متفاوتی است. انکودری که در سیستم کنترل مورد نظر استفاده شده است دارای سه خروجی بصورت زیر است:

۱- خروجی فاز A

۲- خروجی فاز B

۳- خروجی فاز Z

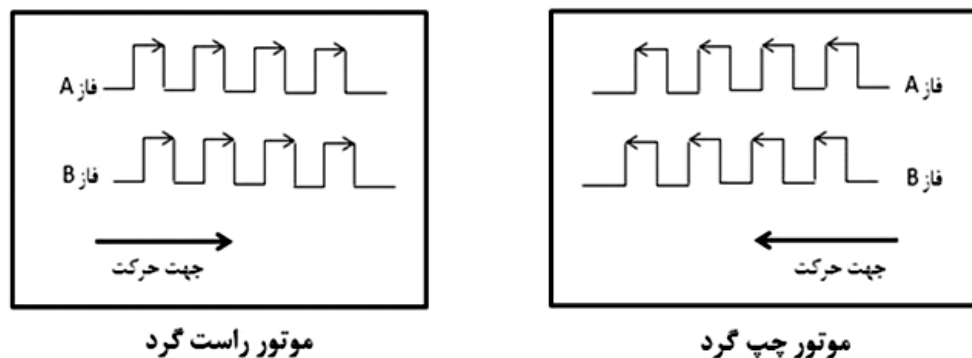
تعداد پالس های فاز A مشابه پالس های فاز B می باشد با این تفاوت که پالس های فاز B، ۹۰ درجه اختلاف فاز مکانی دارد. از این اختلاف فاز در پیدا کردن جهت چرخش انکودر استفاده می کنیم.



شکل ۱-۰ خروجی سیگنال های انکودر

از این اختلاف فاز برای تشخیص جهت چرخش انکودر استفاده می شود، به این صورت که چنانچه فاز A تقدم داشته باشد، حرکت راستگرد و چنانچه فاز B تقدم داشته باشد، حرکت چپگرد استنباط می شود. عملکرد تشخیص جهت به صورت شکل زیر است.

در این آزمایشگاه جهت تبدیل اطلاعات خروجی انکودر به اطلاعات مورد استفاده در سیستم کنترل دیجیتال یا آنالوگ از یک میکروکنترلر استفاده شده است. برای کالیبراسیون انکودر می بایست صفحه دایره ای مدرج بر روی انکودر و موتور به صورت دستی روی صفر تنظیم شده و در این حالت، دستگاه روشن گردد. این عمل برای انجام بخش کنترل موقعیت بسیار مهم می باشد.



شکل ۲-۰ تشخیص جهت در انکودر نوری افزایشی

