

شرکت دانش بنیان

تجهیزات ابزار آزما

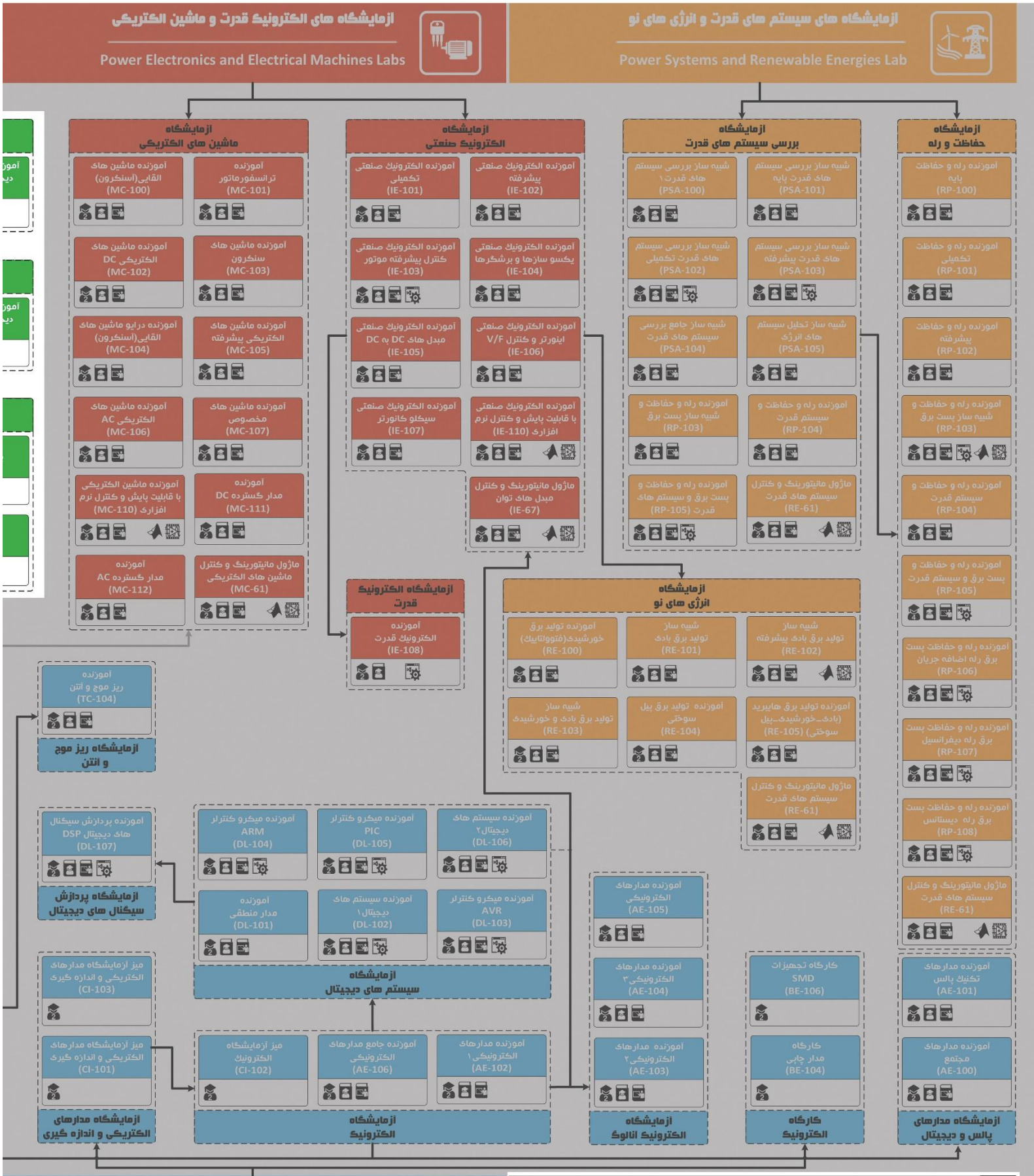
نواوری و فناوری برای توسعه



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

تعداد کاربر دستورکار مدرس دستورکار دانشجو

اتصال به نرم افزار Matlab/Simulink دستورکار مدرس

اتصال به نرم افزار Labview دستورکار دانشجو

آزمایشگاه های اتوماسیون صنعتی و ابزار دقیق

Industrial Automation and Instrumentation Labs



آزمایشگاه های سیستم های کنترل

Control Systems Labs



آزمایشگاه ابزار دقیق

- آموزنده الکتروپنوماتیک پایه (EP-100)
- آموزنده الکتروپنوماتیک تکمیلی (EP-101)
- آموزنده الکتروپنوماتیک پیشرفته (EP-102)
- آموزنده ابزار دقیق پایه (AI-113)
- آموزنده ابزار دقیق تکمیلی (AI-114)

آزمایشگاه اتوماسیون صنعتی

- آموزنده PLC LOGO (AI-101)
- آموزنده PLC S7-300 (AI-104)
- آموزنده PLC LG (AI-105)
- آموزنده PLC S7-300 پیشرفته (AI-106)
- آموزنده شبکه صنعتی با PLC S7-300 (AI-108)
- آموزنده مایکروکنترلر صنعتی (AI-110)
- آموزنده سیستم های کنترل درایوهاک صنعتی (AI-117)
- آموزنده کنترل کننده منطقی برنامه پذیر (IC-104)

آزمایشگاه کنترل صنعتی

- آموزنده کنترل دما (IC-100)
- آموزنده کنترل فشار (IC-101)
- آموزنده کنترل سطح و دبی (IC-102)
- آموزنده کنترل سرعت موتور (IC-103)
- آموزنده کنترل کننده منطقی برنامه پذیر (IC-104)
- آموزنده شیب ساز آسانسور (AI-91)
- آموزنده شیب ساز چراغ راهنمایی (AI-92)
- آموزنده شیب ساز کنترل دما (AI-90)
- آموزنده شیب ساز کنترل سطح (IC-91)
- آموزنده کنترل کامپیوترک (AI-109)
- آموزنده سیستم های کنترل درایوهاک صنعتی (AI-117)
- آموزنده مازول مایکروکنترلر و کنترل نرم افزارک (DC-65)

آزمایشگاه سیستم های کنترل خطی

- آموزنده کنترل آنالوگ و سروو موتور (DC-100)
- آموزنده کنترل آنالوگ و سروو موتور (DC-102)

آزمایشگاه سیستم های کنترل دیجیتال

- آموزنده کنترل دیجیتال آنالوگ و سروو موتور (DC-101)
- آموزنده کنترل آنالوگ و سروو موتور (DC-102)

آزمایشگاه کنترل پیشرفته

- آموزنده کنترل پیشرفته گوی معلق (SB-100)
- آموزنده کنترل پیشرفته گوی معکوس (IP-101)
- آموزنده کنترل پیشرفته مسیریاب (RO-100)
- آموزنده شناسایی سیستم (SI-100)

تجهیزات صنعتی

- ترانسفورماتور سه فاز (T-12)
- ترانسفورماتور تکفاز (T-11)
- ماشین دینام (M-87)
- ماشین دینام چهارگانه (M-86)
- ماشین AC چندگانه (M-85)
- ماشین القایی روتور سیم پیچی سه فاز (M-82)
- ماشین سنکرون سه فاز (M-80)
- کشتاورسنج (IM-51)
- سرعت سنج (IM-50)
- اندازه گیر فازور (IM-31)
- سنکرون ساز اتوماتیک سه فاز (IM-22)
- حفاظت فرکانسی رله (IM-20)
- مولتی فانکشن متر سه فاز (IM-11)
- فرکانس متر (IM-30)
- رله سنکرون چک (IM-21)
- کسپینوس فی متر (IM-12)
- مولتی متر سه فاز (IM-10)

کارگاه های تاسیسات الکتریکی

- کارگاه سیستم اعلام حریق (ET-116)
- کارگاه دوربین مدار بسته (ET-112)
- کارگاه سیستم اتن مرکزی (ET-110)
- کارگاه سیستم ضد سرقت (ET-115)
- کارگاه صوتی و تصویری (ET-111)
- کارگاه سیستم اتن مرکزی (ET-109)
- کارگاه مدار فرمان (CO-100)
- کارگاه خانگی و صنعتی برق (EW-101)
- کارگاه خانگی برق (EW-100)
- کارگاه سیم پیچی (ET-109)
- آموزنده ماشین های الکتریکی AC مدل گسترده (MC-112)
- آموزنده ماشین های الکتریکی DC مدل گسترده (MC-111)
- کارگاه سیم پیچی (WWW-100)
- آموزنده خانه هوشمند پیشرفته (SH-101)
- آموزنده خانه هوشمند پایه (SH-100)
- کارگاه ساختمان هوشمند
- آموزنده تاسیسات الکتریکی (WWW-102)
- آموزنده سرکابل و مفصل (WWW-101)

آزمایشگاه های تخصصی

- آموزنده آزمایشگاه مخابرات آنالوگ و دیجیتال (TC-105)
- آموزنده آزمایشگاه مخابرات دیجیتال (TC-103)
- آموزنده آزمایشگاه مخابرات آنالوگ و دیجیتال (TC-105)
- آموزنده مدل های مخابراتی AM/FM (TC-103)
- آموزنده آزمایشگاه مخابرات آنالوگ و دیجیتال (TC-105)
- آموزنده آزمایشگاه مخابراتی (TC-101)

تجهیزات صنعتی

Industrial Instrument

آزمایشگاه های تاسیسات الکتریکی

Electrical Installations Labs



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 دانشجویان 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 سیستم‌های مرتبه اول، دوم و سوم	۱
۱۴	سیستم‌های مرتبه یک	۲
۱۷	سیستم‌های مرتبه دو	۳
۲۲	سیستم‌های 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 <i>PID</i>	۸
۴۶	جبران سازه‌های پیشفاز-پسفاز	۹
۴۸	ساختارهای خاص در کنترل	۱۰
۵۰	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 پیش‌بینی 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 دانشجویان 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.

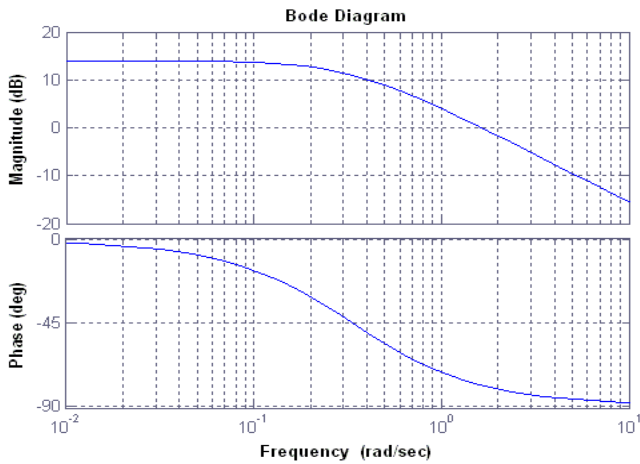
۱-۲-۱ سیستم مرتبه یک

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.

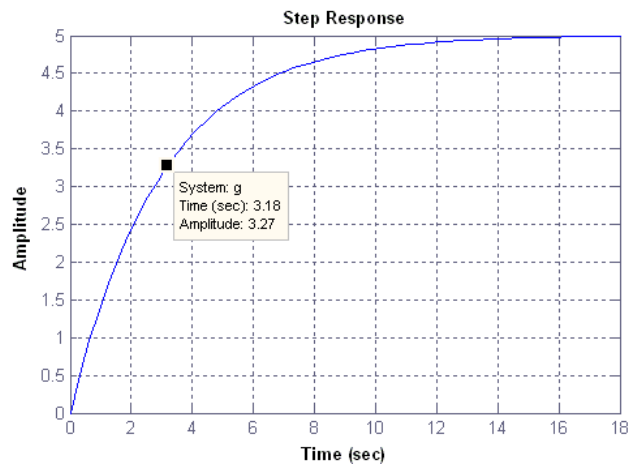
شکل ۱-۱ (الف) پاسخ به ورودی پله را در سیستم $G(s) = \frac{1/667}{s+0.333} = 5 \frac{1}{1+3s}$ نشان می‌دهد.

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 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.

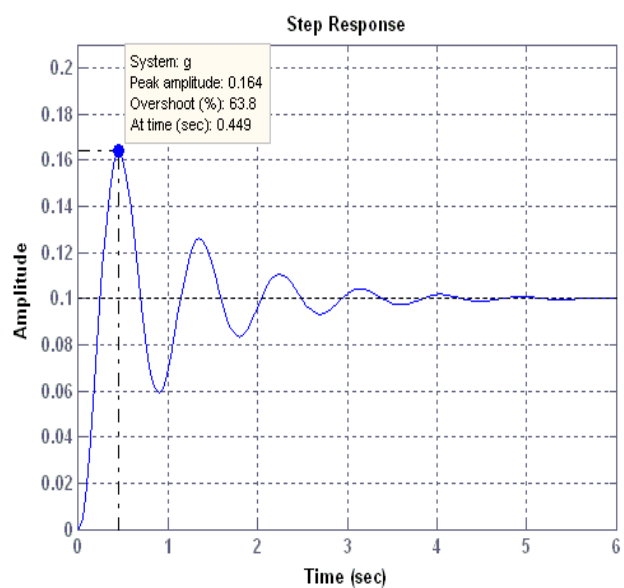
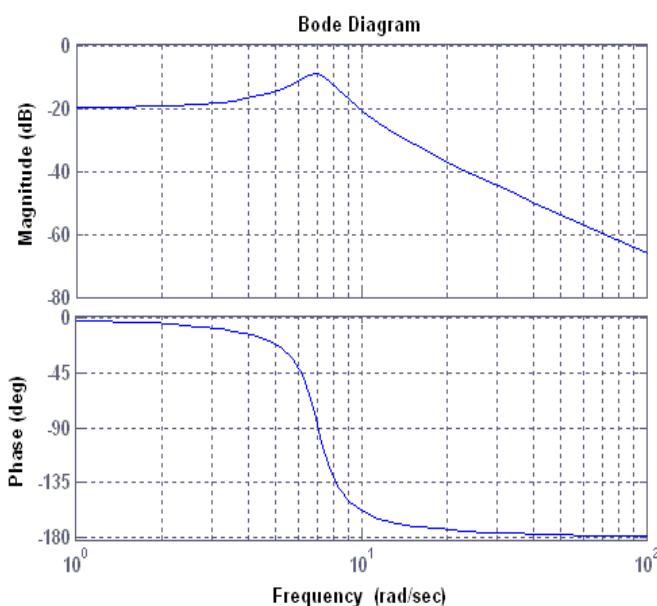
ممکن است سیستم دارای یک جفت قطب مزدوج مختلط به صورت $s_{1,2} = -\sigma \pm j\omega_d$ باشد که در آن σ فرکانس حقیقی و ω_d فرکانس موهومی قطب هستند. تعریف می‌کنیم: زاویه قطب با محور حقیقی $\theta = \tan^{-1} \frac{\omega_d}{\sigma}$ ضریب میرایی $\zeta = \cos \theta$ و فرکانس

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" ($non\text{-}minimum\ phase$) 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 ۰/۱ کوچکترین فرکانس قطب یا صفر و ۱۰ 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. 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.

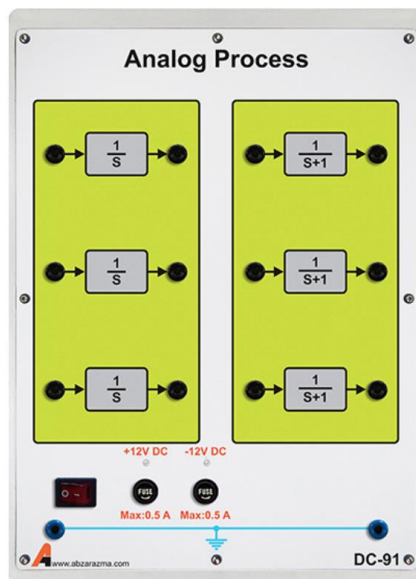
روش‌های ساده‌تری نیز وجود دارد که متناسب با سادگی آن از میزان توانایی یا دقت آن کاسته می‌شود. در صورتی که از ورودی پله استفاده نماییم تشخیص سیستم‌های مرتبه ۱ یا ۲ با دقت قابل قبولی امکان پذیر است. ویژگی‌های پاسخ به ورودی پله برای سیستم‌های مرتبه ۱ و ۲ قبلاً توضیح داده شده است.

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.

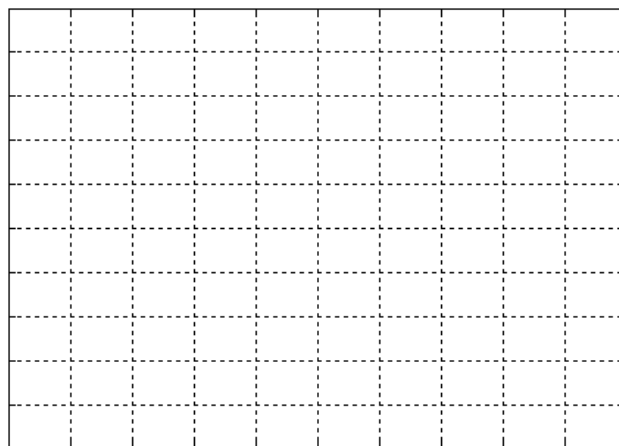
۲ سیستم‌های مرتبه یک

سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{s+1}$ را در مازول 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



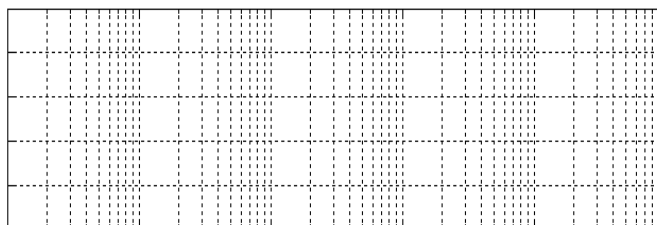
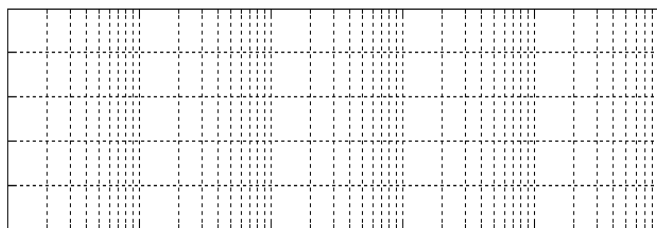
شکل ۱-۲ مازول شبیه‌ساز فرآیندهای آنالوگ مرتبه اول



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

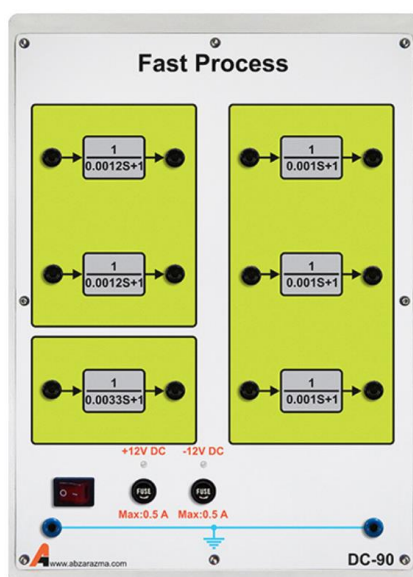
اینک پاسخ فرکانسی این سیستم را بدست آورید. یادآوری می‌شود با توجه به اینکه سیستم مرتبه ۱ است، اندازه‌گیری پاسخ فرکانسی تنها در ۳ فرکانس (که عبارتند از: فرکانس قطب، ۰/۱ فرکانس قطب و ۱۰ برابر فرکانس قطب) کفایت. بر اساس مقادیر بدست آمده پاسخ فرکانسی سیستم را در نمودار زیر رسم نمایید.

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



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

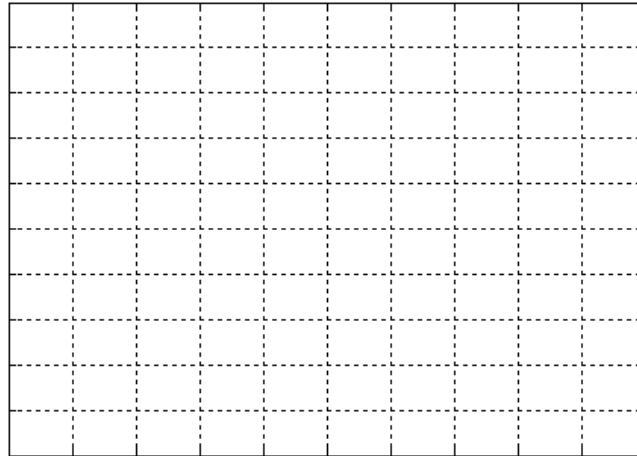
روند بالا را برای سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{.0012s+1}$ تکرار کنید. برای این سیستم از ماژول Fast Process استفاده نمایید. این ماژول در شکل زیر نشان داده شده است.



شکل ۲-۴ ماژول شبیه‌ساز فرآیند آنالوگ سریع

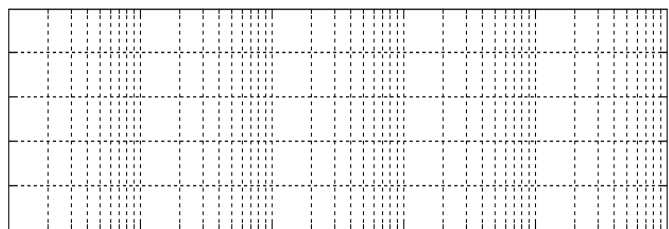
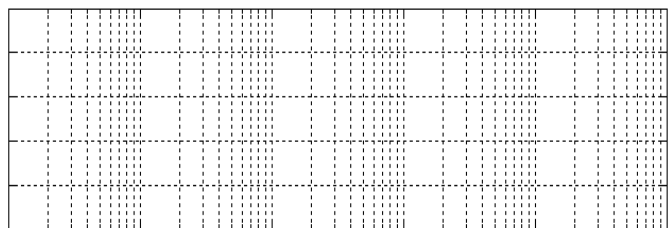
با اعمال ورودی مربعی با فرکانس مناسب به ماژول فوق شکل پاسخ پله فرآیند را بر روی صفحه اسیلوسکوپ ملاحظه کنید و آن را در

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

			<i>Frequency</i>
			<i>Gain</i>
			<i>Gain(db)</i>
			<i>Phase</i>



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.

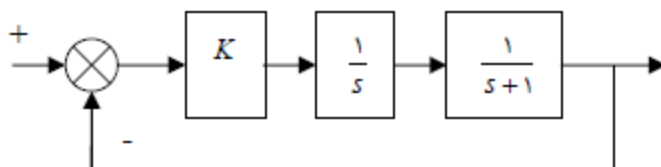
۳ سیستم‌های مرتبه دو

۱-۳ مقدمه

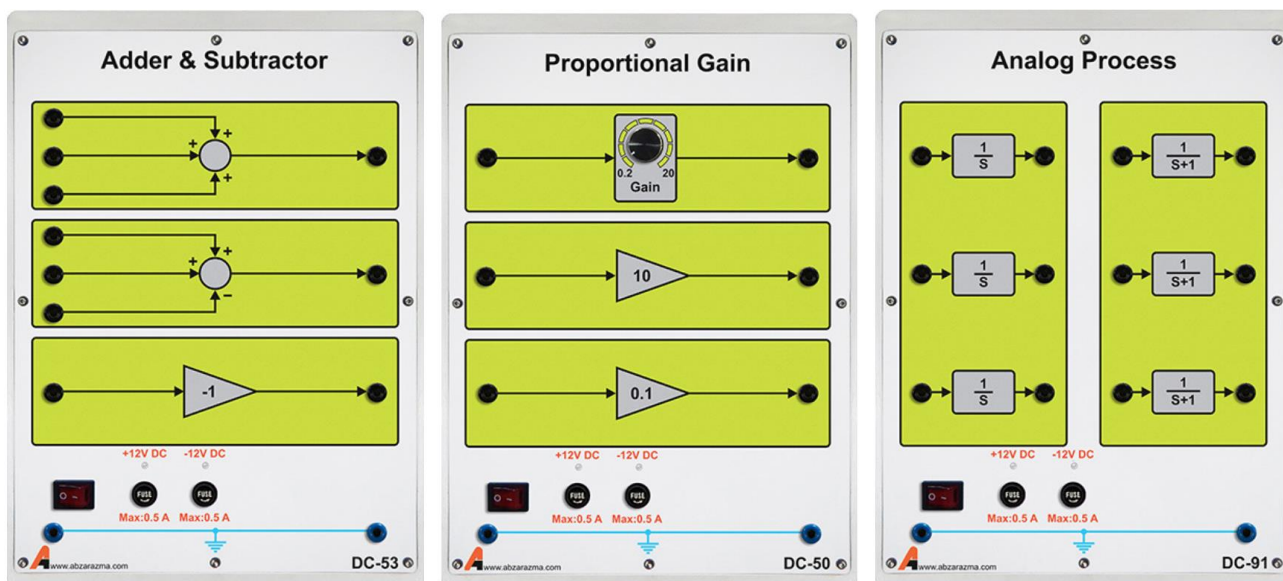
در این آزمایش به بررسی پاسخ پله و پاسخ فرکانسی یک سیستم مرتبه دو با ضرایب بهره DC متفاوت پرداخته می‌شود. همانطور که می‌دانید یک سیستم مرتبه دو پایدار دارای دو قطب در سمت چپ صفحه مختلط می‌باشد.

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 و ۱، ۰، ۵، ۰، ۲۵، $K=0$ 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.



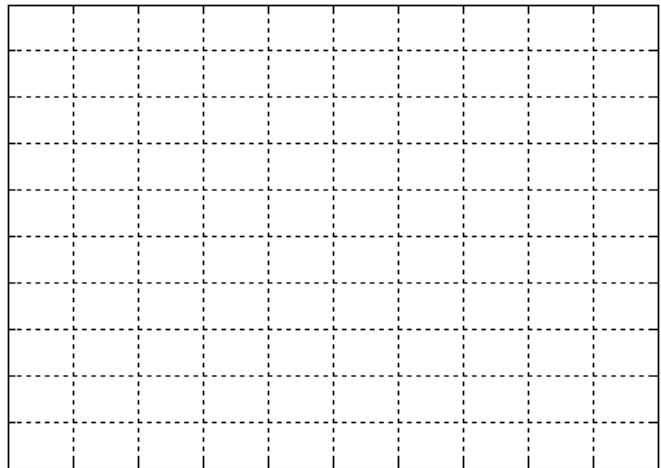
شکل ۱-۳ بلوک دیاگرام سیستم مرتبه ۲



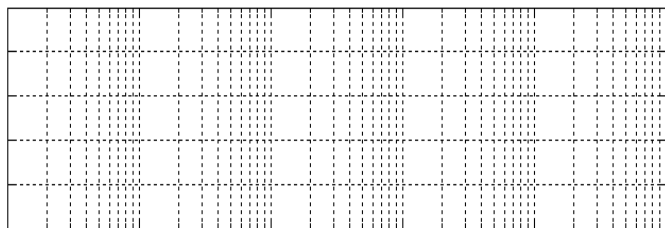
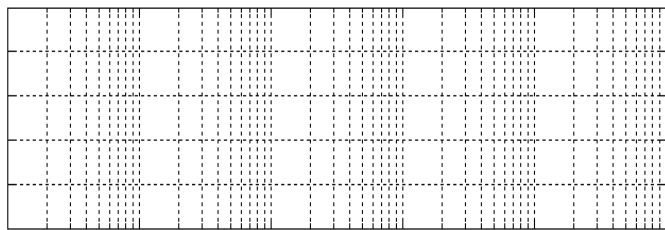
شکل ۲-۳ ماژول‌های مورد نیاز برای پیاده‌سازی سیستم حلقه بسته مرتبه دوم مورد مطالعه

$k=0.25$

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



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

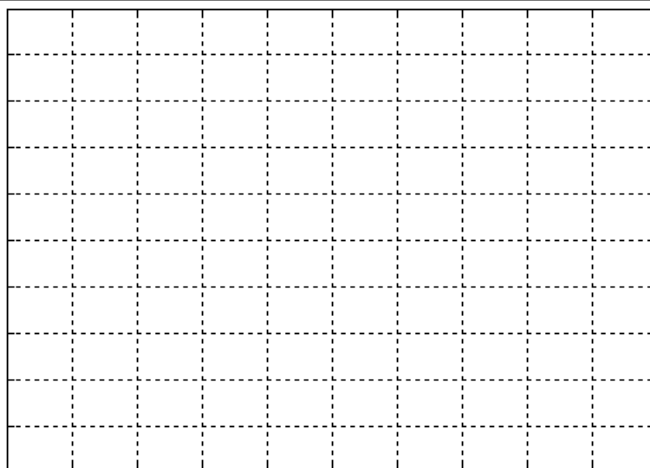


شکل ۴-۳ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم مورد به ازای $k=0.25$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

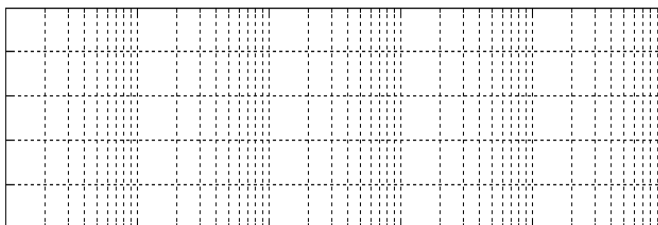
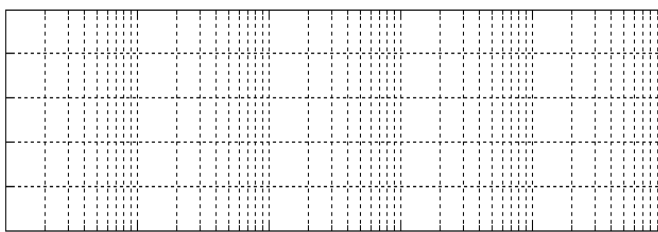
$k = 0 / 5$

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



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

ازای $k = 0 / 5$

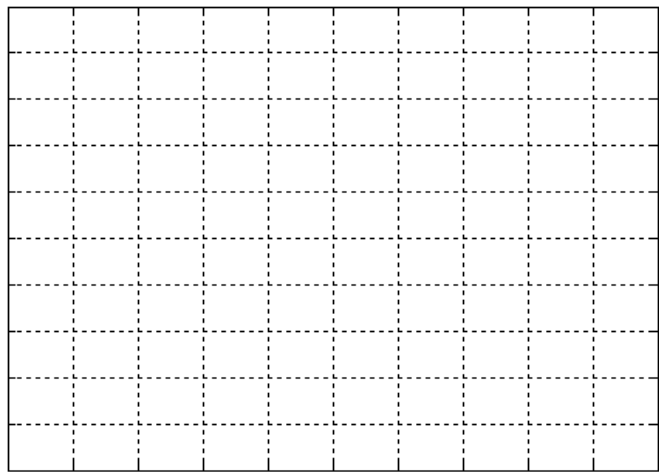


شکل ۳-۶ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم مورد به ازای $k = 0 / 5$

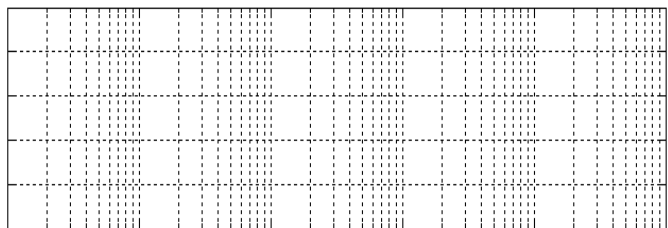
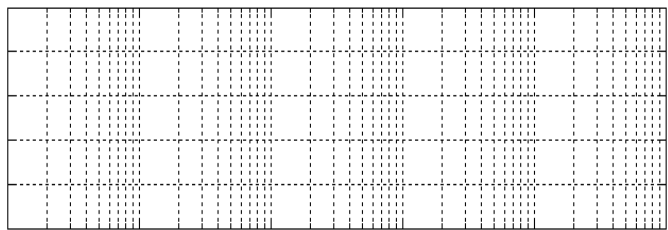
			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

$k=1$

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



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

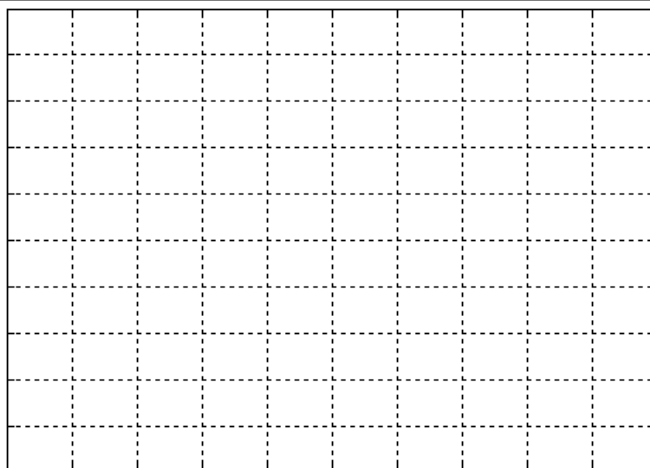


شکل ۸-۳ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم به ازای $k=1$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

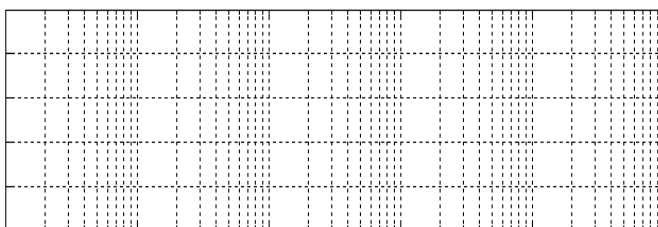
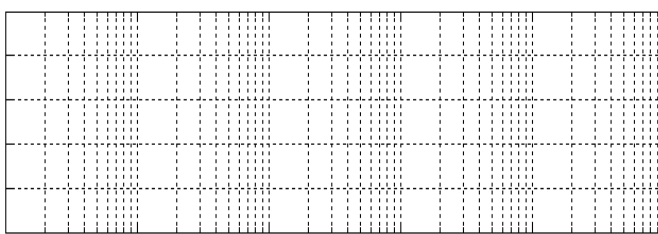
$k = 16$

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



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

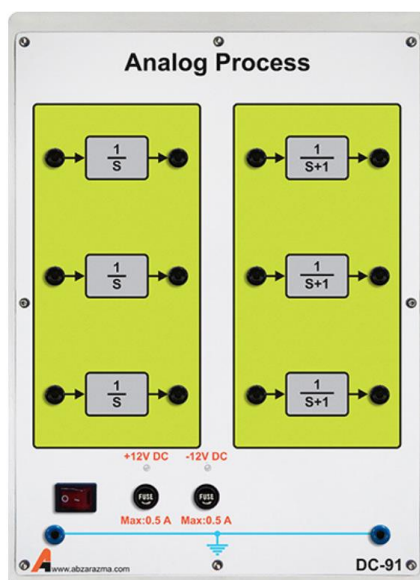
۱-۴ مقدمه

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.

$G(S) =$

$S_{1,2,3} =$

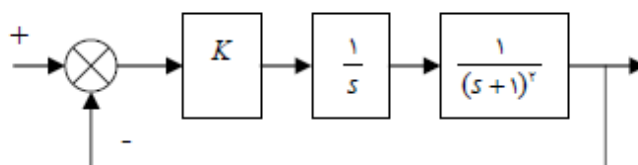
شکل ۲-۴ پاسخ سیستم مرتبه سوم مورد مطالعه به ورودی پله

			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

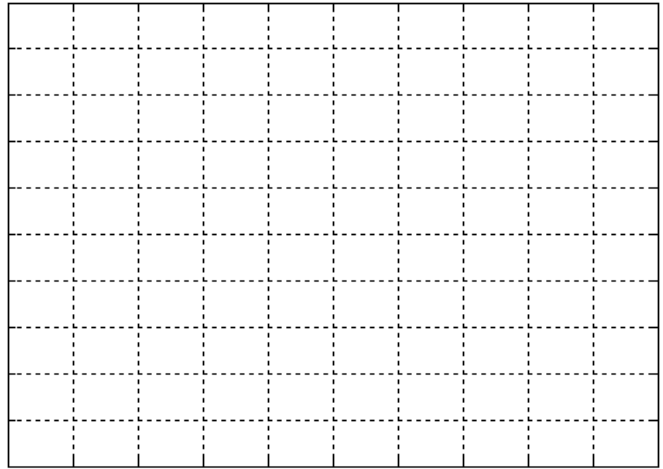
برای ساختن دو مدل دیگر از سیستم‌های مرتبه ۳ با ترکیب قطب‌های مورد نظر این آزمایش، از یک سیستم حلقه بسته مطابق شکل زیر استفاده می‌کنیم. برای پیاده سازی سیستم مرتبه سوم نشان داده شده در شکل زیر از ماژول‌های نشان‌داده شده در شکل ۲-۳ استفاده نمایید. برای مقادیر ۶ و ۵ و ۱ $K =$ پاسخ به ورودی پله و پاسخ فرکانسی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



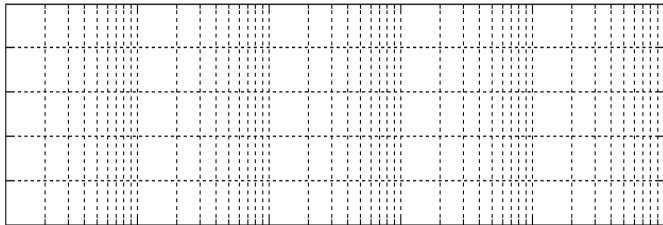
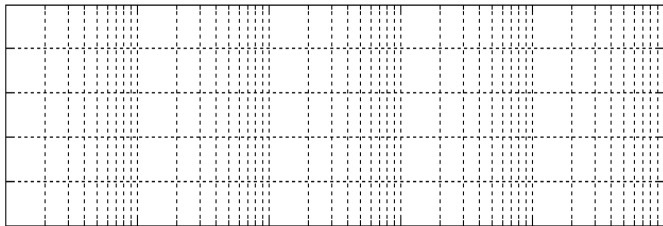
شکل ۴-۴ بلوک دیاگرام فرآیند مرتبه سوم حلقه بسته

$$k=1/5$$

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



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

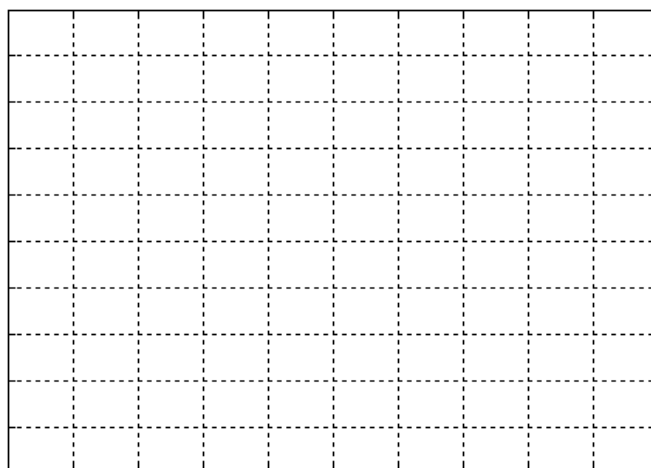


شکل ۴-۶ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه سوم به ازای $k=1/5$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

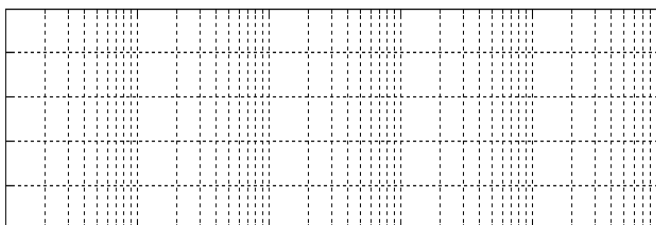
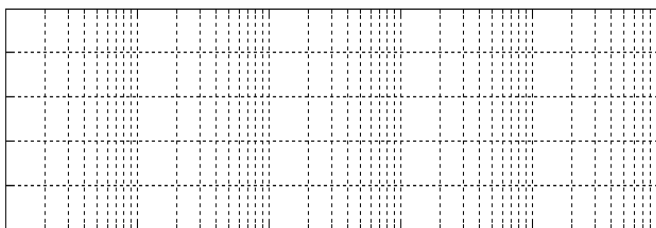
$k=6$

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



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

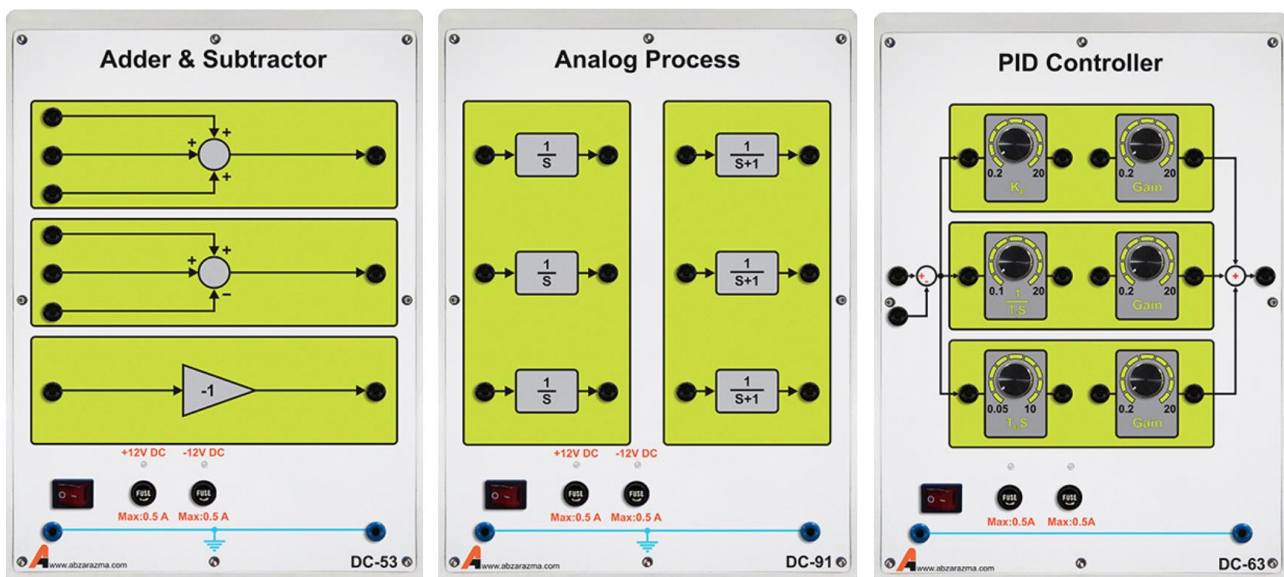
۱-۵ مقدمه

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

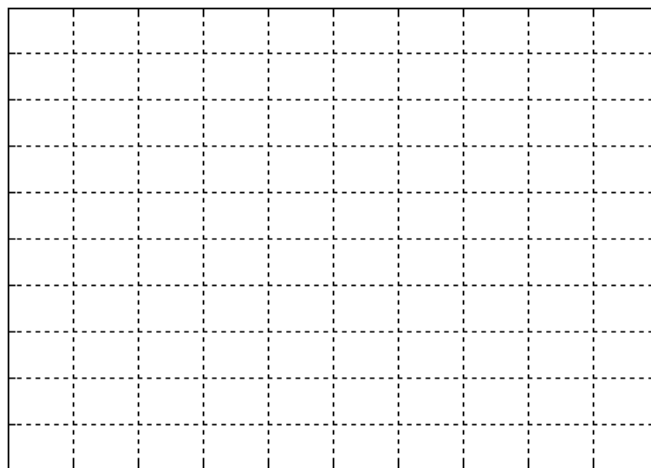
سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{s(s+1)}$ را بر روی شبیه ساز در نظر بگیرید. آنرا با صفر $1 + \tau s$ سری نمایید که در آن τ می‌تواند یکی از مقادیر 0.1 ، 0.5 و 1 یا یک باشد. برای پیاده‌سازی سیستم مورد مطالعه از ماژول‌های نشان داده شده در شکل زیر استفاده نمایید. برای اضافه کردن صفر از ماژول PID کنترلر 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 دوم با اضافه شدن صفر سمت چپ

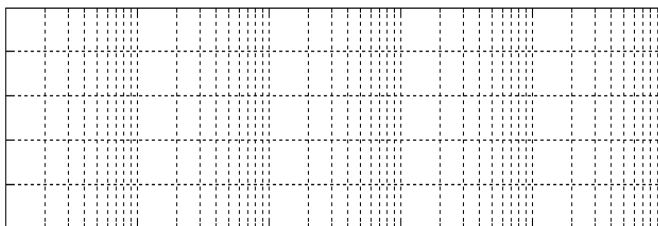
$$\tau = 0.1$$

$G(S) =$



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

$$\tau = 0.1 \text{ پله به ازای}$$



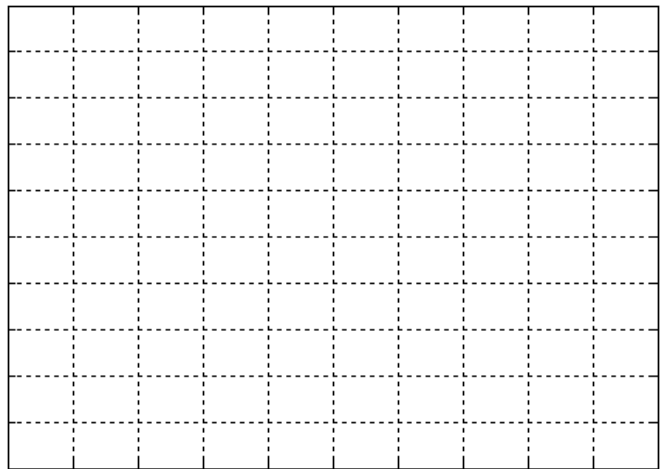
شکل ۳-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ

$$\tau = 0.1 \text{ به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

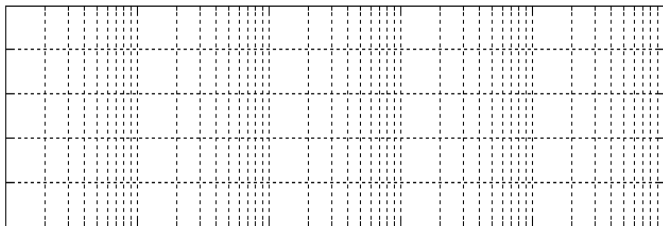
$$\tau = 0.5$$

$G(S) =$



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

$$\tau = 0.5 \text{ پله به ازای}$$



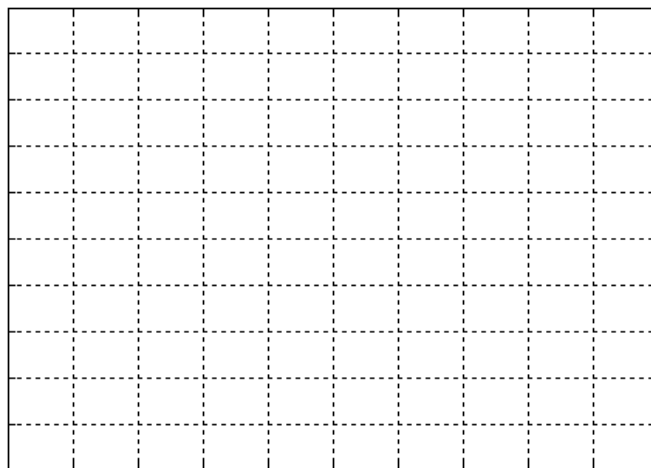
شکل ۵-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت چپ

$$\tau = 0.5 \text{ به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

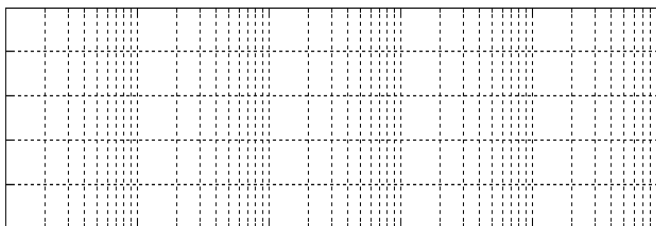
$$\tau = 1$$

$G(S) =$



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

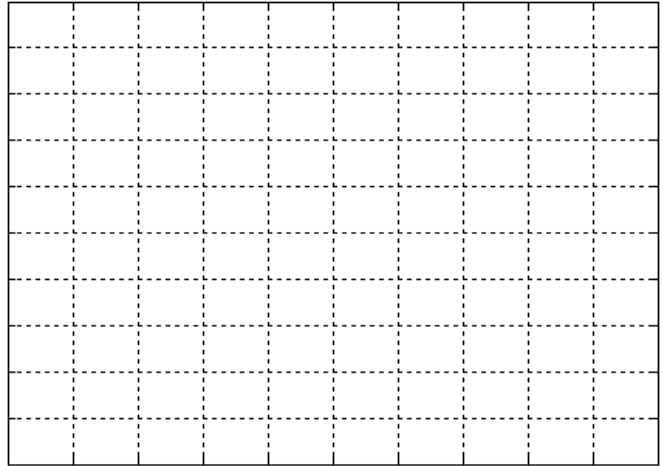
سیستم با تابع انتقال $G(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$ را بر روی شبیه ساز در نظر بگیرید. به کمک ماژول کنترل کننده PID، صفر $\tau s - 1$ را به

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

مرتبۀ 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.

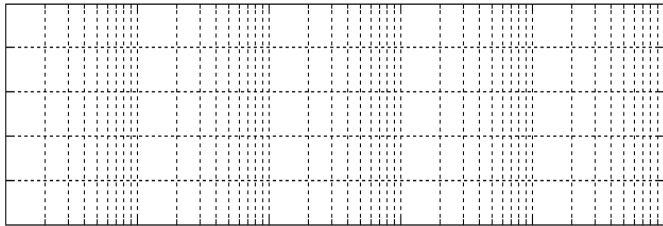
$$\tau = 0.1$$

$G(S) =$



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

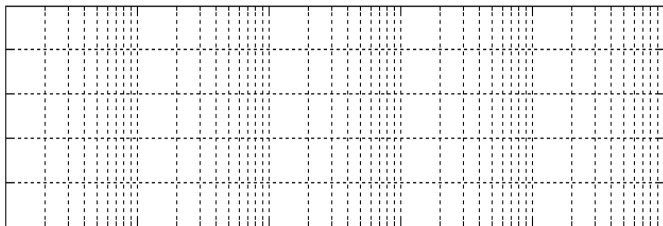
$$\tau = 0.1 \text{ ازای پله به ورودی}$$



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

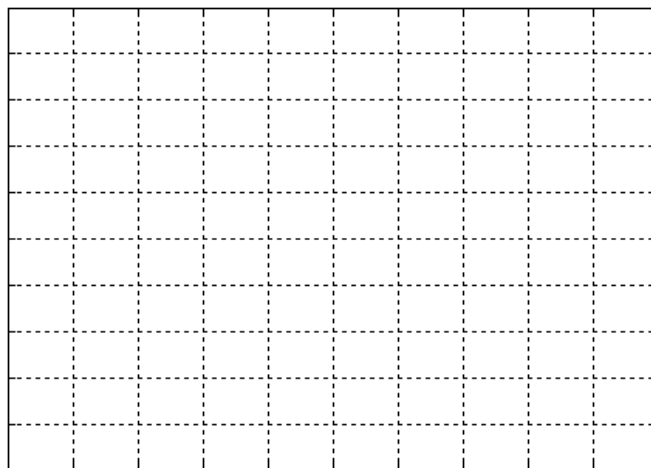
$$\tau = 0.1 \text{ راست به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase



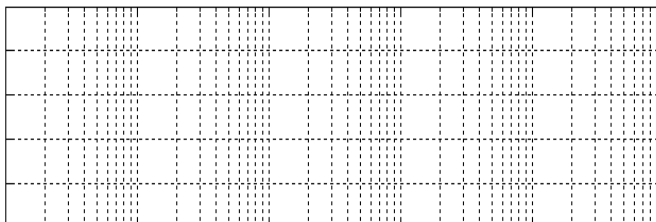
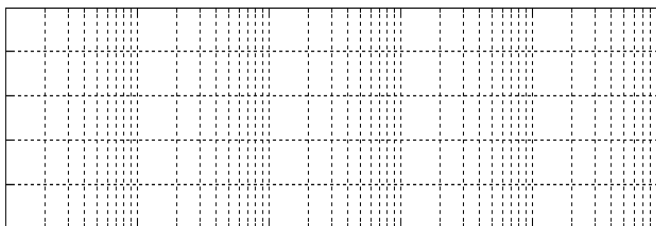
$$\tau = 0.5$$

$G(S) =$



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

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



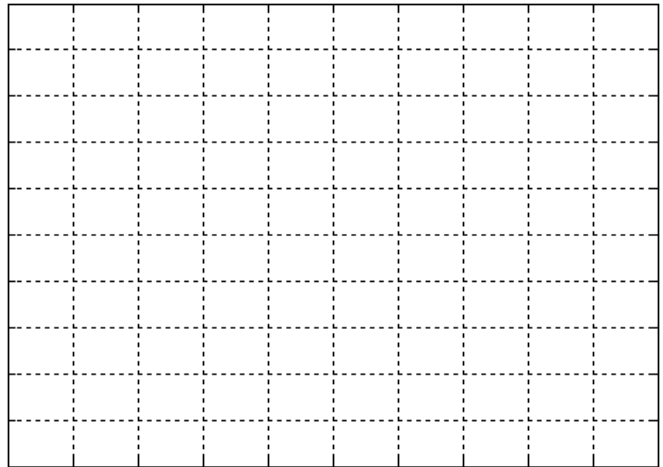
شکل ۱۱-۵ پاسخ فرکانسی سیستم مرتبه دوم دارای صفر سمت

$$\tau = 0.5 \text{ راست به ازای}$$

			Frequency
			Gain
			Gain(db)
			Phase

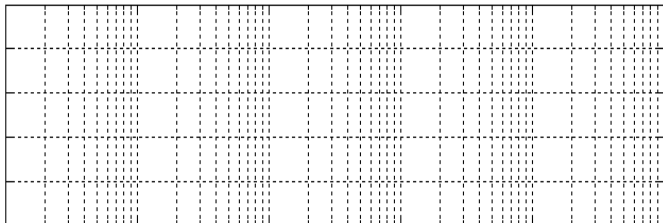
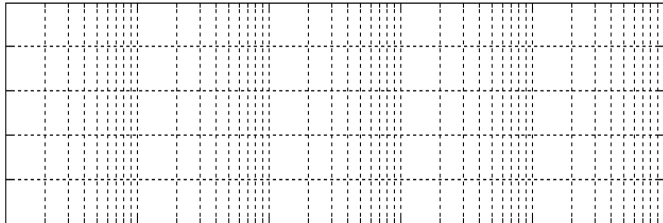
$$\tau = 1$$

$G(S) =$



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)، فراجهش ($P.O$) 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 نایجابست، 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.



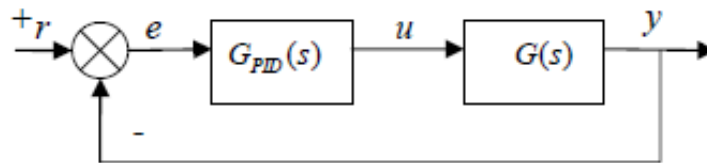
شکل ۲-۶ بلوک دیاگرام کنترل فیدبک واحد

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 ضریبی از سیگنال خطا (بخش تناسبی) و ضریبی از انتگرال خطا و ضریبی 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، متناسبی 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 $G_{lead}(S) = \frac{1+\alpha Ts}{1+Ts}$ 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 $G_{Loop}(S) + 1$ 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

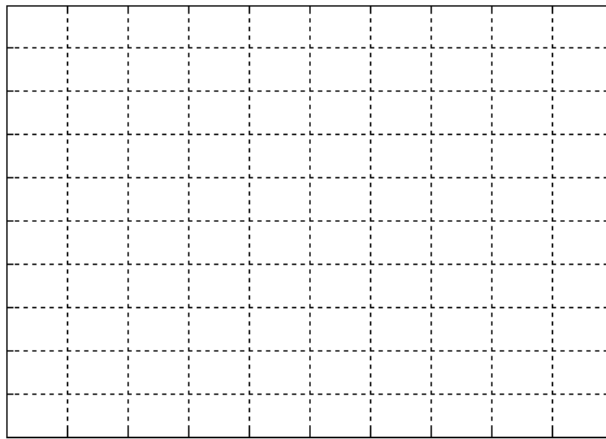
۱-۷ مقدمه

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.

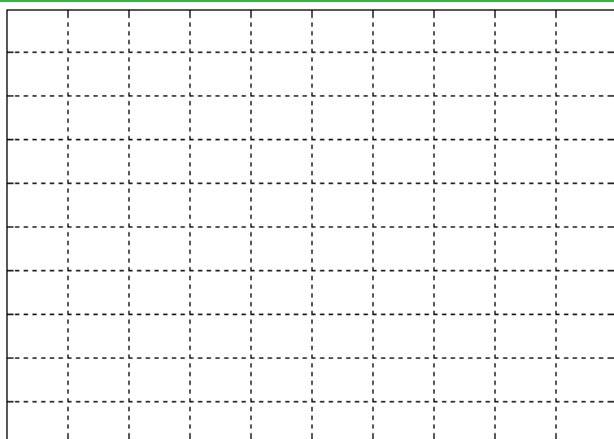


شکل ۱-۷ پاسخ پله فرآیند کنترل حلقه باز سیستم مرتبه دوم

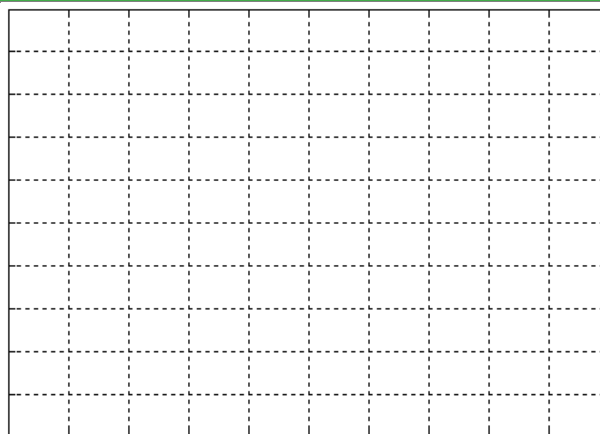
۲-۲-۷ کنترلر پیشفاز در فرآیند آنالوگ

سیستم $G(s) = \frac{1}{.001s+1}$ 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.

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



ب



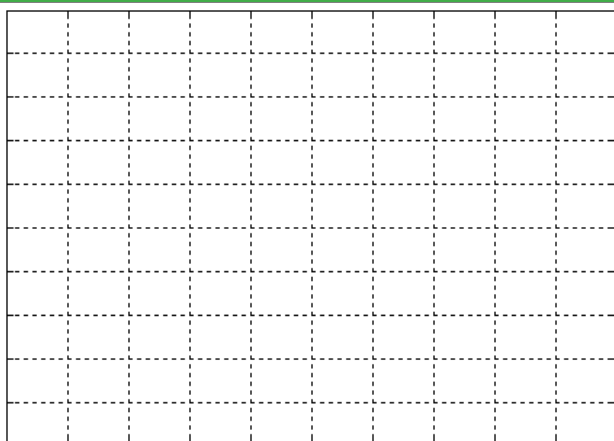
الف

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

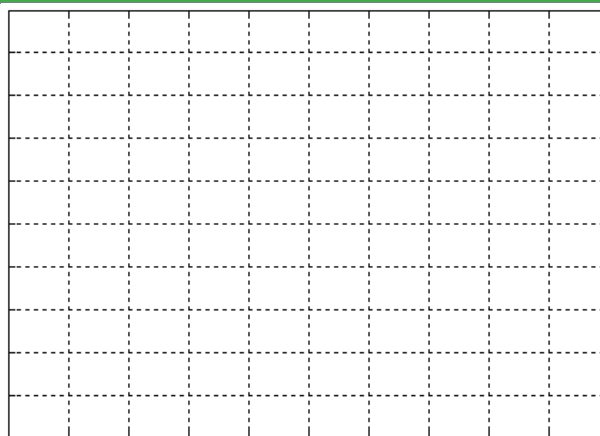
۳-۲-۷ اثر فیدبک واحد بر مشخصات سیستم

برای هر یک از سیستم‌های $G_1(s) = \frac{1}{0.012s + 1}$, $G_p(s) = \frac{1}{s}$, $G_r(s) = \frac{1}{s}$ 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.

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



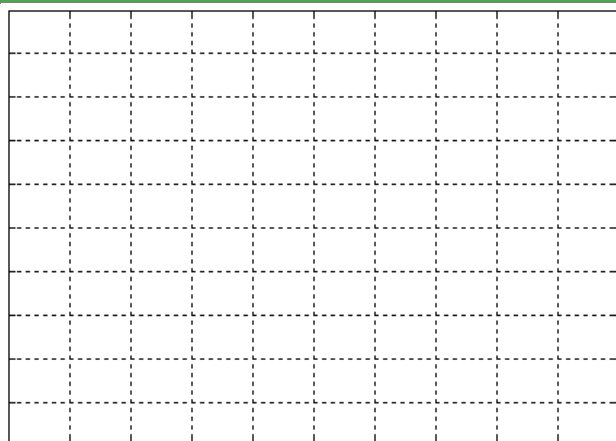
ب



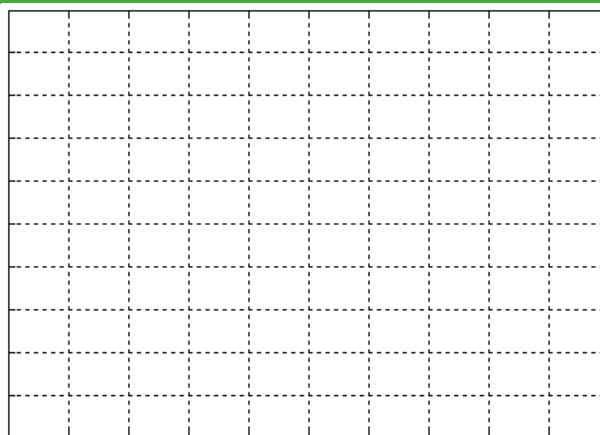
الف

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

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



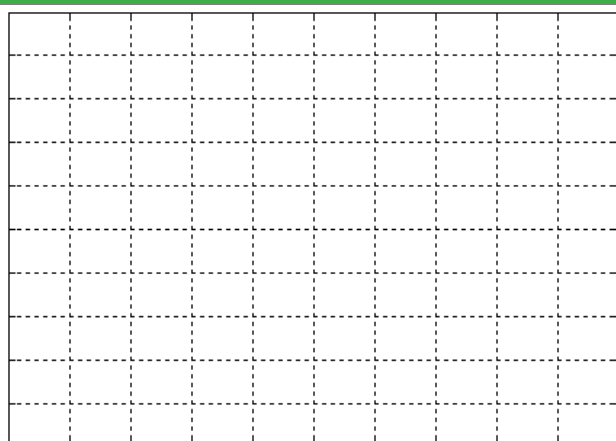
ب



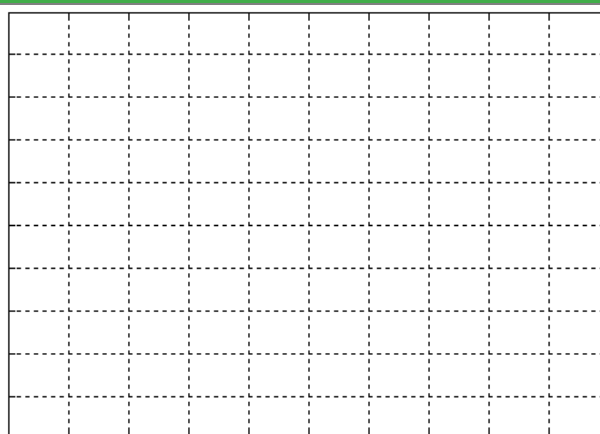
الف

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

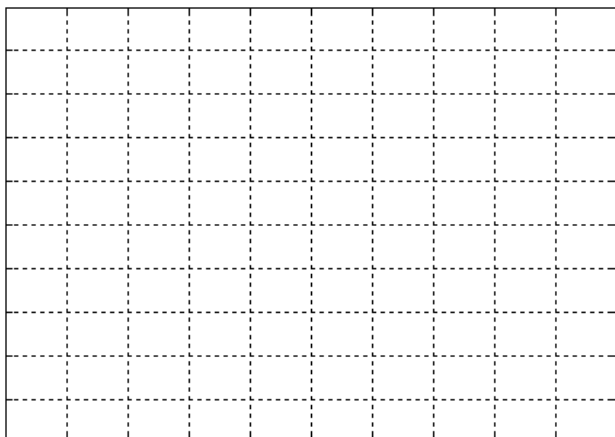
شکل ۵-۷ الف) پاسخ پله سیستم اولیه؛ ب) پاسخ پله سیستم با فیدبک واحد منفی

۴-۲-۷ اثر فیدبک مثبت بر پاسخ فرآیند

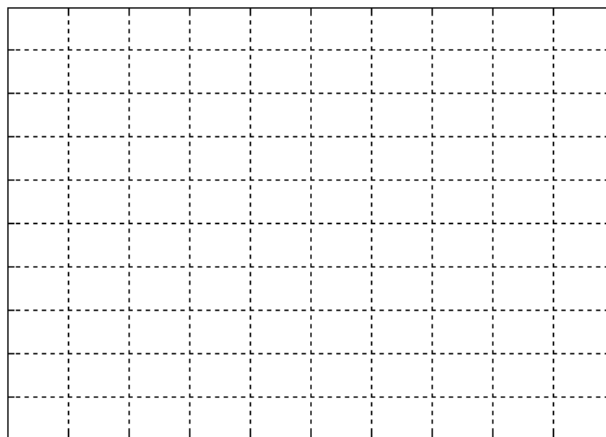
برای هر یک از سیستم‌های $G_1(s) = \frac{1}{s}$ ، $G_2(s) = \frac{1}{s^2}$ ، اثر فیدبک واحد مثبت را بر مشخصات سیستم (پایداری، سرعت پاسخ و خطای حالت دائمی)، با رسم نمودار پاسخ پله حلقه بسته به طور کامل بررسی کنید.

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

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



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 0.4 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.

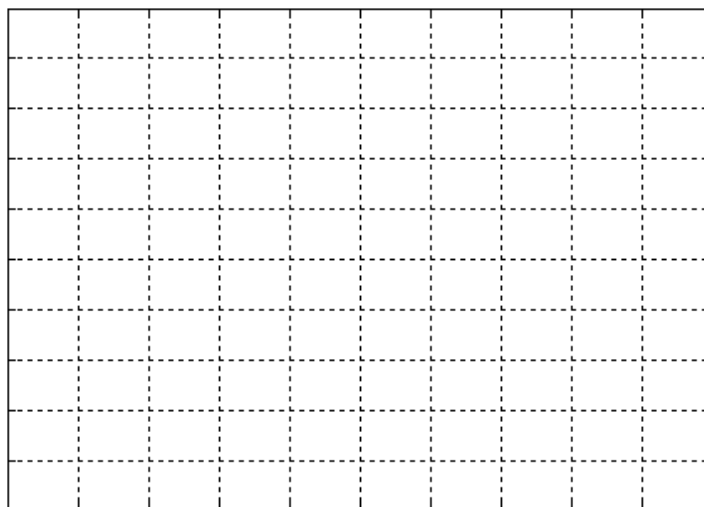
$G(s) = \frac{1}{s+1}$	
ب	الف
شکل ۱-۸ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند	

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 $1, 10, 100$ ، 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.

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

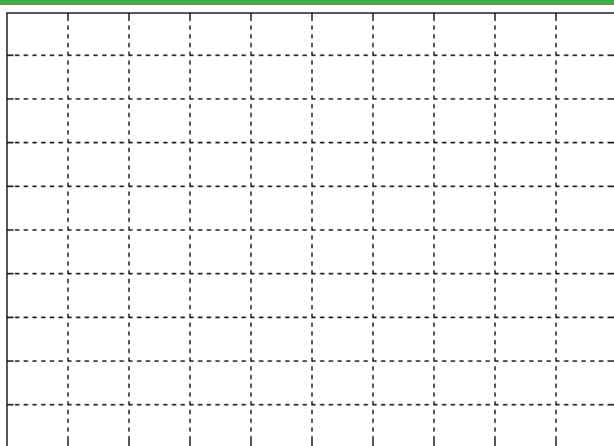
e_{ss}	t_s	$P.O.$	Kp
			۱
			۱۰
			۱۰۰



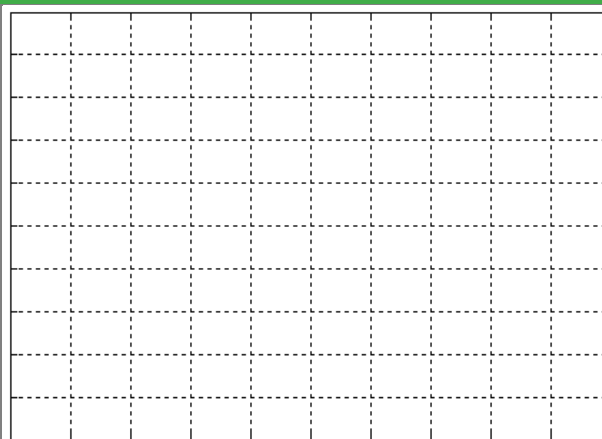
شکل ۲-۸ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله به ازای ضرایب تناسبی ۱، ۱۰ و ۱۰۰

سیستم بالا را به گونه‌ای با کنترل تناسبی جبران کنید که $P.O. < 20\%$, $e_{ss} < 20\%$ 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

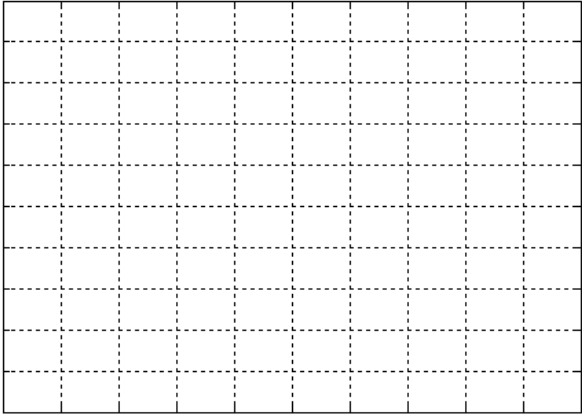
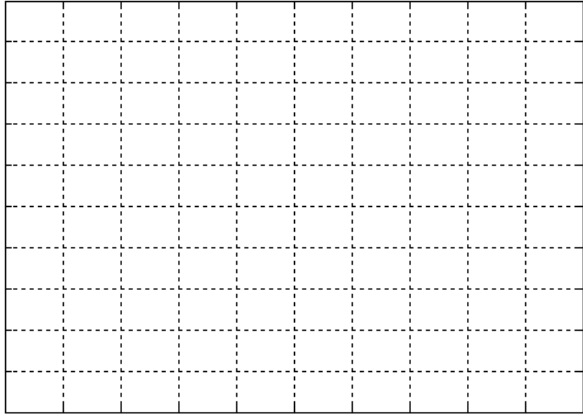
شکل ۳-۸ الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند

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 شکل های زیر رسم کنید.

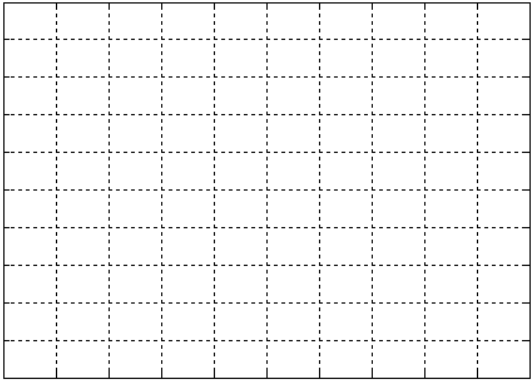
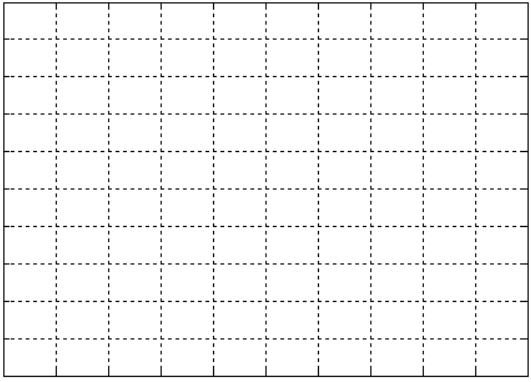
$G(s) = \frac{1}{s + 1}$	
	
ب	الف
شکل ۴-۸ (الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ (ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند	

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 شکل های زیر رسم کنید.

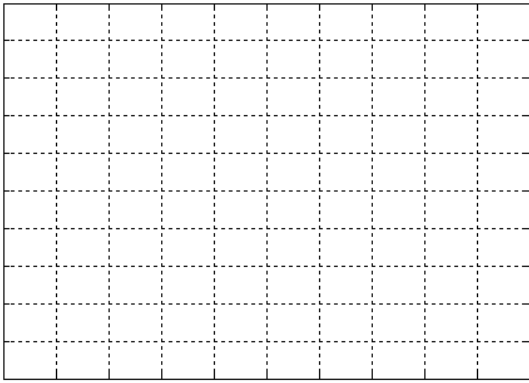
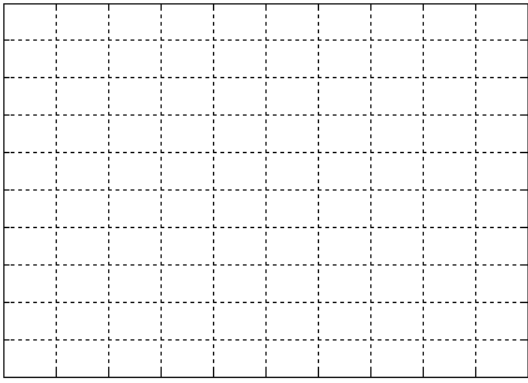
$G(s) = \frac{1}{s(s + 1)}$	
	
ب	الف
شکل ۵-۸ (الف) پاسخ سیستم به ورودی پله؛ (ب) سیگنال کنترل اعمالی به فرآیند	

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

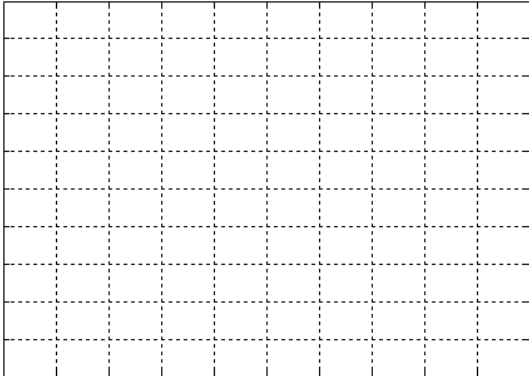
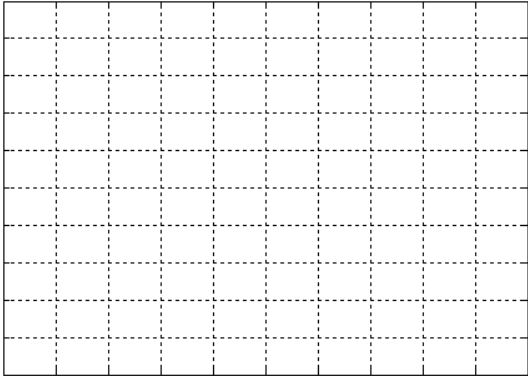
۱-۱-۹ تاثیر جبران‌ساز پیشفاز و پسفاز در سیستم مرتبه اول

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>	

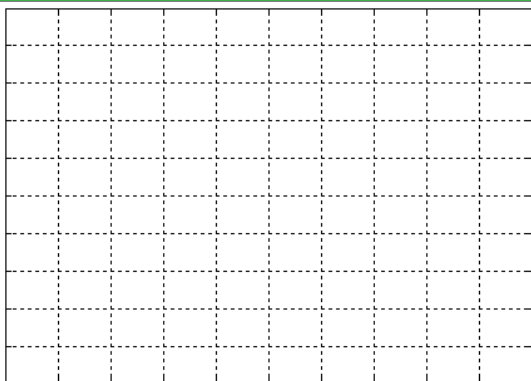
۱-۱-۹ تاثیر جبران‌ساز پیشفاز و پسفاز در سیستم مرتبه دوم

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:

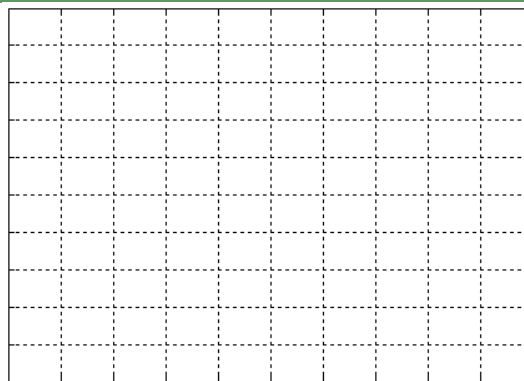
$$P.O. < 5\%, t_s < 0.2s, e_{ss} < 2\%$$

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

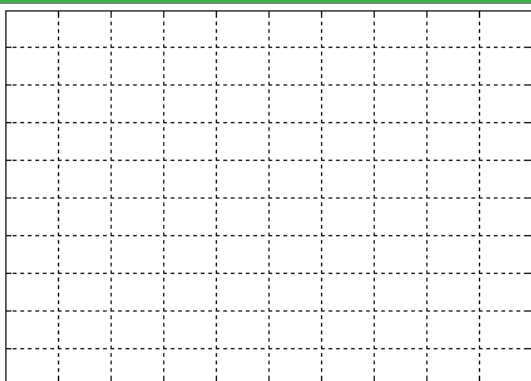
سیستم $G(s) = \frac{1}{s(s+1)^2}$ را در نظر بگیرید و کنترل کننده پیشفاز یا پسفاز را برای رسیدن به خواسته‌های زیر برای آن طرح کنید:

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

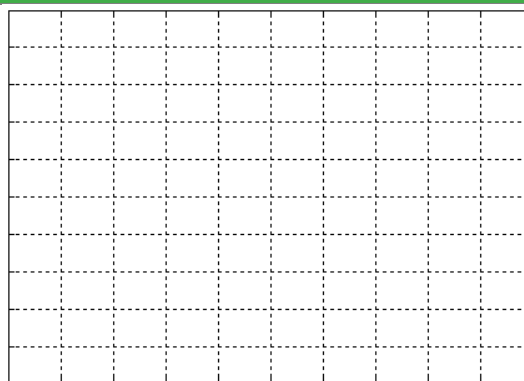
حداقل مقدار قابل دستیابی t_s چقدر است؟

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.

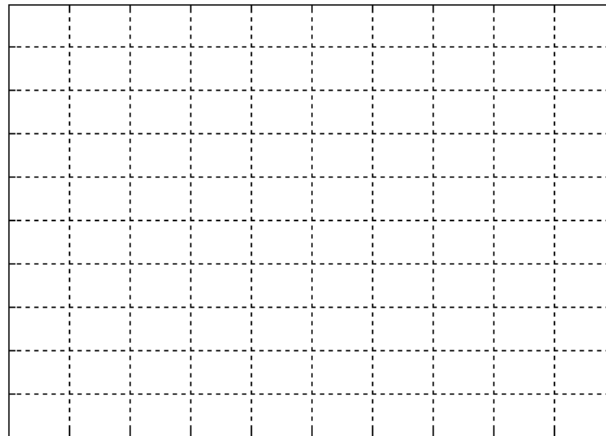
۲-۱۰ آزمایش و تحلیل

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.

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

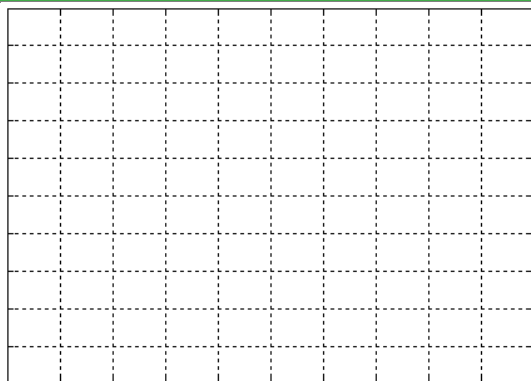
پاسخ پله سیستم جبران شده را رسم کنید. حال کنترل کننده را در مسیر فیدبک قرار داده و پاسخ سیستم جدید را نیز در همان نمودار رسم کنید. علت تفاوت دو پاسخ را بررسی کنید.



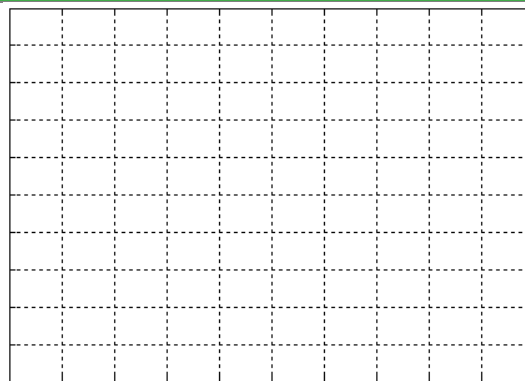
شکل ۱-۱۰ پاسخ سیستم مرتبه دوم در شرایط بکارگیری کنترلر PD در مسیر مستقیم و مسیر فیدبک

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



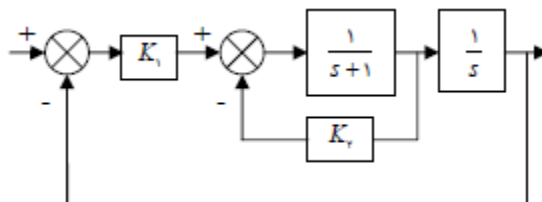
الف

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

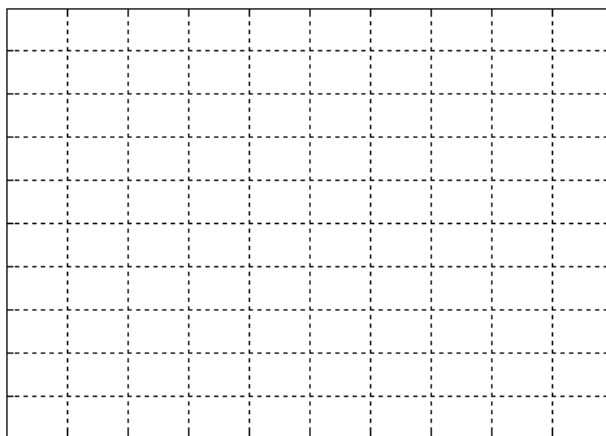
۲-۲-۱۰ فیدبک حالت برای فرآیند مرتبه دوم

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

$G_2(s) = \frac{1}{s}$ تقسیم نمود. اگر از هر دو بخش فیدبک بهره مطابق شکل زیر بگیریم به ساختار کنترلی بسیار مؤثری معادل فیدبک حالت 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

پیوست ۱: آشنایی با تجهیزات آموزنده کنترل دیجیتال و آنالوگ

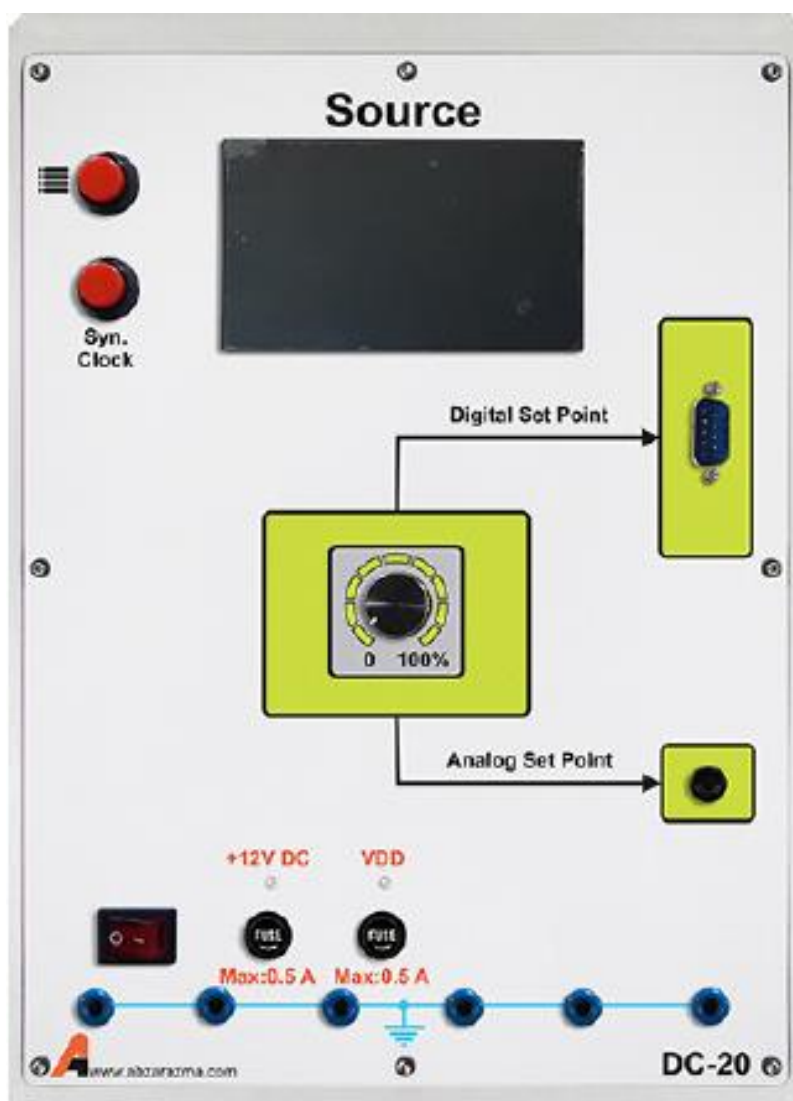
یکی از مباحث اساسی در یادگیری آزمایشگاه، استفاده صحیح و بهینه از تجهیزات آزمایشگاهی می‌باشد. به منظور استفاده هر چه بهتر از سیستم آزمایشگاهی لازم است تا اطلاعات کافی از تمامی اجزا داشته باشیم. بنابراین در این پیوست بخش‌های مختلف سیستم کنترل آنالوگ و دیجیتال توضیح داده می‌شوند.

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 سرو موتور را نمایش می‌دهد.

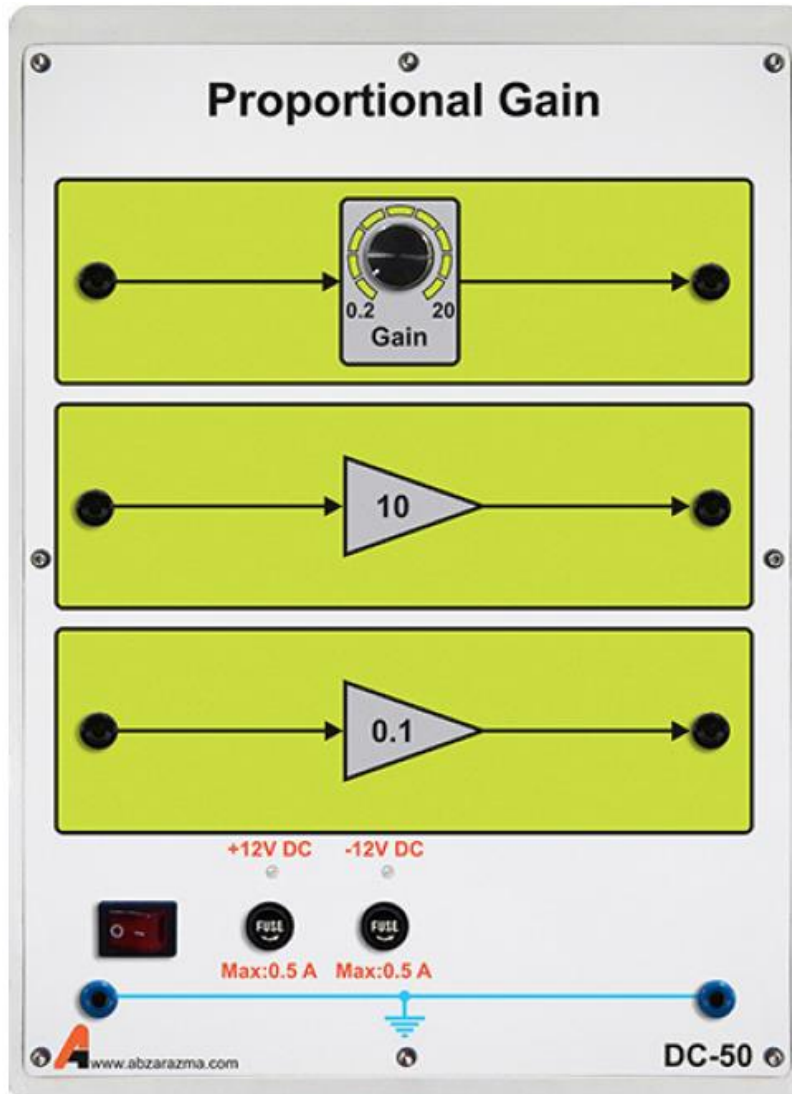
این ماژول دارای یک خروجی دیجیتال 10 بیتی و یک خروجی آنالوگ بین 10 - تا + 10 ولت است. همچنین قابلیت تغییر فرکانس کلاک دیجیتال از 0,1 هرتز تا 100 هرتز را دارد.

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.

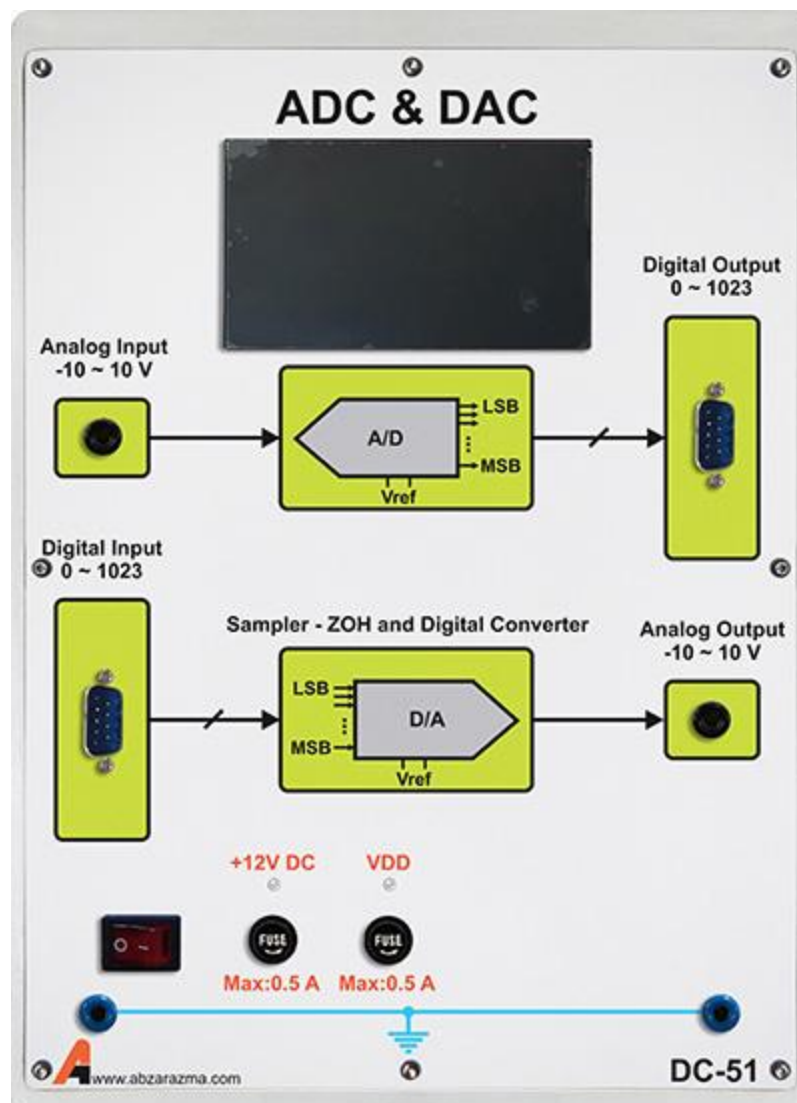


۳- ماژول مبدل آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ

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"

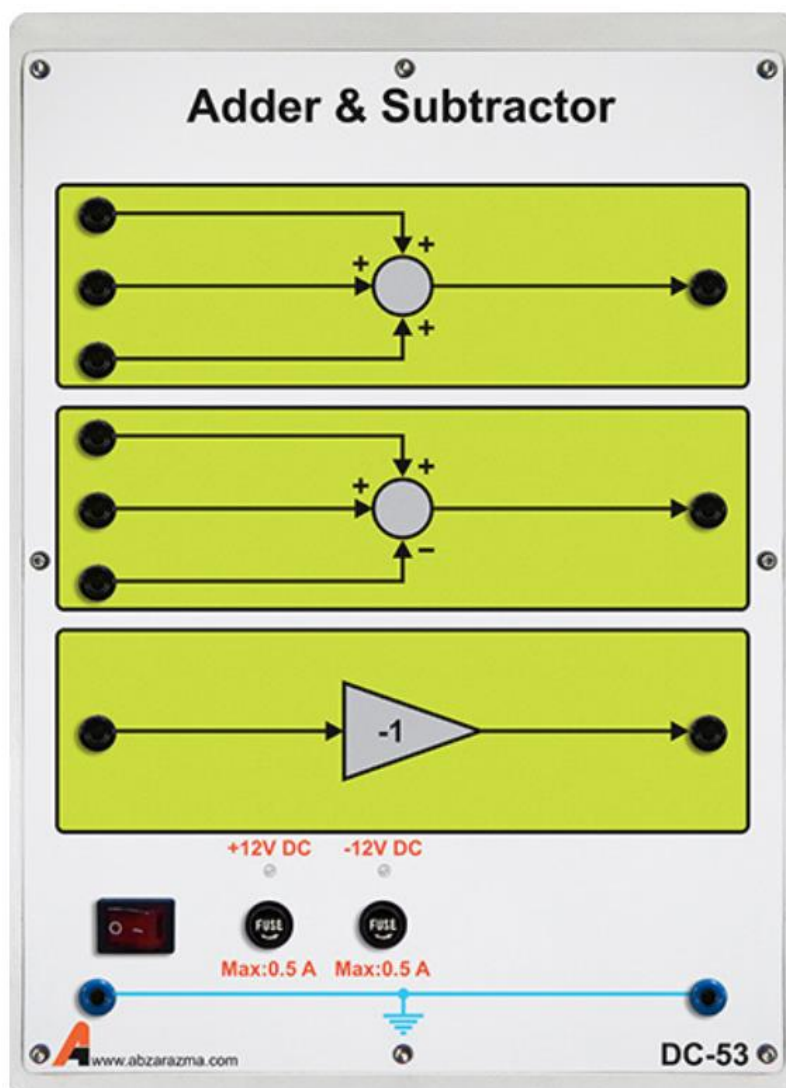


۴- ماژول جمع کننده و تفریق کننده

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 $10 \pm$
- جمع کننده سه ورودی
- تفریق کننده سه ورودی
- معکوس کننده

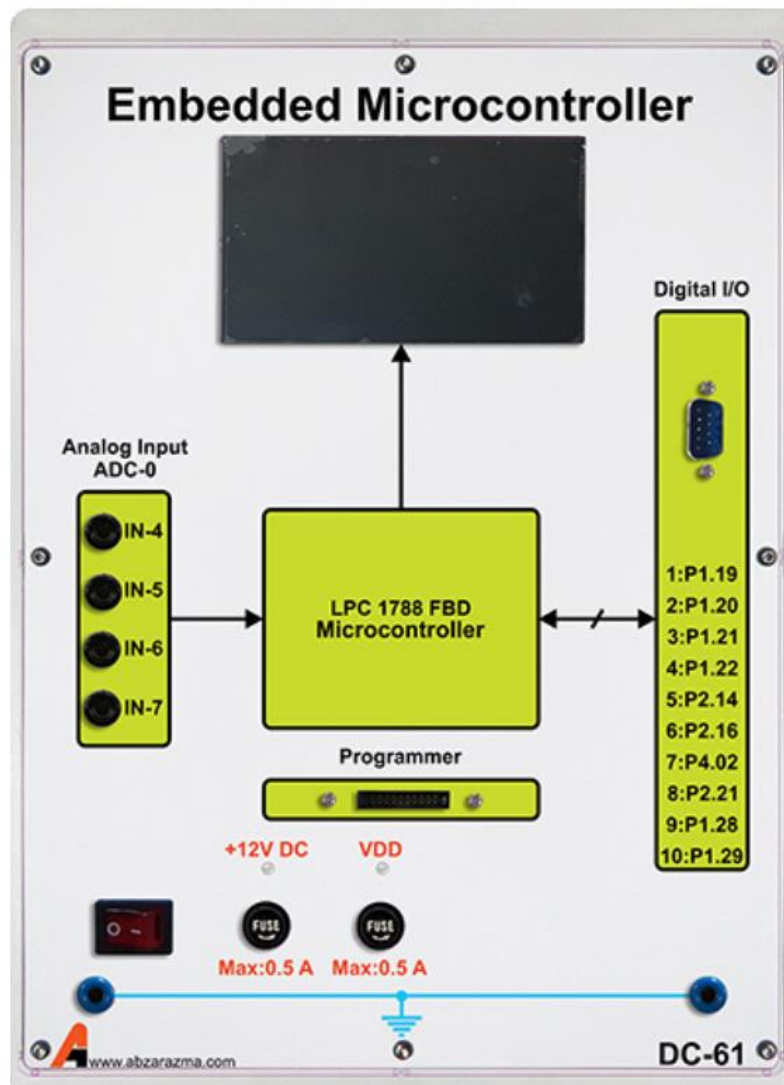


۵- ماژول میکروکنترلر با قابلیت برنامه‌نویسی

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

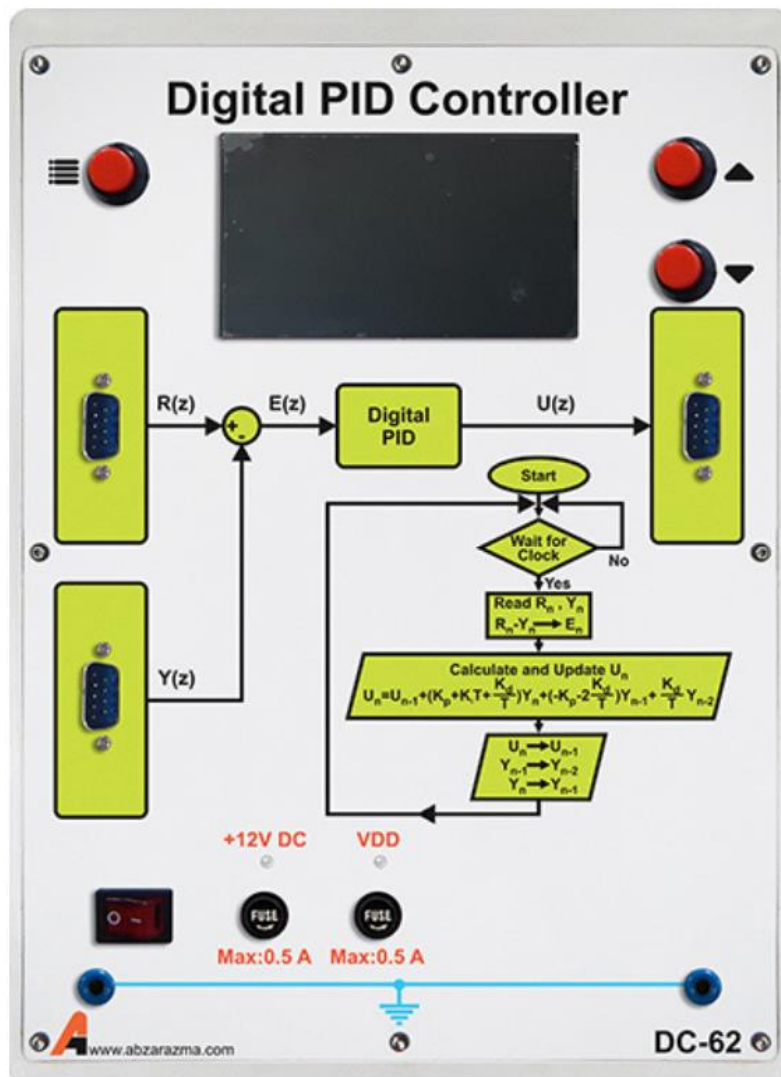


۶- ماژول کنترل کننده PID دیجیتال

این ماژول یک کنترل کننده PID دیجیتال با الگوریتم بازگشتی به فرم سرعتی میباشد. این ماژول سیگنال‌های دیجیتال کنترل 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

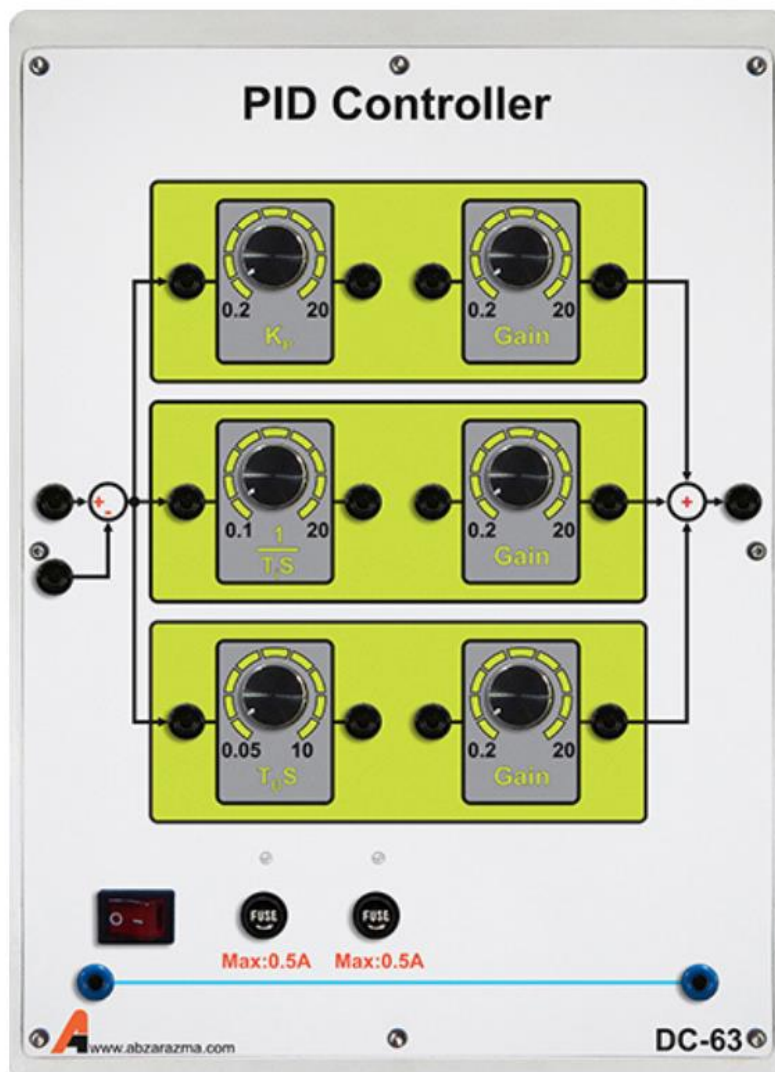


۷- ماژول کنترل کننده PID آنالوگ

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 $\pm 10\text{ V}$
- بهره تناسبی 0.2 تا 20
- بهره انتگرالی 0.1 تا 20
- بهره مشتقی 0.05 تا 10
- بهره ثابت 0.2 تا 20

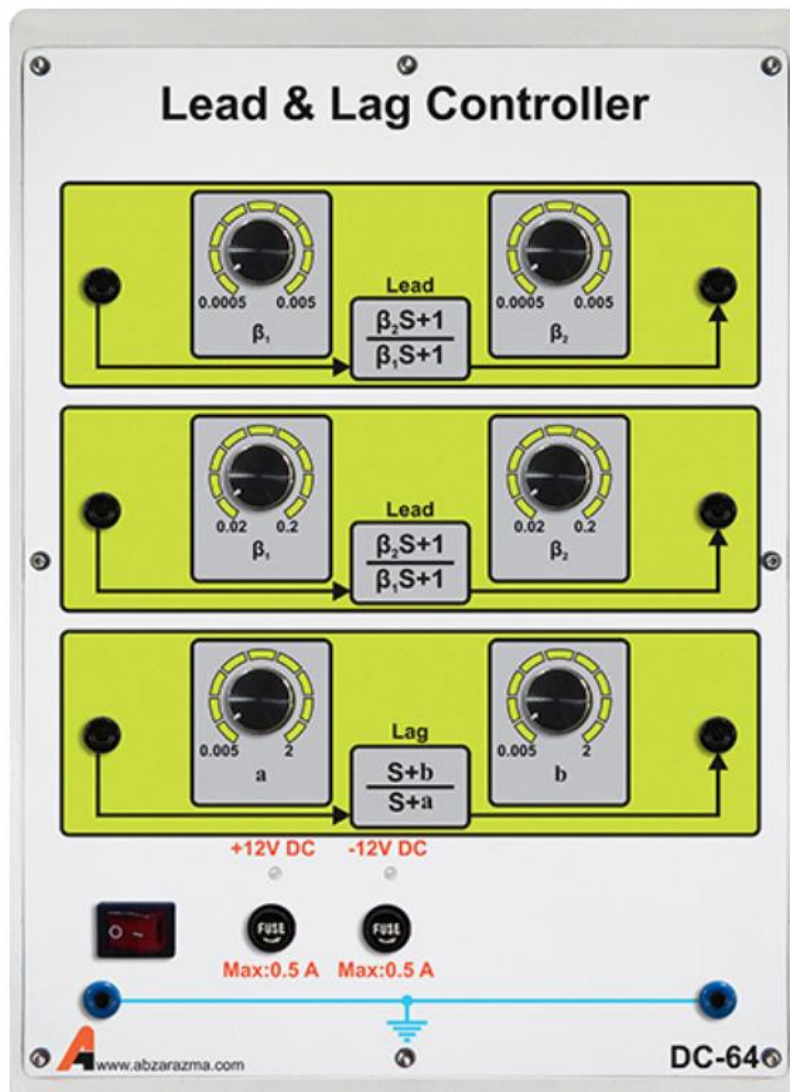


۸- ماژول کنترل کننده پس فاز و پیش فاز

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

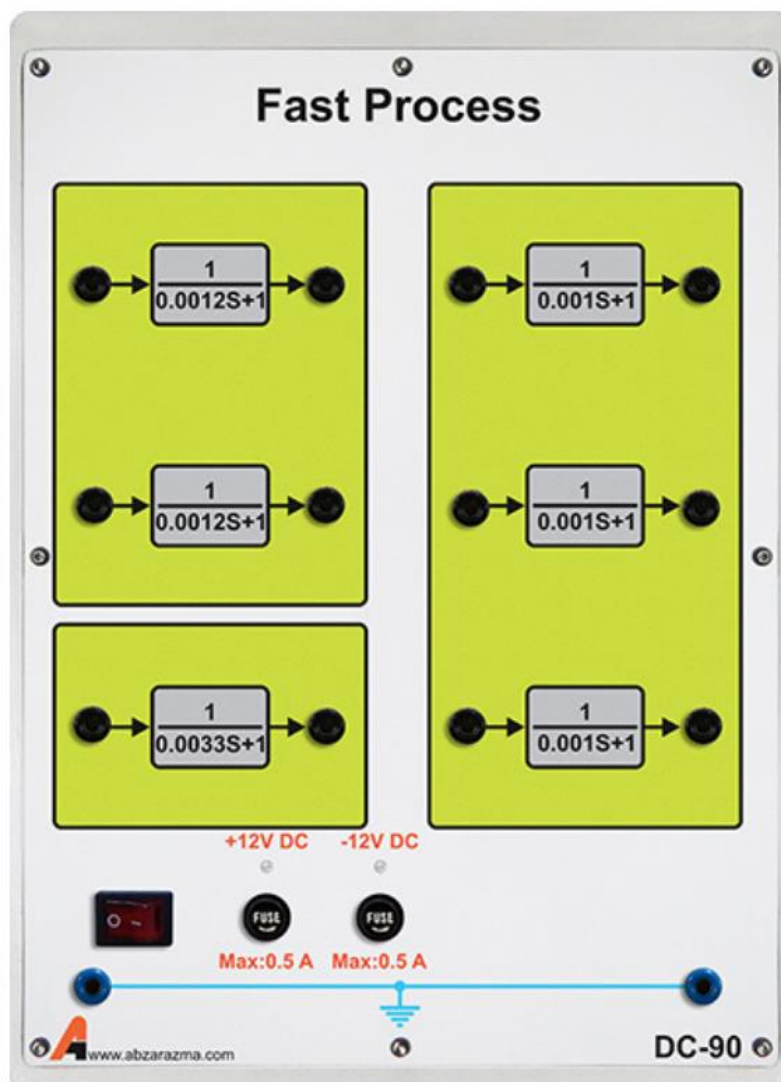


۹- ماژول مدل‌ساز ۶ فرآیند سریع

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 $1/(0.001S+1)$

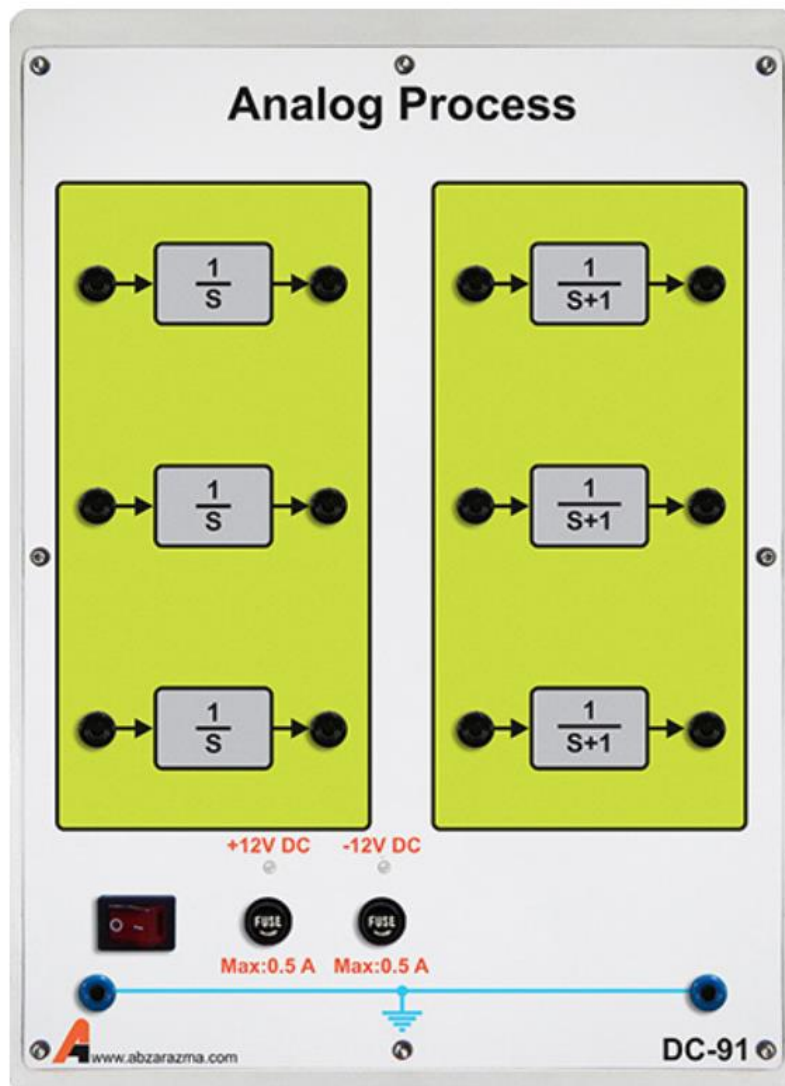


۱۰- ماژول مدل‌ساز ۶ فرآیند آنالوگ

این ماژول قادر به پیاده‌سازی شش فرآیند آنالوگ پایه می‌باشد.

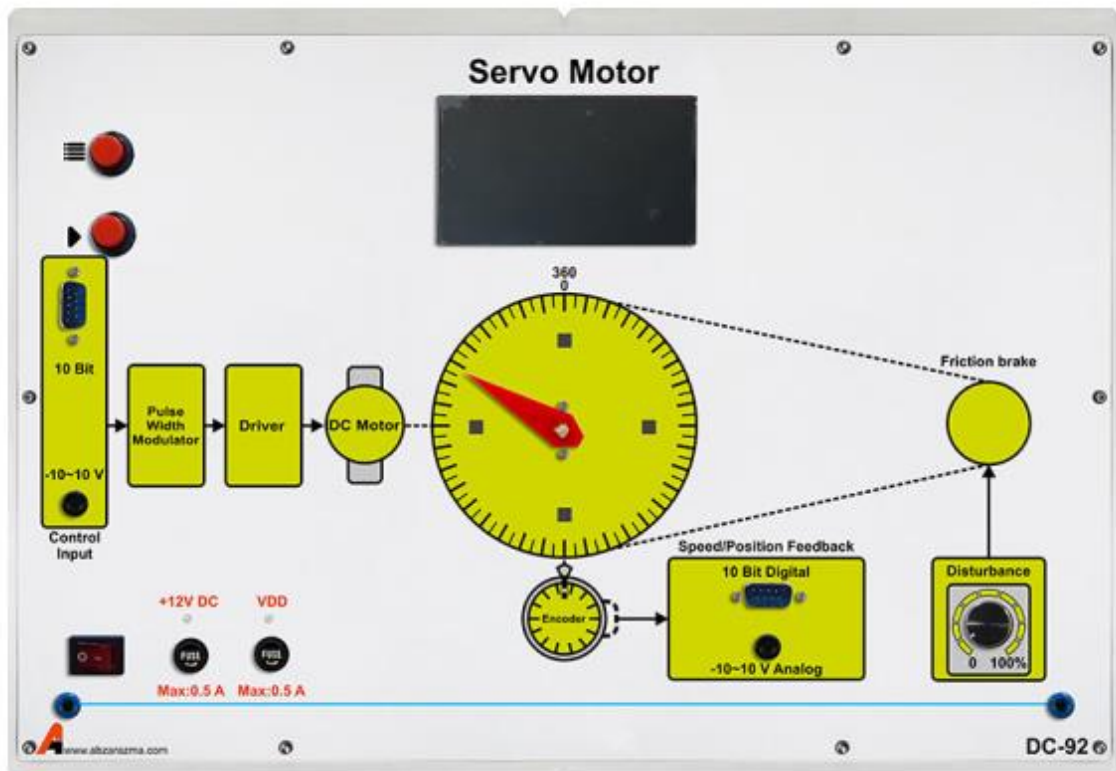
مشخصات این ماژول به شرح زیر است

- 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

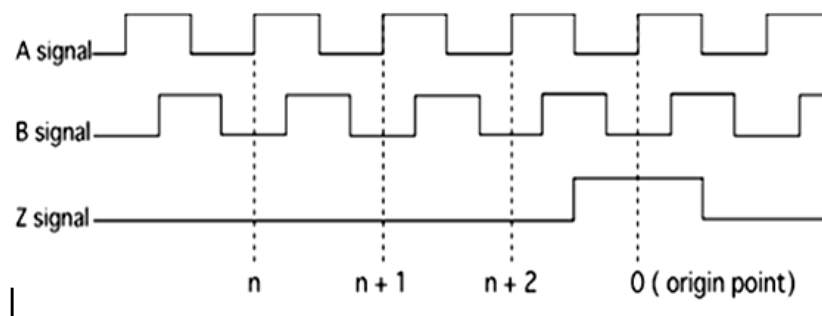
یکی از ابزارهای تشخیص موقعیت یا سرعت به منظور تأمین فیدبک برای کنترل دقیق در فرآیندهای صنعتی، انکودر می باشد. انکودر از جمله ابزارهای دیجیتال در تعیین موقعیت یا سرعت می باشد. هر انکودر بسته به نوع آن دارای خروجی های متفاوتی است. انکودری که در سیستم کنترل مورد نظر استفاده شده است دارای سه خروجی بصورت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

۱- خروجی فاز A

۲- خروجی فاز B

۳- خروجی فاز Z

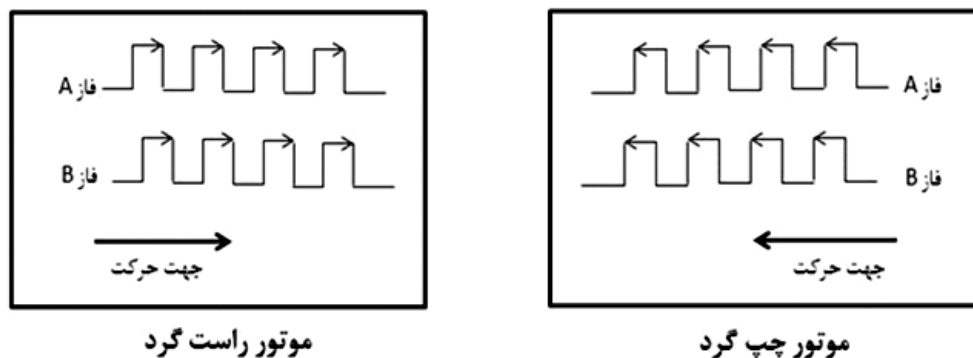
تعداد پالس های فاز A مشابه پالس های فاز B می باشد با این تفاوت که پالس های فاز B، ۹۰ درجه اختلاف فاز مکانی دارد. از این اختلاف فاز در پیدا کردن جهت چرخش انکودر استفاده می کنیم.



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

