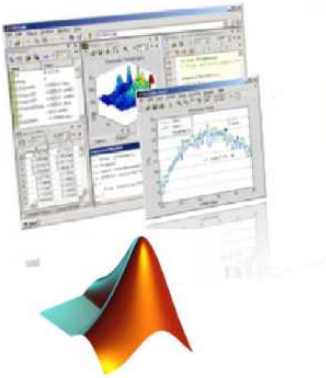
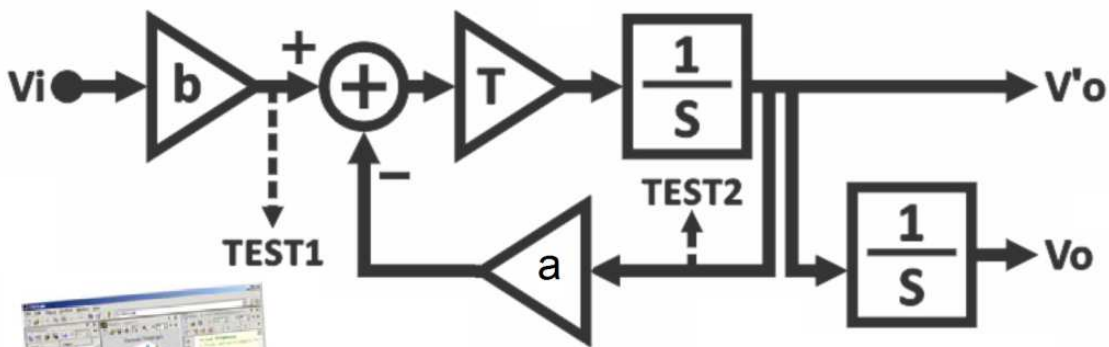


دستورکار آزمایشگاه کنترل خطی



سیستم های کنترل خطی ATCO



AT-LC101 مجموعه آموزش مازولار کنترل خطی

شرکت آزما تجهیز پارتیان

ATCO

www.atcosanat.ir
info@atcosanat.ir

مقدمه :

سیستم آموزشی کنترل خطی توسط شرکت آزما تجهیز پارتیان طراحی شده است ، مجموعه ای کامل از آموزش سیستم‌های کنترل خطی است که با استفاده از تکنیک های مختلف، مفاهیم کنترل آنالوگ را به صورت عملی آموزش می دهد. این مجموعه آموزشی پس از چند مرحله نمونه سازی و تست، تولید گردیده و در اختیار کاربران قرار گرفته است .

تجهیزات قرار داده شده روی این مجموعه آموزشی متناسب با سر فصل آزمایشگاه کنترل خطی ارائه شده از سوی وزارت محترم علوم و بازار صنعت کشور در این رشته می باشد . این ماژول ها به منظور یادگیری مباحث خوانده شده در قسمت های تئوری طراحی و ساخته شده اند.

مجموعه آموزشی کنترل خطی متشکل از ۱۲ ماژول آموزشی می باشد. بررسی سیستم‌های کنترل حلقه باز و بسته، سیستم‌های مرتبه اول و دوم، و سیستم‌های متشکل از کنترل کننده‌های تناسبی، انتگرالی و مشتقی، محور اصلی آزمایش‌های کنترل خطی می‌باشد.

علاوه بر موج‌های سینوسی، مثلثی و مربعی، منابع پله واحد، شیب و نمایی نیز جهت اعمال به سیستم‌های مختلف در اختیار کاربر قرار گرفته است. همچنین یک عدد سروو موتور جهت بررسی اثر کنترل کننده‌های PID, I, D, PI, PD بر روی سرعت و موقعیت موتور در این مجموعه قرار داده شده است.

فهرست

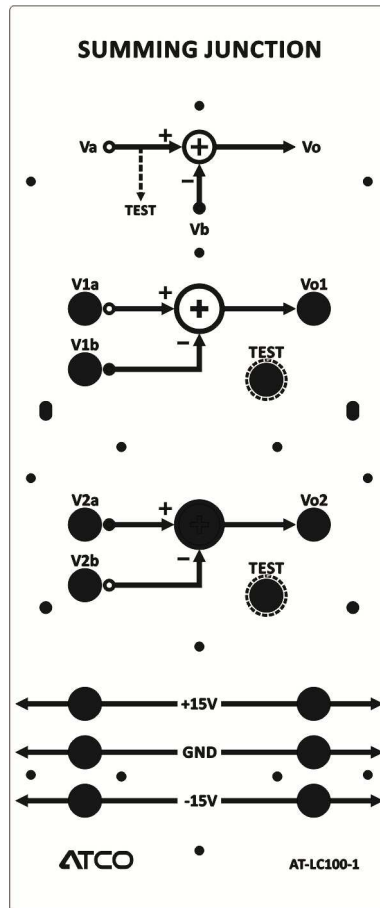
معرفی ماژول‌های دستگاه:

۵	جمع کننده- مقایسه کننده (SUMMING JUNCTION[AT-LC100-1])
۶	کنترل کننده تناسبی (P-CONTROLLER [AT-LC100-2])
۷	کنترل کننده انتگرالی (I_CONTROLLER [AT-LC100-3])
۸	کنترل کننده مشتق گیر (D-CONTROLLER[AT-LC100-6])
۹	جمع کننده و تفریق کننده (SUM/DIF AMPLIFIER [AT-LC100-7])
۱۰	معکوس کننده با امکان تنظیم بهره (INVERTING AMPLIFIER [AT-LC100-5])
۱۱	سیستم‌های مرتبه اول و مرتبه دوم (SECOND ORDER PLANT [AT-LC100-8])
۱۲	جبران‌ساز LEAD - LAG (LEAD/LAG COMPENSATOR [AT-LC100-9])
۱۳	انتگرال گیر (INTEGRATOR [AT-LC100-4])
۱۴	منابع تولید توابع پله واحد، شیب و نمایی (TEST SIGNAL GENERATOR [AT-LC100-12])
۱۶	آزمایش ۱: تبدیل لاپلاس
۱۹	آزمایش ۲: بررسی سیستم مرتبه اول
۲۷	آزمایش ۳: بررسی سیستم مرتبه دوم
۳۷	آزمایش ۴: خطای حالت ماندگار در سیستم مرتبه اول
۴۳	آزمایش ۵: خطای حالت ماندگار در سیستم مرتبه دوم
۴۶	آزمایش ۶: خطای حالت ماندگار در سیستم مرتبه سوم (نوع ۲)
۴۹	آزمایش ۷: بررسی پاسخ حالت گذرای سیستم مرتبه اول
۵۴	آزمایش ۸: بررسی پاسخ حالت گذرای سیستم مرتبه دوم

۶۰	آزمایش ۹: اثر صفر بر روی سیستم مرتبه اول
۶۳	آزمایش ۱۰: اثر صفر بر روی سیستم مرتبه دوم
۶۹	آزمایش ۱۱: اثر قطب غالب بر روی سیستم مرتبه دوم
۷۳	آزمایش ۱۲: بررسی کنترل کننده تناسبی (P-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول
۷۶	آزمایش ۱۳: بررسی کنترل کننده تناسبی (P-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم
۷۷	آزمایش ۱۴: بررسی کنترل کننده انتگرالی (I-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول
۸۲	آزمایش ۱۵: بررسی کنترل کننده انتگرالی (I-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم
۸۵	آزمایش ۱۶: بررسی کنترل کننده مشتق گیر (D-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول
۸۸	آزمایش ۱۷: بررسی کنترل کننده مشتق گیر (D-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم
۹۱	آزمایش ۱۸: بررسی کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول
۹۶	آزمایش ۱۹: بررسی کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم
۱۰۱	آزمایش ۲۰: بررسی کنترل کننده تناسبی مشتق گیر (PD-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول
۱۰۶	آزمایش ۲۱: بررسی کنترل کننده تناسبی مشتق گیر (PD-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم
۱۱۲	آزمایش ۲۲: بررسی کنترل کننده PID بر سیستم مرتبه دوم
۱۱۸	آزمایش ۳۵: جبران‌ساز پیش فاز Lead
۱۲۵	آزمایش ۳۶: جبران‌ساز پس فاز Lag
۱۳۳	آزمایش ۳۷: جبران‌ساز پیش فاز-پس فاز Lead-Lag

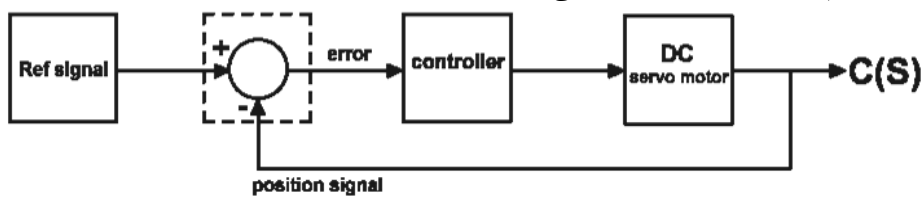
معرفی ماژول‌های دستگاه:

(1) جمع کننده - مقایسه کننده (SUMMING JUNCTION)



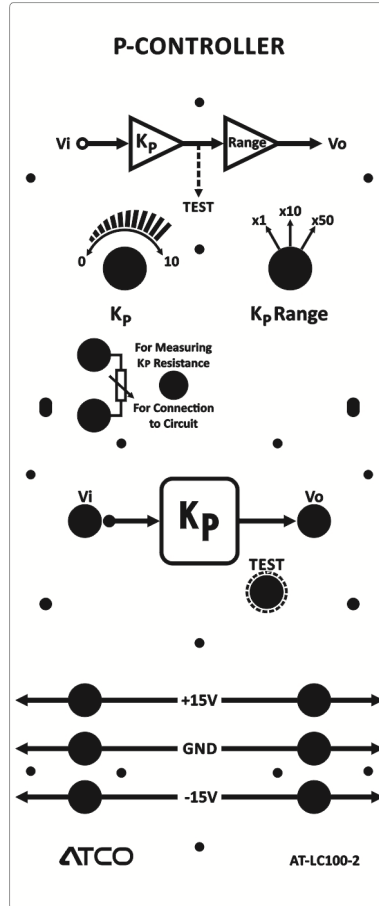
شکل ۱

این ماژول عموماً در سیستم‌های فیدبک دار استفاده می‌شود.



شکل ۲) بلوک دیاگرام سرووموتور در سیستم کنترل

۲) کنترل کننده تناسبی P-CONTROLLER

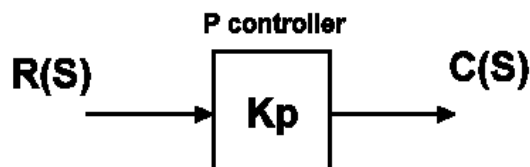


شکل ۳

کنترل کننده PID یکی از مهمترین کنترل کننده های آنالوگ در صنعت می باشد. این کنترل کننده ترکیبی است از کنترل کننده های تناسبی (P) انتگرالی (I) و مشتق گیر (D). در این مجموعه آموزشی هر یک از این سه کنترل کننده جداگانه و پشت سر هم در اختیار کاربر قرار گرفته اند.

این ماژول کنترل کننده تناسبی می باشد که می تواند به صورت کنترل کننده های PD,PI,P و یا PID در سیستم به کار رود. در شکل ۴ بلوک دیاگرام کنترلر تناسبی را همراه با رابطه اش نشان داده شده است.

$$\frac{V_0}{V_i} = K_p$$

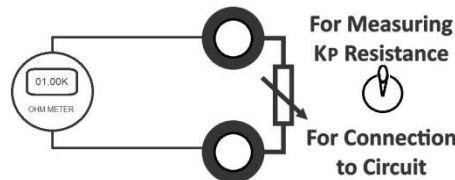


شکل ۴. P controller

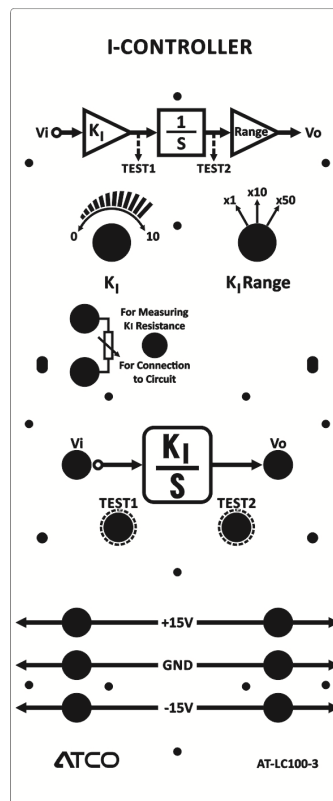
در این ماژول مقدار متغیر K_p برابر است با ۰/۱ مقدار مقاومت ولوم K_p (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور K_p Range. (چون ماکزیمم مقاومت ۱۰۰ کیلو اهم بوده و محدوده تغییرات عدد ولوم از ۰ تا ۱۰ است). برای مثال اگر اهم متر مقاومت

۲۰ کیلو اهم را نشان دهد و سلکتور در موقعیت $\times 10$ قرار داشته باشد مقدار متغیر K_p در تابع تبدیل برابر با عدد ۲۰ می باشد.
 $[(0.1 \times 20 k) \times 10]$

نحوه تنظیم ولوم K_p نیز در شکل زیر مشخص شده است. بدین گونه که در ابتدا اهم متر را در موقعیت نشان داده شده در شکل قرار داده و سپس کلید چکشی کنار آن را در موقعیت اندازه گیری مقاومت K_p (بالا) قرار دهید. پس از تنظیم مقدار ولوم، کلید چکشی را دوباره در موقعیت اتصال به مدار (پایین) قرار دهید.



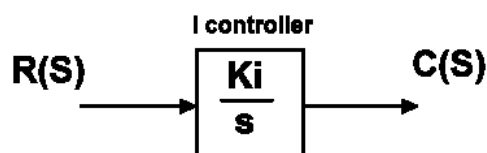
۳) کنترل کننده انتگرالی I_CONTROLLER



شکل ۵

این ماژول در حقیقت عمل انتگرال گیری کنترلر PID را انجام می دهد. شکل ۶ بلوک دیگرام و رابطه مربوط به این ماژول را نشان می دهد.

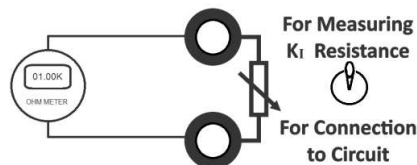
$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{K_I}{S}$$



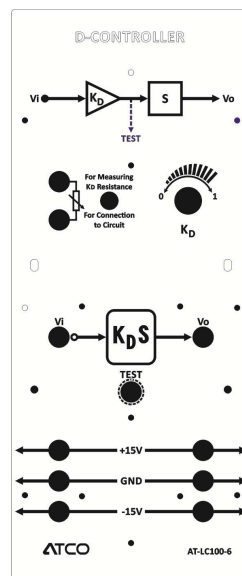
در این ماژول مقدار متغیر K_i برابر است با مقدار مقاومت ولوم K_i (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور K_i Range.

برای مثال اگر اهم متر مقاومت ۲ کیلو اهم را نشان دهد و سلکتور در موقعیت $\times 10$ قرار داشته باشد مقدار متغیر K_i در تابع تبدیل برابر با عدد ۲۰ می باشد.

نحوه تنظیم ولوم K_i نیز در شکل زیر مشخص شده است. بدین گونه که در ابتدا اهم متر را در موقعیت نشان داده شده در شکل قرار داده و سپس کلید چکشی کنار آن را در موقعیت اندازه گیری مقاومت K_i (بالا) قرار دهید. پس از تنظیم مقدار ولوم، کلید چکشی را دوباره در موقعیت اتصال به مدار (پایین) قرار دهید.

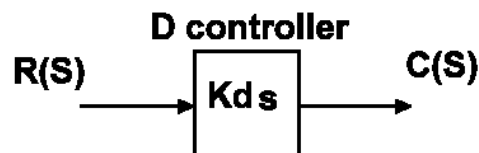


۴) کنترل کننده مشتقی D-CONTROLLER



شکل ۷

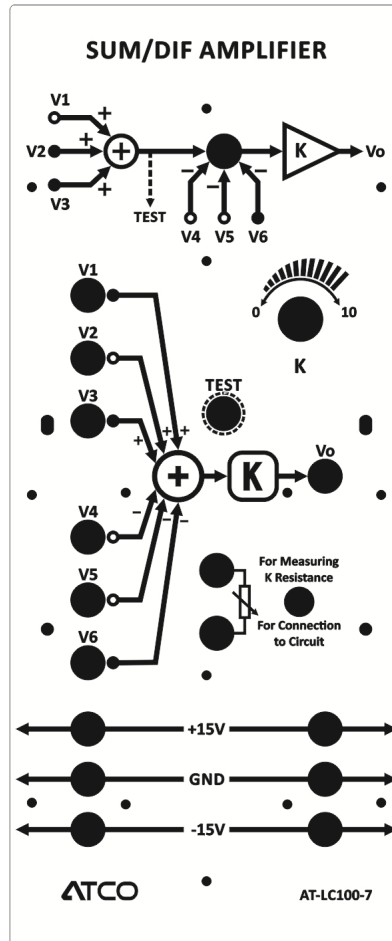
این ماژول در حقیقت عمل مشتق گیری کنترلر PID را انجام می دهد. شکل ۸ بلوک دیگرام و رابطه مربوط به این ماژول را نشان می دهد.



شکل ۸

در این ماژول مقدار متغیر K_D برابر است با مقدار مقاومت ولوم K_D (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور K_D Range. برای مثال اگر اهم متر مقاومت ۲ کیلو اهم را نشان دهد مقدار متغیر K_i در تابع تبدیل برابر با عدد ۲۰ می باشد. نحوه تنظیم ولوم K_D همانند K_p و K_i است.

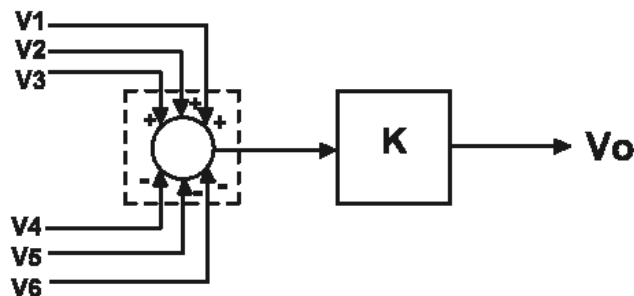
۵) جمع کننده و تفریق کننده SUM/DIF AMPLIFIER



شکل ۹

جمع کننده ها و تفریق کننده ها یکی از پر کاربرد ترین اجزای یک سیستم کنترلی محسوب می شوند . این ماژول عمل جمع و تفریق برای سیگنال های چندگانه را فراهم می نماید . همچنین این ماژول از یک تقویت کننده با بهره K قابل تنظیم ، نیز تشکیل شده است . شکل ۱۰ نشان دهنده بلوک دیاگرام و معادله ریاضی این تقویت کننده می باشد .

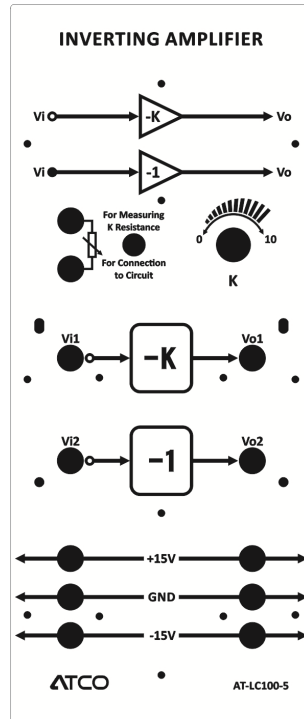
$$V_o = K(V_1 + V_2 + V_3 - V_4 - V_5 - V_6)$$



شکل ۱۰

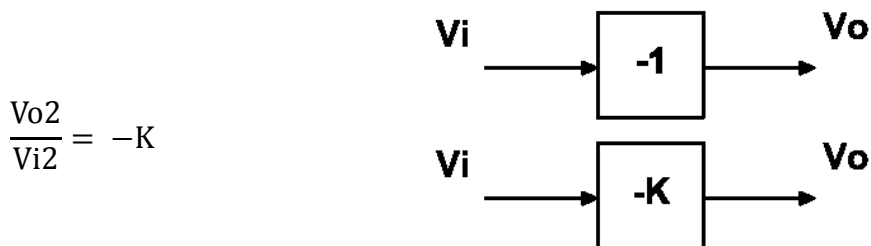
در این ماژول مقدار متغیر K برابر است با مقدار مقاومت ولوم K (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور K Range . نحوه تنظیم ولوم K نیز همانند ماژول های Kp و Kd و Ki است.

۶) معکوس کننده با امکان تنظیم بهره INVERTING AMPLIFIER



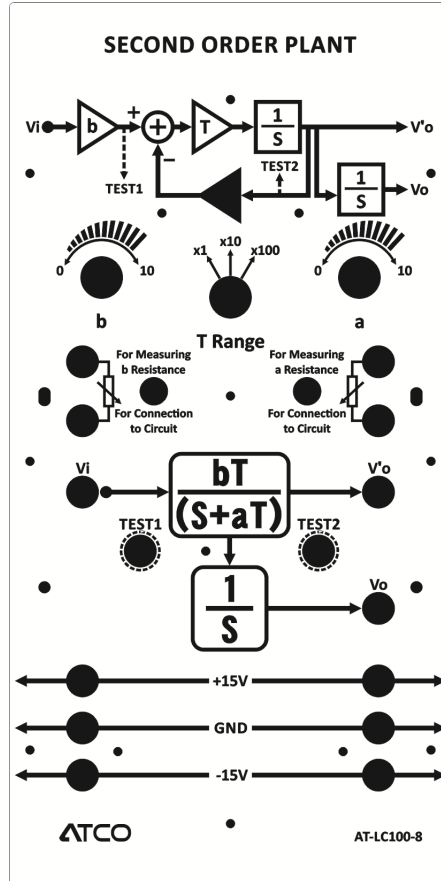
شکل ۱۱

این ماژول شامل دو تقویت کننده معکوس کننده می باشد. یک تقویت کننده بهره ۱- و تقویت کننده دیگر بوسیله ولوم K بهره دلخواه را تولید می کند. شکل ۱۲ نشان دهنده بلوک دیاگرام و بیان ریاضی تقویت کننده های معکوس کننده می باشد.



در این ماژول مقدار متغیر K برابر است با مقدار مقاومت ولوم K (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور K Range. نحوه تنظیم ولوم K نیز همانند ماژول های Kp و Kd و Ki است.

۷) سیستمهای مرتبه اول و مرتبه دوم SECOND ORDER PLANT

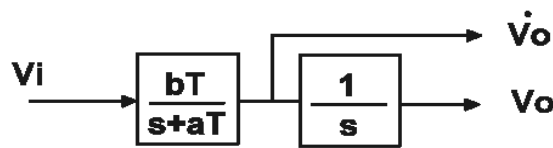


شکل ۱۳

از آنجایی که FIRST ORDER PLANT و SECOND ORDER PLANT اغلب در شبیه سازی کنترل آنالوگ بکار می‌روند، برای راحتی بیش تر، سیستم کنترل آنالوگ کنترل خطی ماژول SECOND ORDER PLANT را برای شبیه سازی فراهم کرده است. شکل ۱۴ نشان دهنده بلوک دیاگرام و بیان ریاضی این ماژول می‌باشد.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{bT}{S(S+aT)}$$

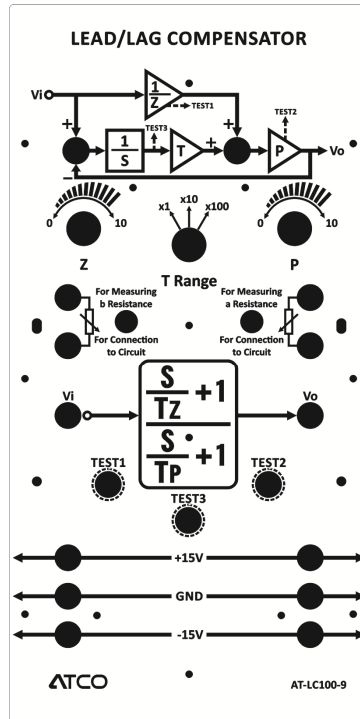
$$\frac{\dot{V}_o}{V_i} = \frac{bT}{S + aT}$$



شکل ۱۴

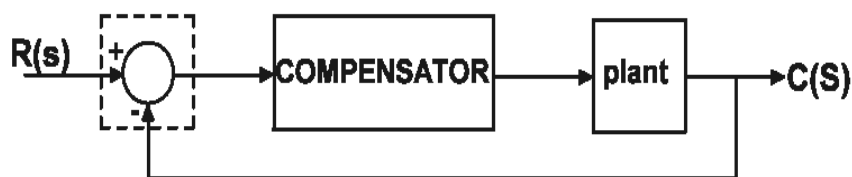
در این ماژول مقدار متغیر a ، b برابر است با 0.1 مقدار مقاومت ولوم a ، b (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور T . برای مثال اگر اهم متر مقاومت ۲۰ کیلو اهم را نشان دهد سلکتور در موقعیت $\times 10$ قرار داشته باشد مقدار متغیر a در تابع تبدیل برابر با عدد ۲۰ می‌باشد. نحوه تنظیم ولوم a ، b نیز مانند K_p است.

۸) جبران‌ساز LEAD و LAG/LEAD



شکل ۱۵

در طراحی سیستم های حلقه بسته ، طراحان همیشه قصد دارند که خروجی سیستم برای ورودی آن بطور کامل قابل شناسایی باشد. متأسفانه همیشه سیگنال خطا به خاطر محدودیت در مشخصات ساخت بین سیگنال های ورودی و خروجی وجود دارد. اغلب اوقات از متصل کردن یک جبران کننده به سیستم کنترل حلقه بسته برای طراحی یک کنترلر استفاده می‌شود. در شکل ۱۶ یک سیستم کنترل حلقه بسته با جبران ساز نشان داده شده است. همچنین یک جبران ساز می‌تواند پیش فاز و یا پس فاز می‌باشد.

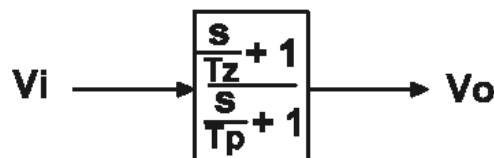


شکل ۱۶

جبران ساز پیش فاز می‌تواند به منظور بهبود پاسخ گذرای سیستم کنترل حلقه بسته و کاهش خطای حالت ماندگار بکار رود. همچنین جبران ساز پس فاز باعث بهبود خطای حالت ماندگار یک سیستم کنترل حلقه بسته می‌شود. اما این امر باعث کاهش سرعت در پاسخ خروجی می‌شود.

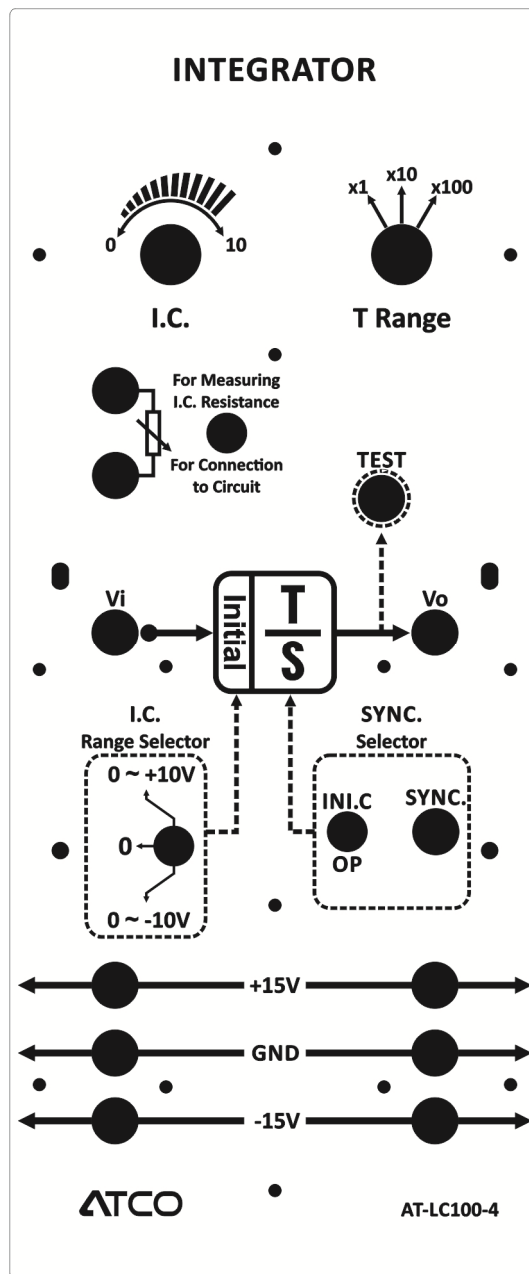
ماژول LEAD / LAG COMPENSATOR ترکیبی از جبران ساز های پیش فاز و پس فاز می‌باشد. شکل ۱۷ نشان دهنده بلوک دیاگرام و بیان ریاضی این سیستم کنترلی می‌باشد.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{s}{T_z} + 1}{\frac{s}{T_p} + 1}$$



در این ماژول مقدار متغیر p, z برابر است با مقدار مقاومت ولوم p, z (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور T . نحوه تنظیم ولوم p, z ، همانند b و a در second order plant می باشد.

۹- انتگرال گیر (INTEGRATOR)

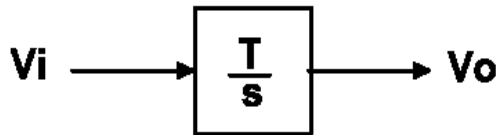


شکل ۱۸

اگر چه معادلات تفاضلی معمولاً برای توضیح یک سیستم فیزیکی استفاده می شوند ، اما عملاً نمی توان از یک تفریق کننده در شبیه سازی سیستم های کنترلی استفاده نمود .

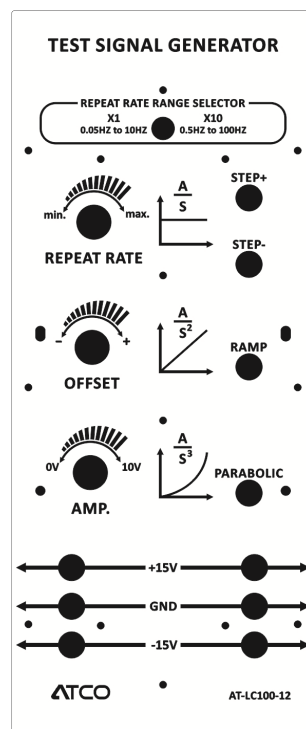
اولین دلیل این است که بهره تفریق کننده با افزایش فرکانس سیگنال ، افزایش می یابد . بطور کلی نویز یک سیگنال فرکانس بالا ، زیاد است . بنابراین اگر یک تفریق کننده درگیر شود ، کیفیت سیگنال به شدت کاهش می یابد . در نتیجه ، انتگرال گیر یک المان مهم در شبیه سازی یک سیستم آنالوگ محسوب می شود .
شکل ۱۹ نشان دهنده بلوک دیاگرام و بیان ریاضی انتگرال گیر می باشد .

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T}{S}$$



در این ماژول مقدار متغیر IC برابر است با مقدار مقاومت ولوم IC (بر حسب کیلو اهم) ضرب در موقعیت سلکتور IC Range . برای مثال اگر اهم متر مقاومت ۲ کیلو اهم را نشان دهد و سلکتور در موقعیت x10 قرار داشته باشد مقدار متغیر IC در تابع تبدیل برابر با عدد ۲۰ می باشد. نحوه تنظیم ولوم IC نیز همانند ماژول Kp است.

۹) منابع تولید توابع پله واحد، شیب و نمایی ((TEST SIGNAL GENERATOR (LC100-12))



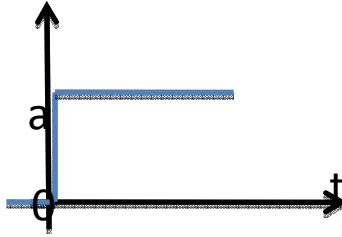
شکل ۲۰

ماژول تست سیگنال ژنراتور سه سیگنال کاربردی که در برخی از کنترلرها بکار می روند را فراهم می نماید. این سه سیگنال عبارتند از : سیگنال پله ، سیگنال شیب و سیگنال نمایی . که در ادامه هر کدام بطور جداگانه و مختصر توضیح داده شده اند .

۱- سیگنال پله :

$$r(t) = \begin{cases} a & \text{if } t \geq 0 \\ 0 & \text{if } t < 0 \end{cases} \quad \text{or} \quad r(t) = au(t)$$

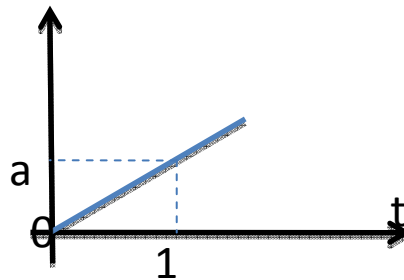
تبدیل لاپلاس تابع پله : $R(s) = \frac{a}{s}$



شکل ۲۱

۲- سیگنال شیب :

$r(t) = \begin{cases} at & \text{if } t \geq 0 \\ 0 & \text{if } t < 0 \end{cases}$ or $r(t) = atu(t)$
تبدیل لاپلاس تابع شیب : $R(s) = \frac{a}{s^2}$

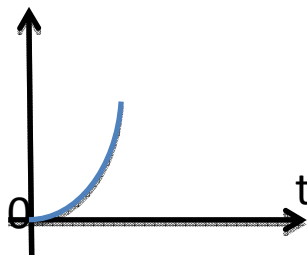


شکل ۲۲

۳- سیگنال نمایی :

$r(t) = \begin{cases} \frac{a}{2}t^2 & \text{if } t \geq 0 \\ 0 & \text{if } t < 0 \end{cases}$ or $r(t) = \frac{a}{2}t^2 u(t)$
تبدیل لاپلاس تابع نمایی : $R(s) = \frac{a}{s^3}$

تبدیل لاپلاس تابع نمایی



شکل ۲۳

- کلید Repeat Rate در ماژول ، عمل افزایش فرکانس خروجی را انجام می دهد . بطوریکه اگر در وضعیت X10 قرار گیرد ، فرکانس خروجی ۱۰ برابر می شود . توجه داشته باشید در حوزه فرکانس های پایین برای مشاهده خروجی در این وضعیت بهتر است از اسیلوسکوپ دیجیتال در حالت کاری ROLL Mode استفاده نمود در غیر اینصورت در مشاهده و اندازه گیری خروجی دچار مشکل می شوید .

- در اغلب آزمایشات طراحی شده فرکانس کاری در فرکانس های بسیار پایین در حد ۵۰ و ۱۰۰ میلی هرتز عمل می کنند . در نتیجه کلید Repeat Rate در تمامی آزمایشات می بایست در حالت X1 قرار داده شود .
- همچنین تنظیم ولوم Offset برای حصول خروجی مناسب بسیار حائز اهمیت است . به عنوان مثال برای خروجی های step می بایست در حالت وسط قرار داده شود ولی برای خروجی های شیب و نمایی نسبت به دامنه و فرکانس می بایست تغییر داده شود تا خروجی مورد نیاز حاصل شود .
- کوپلاژ اسیلوسکوپ باید روی حالت DC باشد .
- در خروجی های شیب و نمایی با افزایش فرکانس ، دامنه کاهش پیدا می کند در نتیجه بایستی در فرکانس مورد نظر مجدداً دامنه را تنظیم کرد .
- به دلیل طراحی این سیستم برای فرکانس های بسیار پایین ، خروجی های شیب و نمایی تنها در حالت Repeat Rate X1 و در فرکانس های ۵۰ الی ۱۰۰ میلی هرتز قابل حصول هستند .

• دستور کار آزمایش ها

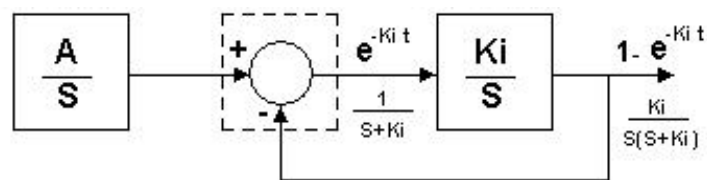
در اینجا به منظور تسهیل انجام آزمایش ها توسط کاربران، مجموعه ای از دستور کار آزمایش های کنترل خطی آنالوگ تهیه گردیده است. در هر آزمایش طریقه سیم بندی های مدار ، نمایش شماتیک بلوک دیاگرام مدار، توابع تبدیل و خلاصه ای از تئوری و نتایج قابل مشاهده آن آزمایش آورده شده است.

آزمایش ۱: تبدیل لاپلاس

تبدیل لاپلاس توابع نمایی

$$1 - e^{-at} \xrightarrow{\text{تبدیل لاپلاس}} \frac{a}{s(s+a)}$$

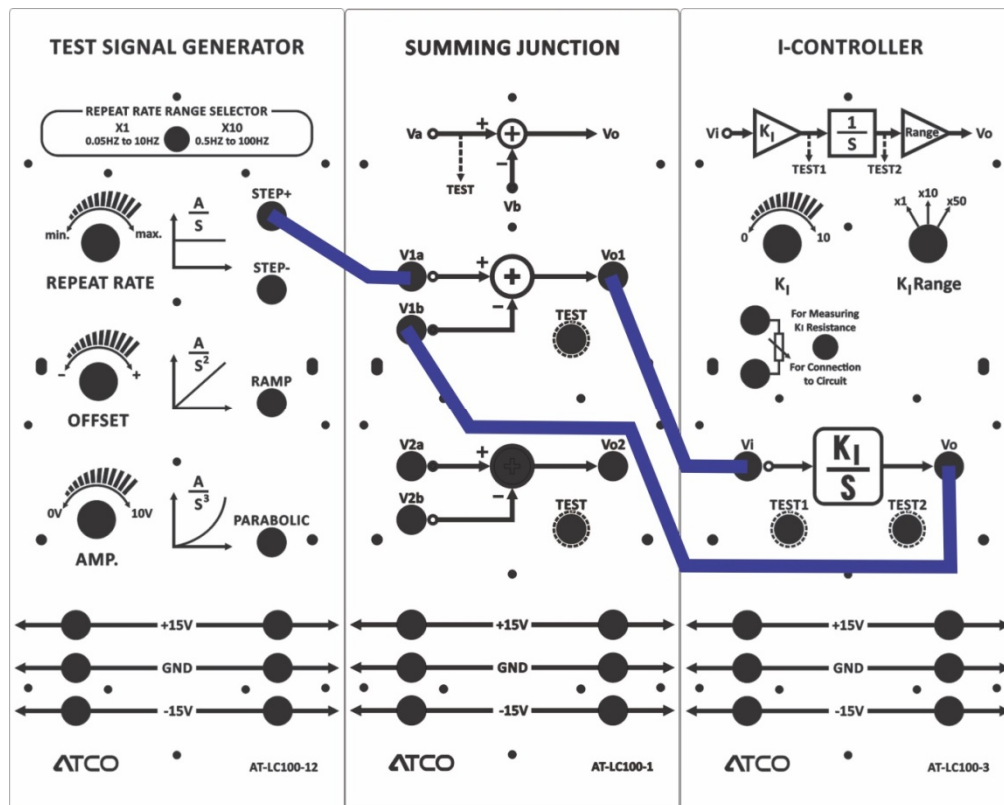
$$e^{-at} \xrightarrow{\text{تبدیل لاپلاس}} \frac{1}{s+a}$$



شکل ۱-۱

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

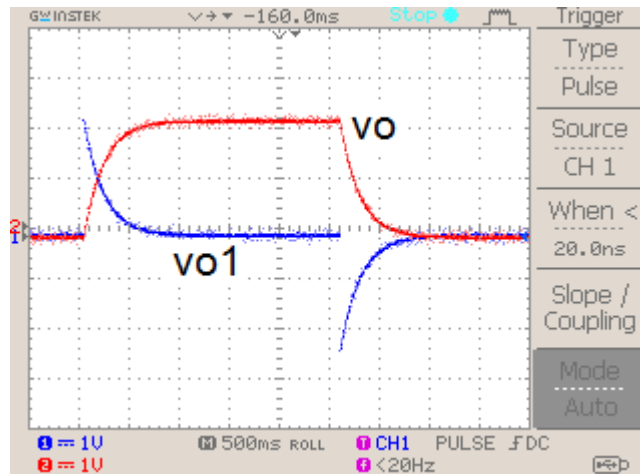


شکل ۲-۱

۲- روی ماژول LC100-03 سلکتور را در موقعیت $\times 1$ قرار دهید و KI را توسط مولتی متر با مقدار ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید در نتیجه در کنترلر I خواهیم داشت $5/S$.

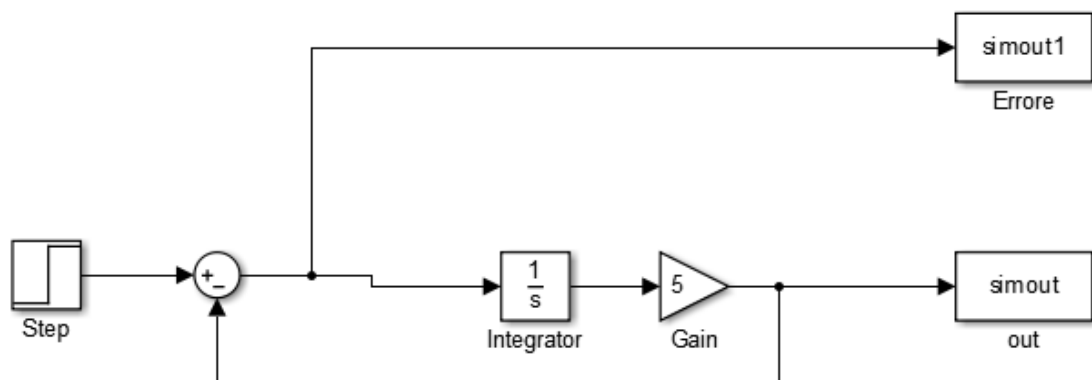
۳- روی ماژول LC100-12 مقدار 0.5Hz و $1.8V_{pp}$ را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

۴- خروجی Vo1 در یونیت LC100-01 و خروجی Vo در یونیت LC100-03 را اندازه گیری و ثبت نمایید . به ترتیب سیگنالهای e^{-at} و $1 - e^{-at}$ را مشاهده خواهید کرد.

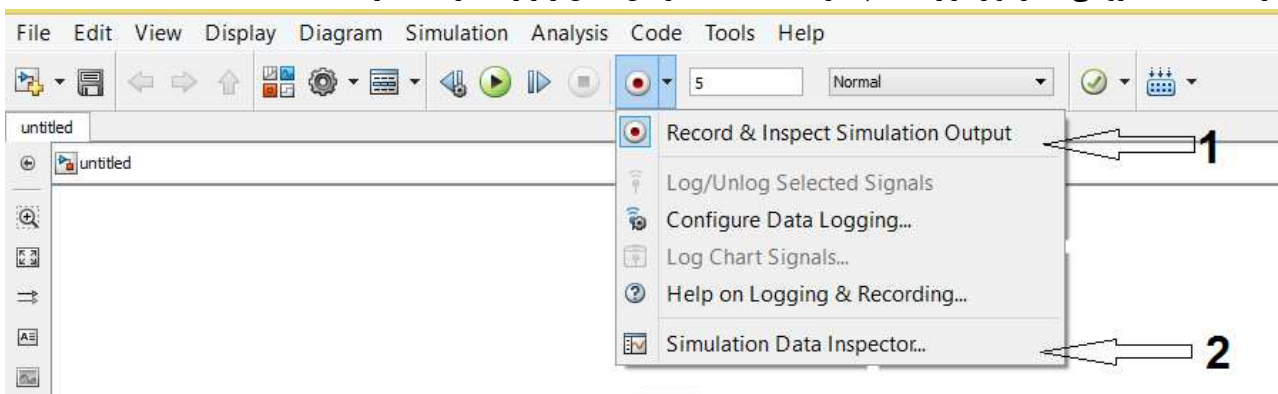


شکل ۳-۱

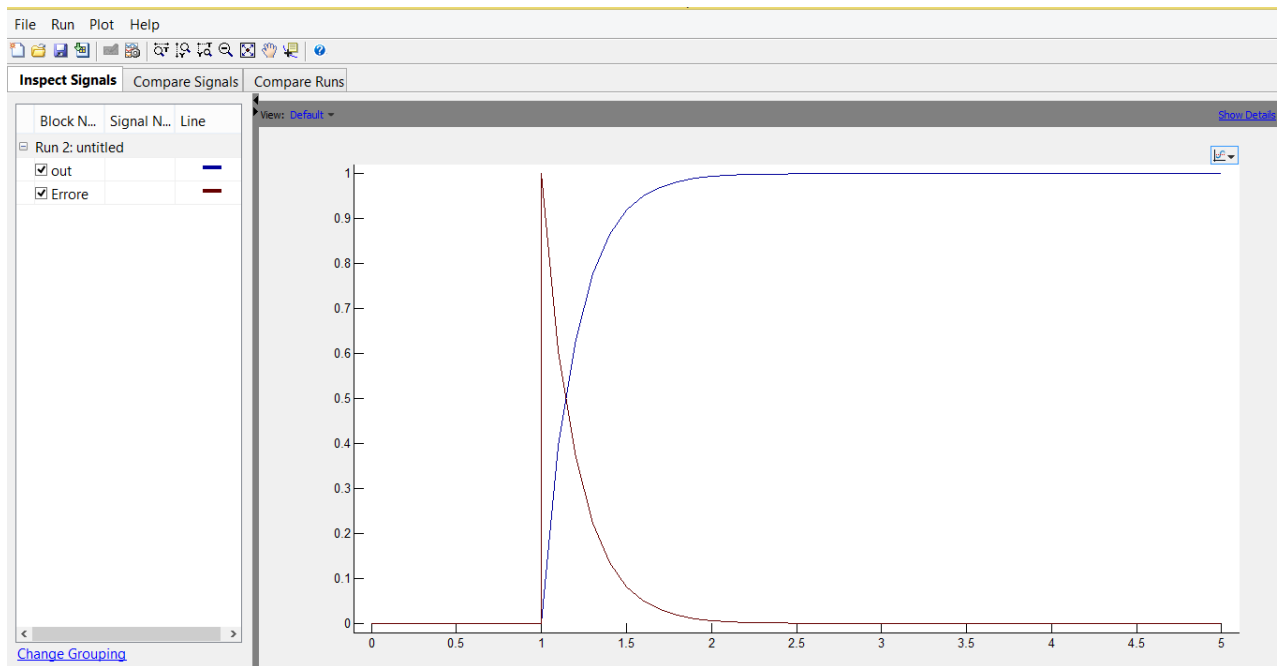
شبه سازی با نرم افزار متلب:
 ابتدا در نرم افزار متلی یک new model در محیط simulink ایجاد کرده و سپس بلوک دیاگرام زیر را رسم کنید:
 جهت مشاهده خروجی از بلوک workspace استفاده کنید.



برای مشاهده خروجی ها از نوار ابزار بالای پنجره simulink مراحل شکل زیر را به ترتیب اجرا کنید:



خروجی به شکل زیر خواهد شد:



آزمایش ۲: بررسی سیستم مرتبه اول



شکل ۱-۲

تابع تبدیل سیستم به صورت زیر می‌باشد:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT}{s + aT}$$

پاسخ سیستم برای یک ورودی پله $\frac{A}{s}$ به صورت زیر بدست می‌آید.

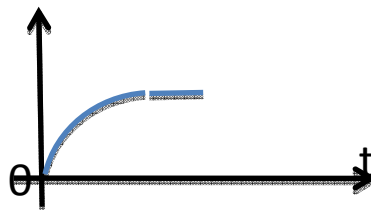


شکل ۲-۲

$$C(s) = \left(\frac{A}{s}\right) \frac{bT}{s + aT}$$

پاسخ در حوزه زمان به صورت یک تابع نمایی به صورت زیر می باشد.

$$C(t) = \left(\frac{Ab}{a}\right) (1 - e^{-aTt}) \quad t > 0$$



شکل ۲-۳

الف - بررسی اثر aT (قطب) در سیستم مرتبه اول

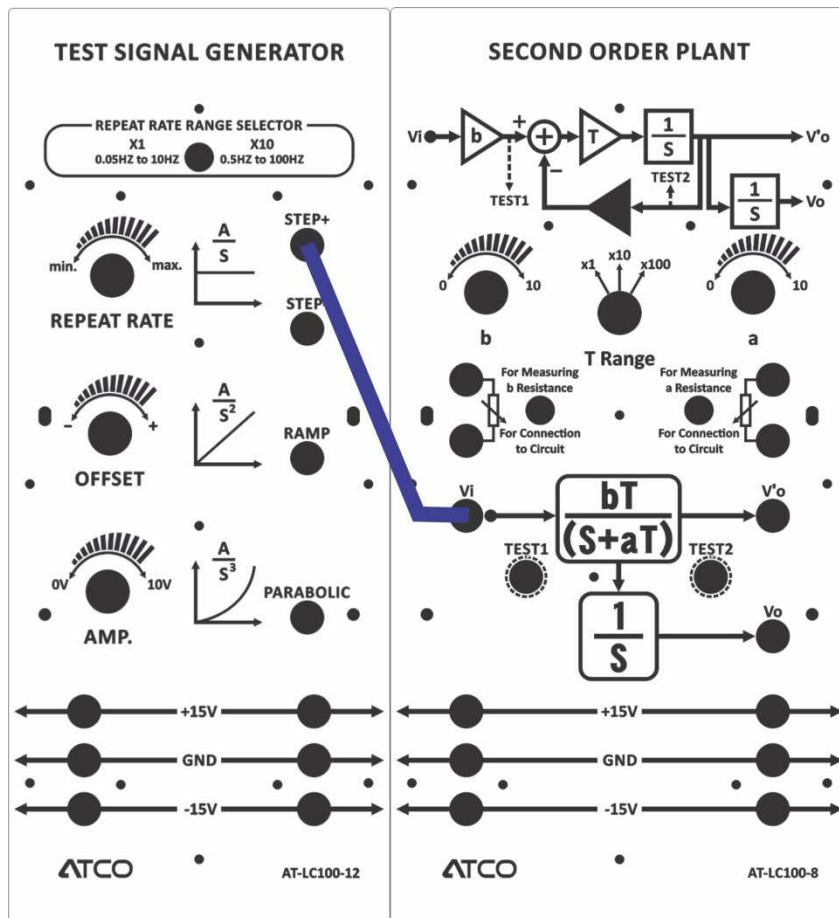
$$G(s) = \frac{K}{TcS + 1} = \frac{bT}{s + aT}$$

بطوریکه $K = \frac{bT}{aT}$ و $Tc = \frac{1}{aT}$

همانطور که مشاهده می کنید معکوس قطب سیستم معادل است با ثابت زمانی پاسخ حالت گذرای سیستم یعنی معادل مدت زمانی است که پاسخ ورودی پله واحد سیستم به ۶۳ درصد مقدار دائمی خود می رسد. با دور شدن قطب سیستم در سمت چپ صفحه از مبدأ، ثابت زمانی سیستم کاهش می یابد و سیستم زودتر به حالت ماندگار خود می رسد. و بالعکس با کاهش aT ثابت زمانی افزایش می یابد. برای ملاحظه این تغییر توجه داشته باشید که فرکانس پله ورودی را به گونه ای تنظیم نمایید که دوره تناوب پله ی ورودی بزرگتر از ثابت زمانی خروجی سیستم باشد تا سیگنال خروجی فرصت رسیدن به مقدار ماندگار خود را داشته باشد.

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



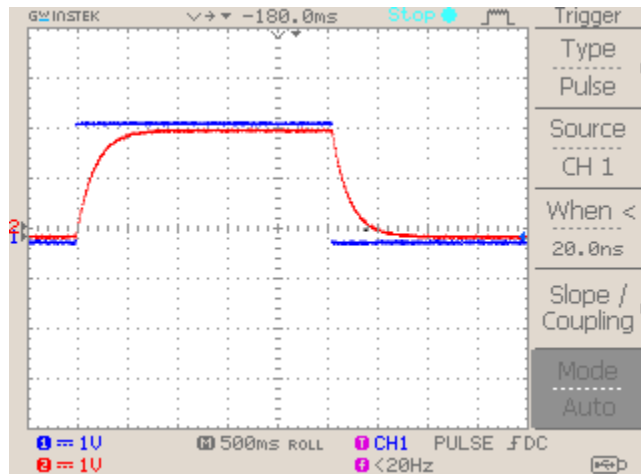
شکل ۲-۴

۲- روی ماژول LC100-12 مقدار 1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت ۱ قرار دهید و ولوم های a و b را روی ۵۰ کیلو اهم تنظیم نمایید .

$$\frac{Vo1(s)}{Vi(s)} = \frac{5}{s + 5}$$

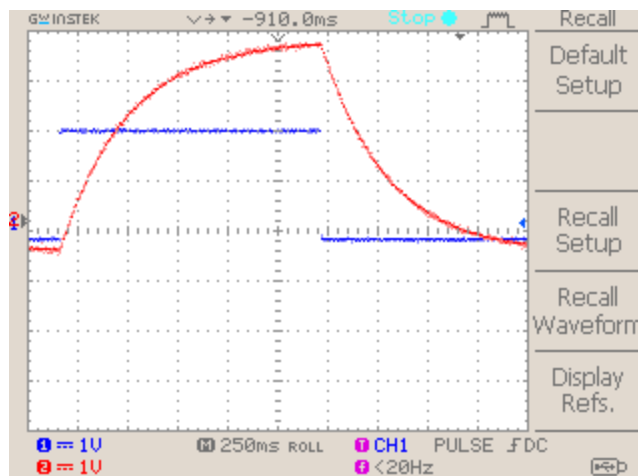
۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۲-۵ $K = \frac{bT}{aT} = 1$, $T_c = \frac{1}{aT} = 0.01$

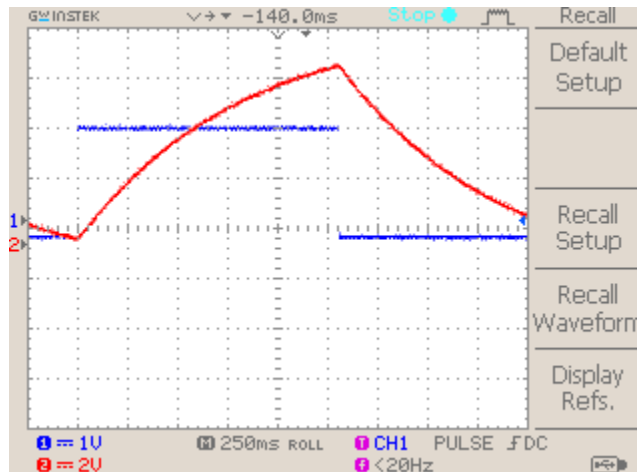
۵- مرحله ۲ و ۳ را با تغییر مقدار a به ۲۵ کیلو اهم تکرار نمایید . در نتیجه داریم :

$$\frac{Vo1(s)}{Vi(s)} = \frac{5}{s + 2.5}$$



شکل ۲-۶

۱- ۶- مرحله ۲ و ۳ را با تغییر مقدار a به ۱۰ کیلو اهم تکرار نمایید . در نتیجه داریم :

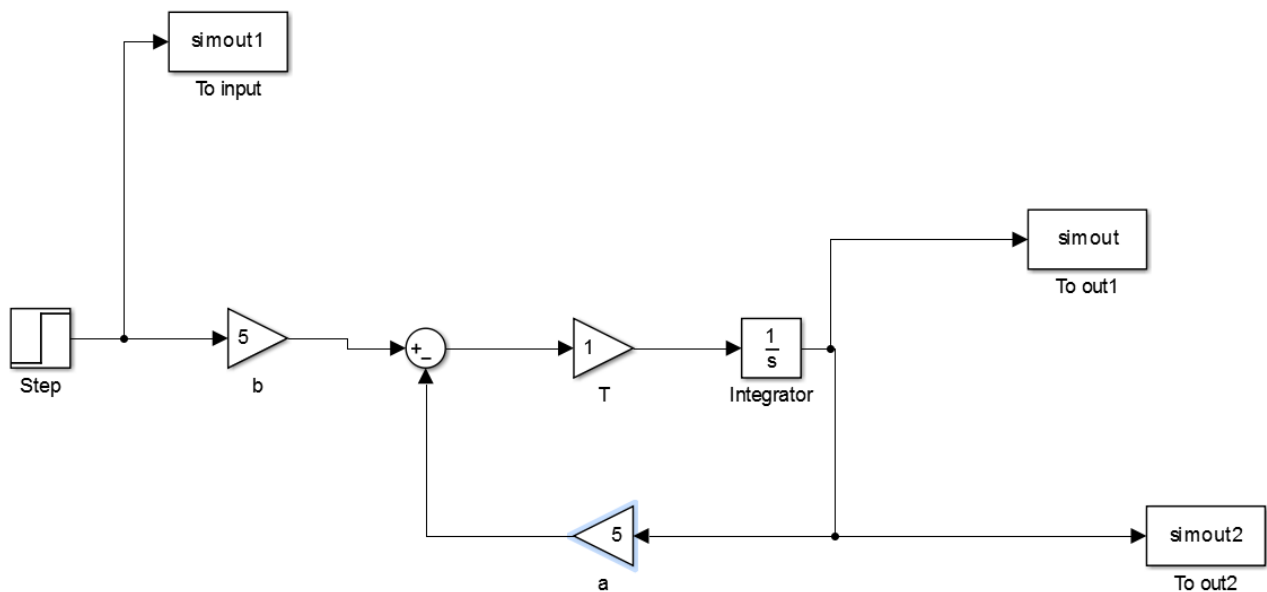


شکل ۷-۲

در اینجا با کاهش مقدار a ، ثابت زمانی سیستم بزرگ شده است ولی به دلیل کم تر بودن ثابت زمانی سیگنال پله خروجی زمان کافی برای رسیدن به مقدار نهایی خود را نخواهد داشت و سیگنال خروجی به شکل مثلثی بنظر می آید.

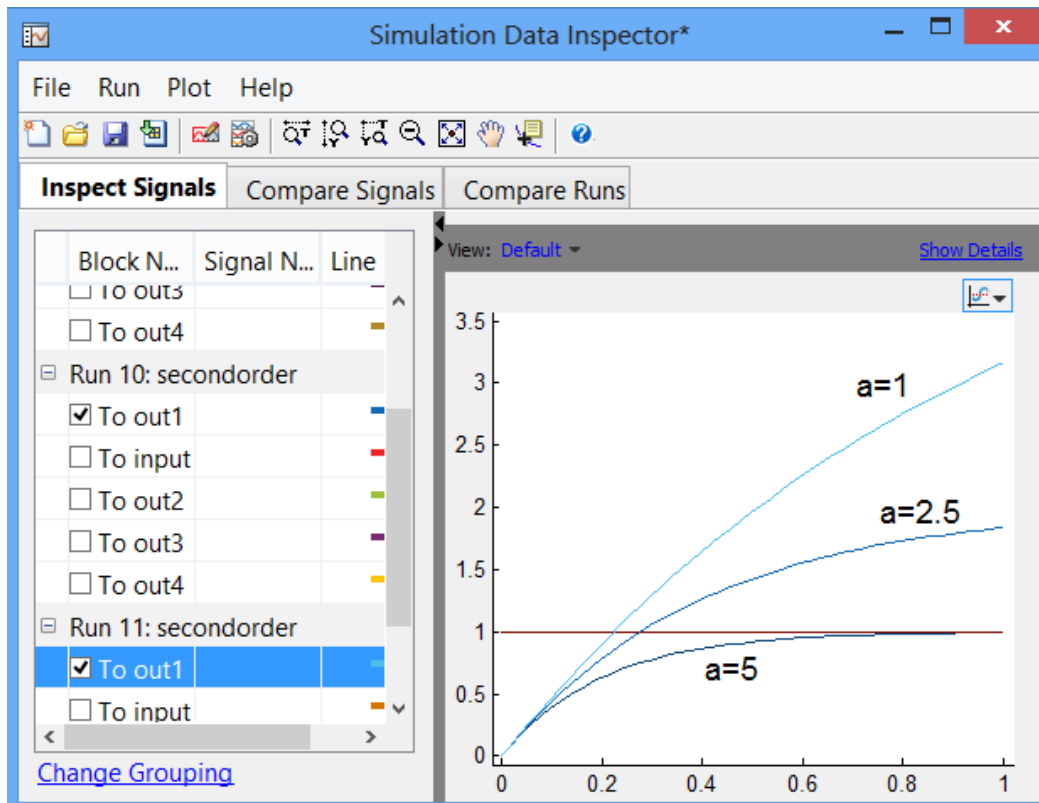
ب- بررسی اثر aT (قطب) در سیستم مرتبه اول با استفاده از نرم افزار متلب

بلوک دیاگرام زیر را در سیمولینک متلب رسم کنید:



شکل ۸-۲

پس از Run نمودن سیستم به ازای $a=5$ و $a=2.5$ و $a=1$ خروجی out1 به شکل زیر خواهد شد:



شکل ۹-۲

ج- بررسی اثر bT (بهره) در سیستم مرتبه اول

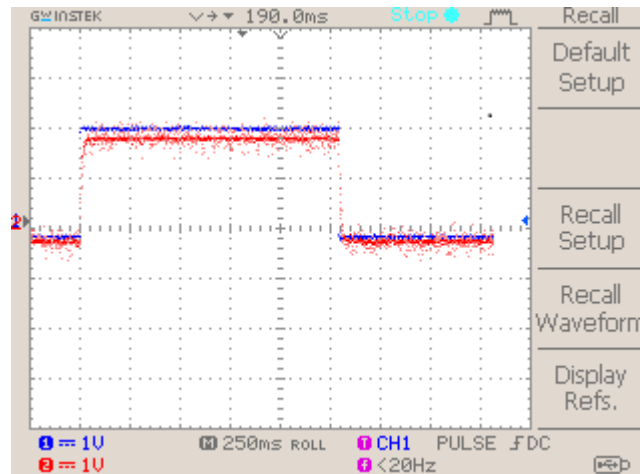
همانطور که مشاهده می کنید $K = \frac{bT}{aT}$ ، معادل بهره حالت ماندگار سیستم می باشد در نتیجه bT بر روی بهره سیستم و در نتیجه روی دامنه خروجی تاثیر خواهد گذاشت لذا با افزایش bT و ثابت نگه داشتن aT دامنه خروجی در حالت ماندگار بیشتر می شود.

مراحل آزمایش:

- ۱- روی مازول LC100-12 مقدار 1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.
- ۲- روی مازول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم های a و b را روی 100 کیلو اهم تنظیم نمایید.

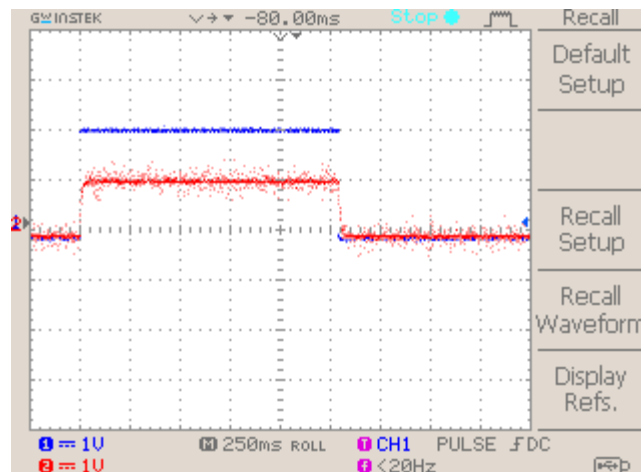
$$\frac{Vo1(s)}{Vi(s)} = \frac{100}{s + 100} = \frac{bT}{s + aT}$$

- ۳- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ مازول LC100-12 و خروجی $Vo1$ در مازول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



شکل ۲-۱۰

۴- مرحله ۲ و ۳ را با تغییر مقدار b به ۵۰ کیلو اهم تکرار نمایید . در نتیجه :

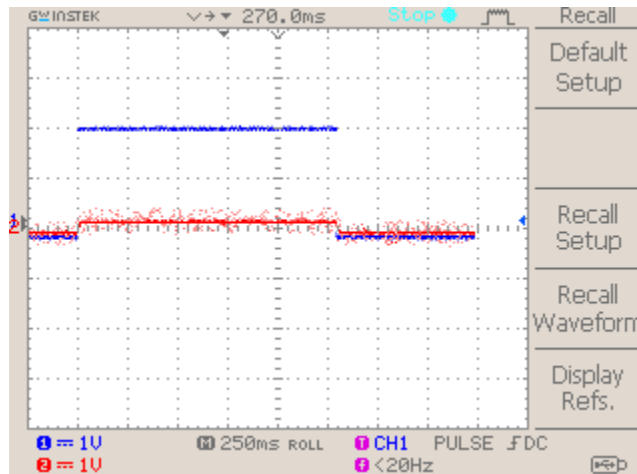


$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{50}{s + 100}$$

$$K = \frac{bT}{aT} = 0.5, \quad T_c = \frac{1}{aT} = 0.01 \quad \text{شکل ۲-۱۱}$$

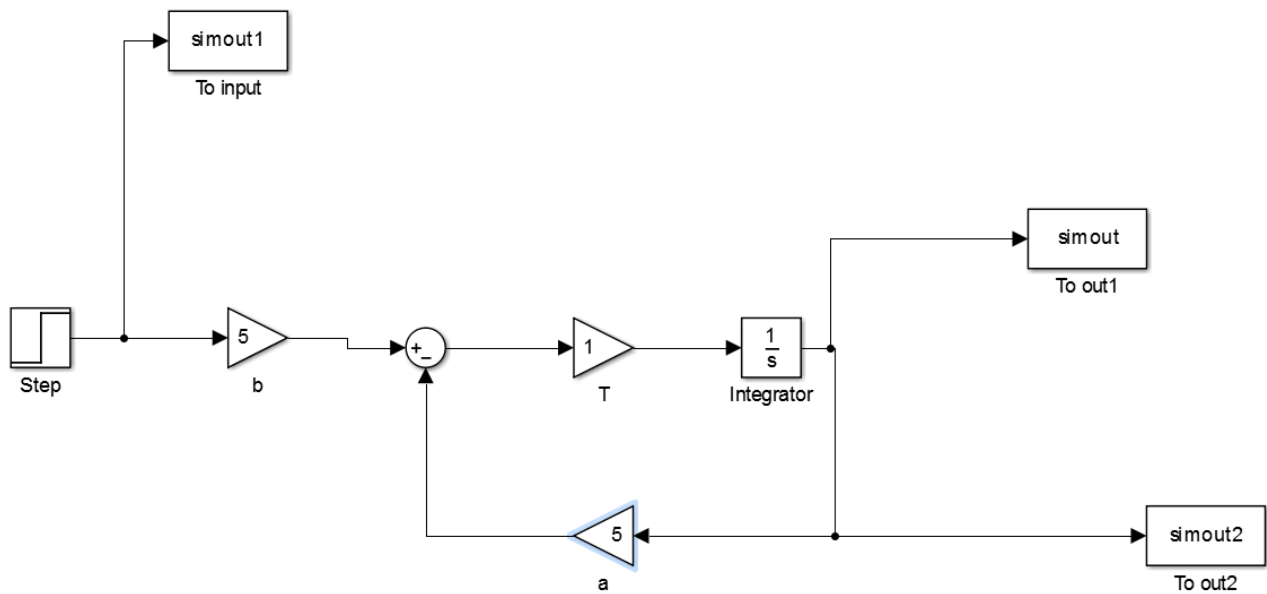
۵- مقدار b را به ۱۰k تغییر دهید و a را بدون تغییر بگذارید .

۲- سپس مجدداً با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی V_o1 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید و نتایج را مقایسه کنید .

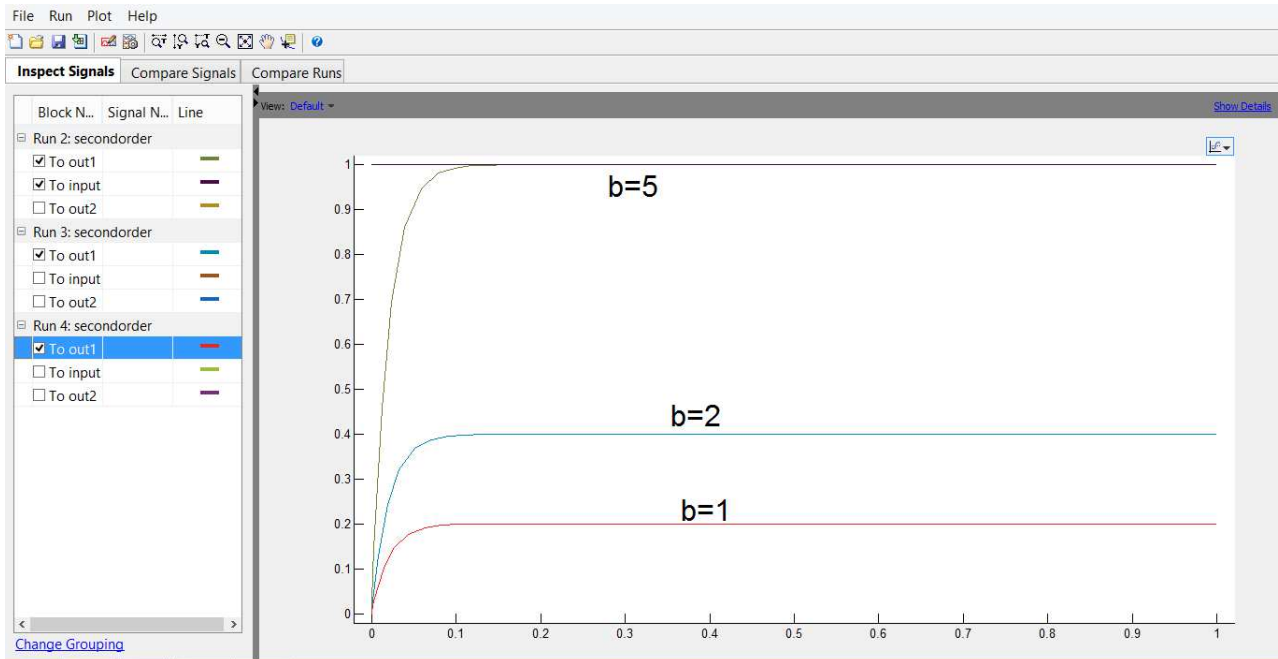


شکل ۲-۱۱۲ $T_c = \frac{1}{aT} = 0.01$, $K = \frac{bT}{aT} = 0.112$

- بررسی اثر bT (بهره) در سیستم مرتبه اول با استفاده از نرم افزار متلب
 بلوک دیاگرام زیر را در سیمولینک متلب رسم کنید:



به ازای $b=5, 2, 1$ خروجی out1 را مشاهده کنید:



آزمایش ۳: بررسی سیستم مرتبه دوم

بطور کلی فرم استاندارد تابع تبدیل سیستم‌های مرتبه دوم به صورت زیر می‌باشد

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

که در آن ξ نسبت میرایی و ω_n فرکانس طبیعی نامیرا و ω_d فرکانس طبیعی میرا است.

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

ریشه‌های معادله مشخصه سیستم (قطب‌ها) به فرم زیر خواهد بود.

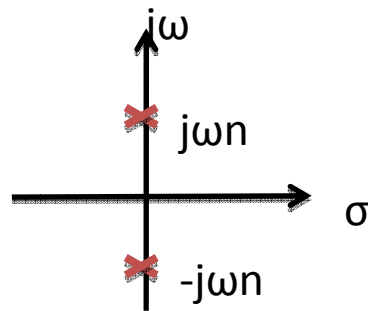
$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} = \sigma \pm j\omega_d$$

تغییر نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای در نتیجه تغییر پارامترهای سیستم، موقعیت قطب‌های حلقه بسته را تغییر می‌دهد و در نتیجه آن شکل پاسخ و سرعت آن نیز تغییر می‌کند.

• اثر ξ در سیستم مرتبه‌ی دوم(۱) $\xi = 0$ سیستم نوسانی نامیرا (undamped)

معادله مشخصه سیستم دو قطب موهومی محض خواهد داشت.

$$s_{1,2} = \pm j\omega_n$$



شکل ۱-۳

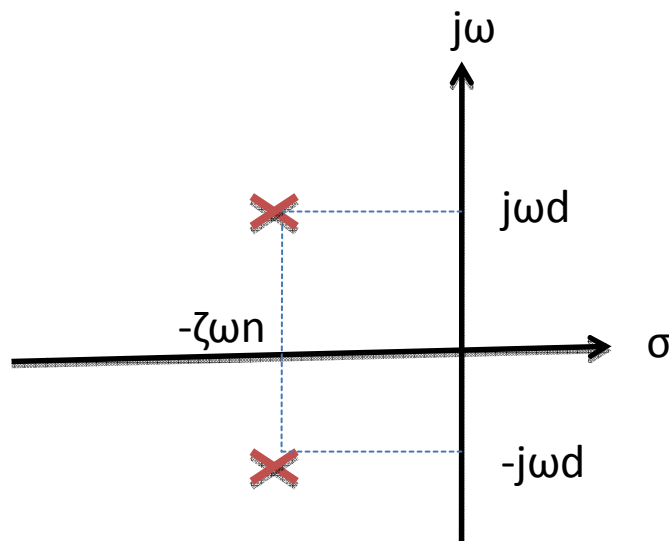
پاسخ زمانی خروجی برای ورودی پله به فرم زیر خواهد بود .

$$C(t) = k_1 + k_2 \cos(\omega_n t + \varphi)$$

(۲) $0 < \xi < 1$ سیستم میرای ضعیف یا زیر میرا (under damped)

معادله مشخصه سیستم یک جفت قطب مزدوج مختلط در نیم صفحه چپ خواهد داشت.

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$$



شکل ۲-۳

پاسخ زمانی خروجی برای ورودی پله به فرم زیر خواهد بود .

$$C(t) = 1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\omega_d t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right) \quad t > 0$$

شکل پاسخ به فرم نوسانی میرا است .

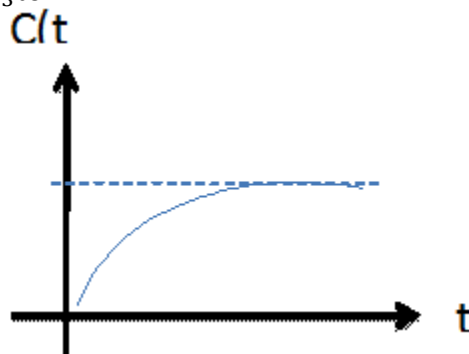
(critically damped) $\xi = 1$ سیستم میرایی بحرانی

معادله مشخصه سیستم یک جفت قطب حقیقی مضاعف روی محور حقیقی خواهد داشت.

$$s_{1,2} = -\omega_n$$

پاسخ زمانی خروجی برای ورودی پله به فرم زیر خواهد بود .

$$C(t) = k_1 + k_2 e^{-\omega_n t} + k_3 t e^{-\omega_n t}$$



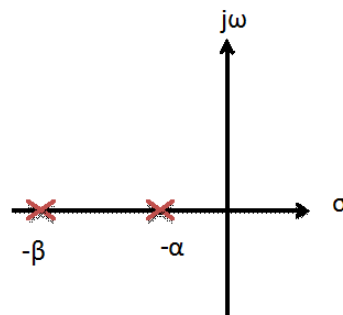
شکل ۳-۳

(over damped) $\xi > 1$ سیستم میرایی شدید یا فوق میرا

معادله مشخصه سیستم دو قطب حقیقی متمایز در سمت چپ صفحه روی محور حقیقی خواهد داشت.

$$s_1 = -\alpha$$

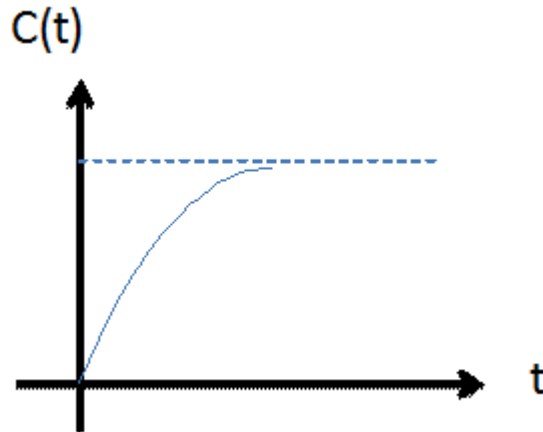
$$s_2 = -\beta$$



شکل ۴-۳

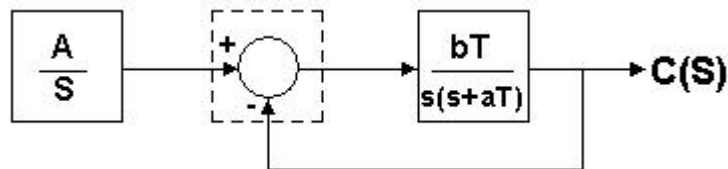
پاسخ زمانی خروجی برای ورودی پله به فرم زیر خواهد بود .

$$C(t) = k_1 + k_2 e^{-\omega_n t} + k_3 t e^{-\omega_n t}$$



شکل ۳-۵

در شکل زیر بلوک دیاگرام فرآیند با فیدبک واحد برای ورودی پله دیده می‌شود.



شکل ۳-۶

تابع تبدیل حلقه بسته سیستم به صورت زیر می‌باشد .

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT}{s^2 + aTs + bT}$$

نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\xi = \frac{aT}{2\omega_n} = \frac{aT}{2\sqrt{bT}}$$

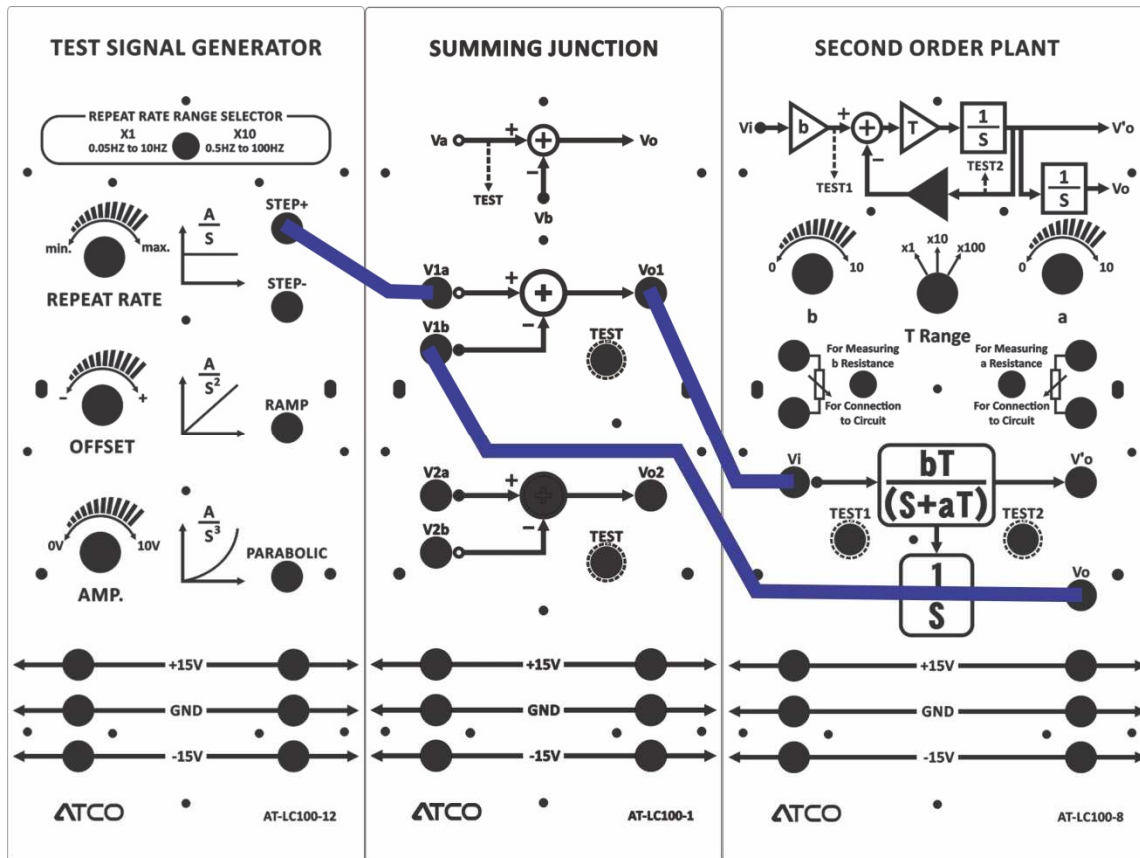
$$\omega_n = \sqrt{bT}$$

با تغییر پارامترهای سیستم b , a و T ، مقادیر نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای تغییر می‌کند و در نتیجه‌ی آن شکل پاسخ و سرعت آن نیز تغییر می‌کند. در ادامه به بررسی این تغییرات می‌پردازیم .

الف - بررسی اثر ζ در سیستم مرتبه دوم :

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



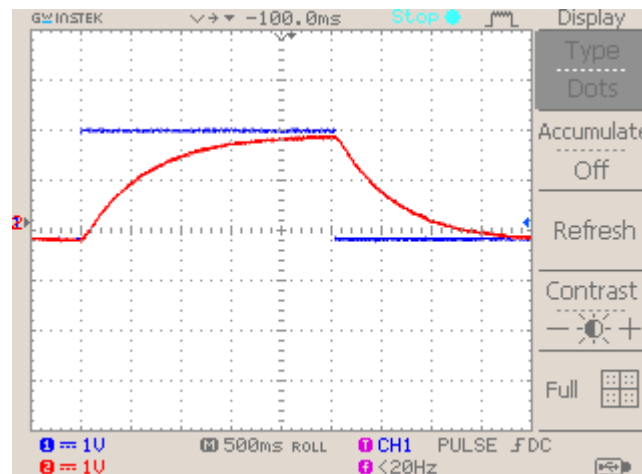
شکل ۳-۷

۲- روی ماژول LC100-12 مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم b را روی ۱۰۰ کیلو اهم و ولوم a را روی ۴۰ کیلو اهم ($\zeta=2$) تنظیم نمایید .

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{100}{s^2 + aTs + 100}$$

$$\xi = \frac{40}{2\sqrt{100}} = 2 > 1$$

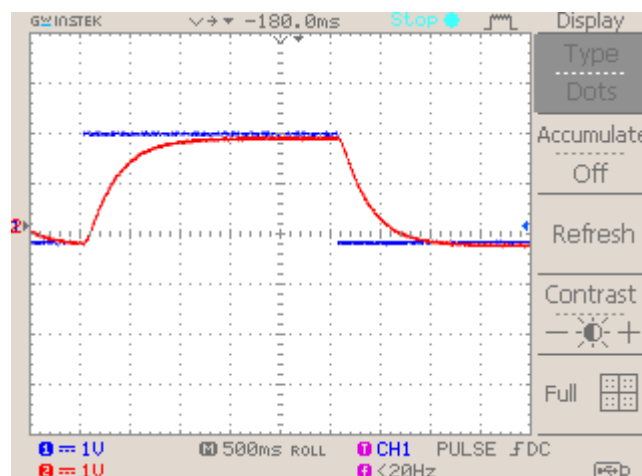
با توجه به مقدار ξ ، خروجی سیستم از نوع میرای شدید است و پاسخ خروجی به پله واحد مشابه نتایج سیستم‌های مرتبه اول می باشد .۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی V_{o2} در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید.

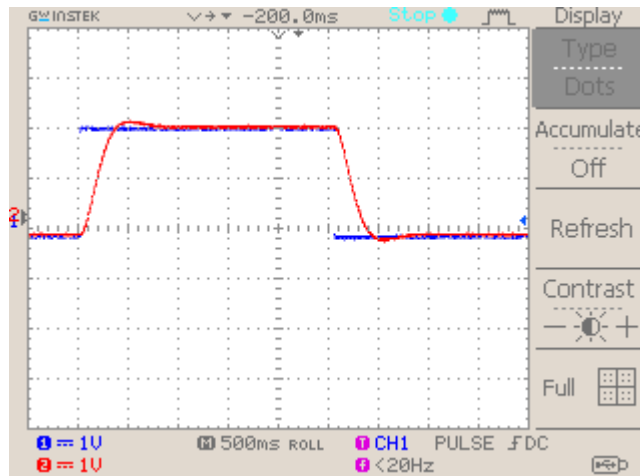


شکل ۳-۸

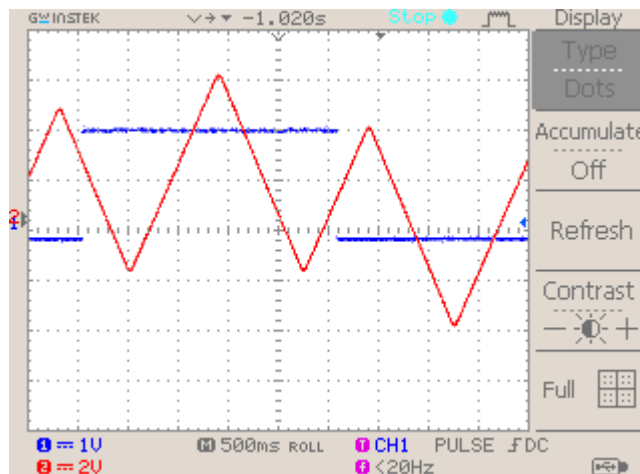
۵- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار a به ۰, ۱۰, ۲۰ کیلو اهم تکرار نمایید. ($\zeta=1,0.5,0$)

با افزایش پارامتر a نسبت میرایی ξ افزایش می‌یابد و در نتیجه آن پاسخ گذرای سیستم از حالت میرای بحرانی به سمت نوسانی نامیرا خواهد رفت و سیستم ناپایدار می‌شود.

شکل ۳-۹ $a = 20k$



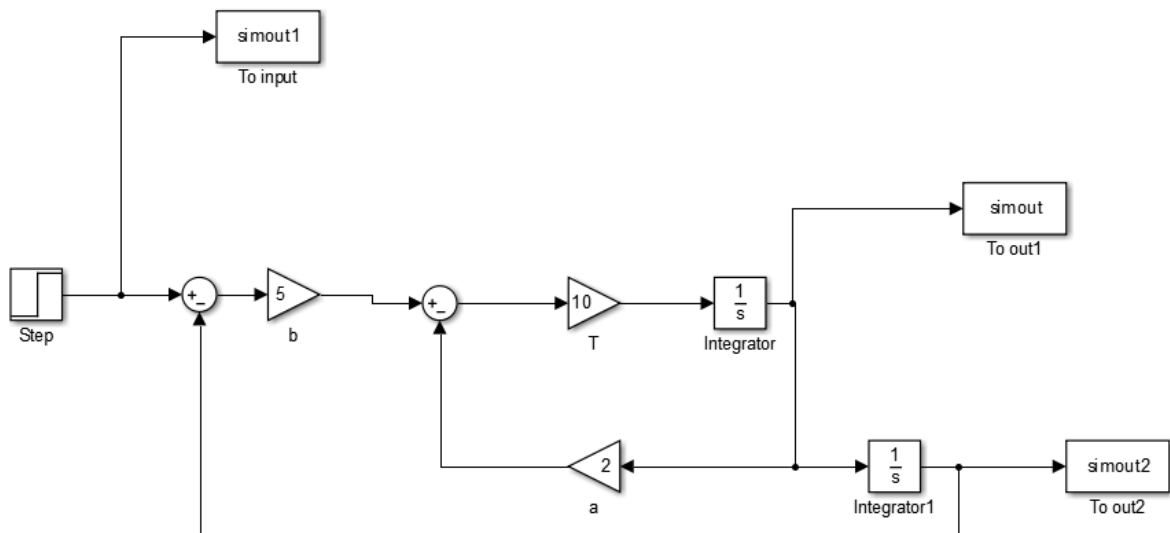
شکل ۳-۱۰ $a = 10k$



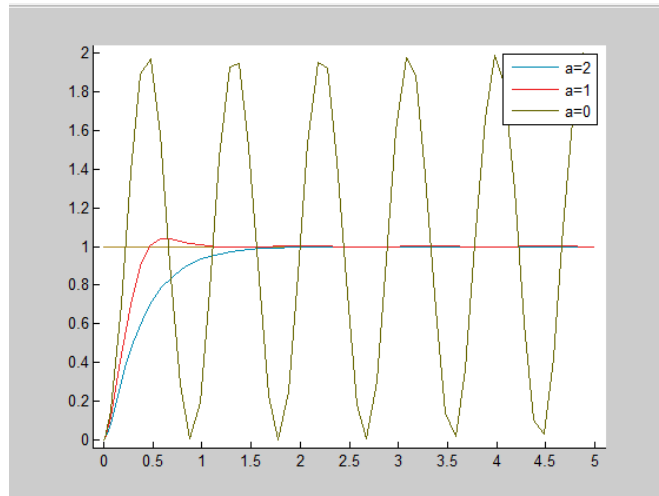
شکل ۳-۱۱ $a = 0$

بررسی اثر γ در سیستم مرتبه دوم در نرم افزار متلب :

بلوک دیاگرام زیر را در سیمولینک متلب رسم کنید:



خروجی out2 را به ازای $a=2$ و $a=1$ و $a=0$ رسم کنید:

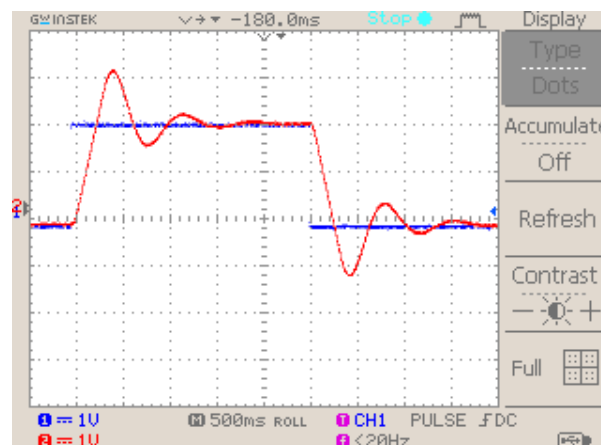


ب - بررسی اثر ω_n در سیستم مرتبه دوم

با تغییر پارامترهای a و b به گونه ای که مقدار ξ ثابت بماند و فقط ω_n تغییر کند، اثر تغییرات ω_n بر خروجی سیستم مشاهده می‌شود.

مراحل آزمایش:

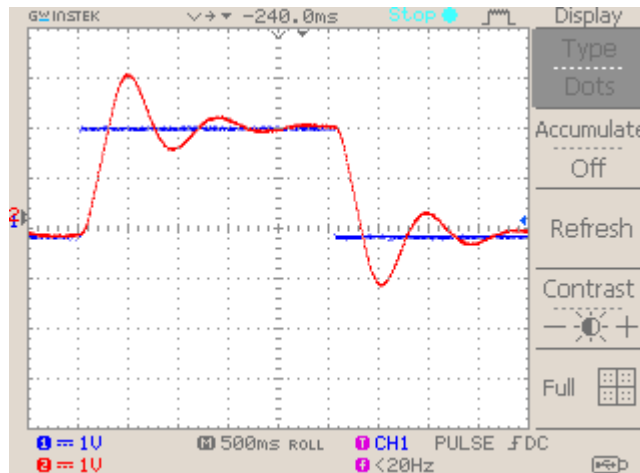
- ۱- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.
- ۲- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم b را روی 100 کیلو اهم ($\omega_n=10$) و ولوم a را روی 4 کیلو اهم ($\xi=0.2$) تنظیم نمایید.
- ۳- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی V_{o2} در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



شکل ۳-۱۲

همانطور که در شکل مشاهده می کنید و همچنین با توجه به مقادیر $\xi = \frac{aT}{2\sqrt{bT}} = 0.2$ و $\omega_n = \sqrt{bT} = 10$ پاسخ به ورودی پله از نوع میرای ضعیف خواهد بود.

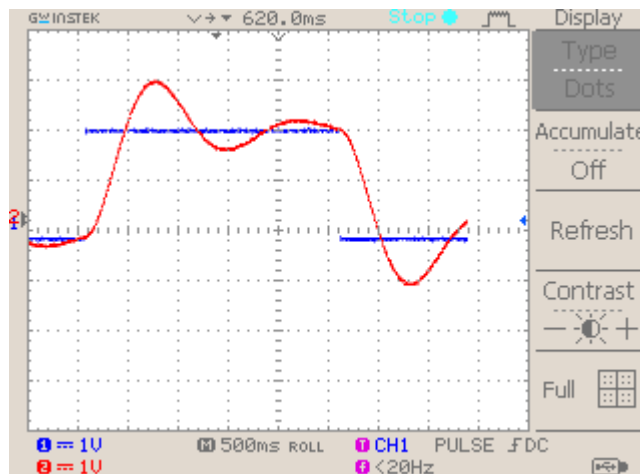
۴- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار $a=3.2k$ و $b=64k$ تکرار نمایید.



شکل ۳-۱۳

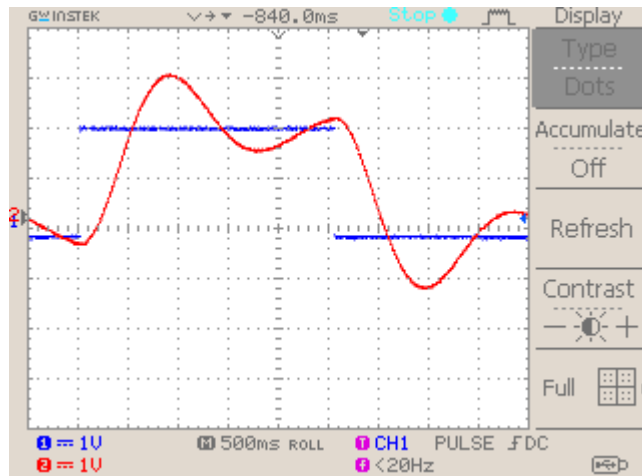
در این حالت نیز با توجه به مقادیر $\xi = \frac{aT}{2\sqrt{bT}} = 0.2$ و $\omega_n = \sqrt{bT} = 8$ پاسخ به ورودی پله از نوع میرای ضعیف است. ولی فرکانس نوسانات کاهش یافته است.

۵- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار $a=2$ و $b=25$ تکرار نمایید. ($\xi=0.2, \omega_n = 5$)



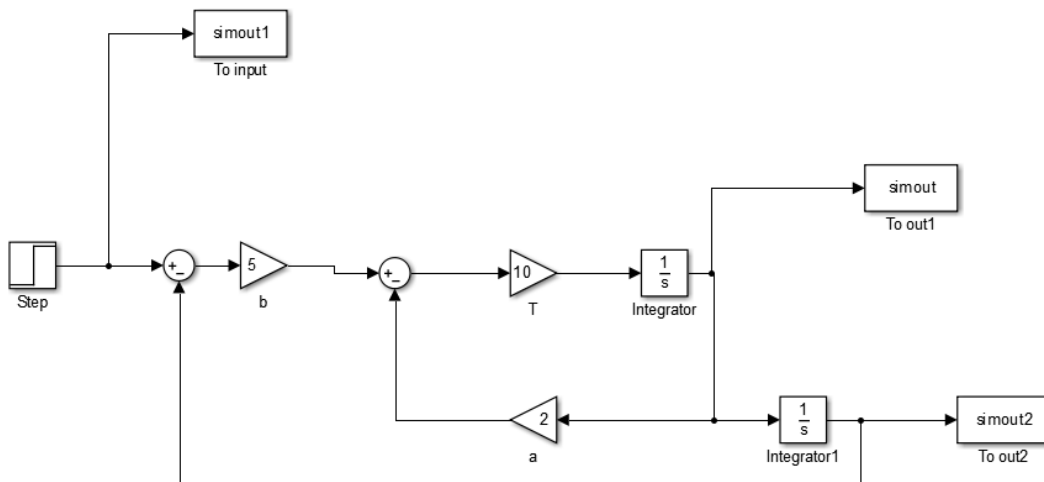
شکل ۳-۱۴

۶- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار $a=1.6$ و $b=16$ تکرار نمایید. ($\xi=0.2, \omega_n = 4$)

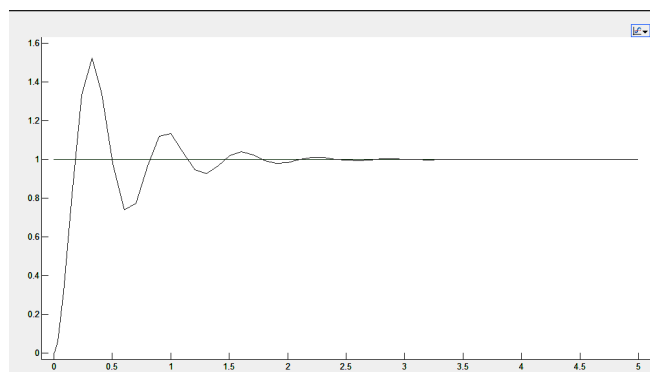


شکل ۳-۱۵

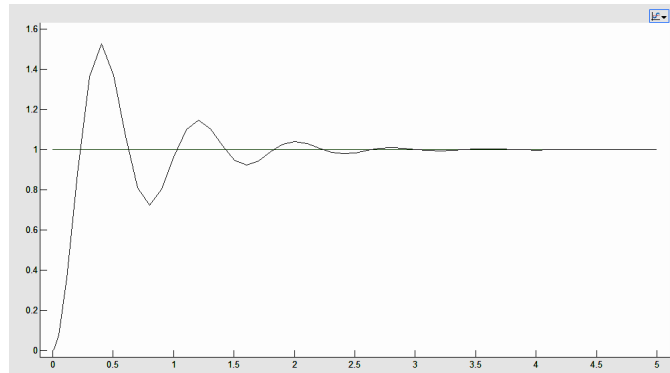
بررسی اثر ω_n در سیستم مرتبه دوم در متلب:
 بلوک دیاگرام زیر را در سیمولینک متلب رسم کنید:



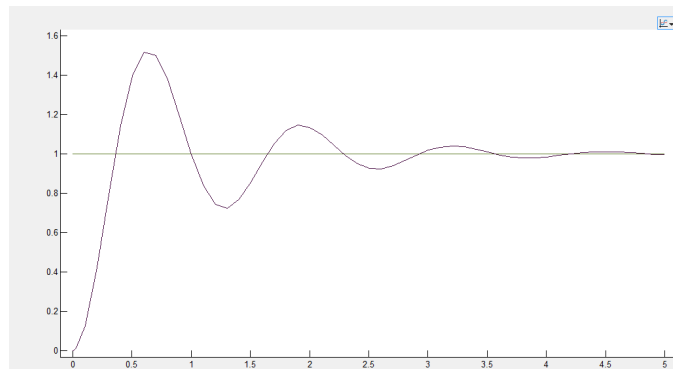
خروجی out2 به ازای $a=0.4$ $b=10$ $T=10$ مشاهده کنید:



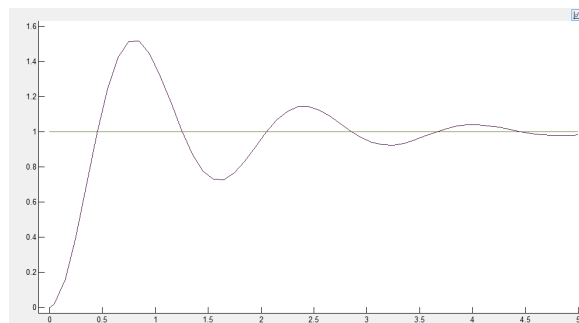
به ازای $a=0.32$ $b=6.4$ مرحله قبل را تکرار کنید:



به ازای $a=0.2$ $b=2.5$ خروجی را مشاهده کنید:

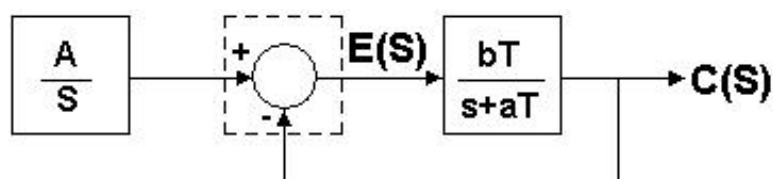


مرحله قبل را با $a=0.16$ $b=1.6$ تکرار کنید:



آزمایش ۴: خطای حالت ماندگار در سیستم مرتبه اول

خطای حالت ماندگار یا خطای عمل کننده یا سیگنال خطا در حالت تعادل، در واقع معیاری است که نشان می‌دهد دقت در یک سیستم کنترلی چقدر است. خطای حالت ماندگار برابر است با اختلاف سیگنال ورودی و سیگنال فیدبک است. که از رابطه زیر بدست می‌آید.



شکل ۱-۴

$$E(s) = R(s) - C(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)} = R(s)(1 - T(s))$$

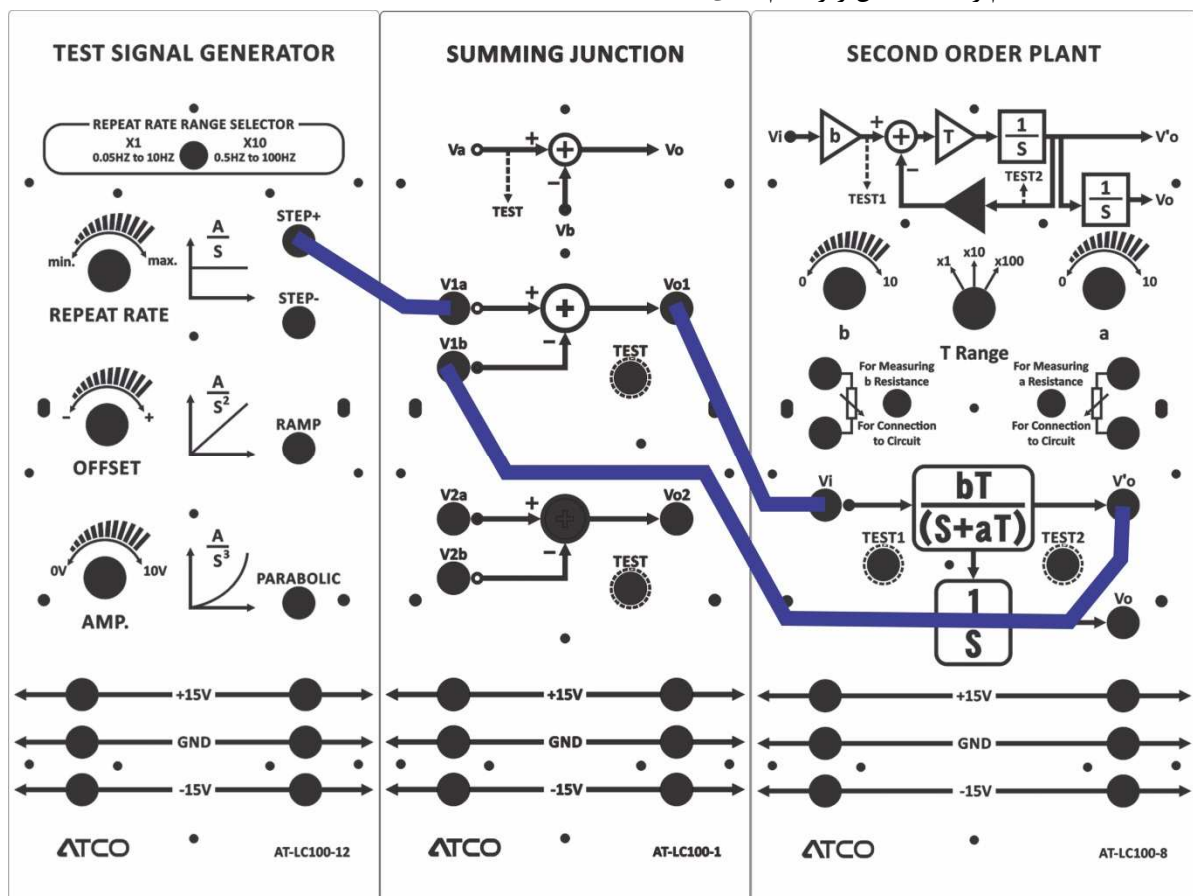
که در آن $G(s)$ تابع تبدیل حلقه باز و $T(s)$ تابع تبدیل حلقه بسته سیستم می‌باشد.

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

یادآوری می‌شود که نوع سیستم برابر است با توان $\frac{1}{s}$ در تابع تبدیل حلقه باز سیستم که هرچه نوع سیستم بالاتر باشد، دقت سیستم بیشتر (خطای حالت ماندگار کمتر)، اما بطور نامطلوبی پایداری تحت تاثیر قرار می‌گیرد (پایداری کمتر می‌شود).

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



شکل ۲-۴

۲- روی ماژول LC100-12 مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

۳- روی یونیت LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم های a و b را روی 100 کیلو اهم تنظیم نمایید .

۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-1 را اندازه گیری و ثبت نمایید. (خروجی از جمع کننده گرفته شود)

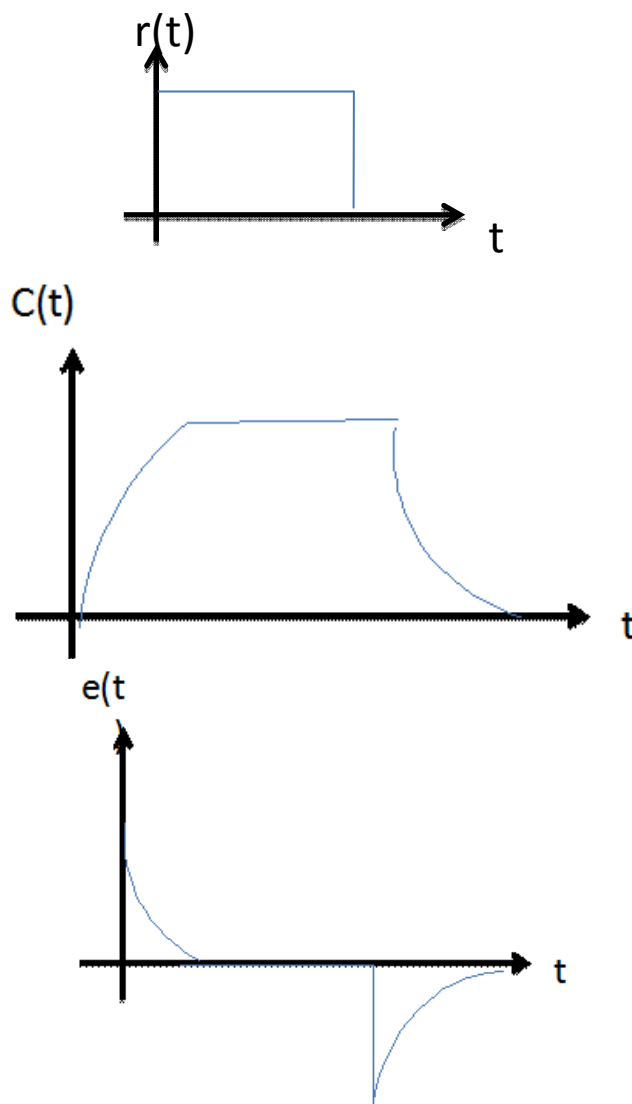
۵- تابع تبدیل حلقه باز سیستم به صورت زیر است. مشاهده می کنید که سیستم نوع صفر است.

$$G(s) = \frac{bT}{s + aT}$$

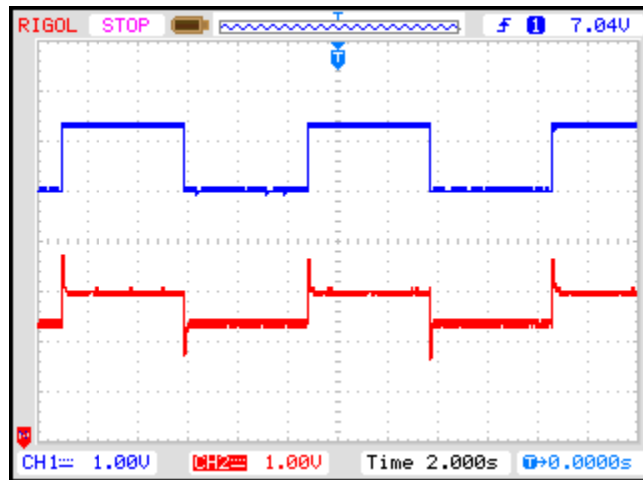
خطای حالت ماندگار برای این سیستم نیز از رابطه فوق بدست می آید.

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \left(\frac{bT}{s+aT} \right)} = \frac{a}{a+b}$$

در این فرآیند به دلیل وجود فیدبک منفی واحد، خروجی Vo1 نشان دهنده ی تفاضل سیگنال ورودی و خروجی می باشد.

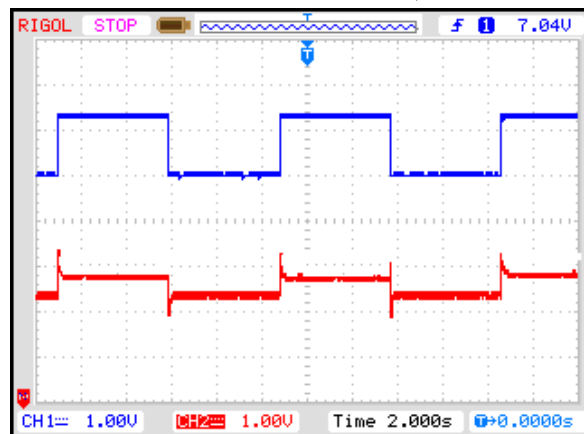


شکل ۳-۴



شکل ۴-۴

۶- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار a به ۲۰ کیلو اهم تکرار نمایید.



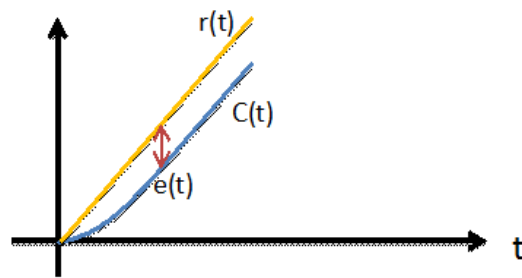
۵-۴

۷- آزمایش فوق را با مقادیر مرحله ۶ برای ورودی های رمپ و پارابولیک تکرار نمایید و نتایج را بررسی و تحلیل کنید.

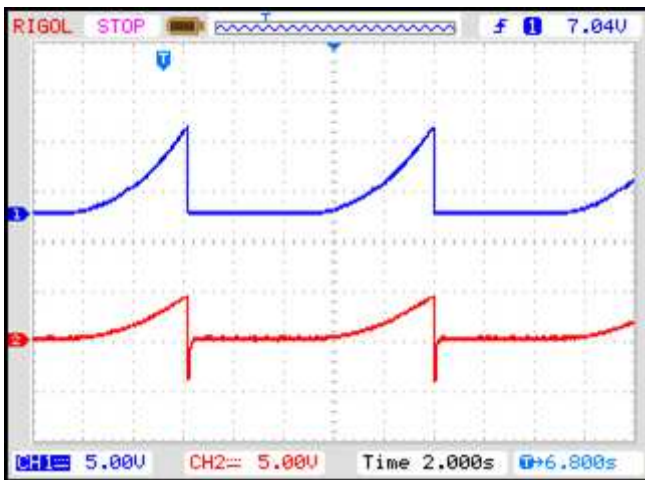
تابع رمپ به صورت زیر می باشد.

$$r(t) = \begin{cases} at & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

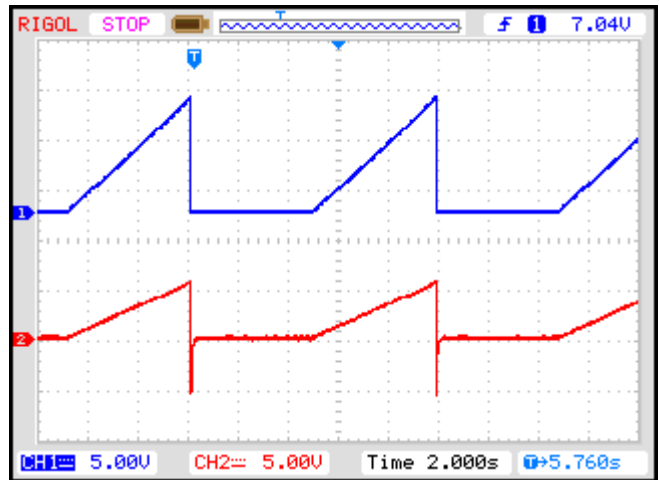
$$R(s) = \frac{\alpha}{s^2}$$



شکل ۴-۶



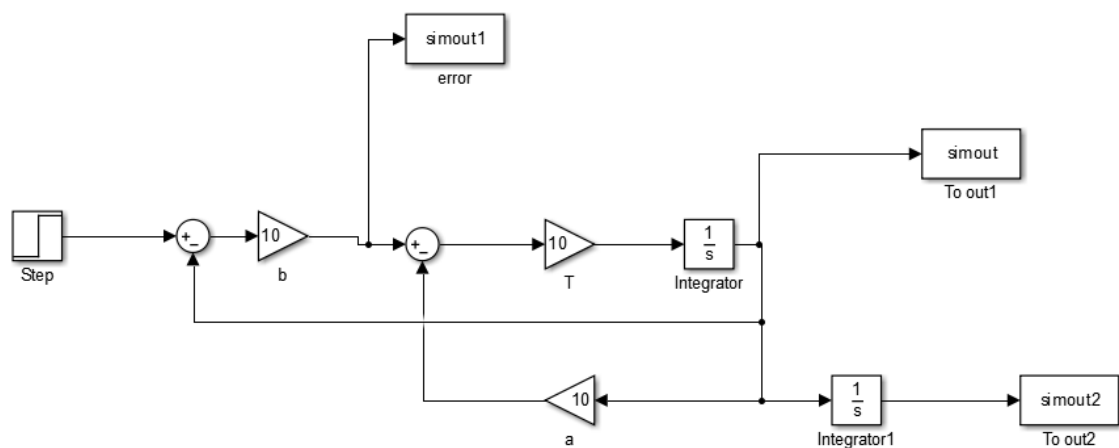
شکل ۴-۸



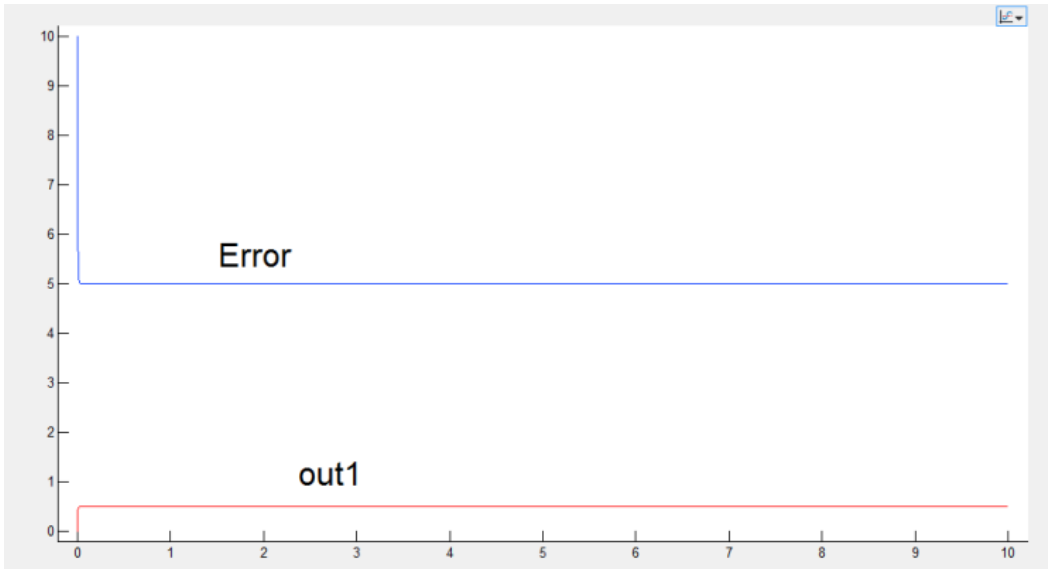
شکل ۴-۷

بررسی خطای حالت ماندگار در سیستم مرتبه اول در متلب:

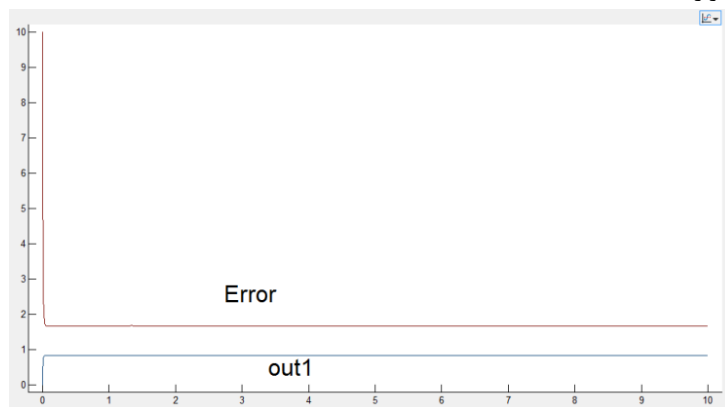
بلوک دیاگرام زیر را در متلب رسم نمایید:



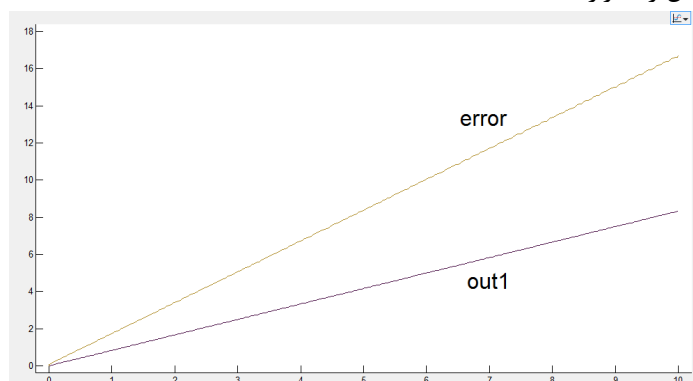
به ازای $a=b=10$, $T=10$ خروجی $out1$ را مشاهده نمایید:



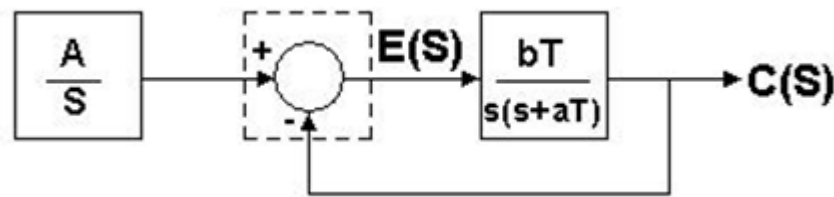
به ازای $a=2$ مرحله قبل را تکرار کنید:



به ازای ورودی شیب مرحله قبل را تکرار کنید:



آزمایش ۵: خطای حالت ماندگار در سیستم مرتبه دوم



شکل ۵-۱

خطای حالت ماندگار برابر است با اختلاف سیگنال ورودی و سیگنال فیدبک است. که از رابطه زیر بدست می آید.

$$E(s) = R(s) - C(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)} = R(s)(1 - T(s))$$

$$G(s) = \frac{bT}{s(s + aT)}$$

$$T(s) = \frac{bT}{s(s + aT) + bT}$$

که در آن $G(s)$ تابع تبدیل حلقه باز و $T(s)$ تابع تبدیل حلقه بسته سیستم می باشد. مشاهده می کنید که سیستم نوع یک می باشد. خطای حالت ماندگار برای این سیستم نیز از رابطه فوق بدست می آید.

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \left(\frac{bT}{s(s+aT)}\right)}$$

مقدار خطای ماندگار برای ورودی پله واحد از رابطه زیر بدست می آید.

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s}\right)}{1 + \left(\frac{bT}{s(s+aT)}\right)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(s + aT)}{s(s + aT) + bT} = 0$$

خطای ماندگار سیستم های نوع یک برای ورودی پله صفر است.

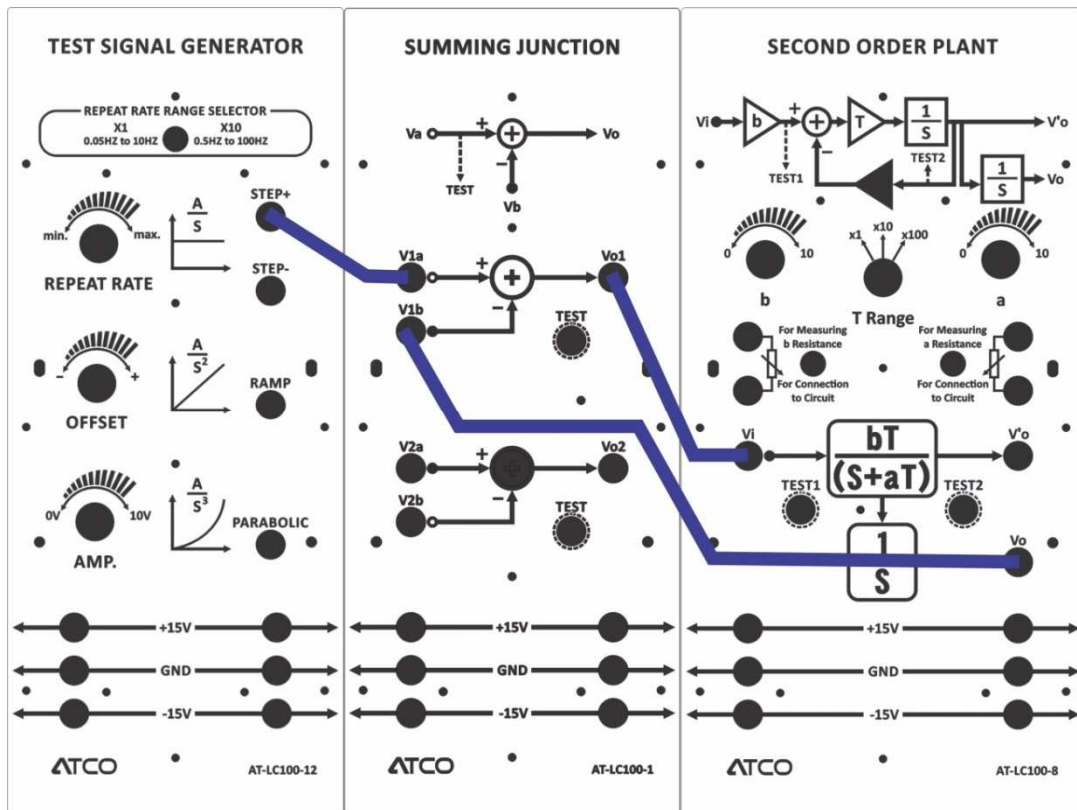
مقدار خطای ماندگار برای ورودی سیگنال هایریمپ و پارابولیک به ترتیب از رابطه های زیر بدست می آید.

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s^2}\right)}{1 + \left(\frac{bT}{s(s+aT)}\right)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(s + aT)}{s(s + aT) + bT} = \frac{a}{b}$$

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s^3}\right)}{1 + \left(\frac{bT}{s(s+aT)}\right)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(s + aT)}{s^2(s + aT) + bTs} = \infty$$

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

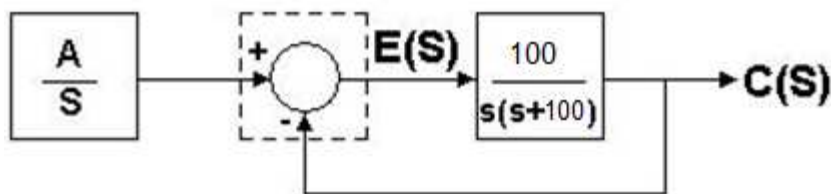


شکل ۵-۲

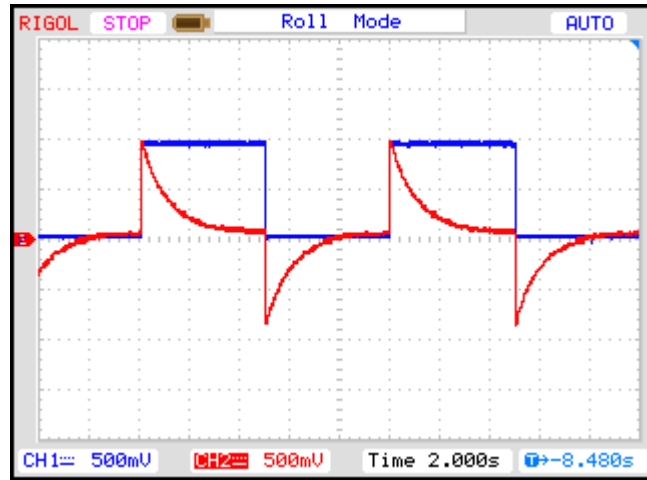
۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم های a و b را روی 100 کیلو اهم تنظیم نمایید

۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی vo1 در ماژول LC100-1 را اندازه گیری و ثبت نمایید. (خروجی از جمع کننده گرفته شود)

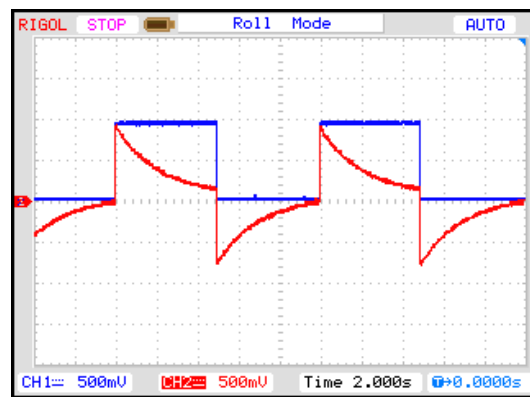


شکل ۵-۳



شکل ۴-۵

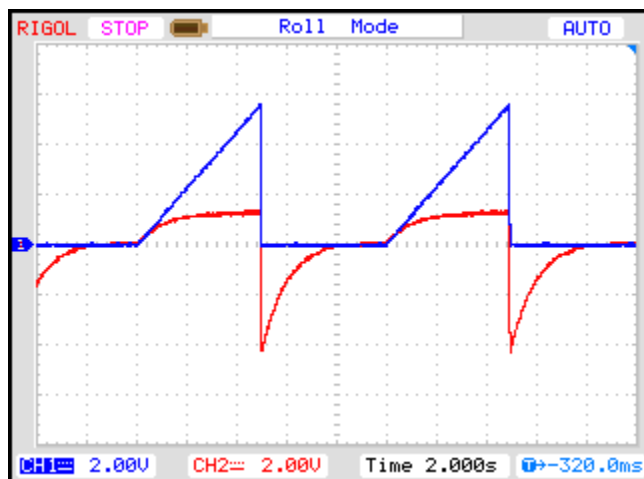
۴- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار a به ۲۰ کیلو اهم تکرار نمایید.



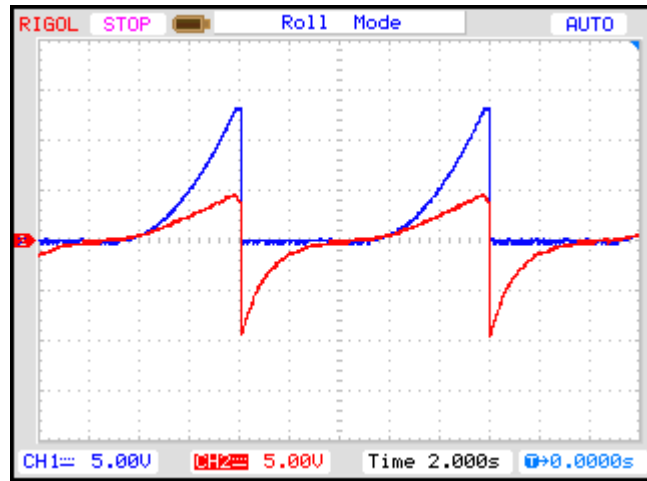
شکل ۵-۵

مشاهده می کنید که خطای ماندگار برای ورودی پله برای هر دو مقدار به صفر می رسد و با افزایش مقدار پارامتر a ، تنها مقدار ثابت زمانی پاسخ و مدت زمان رسیدن به مقدار نهایی بیشتر شده است.

۵- آزمایش فوق را برای ورودی های رمپ و پارابولیک تکرار نمایید و نتایج را بررسی و تحلیل کنید.

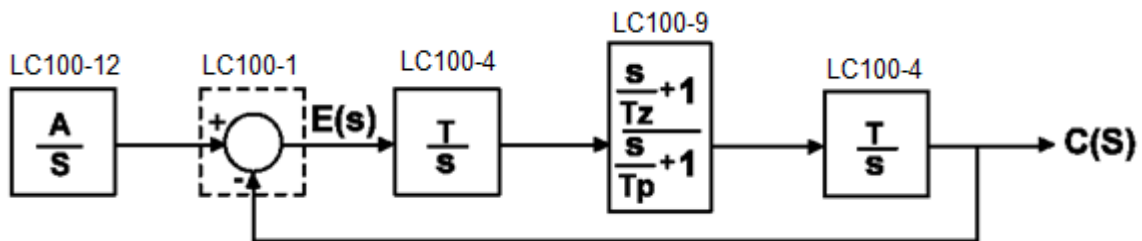


شکل ۵-۶ RAMP



شکل ۵-۷ EXPV

آزمایش ۶: خطای حالت ماندگار در سیستم مرتبه سوم (نوع ۲)



شکل ۶-۱

خطای حالت ماندگار برابر با اختلاف سیگنال ورودی و سیگنال فیدبک است. که از رابطه زیر بدست می آید.

$$E(s) = R(s) - C(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)} = R(s)(1 - T(s))$$

$$T(s) = \frac{T^2 p(s + Tz)}{z s^2 (s + Tp)}$$

$$G(s) = \frac{T^2 p(s + Tz)}{z s^2 (s + Tp) + T^2 p(s + Tz)}$$

که در آن $T(s)$ تابع تبدیل حلقه باز و $G(s)$ تابع تبدیل حلقه بسته سیستم می باشد. مشاهده می کنید که سیستم نوع دو می باشد. خطای حالت ماندگار برای این سیستم نیز از رابطه فوق بدست می آید.

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \left(\frac{T^2 p(s+Tz)}{z s^2 (s+Tp)} \right)}$$

مقدار خطای ماندگار برای ورودی پله واحد از رابطه زیر بدست می آید.

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \left(\frac{T^2 p(s+Tz)}{z s^2 (s+Tp)} \right)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \left(\frac{T^3 pz}{Tpz s^2} \right)} = 0$$

خطای ماندگار سیستم برای ورودی پله صفر است .

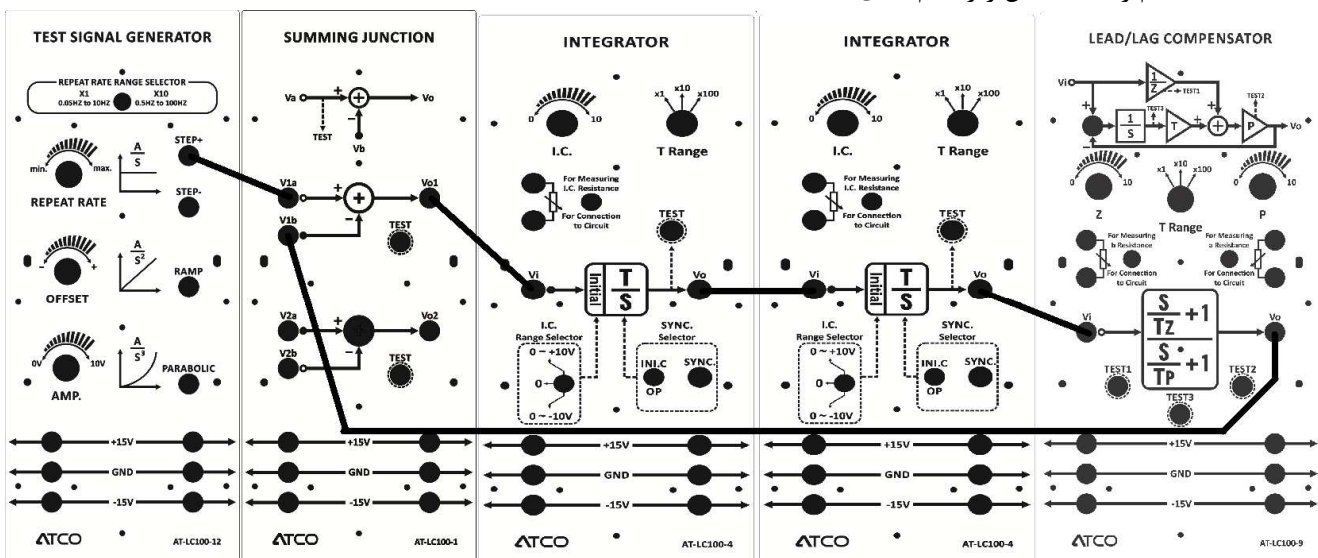
مقدار خطای ماندگار برای ورودی سیگنال های رمپ و پارابولیک به ترتیب از رابطه های زیر بدست می آید.

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s^2} \right)}{1 + \left(\frac{T^2 p(s+Tz)}{z s^2 (s+Tp)} \right)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s \left(1 + \left(\frac{T^2 p(s+Tz)}{z s^2 (s+Tp)} \right) \right)} = 0$$

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s^3} \right)}{1 + \left(\frac{T^2 p(s+Tz)}{z s^2 (s+Tp)} \right)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2 \left(1 + \left(\frac{T^2 p(s+Tz)}{z s^2 (s+Tp)} \right) \right)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{\left(\frac{T^3 pz}{Tpz} \right)} \approx \frac{1}{T^2}$$

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

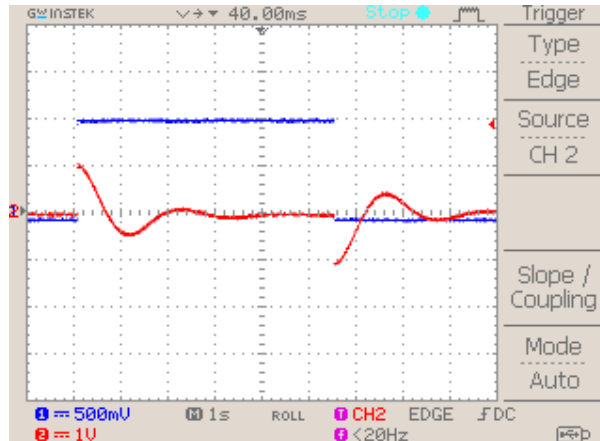


شکل ۶-۲

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

۳- روی ماژول LC100-9 سلکتور را در موقعیت $\times 100$ قرار دهید و ولوم های Z را روی ۱ کیلو اهم و P را روی ۱۰ کیلو اهم تنظیم نمایید .

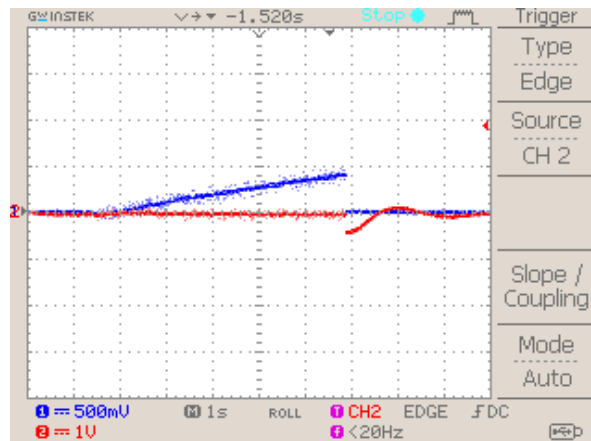
۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-1 را اندازه گیری و ثبت نمایید. (خروجی از جمع کننده گرفته شود)



شکل ۳-۶

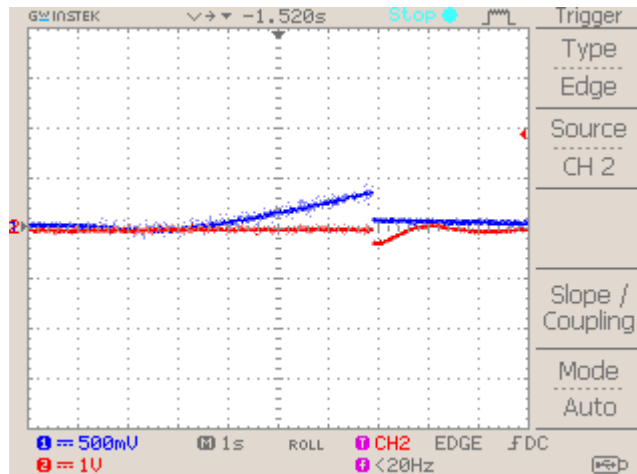
مشاهده می کنید که خطای ماندگار برای ورودی پله به صفر می رسد .

۵- آزمایش فوق را برای ورودی های رمپ و پارابولیک تکرار نمایید و نتایج را بررسی و تحلیل کنید .



شکل ۴-۶ RAMP

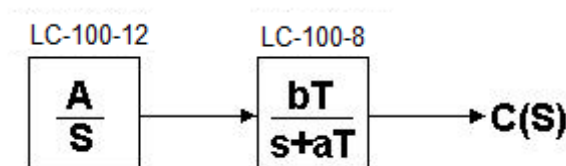
مشاهده می کنید که مقدار خطای ماندگار برای ورودی سیگنال های رمپ به صفر می رسد .



شکل ۶-۵ EXP

مشاهده می‌کنید که مقدار خطای ماندگار برای ورودی سیگنال‌های پارابولیک به یک مقدار ثابت بزرگتر از صفر میل می‌کند.

آزمایش ۷: بررسی پاسخ حالت گذرای سیستم مرتبه اول



شکل ۷-۱

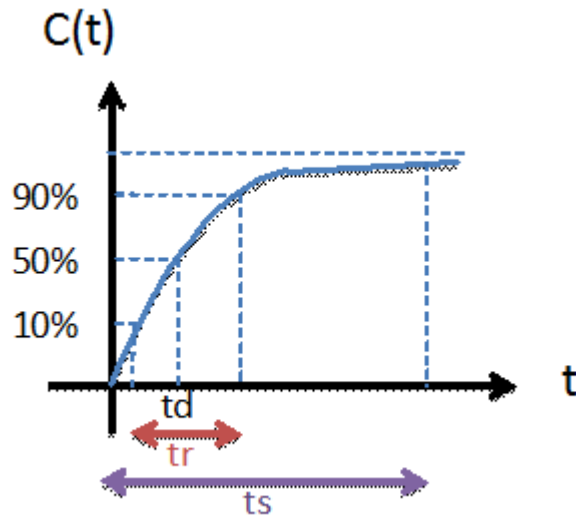
تابع تبدیل سیستم‌های مرتبه اول به صورت زیر می‌باشد.

$$G(s) = \frac{K}{TcS + 1} = \frac{bT}{s + aT}$$

که در آن $K = \frac{bT}{aT}$ بهره حالت ماندگار و $TC = \frac{1}{aT}$ ثابت زمانی سیستم یعنی مدت زمانی که خروجی به ۶۳٪ مقدار حالت دائمی خود می‌رسد، است.

سیستم‌های مرتبه اول تنها یک پارامتر اساسی دارند که با تغییر آن، تنها سرعت پاسخ تغییر می‌کند. با حرکت قطب‌ها روی محور حقیقی منفی به سمت چپ ثابت زمانی سیستم کاهش می‌یابد و در نتیجه پاسخ سیستم سریعتر خواهد شد. واضح است که سیستم در صورت پایداری، هیچگاه نوسانات میرا نخواهد داشت و با تغییر میزان K تنها مقدار حالت دائمی پاسخ تغییر می‌کند. برای ارزیابی پاسخ گذرای سیستم از معیارهای t_s زمان نشست، t_r زمان صعود یا خیز و t_d زمان تاخیر استفاده می‌شود. t_r زمان صعود، بیانگر مدت زمانی است که پاسخ پله سیستم از ۱۰٪ تا ۹۰٪ مقدار دائمی خود را طی می‌کند. t_s زمان نشست، زمانی است که پاسخ با میزان خطای معینی به حالت دائمی خود برسد و در آن محدوده باقی بماند (معمولاً میزان خطا ۲٪ یا ۵٪).

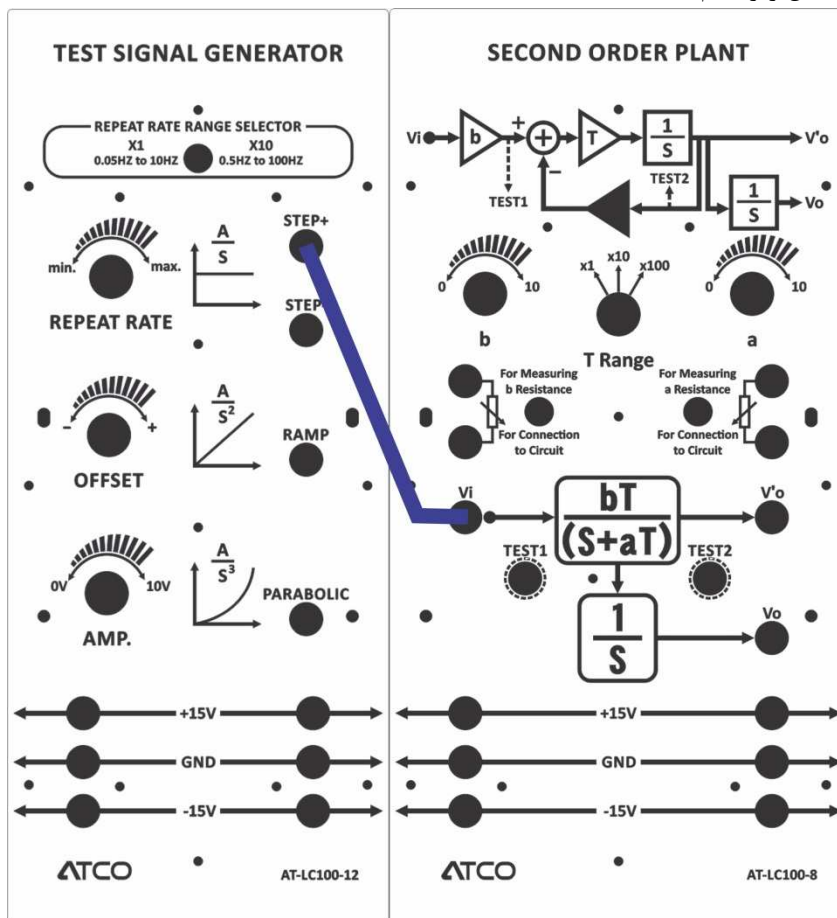
t_d زمان تاخیر، بیانگر مدت زمانی است که سیستم نیاز دارد تا از مقدار اولیه خروجی $c(0)$ تا $\frac{c(\infty)}{2}$ برسد.



شکل ۲-۷

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



شکل ۳-۷

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت ۱۰× قرار دهید و ولوم b , a را روی ۱۰ کیلو اهم تنظیم نمایید .

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{100}{s + 100} = \frac{bT}{s + aT}$$

۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید . مقدار t_r , t_d , t_s را تعیین کنید .

فرم پاسخ زمانی خروجی سیستم به صورت زیر است .

$$c(t) = \frac{b}{a}(1 - e^{-aTt})$$

برای محاسبه زمان تاخیر داریم :

$$c(t) = \frac{b}{a}(1 - e^{-aTt_d}) = \frac{c(\infty)}{2} = \frac{b}{2a}(1 - e^{-\infty})$$

$$t_d = \frac{\ln(0.5)}{-aT} = \frac{-0.693}{-aT} = \frac{0.693}{100} = 0.00693$$

برای محاسبه زمان صعود داریم :

$$c(t_1) = 0.1 c(\infty)$$

$$\frac{b}{a}(1 - e^{-aTt_1}) = \frac{b}{10a}(1 - e^{-\infty})$$

$$t_1 = \frac{\ln(0.9)}{-aT} = \frac{0.1}{aT}$$

$$c(t_2) = 0.9 c(\infty)$$

$$\frac{b}{a}(1 - e^{-aTt_2}) = \frac{9b}{10a}(1 - e^{-\infty})$$

$$t_2 = \frac{\ln(0.1)}{-aT} = \frac{0.9}{aT}$$

$$t_r = t_2 - t_1 = \frac{2.2}{aT} = 0.022$$

برای محاسبه زمان نشست داریم :

تقریب ۵٪ :

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{5}{100} c(\infty)$$

$$|e^{-aTt_s}| < \frac{5}{100}$$

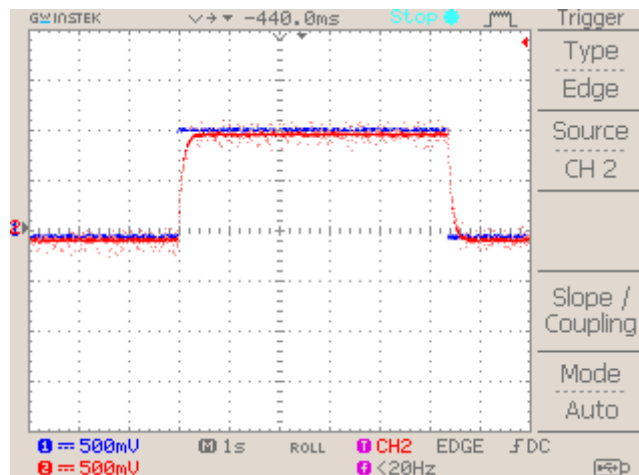
$$t_s > \frac{\ln(0.05)}{-aT} = \frac{3}{aT} = 0.03$$

تقریب ۲٪ :

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{2}{100} c(\infty)$$

$$|e^{-aTt_s}| < \frac{2}{100}$$

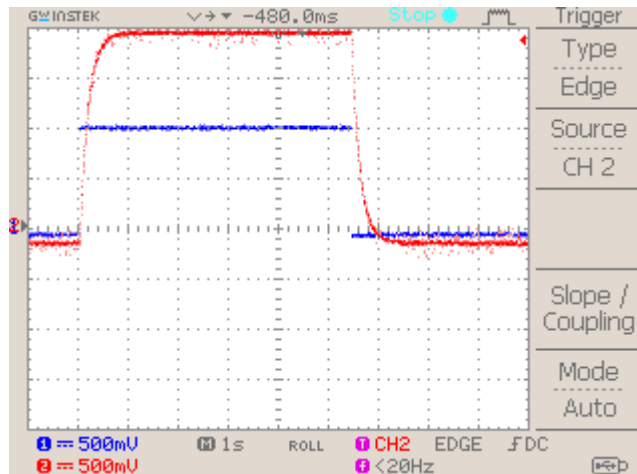
$$t_s > \frac{\ln(0.02)}{-aT} = \frac{4}{aT} = 0.04$$



شکل ۷-۴

۵- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار a به ۵ کیلو اهم تکرار نمایید.

$$G(s) = \frac{100}{s + 50}$$



شکل ۵-۷

مشاهده می کنید که با کاهش پارامتر a و نزدیک شدن قطب به مبدا علاوه بر افزایش دامنه خروجی، هر سه زمان افزایش می یابد.

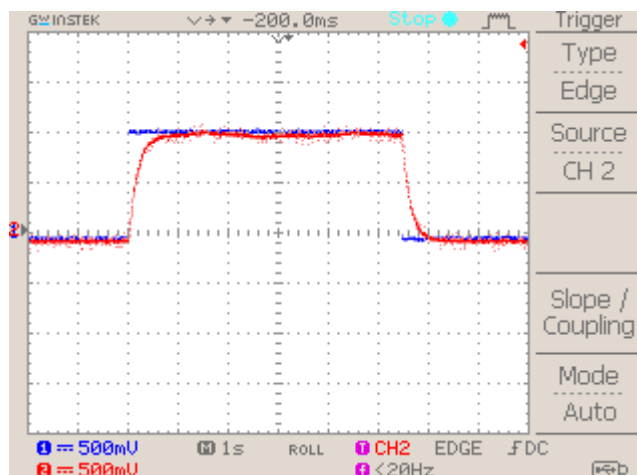
$$t_d = \frac{\ln(0.5)}{-aT} = \frac{-0.693}{-50} = 0.01$$

$$t_r = t_2 - t_1 = \frac{2.2}{aT} = \frac{2.2}{50} = 0.04$$

$$t_s = \frac{4}{aT} = \frac{4}{50} = 0.08$$

۶- مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار b به ۵ کیلو اهم تکرار نمایید.

$$G(s) = \frac{50}{s + 50}$$



شکل ۶-۷

با توجه به فرم پاسخ زمانی خروجی سیستم :

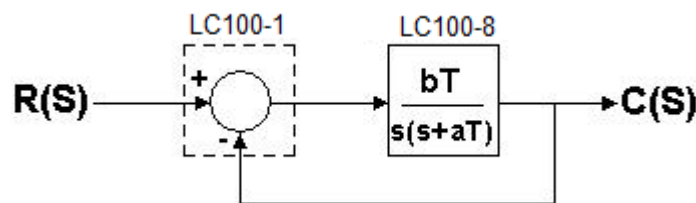
$$c(t) = \frac{b}{a}(1 - e^{-aTt})$$

مشاهده می کنید که پارامتر b در مدت زمان تاخیر، صعود و نشست تأثیری نخواهد داشت و فقط دامنه خروجی را تغییر می دهد.

آزمایش ۸ : بررسی پاسخ حالت گذرای سیستم مرتبه دوم

بطور کلی فرم استاندارد تابع تبدیل سیستم های مرتبه دوم به صورت زیر است .

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



شکل ۸-۱

تابع تبدیل حلقه بسته سیستم به صورت زیر می باشد .

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT}{s^2 + aTs + bT}$$

نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می آید.

$$\xi = \frac{aT}{2\omega_n} = \frac{aT}{2\sqrt{bT}}$$

$$\omega_n = \sqrt{bT}$$

پاسخ زمانی خروجی برای ورودی پله به فرم زیر خواهد بود .

$$C(t) = 1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\omega_n\sqrt{1-\xi^2} t - \tan^{-1}\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{-\xi}\right)$$

برای ارزیابی پاسخ گذرای سیستم از معیارهای زیر استفاده می شود .

t_r زمان صعود ، بیانگر مدت زمانی است که پاسخ پله سیستم از ۱۰٪ تا ۹۰٪ مقدار دائمی خود را طی می کند.

$$c(t_1) = 0.1 c(\infty)$$

$$c(t_2) = 0.9 c(\infty)$$

$$t_r = t_2 - t_1$$

t_s زمان نشست ، زمانی است که پاسخ با میزان خطای معینی به حالت دائمی خود برسد و در آن محدوده باقی بماند (معمولا میزان خطا ۲٪ یا ۵٪).

تقریب ۵٪ :

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{5}{100} c(\infty)$$

$$t_s \cong \frac{3}{TC} = \frac{3}{\xi \omega_n}$$

تقریب ۲٪ :

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{2}{100} c(\infty)$$

$$t_s \cong \frac{4}{TC} = \frac{4}{\xi \omega_n}$$

t_d زمان تاخیر ، بیانگر مدت زمانی است که سیستم نیاز دارد تا از مقدار اولیه خروجی $c(0)$ تا $\frac{c(\infty)}{2}$ برسد .
از حل معادله فوق بدست می آید .

$$c(t_d) = \frac{c(\infty)}{2}$$

t_p زمان پیک ، بیانگر مدت زمانی است که سیستم نیاز دارد تا از مقدار اولیه خروجی $c(0)$ به مقدار ماکسیمم خود برسد .

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

Mp بیشترین درصد بالازدگی (overshoot)

$$Mp\% = \frac{c(t_s) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100$$

$$Mp = e^{-\frac{\pi \sigma}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}}$$

برای مثال :

برای $\omega_n = 10$, $\xi = 0.5$

$$\frac{e^{-0.5 * 10 t_d}}{\sqrt{1 - 0.5^2}} \sin \left[10 \sqrt{1 - 0.5^2} t_d - \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - 0.5^2}}{-0.5} \right] = x$$

when $x = 0.5 \rightarrow t_d = 0.13$

when $x = 0.1 \rightarrow t_1 = 0.05$

when $x = 0.9 \rightarrow t_2 = 0.9 \rightarrow t_r = t_2 - t_1 = 0.16$

$$t_s = \frac{3}{0.5 * 10} = 0.6$$

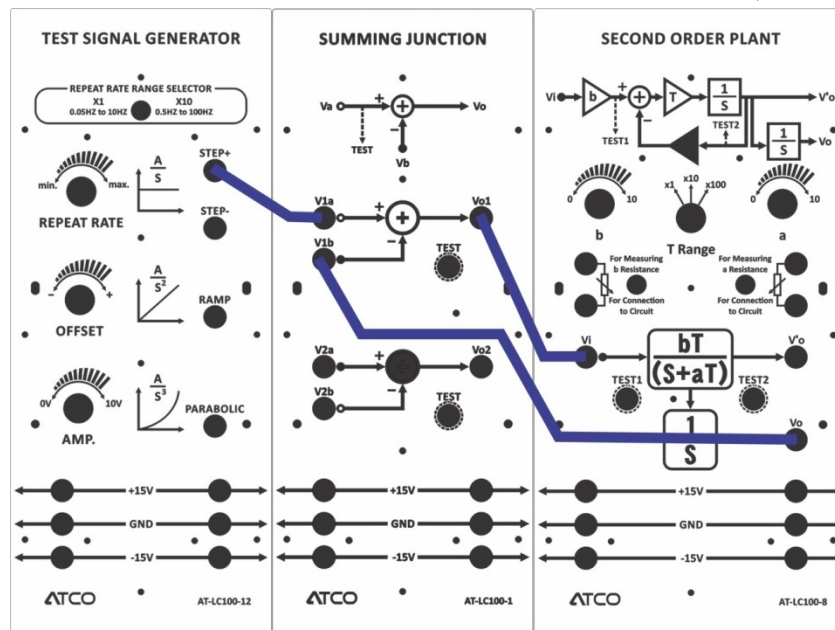
$$t_p = \frac{\pi}{10\sqrt{1-0.5^2}} = 0.36$$

$$M_p = e^{\frac{-0.5\pi}{\sqrt{1-0.25}}} * 100\% = 16\%$$

با تغییر پارامترهای سیستم a , b و T ، مقادیر نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای تغییر می‌کند و در نتیجه‌ی آن شکل پاسخ و سرعت و زمان‌های بالا در آن نیز تغییر می‌کند. در ادامه به بررسی این تغییرات می‌پردازیم.

مراحل آزمایش :

سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



شکل ۸-۲

تأثیر ξ بر پاسخ حالت گذرای سیستم :

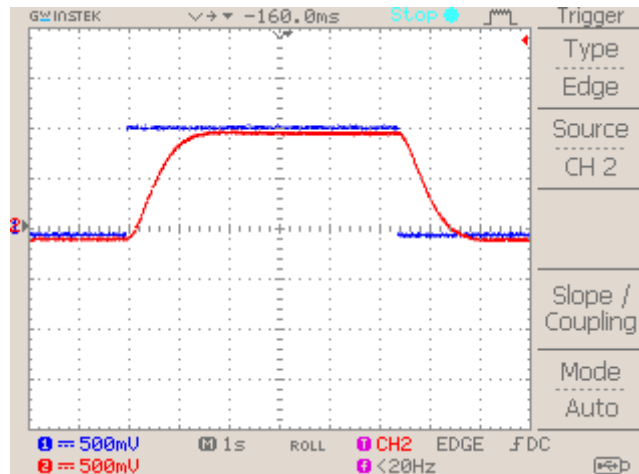
۱- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۲- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم b را روی ۱۰ کیلو اهم ($w_n=10$) تنظیم نمایید. در این صورت تابع تبدیل سیستم برابر است با :

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{100}{s^2 + aTs + 100}$$

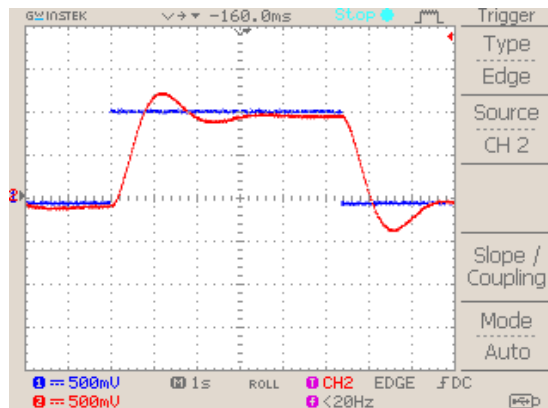
۳- روی ماژول LC100-08 ولوم a را روی ۴ کیلو اهم تنظیم نمایید. در این حالت ξ برابر ۲ می‌شود.

۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی $Vo2$ در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید همچنین مقادیر t_p , t_s , t_r , t_d و M_p را محاسبه نمایید.

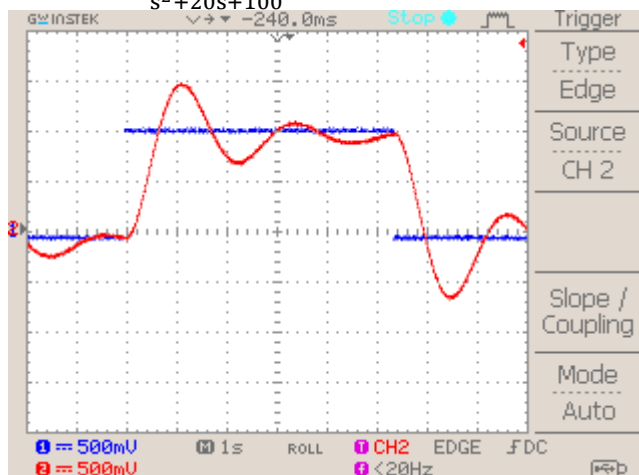


شکل ۸-۳، $\xi = 2$ ، $\frac{100}{s^2+40s+100}$

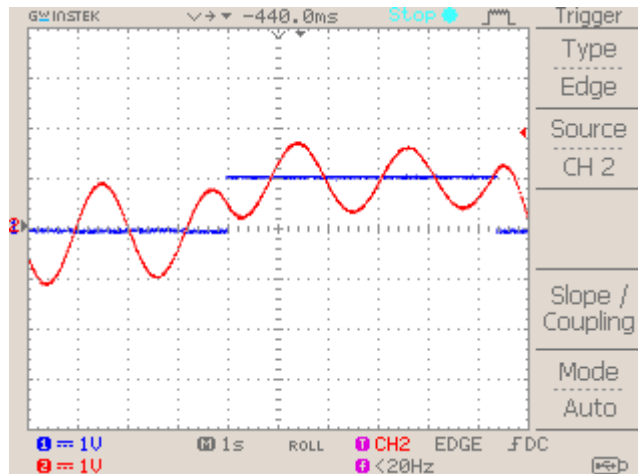
در این حالت خروجی به صورت میرایی شدید خواهد بود و بالازدگی نخواهیم داشت.
 -۵ مرحله ۳ و ۴ را با تغییر مقدار a به ۲، ۱ و ۰/۴ کیلو اهم تکرار نمایید. در این حالت ξ به ترتیب برابر است با ۱، ۰/۵ و ۰/۲.



شکل ۸-۴، $\xi = 1$ ، $\frac{100}{s^2+20s+100}$



شکل ۸-۵، $\xi = 0.5$ ، $\frac{100}{s^2+10s+100}$



شکل ۸-۶ ، $\xi = 0.2$ ، $\frac{100}{s^2+4s+100}$

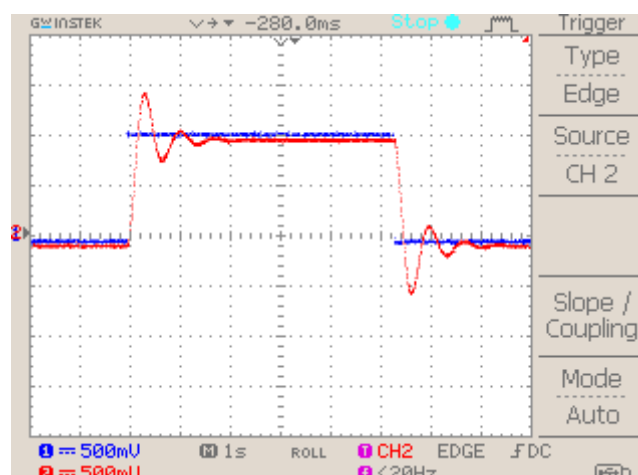
مشاهده می‌کنید که با کاهش مقدار a ، نسبت میرایی ξ نیز کاهش می‌یابد و خروجی سیستم به سمت نوسانی میرا خواهد رفت .
رفته رفته میزان درصد بالازدگی بیشتر خواهد شد ، زمان پیک کاهش می‌یابد ولی زمان نشست افزایش می‌یابد.

تأثیر ω_n بر پاسخ حالت گذرای سیستم :

۱- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

۲- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید . ولوم b را روی 10 کیلو اهم ($\omega_n=10$) و ولوم a را روی 0.4 کیلو اهم ($\xi=0.2$) تنظیم نمایید .

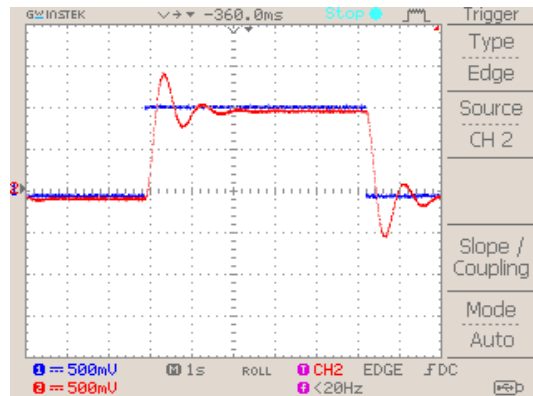
۳- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo2 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید همچنین مقادیر t_p , t_s , t_r , t_d و M_p را محاسبه نمایید .



شکل ۸-۷ ، $\xi = 0.2$ ، $\omega_n = 10$ ، $\frac{100}{s^2+4s+100}$

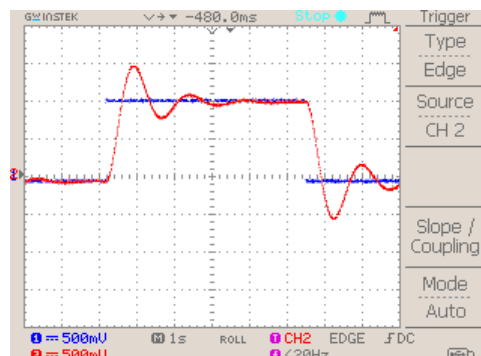
پاسخ سیستم در این حالت میرای ضعیف خواهد بود.

۴- مراحل ۲ و ۳ را با تغییر $a=0.32(\xi=0.2)$ و $b=6.4(\omega_n=8)$ مجدداً انجام داده و نتایج را ثبت و بررسی نمایید.



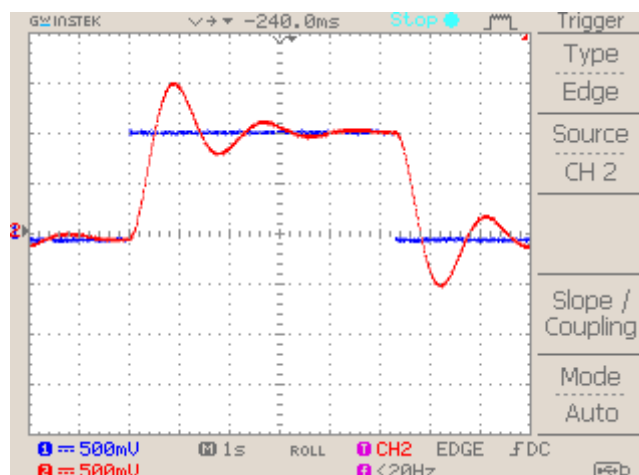
شکل ۸-۸ $\xi = 0.2, \omega_n = 8$ $\frac{64}{s^2+3.2s+64}$

۵- مراحل ۲ و ۳ را با تغییر $a=0.2(\xi=0.2)$ و $b=2.5(\omega_n=5)$ مجدداً انجام داده و نتایج را ثبت و بررسی نمایید.



شکل ۹-۸ $\xi = 0.2, \omega_n = 5$ $\frac{25}{s^2+2s+25}$

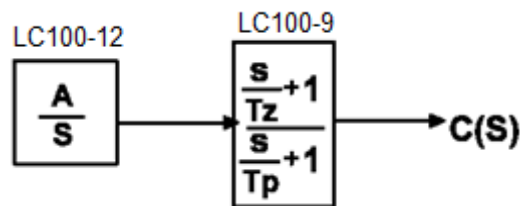
۶- مراحل ۲ و ۳ را با تغییر $a=0.16(\xi=0.2)$ و $b=1.6(\omega_n=2)$ مجدداً انجام داده و نتایج را ثبت و بررسی نمایید.



$$\text{شکل ۸-۱۰} \quad \frac{4}{s^2+0.8s+4}, \xi = 0.2, \omega_n = 2$$

مشاهده می‌کنید که با کاهش ω_n ، زمان نشست و زمان پیک و زمان تاخیر افزایش می‌یابد.

آزمایش ۹: اثر صفر بر روی سیستم مرتبه اول



شکل ۹-۱

تابع تبدیل سیستم مرتبه اول بالا به صورت زیر می‌باشد.

$$G(s) = \left(\frac{p}{z}\right) \frac{s + Tz}{s + Tp}$$

فرم پاسخ زمانی خروجی سیستم برای ورودی پله به صورت زیر است.

$$c(t) = 1 - \frac{z - p}{z} e^{-pTt}$$

اگر صفر و قطب برابر باشند، تابع تبدیل و خروجی پاسخ پله یک می‌شود. صفر و قطب اثر هم را خنثی می‌کنند.

اولین مقدار و مقدار نهایی خروجی سیستم با احتساب صفر، از روابط زیر بدست می‌آید.

$$C_0(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} C(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \left(\frac{1}{s}\right) G(s) = \lim_{t \rightarrow 0} c(t) = \frac{p}{z}$$

$$C_\infty(s) = \lim_{s \rightarrow 0} C(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{1}{s}\right) G(s) = \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = 1$$

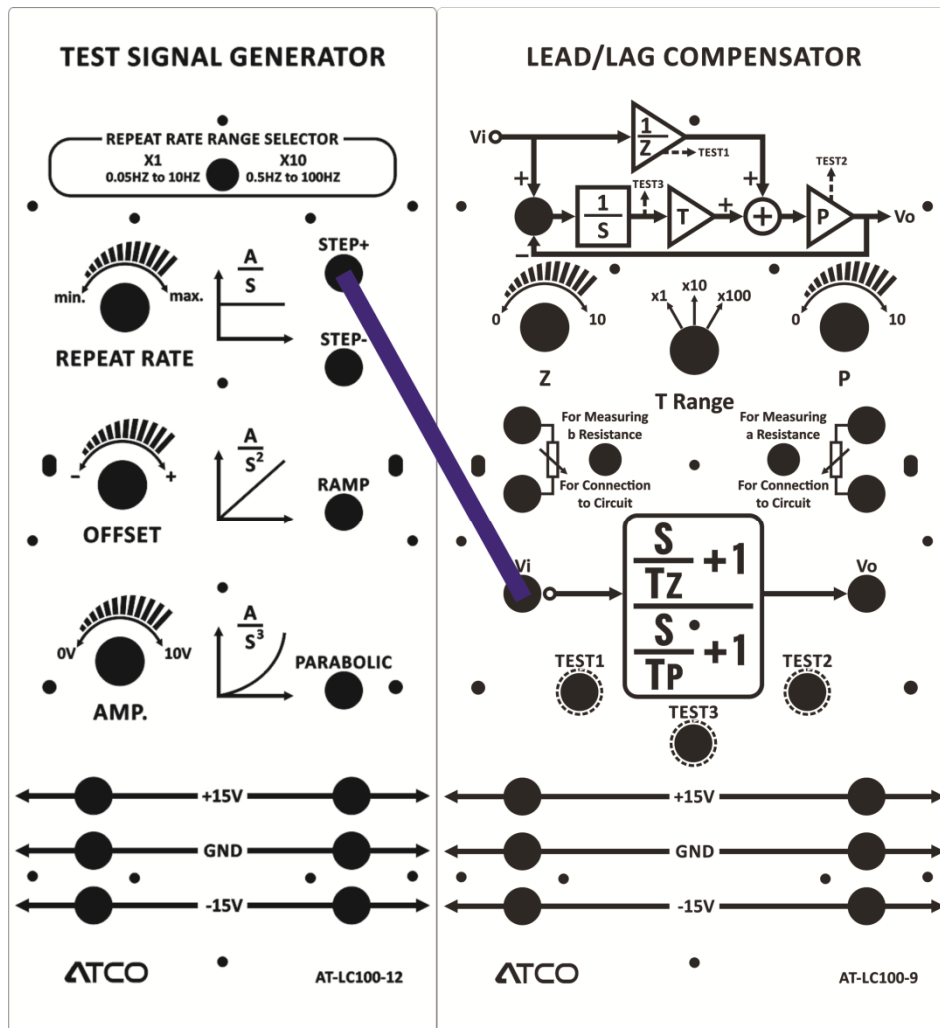
همچنین اولین مقدار و مقدار نهایی خروجی سیستم بدون احتساب صفر، از روابط زیر بدست می‌آید.

$$C_0(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} C(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \left(\frac{1}{s}\right) \frac{1}{s + Tp} = \lim_{t \rightarrow 0} c(t) = 0$$

$$C_\infty(s) = \lim_{s \rightarrow 0} C(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{1}{s}\right) \frac{1}{s + Tp} = \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = 1$$

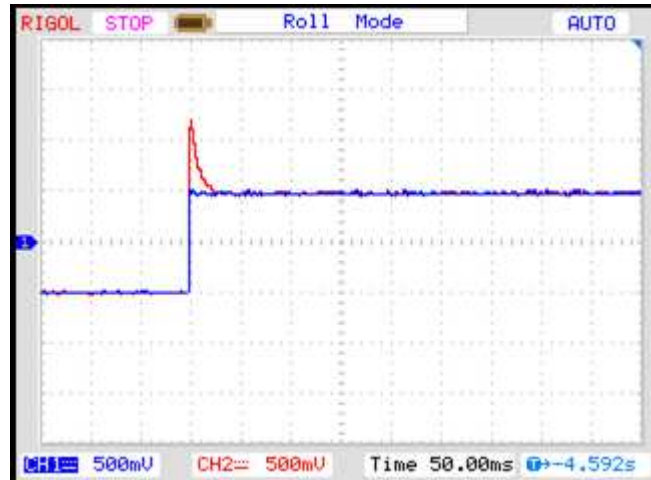
صفر بر مقدار اولیه پاسخ پله تاثیر دارد.

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید:

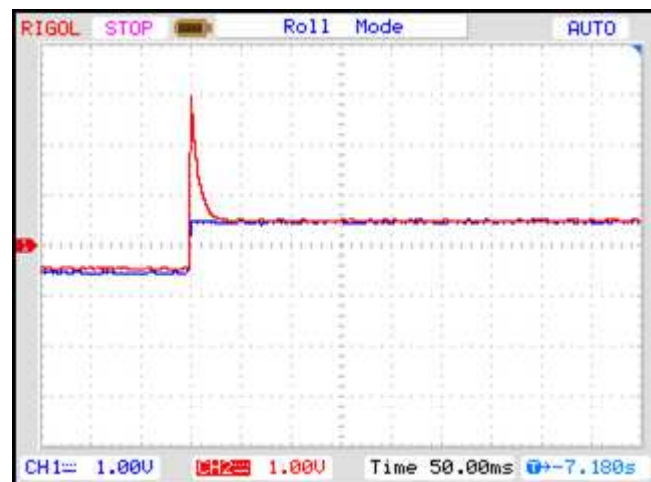


شکل ۹-۲

- ۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .
- ۳- روی ماژول LC100-9 سلکتور را در موقعیت ۱ قرار دهید و ولوم p را روی ۱۰ کیلو اهم تنظیم نمایید و برای مقادیر z 5k و 2.5k آزمایش را انجام دهید .
- ۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo در ماژول LC100-9 را اندازه گیری و ثبت نمایید .

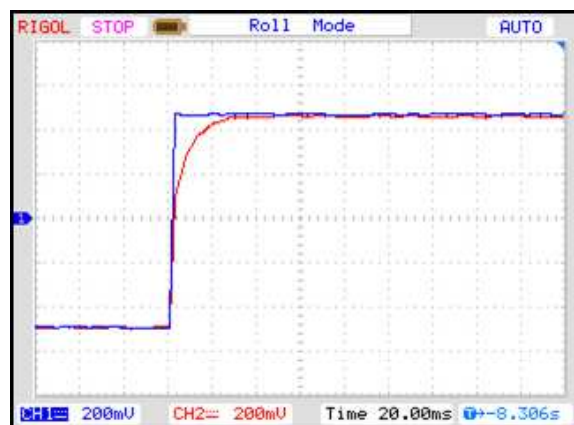


شکل ۹-۳ $z = 5, p = 10$

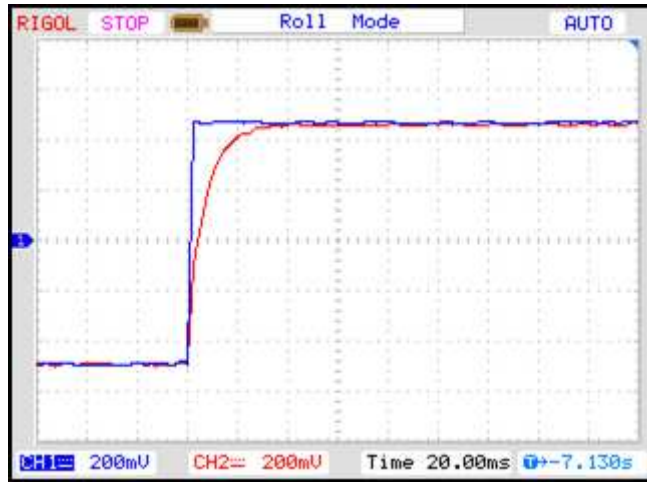


شکل ۹-۴ $z = 2.5, p = 10$

مشاهده می‌کنید که با کاهش مقدار Z ، مقدار اولیه دامنه خروجی افزایش می‌یابد.
 ۵- مراحل ۳ به بعد را برای Z ، ۲ و ۴ کیلو اهم نیز تکرار نمایید.



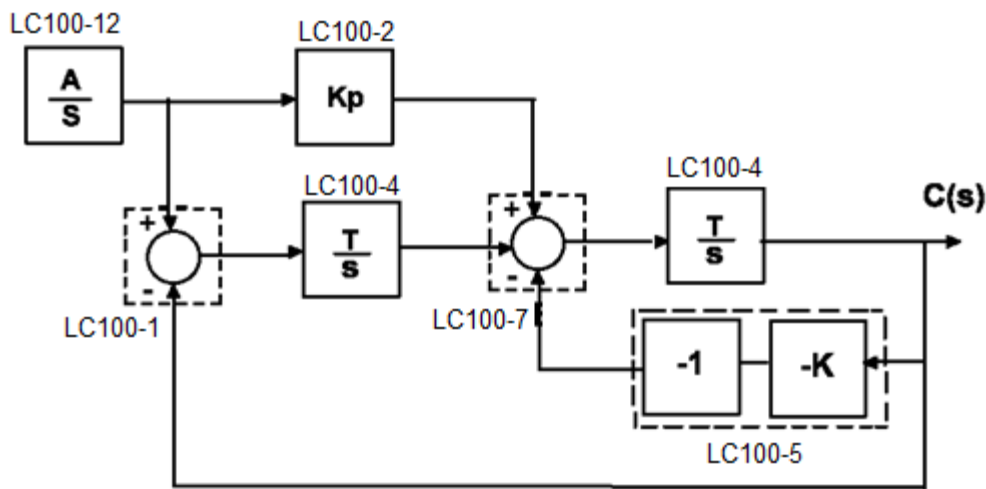
شکل ۹-۵ $z = 20, p = 10$



شکل ۹-۶ $z = 40, p = 10$

مشاهده می کنید که مقدار اولیه ورودی به 5k و 2.5k کاهش می یابد. خطای ماندگار سیستم نیز صفر است.

آزمایش ۱۰: اثر صفر بر روی سیستم مرتبه دوم



شکل ۱۰-۱

تابع تبدیل سیستم به صورت زیر می باشد.

$$G(s) = \frac{T(sK_p + T)}{s^2 + sKT + T^2} = \frac{sK_p T}{s^2 + sKT + T^2} + \frac{T^2}{s^2 + sKT + T^2}$$

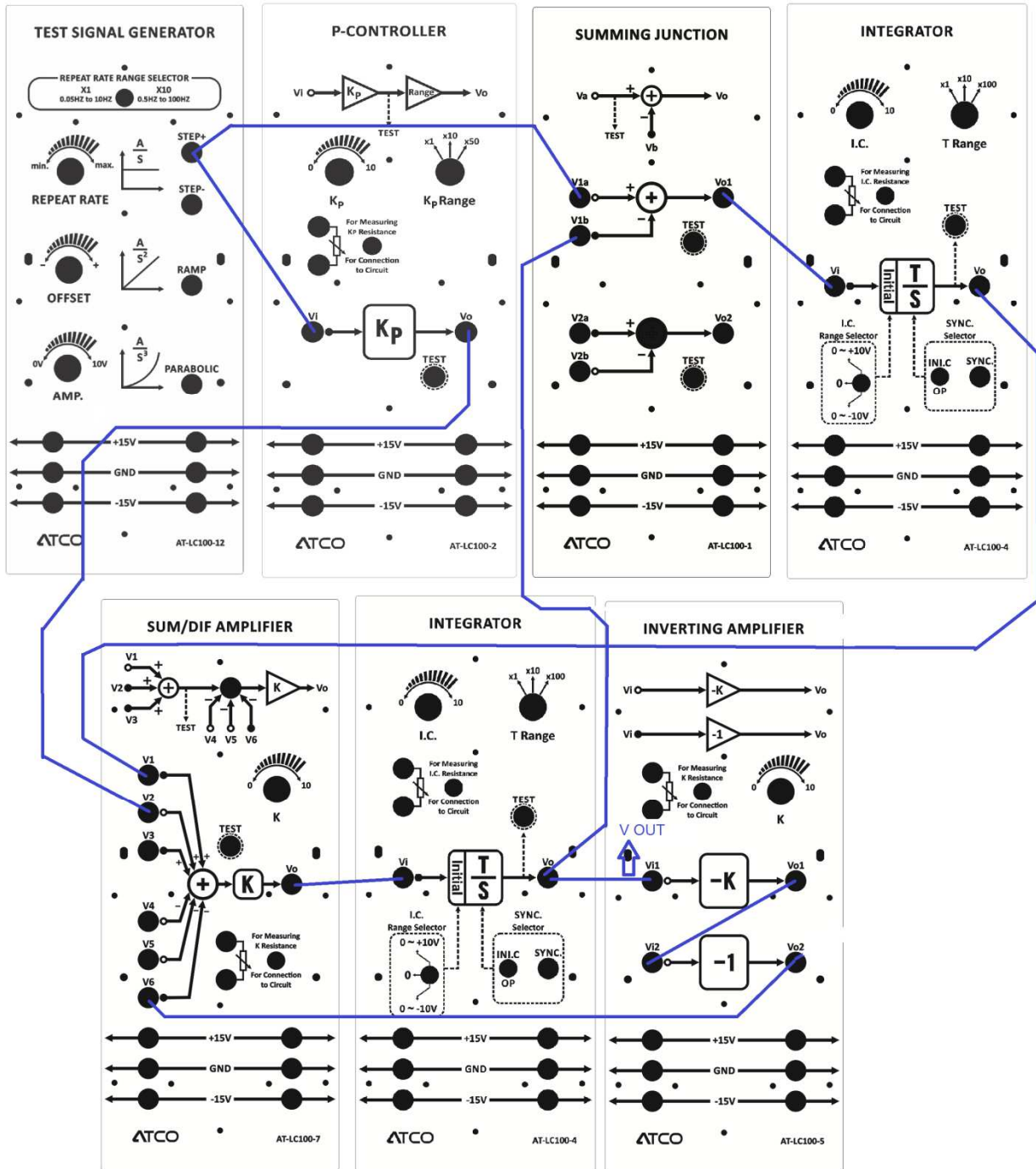
نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می آید.

$$\xi = \frac{KT}{2\omega_n} = \frac{K}{2}$$

$$\omega_n = T$$

$Z = \frac{T}{K_p}$ صفر سیستم است.

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

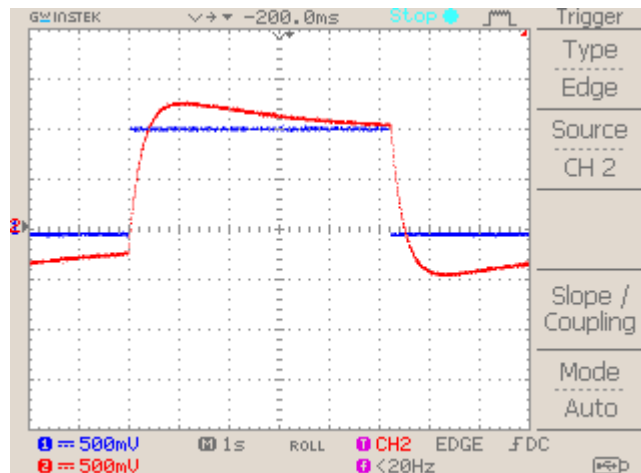


شکل ۱۰- ۲

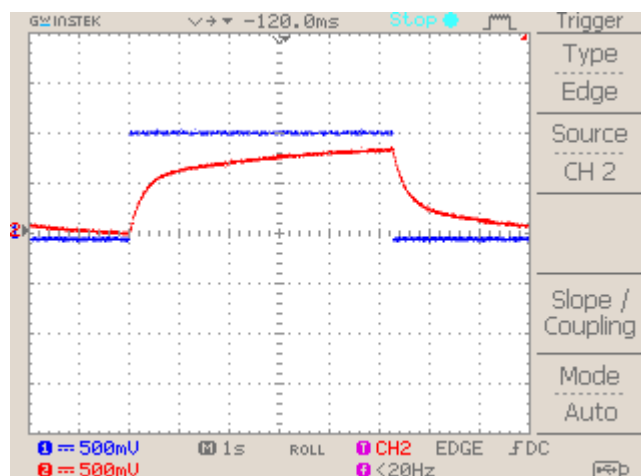
۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.1Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۳- روی ماژول LC100-5 سلکتور K را روی 40k تنظیم نمایید .

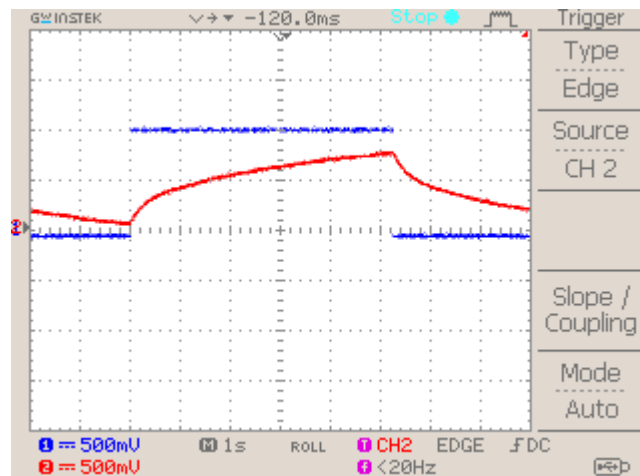
- ۴- روی ماژول LC100-4 سلکتور T را در موقعیت ۱ قرار دهید.
- ۵- روی ماژول LC100-2 سلکتور را در موقعیت ۱ قرار دهید و K_p را روی 5k تنظیم نمایید
- ۶- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی V_{out} در ماژول LC100-4 پایینی را اندازه گیری و ثبت نمایید.
- ۷- در ماژول LC100-7 مقدار K روی ۱۰ کیلو ($K=1$) تنظیم شود.
- ۸- آزمایش را برای مقادیر K_p ، ۲ و ۱ نیز تکرار کنید.
- در این حالت مقدار $\xi = 2$ است که بزرگتر از واحد می باشد.



شکل ۱۰-۳ $K_p = 5, \xi = 2, z = 0.2$



شکل ۱۰-۴ $K_p = 2, \xi = 2, z = 0.5$

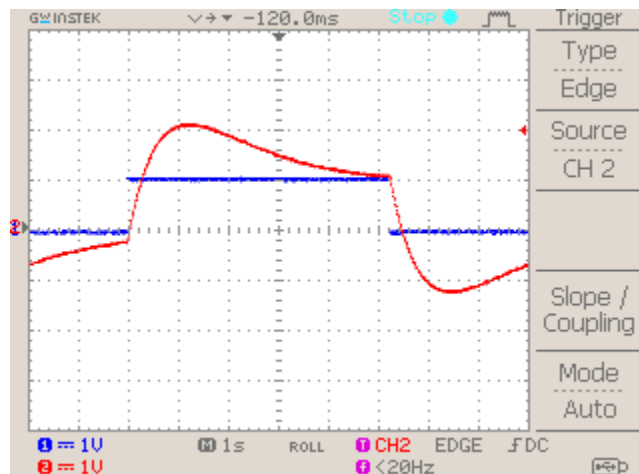


شکل ۱۰-۵ $K_p = 1, \xi = 2, z = 1$

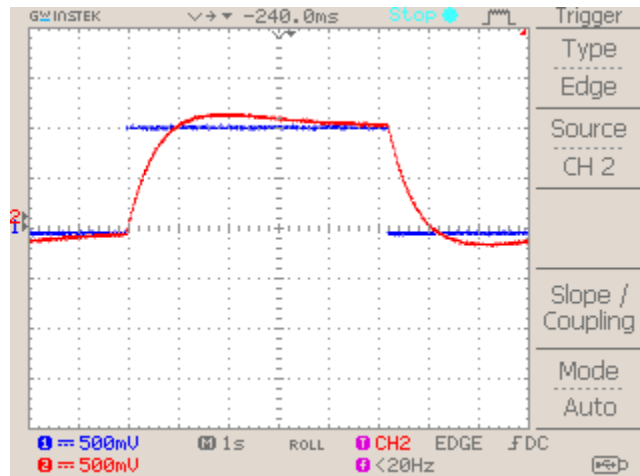
مشاهده می‌کنید که با افزایش پارامتر K_p ، در واقع صفر سیستم بزرگتر می‌شود که باعث می‌شود میزان overshoot کاهش یابد.

۹- روی ماژول LC100-5 سلکتور K_p را روی ۲۰ کیلو اهم تنظیم نمایید آزمایش را تکرار کنید.

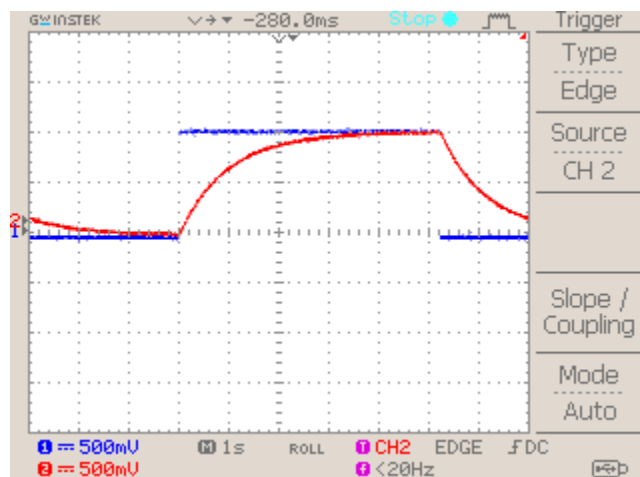
در این حالت مقدار $\xi = 1$ است.



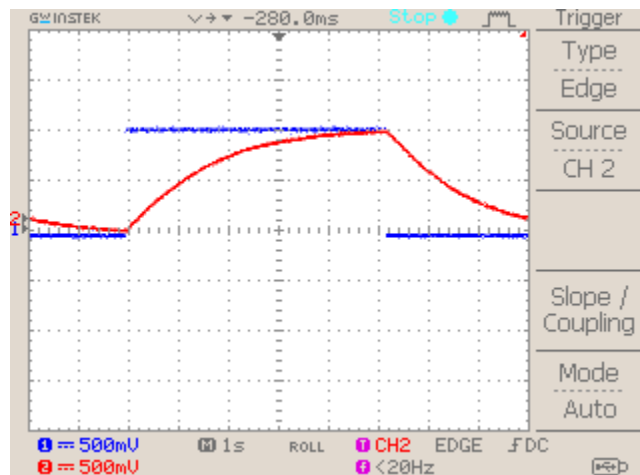
شکل ۱۰-۶ $K_p = 5, \xi = 1, z = 0.2$



شکل ۱۰-۷ $K_p = 2, \xi = 1, z = 0.5$



شکل ۱۰-۸ $K_p = 1, \xi = 1, z = 1$

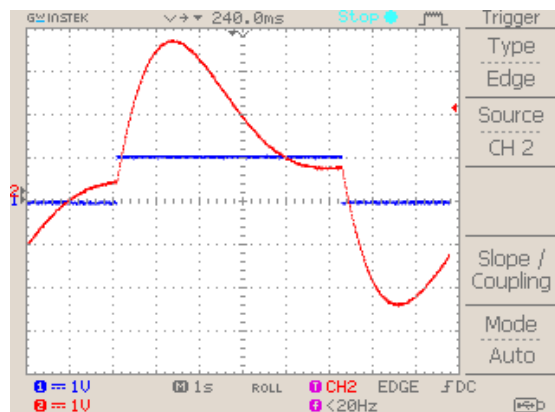


شکل ۱۰-۹ $K_p = 0.5, \xi = 1, z = 1$

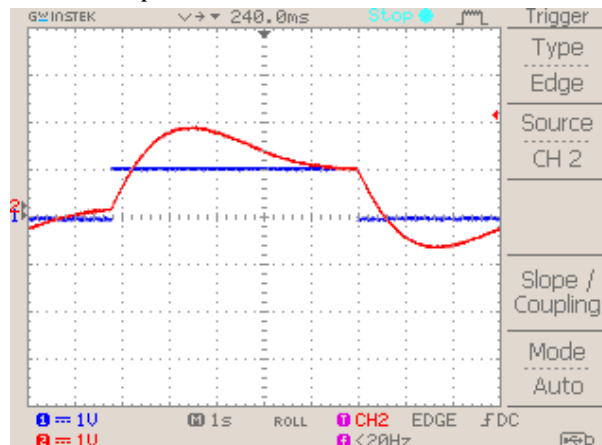
مشاهده می کنید مشابه حالت قبل با افزایش پارامتر K_p ، در واقع صفر سیستم بزرگتر می شود که باعث می شود میزان overshoot کاهش یابد.

۱۰- روی ماژول LC100-5 سلکتور K را روی ۱۰ کیلو اهم تنظیم نمایید آزمایش را تکرار کنید.

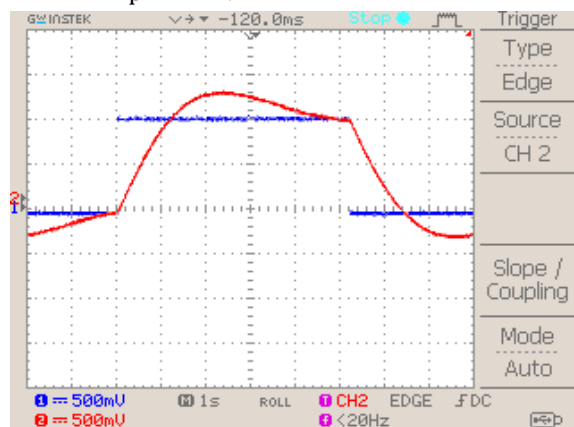
در این حالت مقدار $\xi = 0.5$ است.



شکل ۱۰- ۱۰ $K_p = 5, \xi = 0.5, z = 0.2$



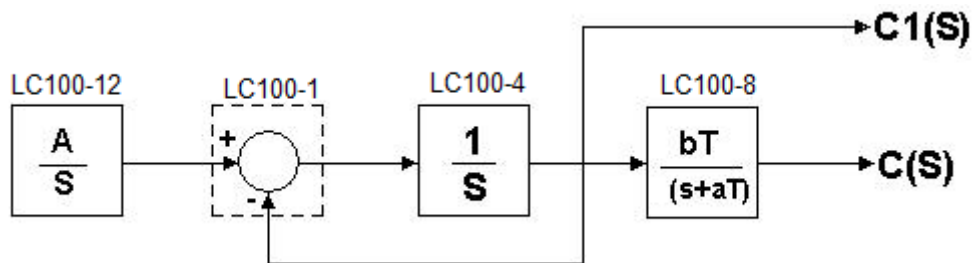
شکل ۱۰- ۱۱ $K_p = 2, \xi = 0.5, z = 0.5$



شکل ۱۰- ۱۲ $K_p = 1, \xi = 0.5, z = 1$

با افزایش پارامتر K_p ، میزان overshoot کاهش یابد.

آزمایش ۱۱: اثر قطب غالب بر روی سیستم مرتبه دوم



شکل ۱-۱۱

تابع تبدیل سیستم به صورت زیر است .

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

$$\frac{C_1(s)}{R(s)} = \frac{1}{(s+1)}$$

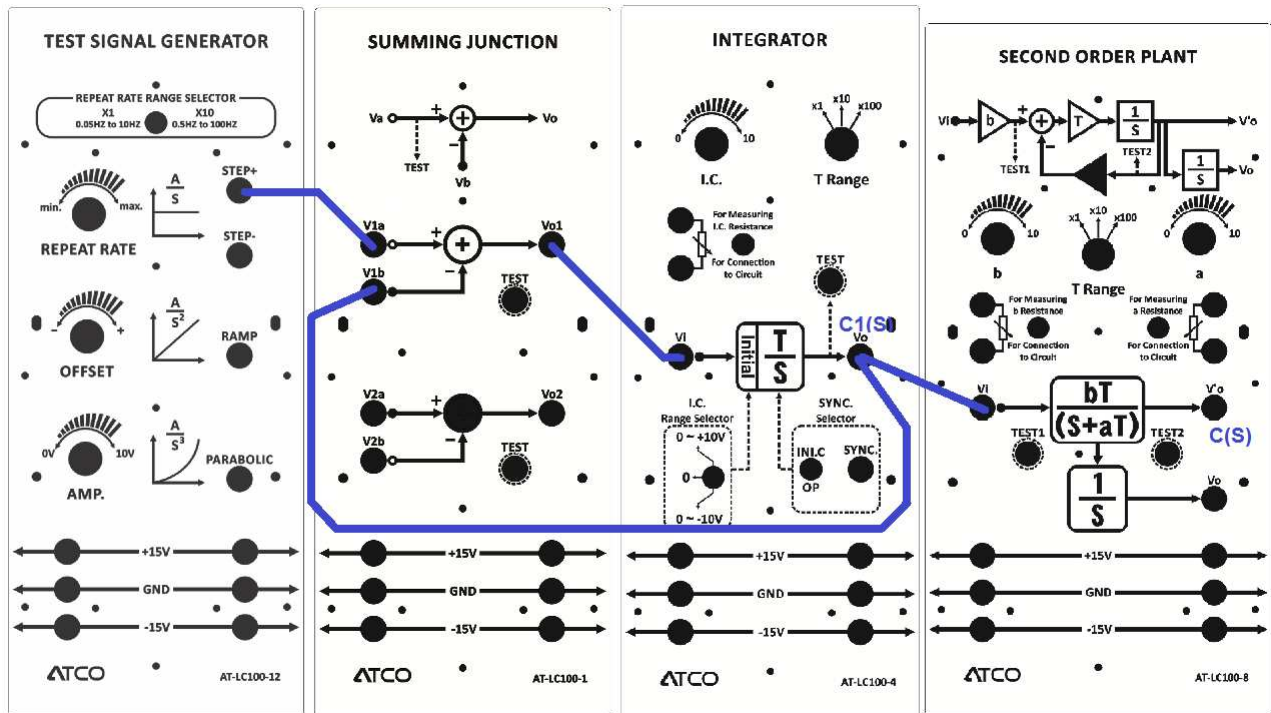
پاسخ خروجی به فرم زیر خواهد بود.

$$c(t) = 1 - \frac{bT}{aT-1} e^{-t} + \frac{b}{a(aT-1)} e^{-aTt}$$

$$c_1(t) = 1 - e^{-t}$$

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



شکل ۱۱-۲

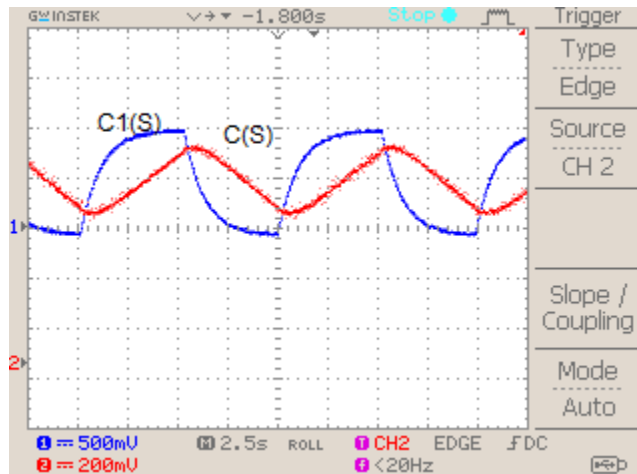
۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۳- روی ماژول LC100-4 سلکتور T را در موقعیت 1× قرار دهید و سوئیچ I.C را در موقعیت صفر سلکتور SYNC را روی OP قرار دهید.

۴- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت 1× و a, b را روی 1 کیلو اهم تنظیم نمایید. همچنین داریم:

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

۵- با اسیلوسکوپ خروجی Vo1 ماژول LC100-08 یا [C(S)] و خروجی Vo در ماژول LC100-4 یا [C1(S)] را اندازه گیری و ثبت نمایید.

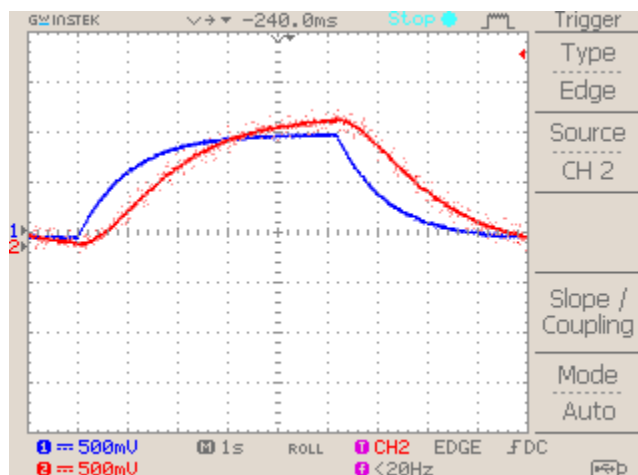


شکل ۱۱-۳

۶- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و b و a را روی ۱ کیلو اهم تنظیم نمایید. در این صورت داریم:

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{(s+1)(s+10)}$$

۷- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o1} ماژول LC100-08 و خروجی V_o در ماژول LC100-4 را اندازه گیری و ثبت نمایید



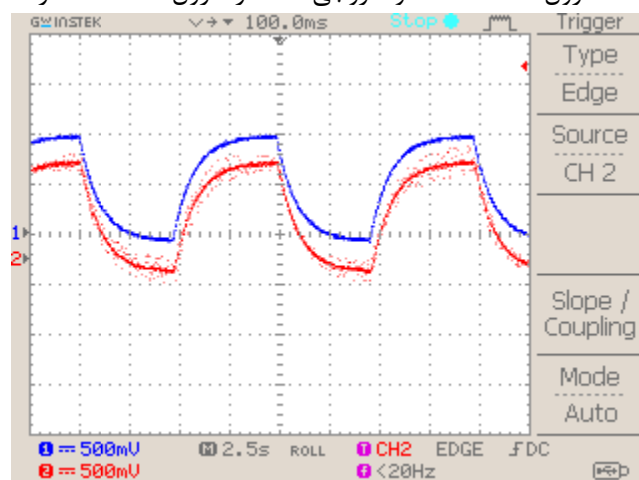
شکل ۱۱-۴

از میان قطب های سیستم آن قطب های که نزدیکتر به مبدا باشند، تاثیر بیشتری در خروجی خواهند گذاشت. همین طور که مشاهده می کنید با افزایش ضریب T قطب $s=-aT$ از مبدا دورتر خواهد شد و تاثیرش در خروجی کم می شود و پاسخ خروجی شبیه پاسخ سیستم مرتبه اول میشود.

روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a, b را روی 10 کیلو اهم تنظیم نمائید. بنابراین :

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{100}{(s + 1)(s + 100)}$$

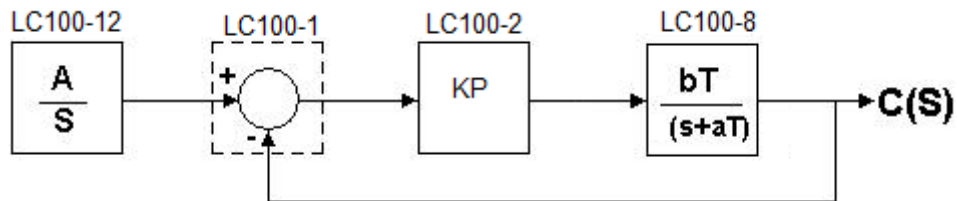
۸- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o1} ماژول LC100-08 و خروجی V_o در ماژول LC100-4 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



شکل ۱۱-۵

با افزایش a و b قطب از مبدا دورتر می‌شود و در نتیجه اثرش در خروجی کمتر شده و شکل خروجی کاملاً شبیه خروجی سیستم مرتبه اول است و از طرفی به دلیل افزایش b دامنه خروجی افزایش یافته است.

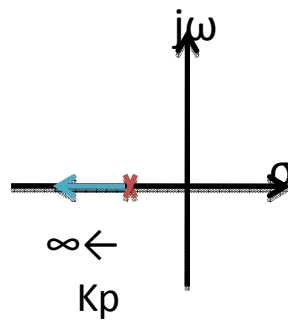
آزمایش ۱۲: بررسی کنترل کننده تناسبی (P-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول



شکل ۱-۱۲

تابع تبدیل حلقه بسته سیستم به صورت زیر است:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT k_p}{s + (aT + bT k_p)}$$

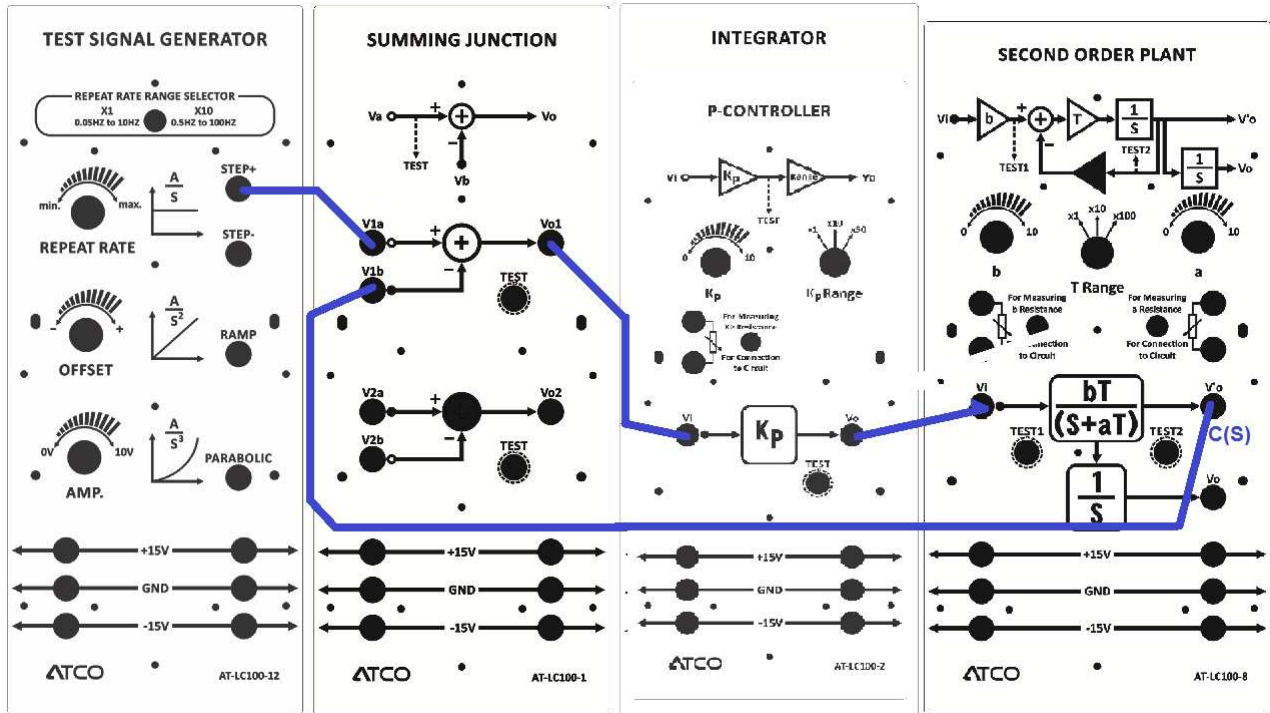


شکل ۲-۱۲

مشاهده می کنید که با افزایش ضریب k_p ، بهره سیستم بزرگتر می شود که دامنه سیگنال خروجی را تقویت می کند از طرفی قطب سیستم نیز بزرگتر شده و از مبدا دورتر می گردد که در نتیجه آن ثابت زمانی سیستم کم شده و همچنین خطای ماندگار سیستم نیز کوچکتر می شود.

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



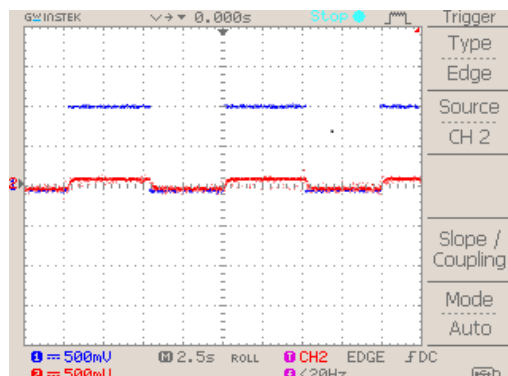
شکل ۱۲-۳

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید

۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید . در این صورت داریم :

روی ماژول LC100-2 سلکتور K_p را در وضعیت $\times 1$ و ولوم K_p را در موقعیت ۱/۵ کیلو اهم تنظیم نمایید .

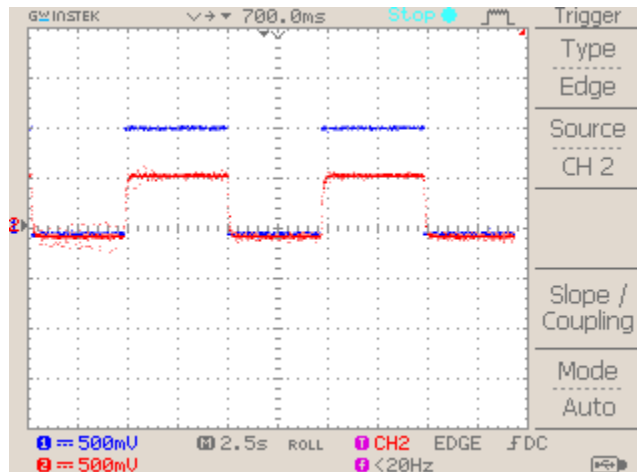
۴- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۱۲-۴

۵- روی ماژول LC100-2 سلکتور K_p را در وضعیت $\times 10$ قرار دهید .

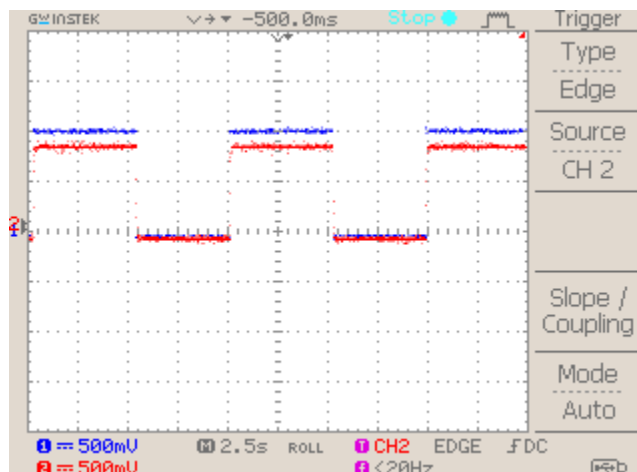
۶- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۱۲-۵

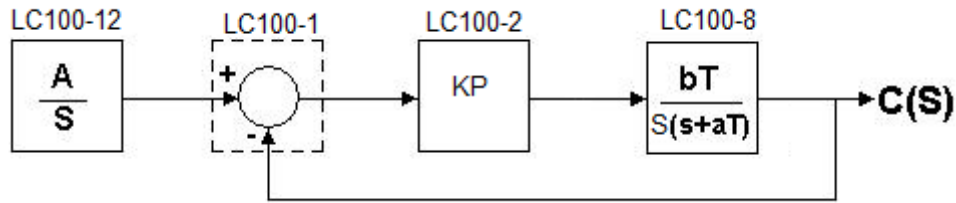
۷- روی ماژول LC100-2 سلکتور K_p را در وضعیت $\times 50$ قرار دهید .

۸- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۱۲-۶

آزمایش ۱۳: بررسی کنترل کننده تناسبی (P-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم



شکل ۱-۱۳

تابع تبدیل حلقه بسته سیستم به صورت زیر است:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bTk_p}{s^2 + aTs + bTk_p}$$

نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می آید.

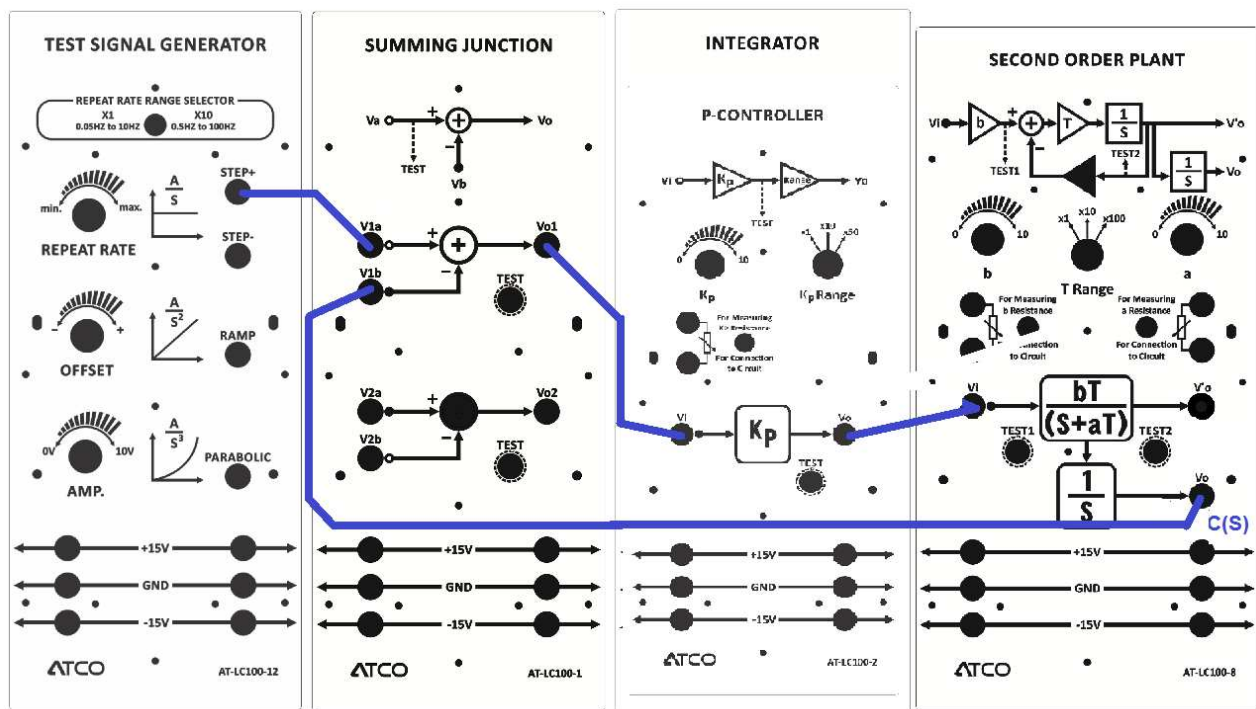
$$\xi = \frac{aT}{2\omega_n} = \frac{aT}{2\sqrt{bTk_p}}$$

$$\omega_n = \sqrt{bTk_p}$$

مشاهده می کنید که با افزایش ضریب k_p ، بهره سیستم بزرگتر می شود که دامنه سیگنال خروجی را تقویت می کند از طرفی فرکانس طبیعی نامیرای سیستم نیز بزرگتر شده و نسبت میرایی کم می شود که در نتیجه آن خروجی سیستم به سمت نوسانی میرا شدن می رود.

مراحل آزمایش:

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید:



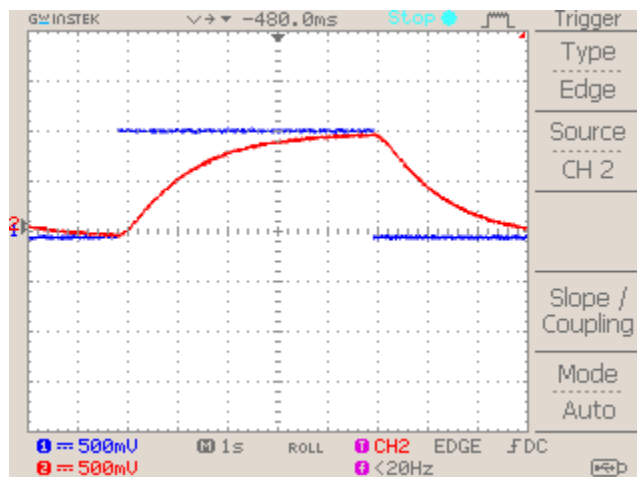
شکل ۲-۱۳

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید

۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید . در این صورت داریم :

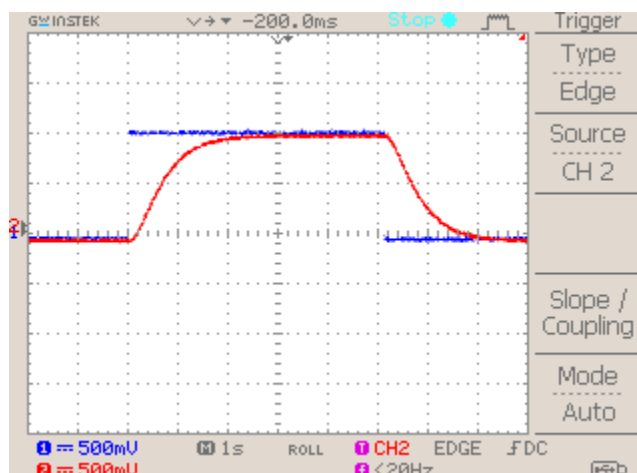
۴- روی ماژول LC100-2 سلکتور K_p را در وضعیت $\times 10$ و ولوم K_p را در موقعیت ۱ کیلو اهم تنظیم نمایید .

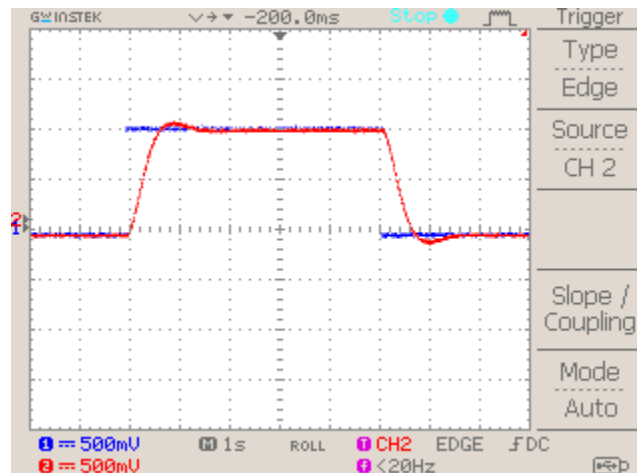
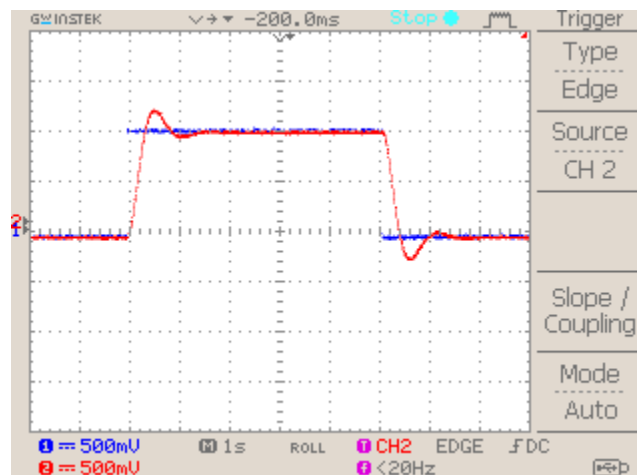
۵- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی V_{o2} در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۱۳-۳

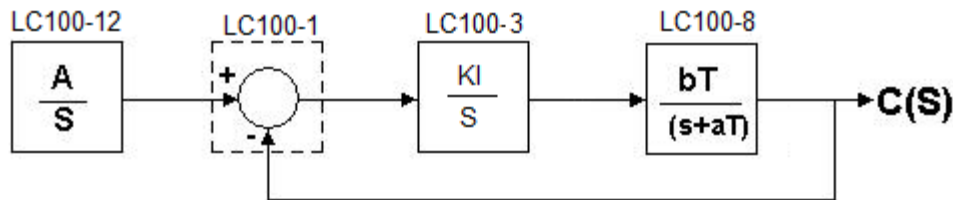
۶- مراحل ۴ و ۵ را با تغییر ولوم K_p به مقادیر ۲ ، ۵ و ۱۰ کیلو اهم ، مجدداً تکرار نمایید و نتایج را ثبت و بررسی نمایید.



شکل ۱۳-۴ $K_p=2K$ شکل ۱۳-۵ $K_p=5K$ شکل ۱۳-۶ $K_p=10K$

مشاهده می‌کنید که با افزایش K_p درصد بالازدگی پاسخ overshoot افزایش می‌یابد و از طرفی زمان پیک کاهش می‌یابد و در کل پاسخ سیستم به سمت ناپایداری می‌رود.

آزمایش ۱۴: بررسی کنترل کننده انتگرالی (I-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول



شکل ۱-۱۴

تابع تبدیل حلقه بسته سیستم به صورت زیر است:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bTk_i}{s^2 + aTs + bTk_i}$$

نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می‌آید.

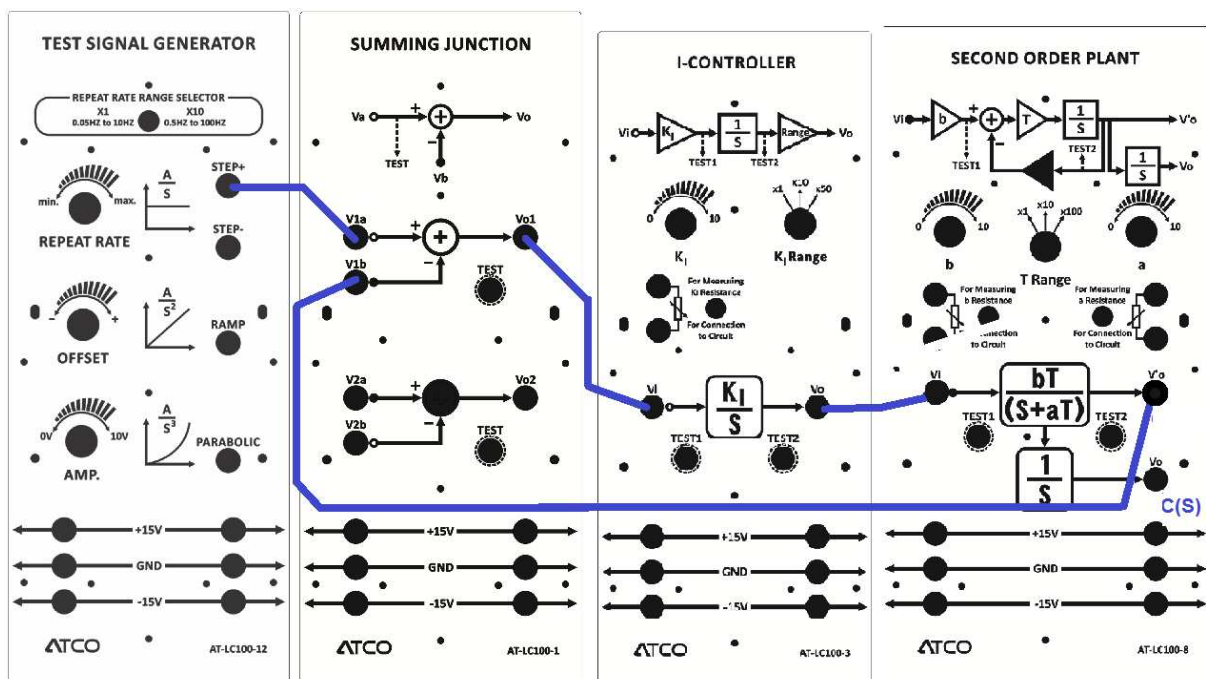
$$\xi = \frac{aT}{2\omega_n} = \frac{aT}{2\sqrt{bTk_i}}$$

$$\omega_n = \sqrt{bTk_i}$$

مشاهده می‌کنید که با افزایش ضریب k_i ، بهره سیستم بزرگتر می‌شود که دامنه سیگنال خروجی را تقویت می‌کند از طرفی فرکانس طبیعی نامیرای سیستم نیز بزرگتر شده و نسبت میرایی کم می‌شود که در نتیجه آن خروجی سیستم از میرای بحرانی به سمت نوسانی نامیرا شدن می‌رود. میزان overshoot بیشتر شده و زمان پیک کاهش می‌یابد.

مراحل آزمایش:

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید:



شکل ۱۴-۲

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 2.2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

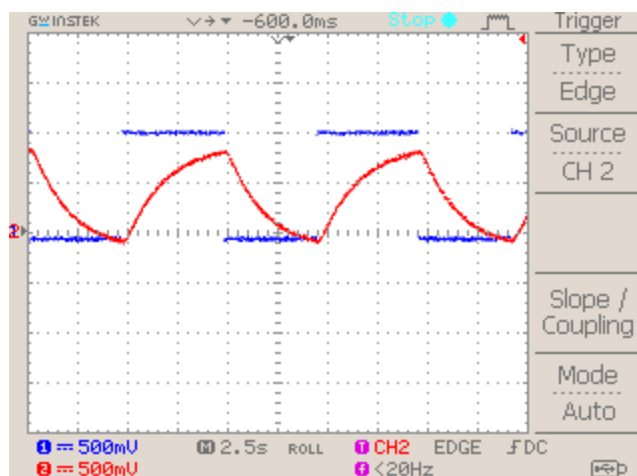
۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید. در این صورت داریم :

$$Gp(s) = \frac{5}{s + 5}$$

$$M(s) = \frac{5Ki}{s^2 + 5s + 5Ki}$$

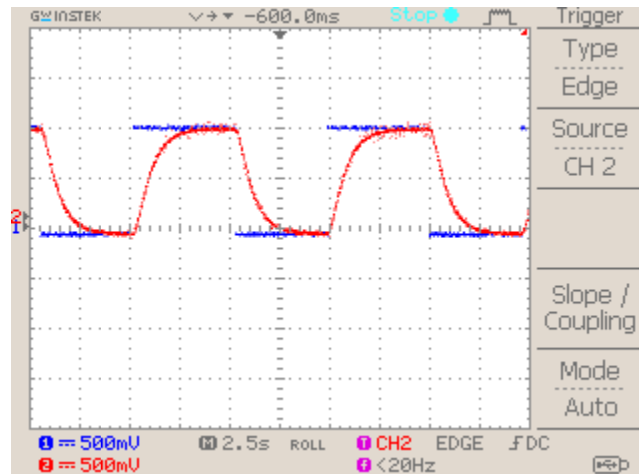
۴- روی ماژول LC100-3 سلکتور Ki را در وضعیت $\times 1$ و ولوم Ki را در موقعیت 0.5K کیلو اهم تنظیم نمایید.

۵- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo1 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .

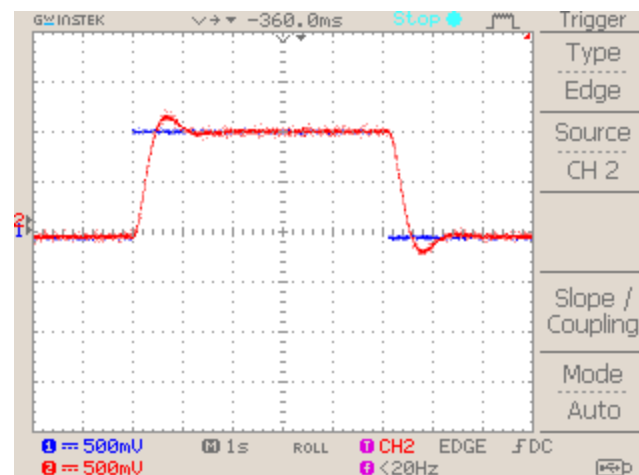


شکل ۱۴-۳

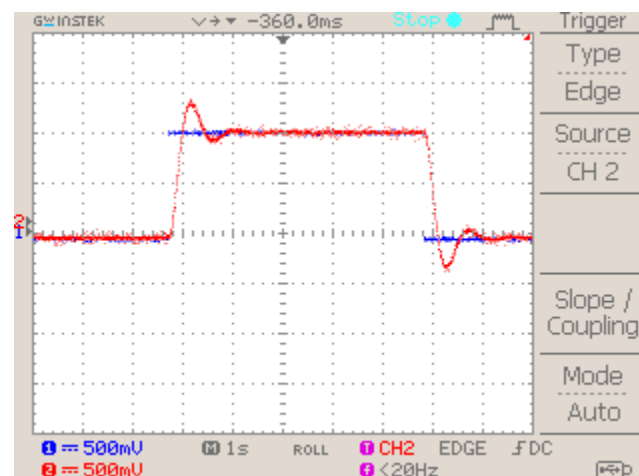
۶- مراحل ۳ به بعد را برای Ki 1K, 5K, 10K اهم نیز تکرار نمایید .



شکل ۱۴-۴ Ki=1



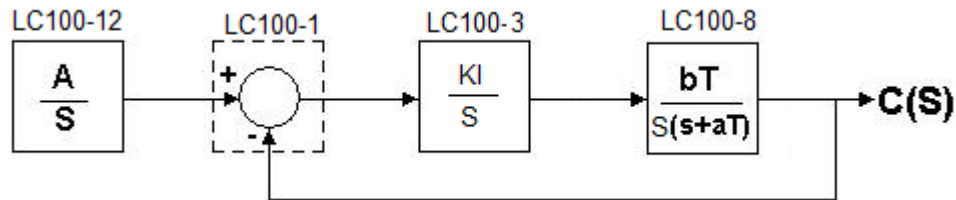
شکل ۱۴-۵ Ki=5K



شکل ۱۴-۶ Ki=10

مشاهده می‌کنید که با افزایش K_i درصد بالازدگی پاسخ overshoot افزایش می‌یابد و از طرفی زمان پیک کاهش می‌یابد و در کل پاسخ سیستم به سمت ناپایداری می‌رود.

آزمایش ۱۵: بررسی کنترل کننده انتگرالی (I-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم

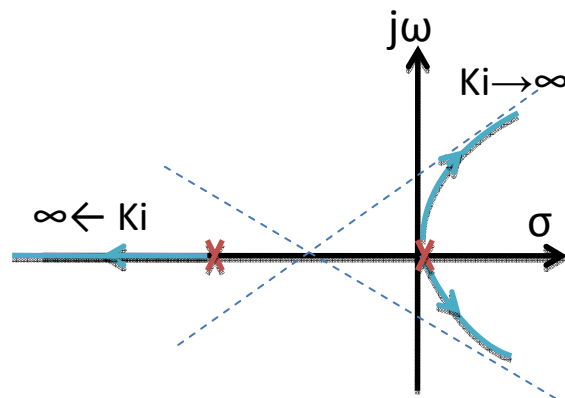


شکل ۱-۱۵

تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است :

$$T(s) = \frac{bT k_i}{s^2(s + aT)}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT k_i}{s^3 + aTs^2 + bT k_i}$$

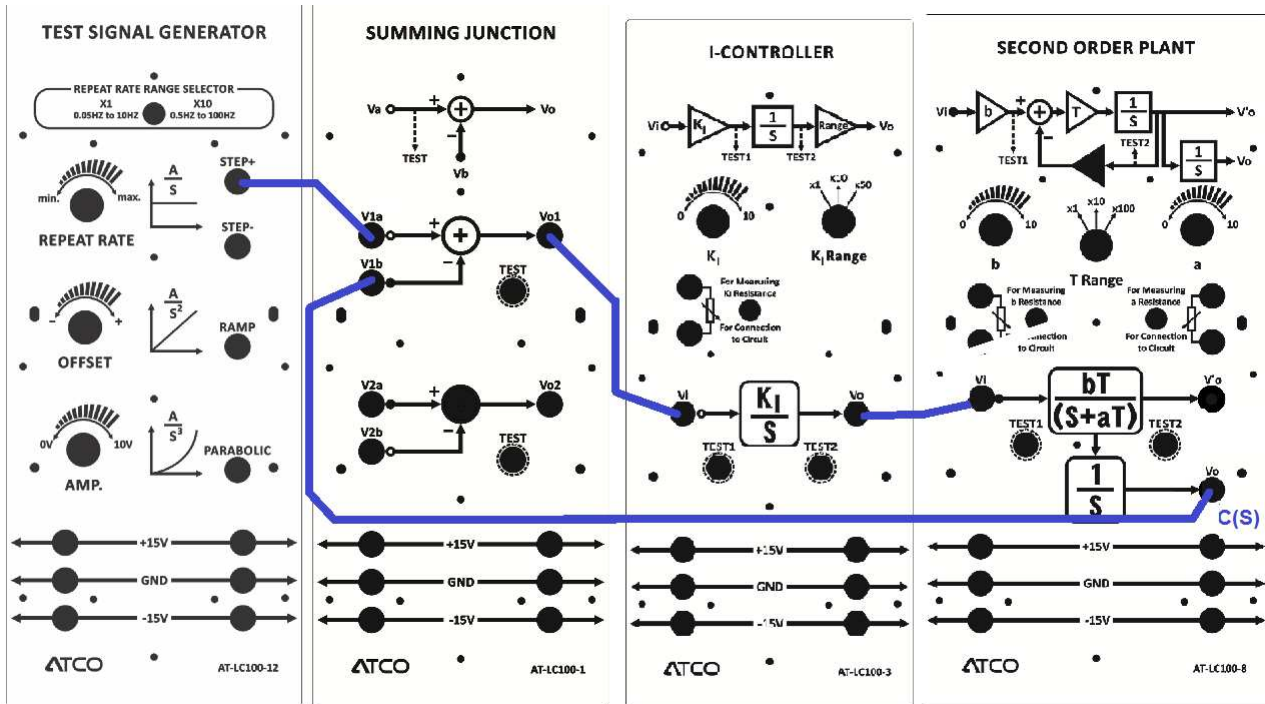


شکل ۲-۱۵

مشاهده می کنید که با افزایش ضریب k_i ، بهره سیستم بزرگتر می شود که دامنه سیگنال خروجی را تقویت می کند از طرفی قطب های سیستم به سمت راست صفحه منتقل می شوند، که در نتیجه آن خروجی سیستم به سمت نوسانی نا میرا شدن می رود. خروجی به شکل نوسانی افزایشی خواهد بود و با افزایش بهره k_i فرکانس نوسانات نیز افزایش می یابد.

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



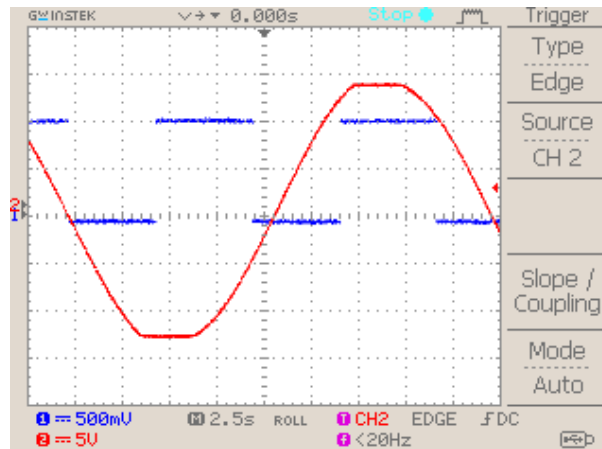
شکل ۱۵-۳

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید. در این صورت داریم :

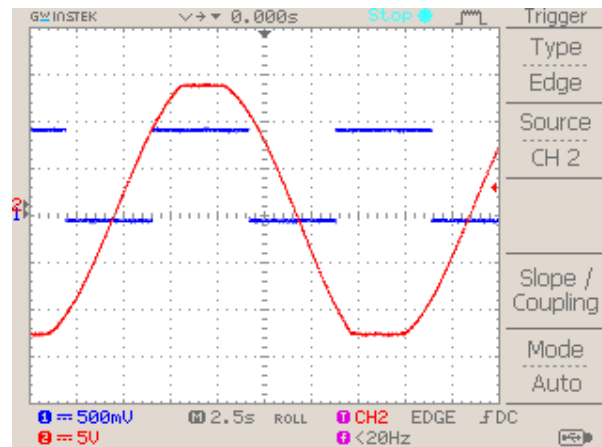
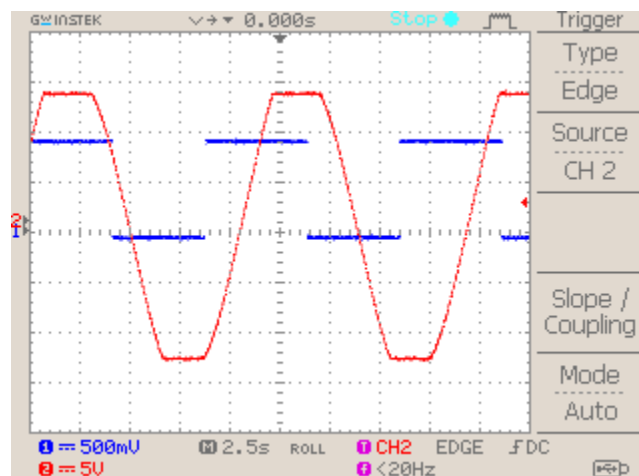
۴- روی ماژول LC100-3 سلکتور K_I را در وضعیت $\times 1$ و ولوم K_I را در موقعیت 0.1K کیلو اهم تنظیم نمایید.

۵- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول LC100-12 و خروجی Vo2 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



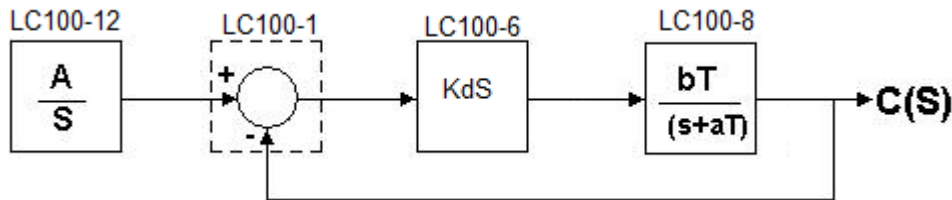
شکل ۱۵-۴

۶- مراحل ۳ به بعد را برای K_i ، $0.2K$ و $0.5K$ کیلو اهم نیز تکرار نمایید.

شکل ۱۵-۵ $K_i=0.2$ شکل ۱۵-۶ $K_i=0.5$

مشاهده می کنید که دامنه و فرکانس خروجی نسبت به زمان افزایش می یابند.

آزمایش ۱۶: بررسی کنترل کننده مشتقی (D-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول



شکل ۱-۱۶

تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است :

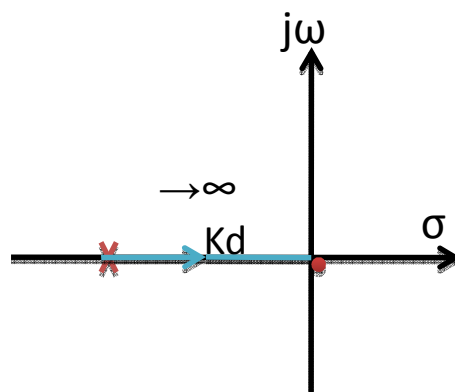
$$T(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bTk_d s}{s + aT}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bTk_d s}{s(bTk_d + 1) + aT}$$

پاسخ زمانی خروجی به صورت زیر خواهد بود .

$$c(t) = \frac{bTk_d}{bTk_d + 1} e^{\frac{-aT}{bTk_d + 1} t}$$

کنترل کننده مشتقی به خاطر داشتن عامل مشتق گیر $k_d s$ ، از ورودی سیستم مشتق می‌گیرد در نتیجه پاسخ پله سیستم صفر خواهد بود .



شکل ۲-۱۶

مشاهده می‌کنید که با افزایش ضریب k_d ، بهره سیستم بزرگتر می‌شود که دامنه سیگنال خروجی را تقویت می‌کند از طرفی با افزایش بهره k_d قطب سیستم به سمت مبدا حرکت می‌کند و در نتیجه ثابت زمانی پاسخ گذرای سیستم افزایش می‌یابد . از آنجایی که سیستم نوع صفر است ، خطای ماندگار آن به صورت زیر است :

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + T(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \frac{bTk_d s}{s+aT}}$$

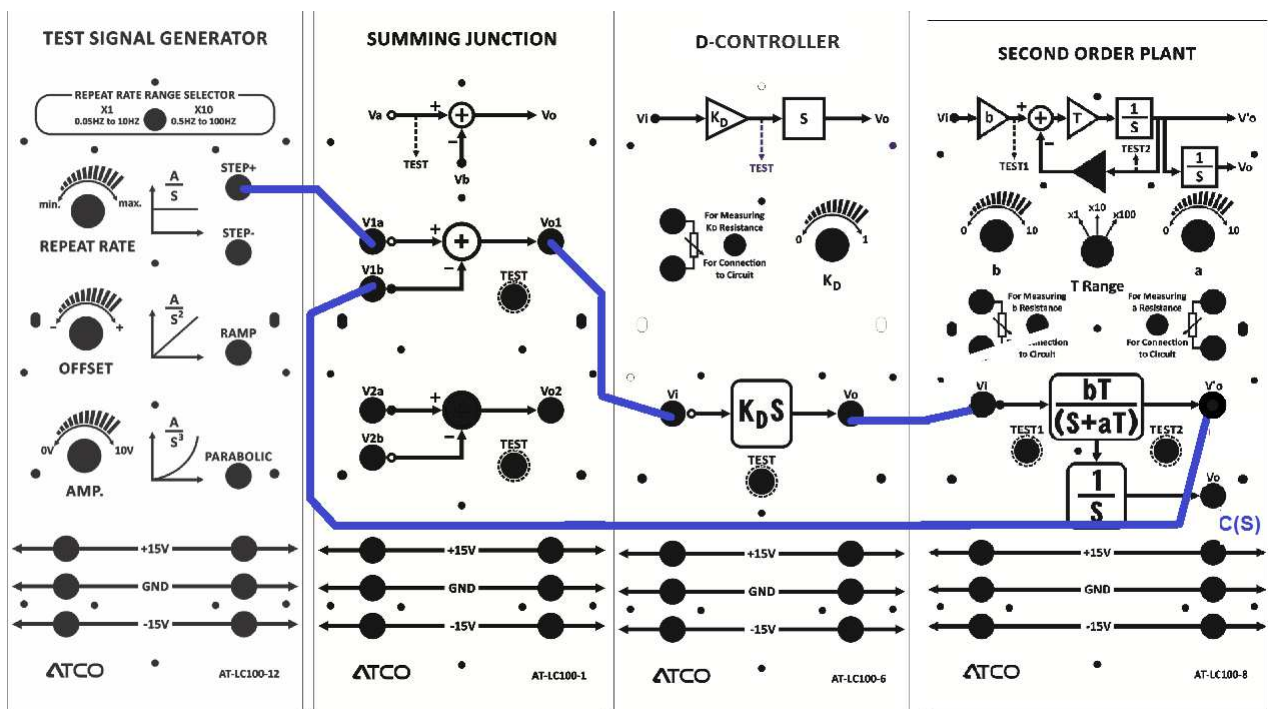
برای ورودی پله خطا به صورت زیر است .

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \frac{bTk_d s}{s+aT}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \frac{bk_d s}{a}} = 1$$

همانطور که مشاهده می‌شود بهره K_d تاثیری روی مقدار نهایی خطای ماندگار نخواهد داشت .

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

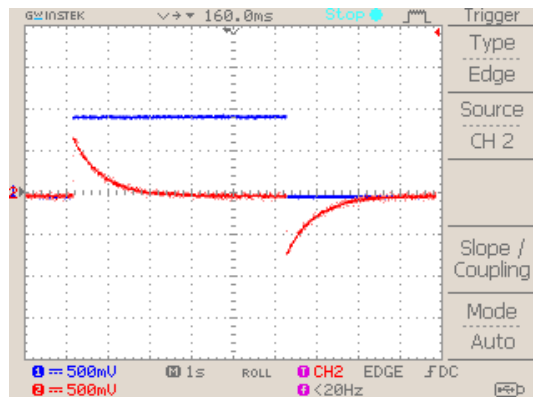


شکل ۱۶-۳

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

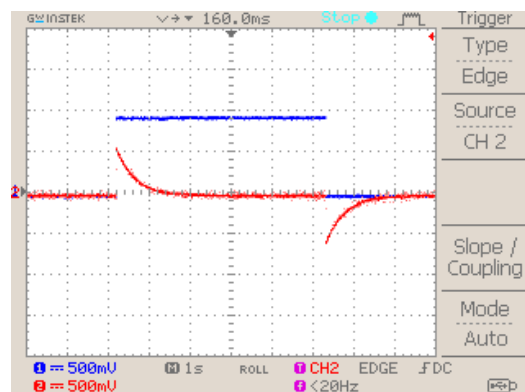
۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و b , a را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید.

- ۴- روی ماژول LC100-6 ولوم K_d را در موقعیت ۱ کیلو اهم تنظیم نمائید.
- ۵- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o1} ماژول LC100-08 و خروجی STEP+ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



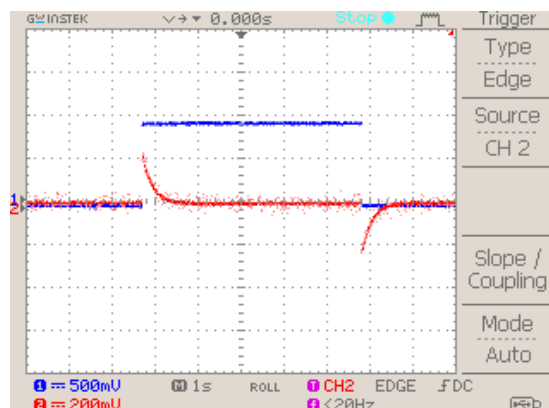
شکل ۱۶-۴

- ۶- مقدار K_D را به ۵ کیلو اهم تغییر دهید و سپس دوباره خروجی STEP+ و خروجی V_{o1} ماژول LC100-08 را اندازه گیری نمایید .



شکل ۱۶-۵

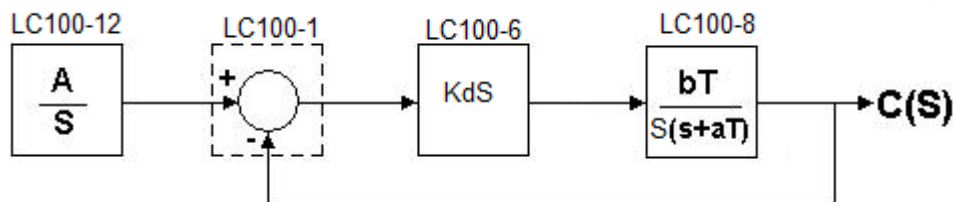
- ۷- مراحل فوق را با ماکزیمم مقدار K_D نیز اندازه گیری نمایید .



شکل ۱۶- ۶

مشاهده می‌شود که با افزایش بهره ثابت زمانی افزایش یافته است.

آزمایش ۱۷: بررسی کنترل کننده مشتقی (D-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم



شکل ۱۷- ۱

تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است:

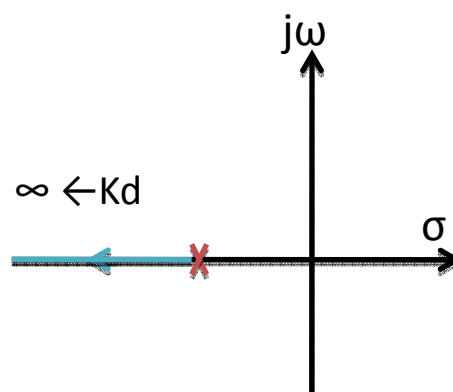
$$T(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bTk_d}{s + aT}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bTk_d}{s + aT + bTk_d}$$

پاسخ زمانی خروجی به صورت زیر خواهد بود.

$$c(t) = \frac{bTk_d}{aT + bTk_d} (1 - e^{-(aT+bTk_d)t})$$

کنترل کننده مشتقی به خاطر داشتن عامل مشتق گیر $k_d s$ ، از ورودی سیستم مشتق می‌گیرد.



شکل ۱۷- ۲

مشاهده می‌کنید که با افزایش ضریب k_d ، بهره سیستم بزرگتر می‌شود که دامنه سیگنال خروجی را تقویت می‌کند از طرفی با افزایش بهره k_d قطب سیستم از مبدا دور می‌شود و در نتیجه ثابت زمانی پاسخ گذرای سیستم کاهش می‌یابد در نتیجه پاسخ سیستم سریعتر می‌شود.

از آنجایی که سیستم نوع یک است، خطای ماندگار آن به صورت زیر است:

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + T(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \frac{bTk_d}{s+aT}}$$

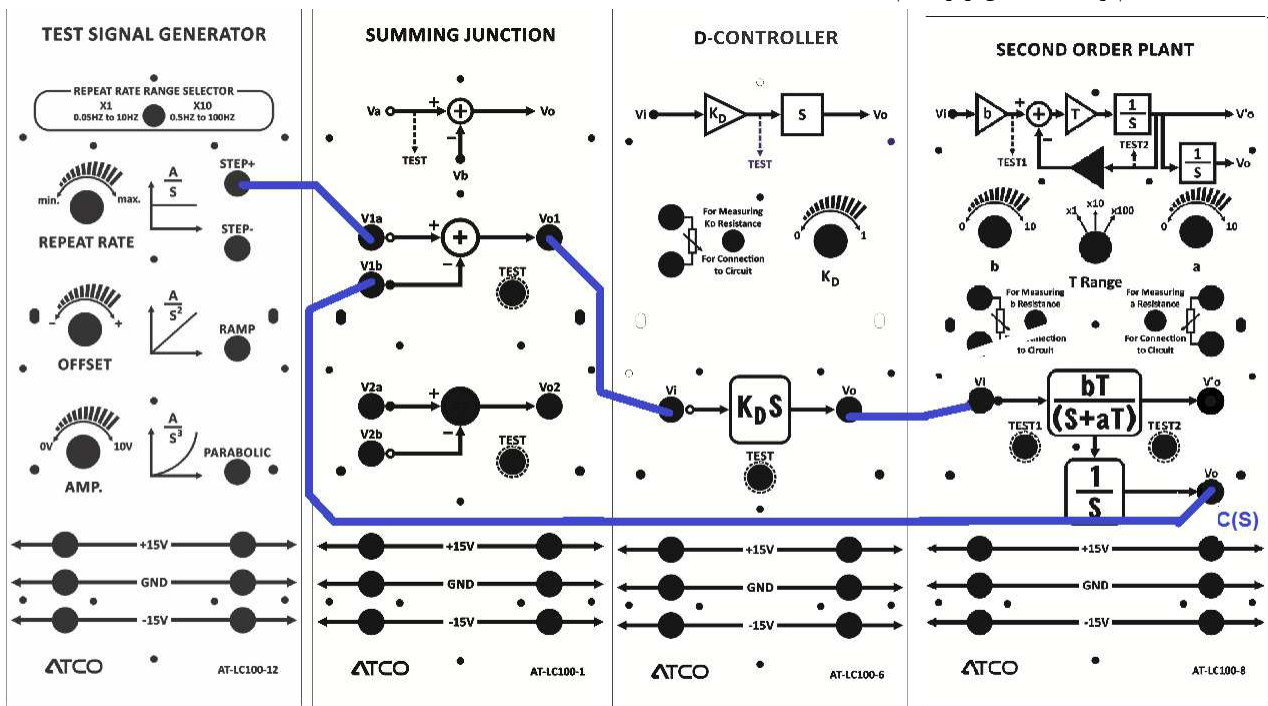
برای ورودی پله خطا به صورت زیر است .

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \frac{bTk_d}{s+aT}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \frac{bk_d}{a}}$$

همانطور که مشاهده می شود با افزایش بهره K_d مقدار نهایی خطای ماندگار کاهش می یابد.

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

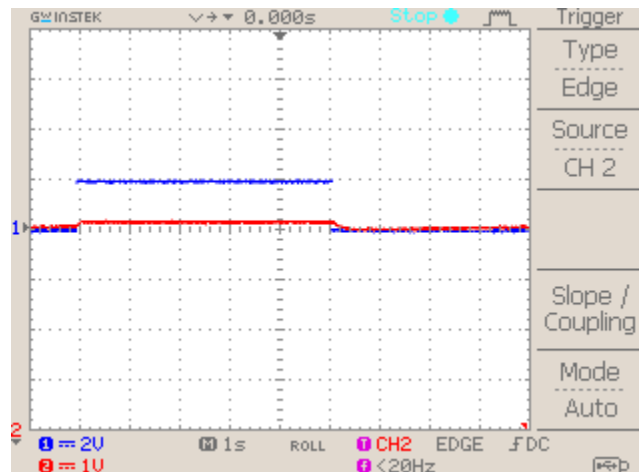


شکل ۱۷-۳

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

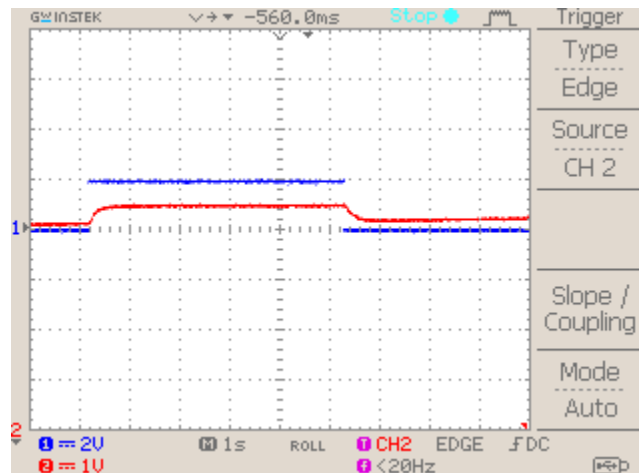
۳- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید.

- ۴- روی ماژول LC100-6 ولوم K_d را در موقعیت ۵ کیلو اهم تنظیم نمائید.
- ۵- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o2} ماژول LC100-08 و خروجی STEP+ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید



شکل ۱۷-۴

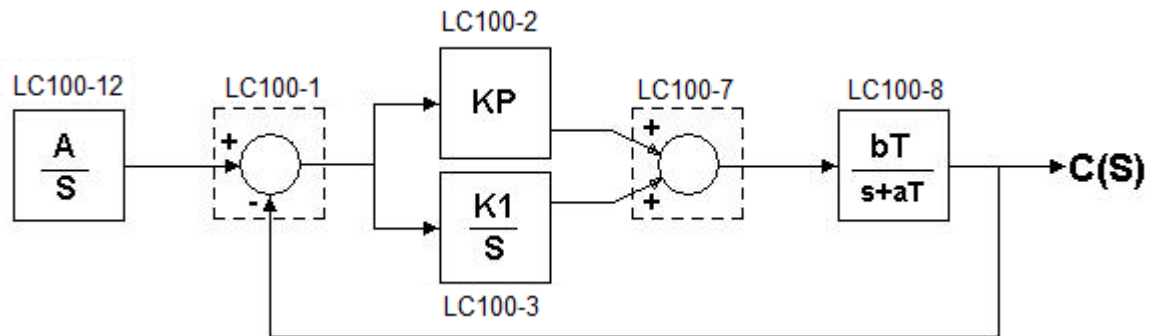
- ۶- مقدار K_d را به ماکزیمم مقدارافزایش دهید و سپس دوباره خروجی STEP+ و خروجی V_{o2} ماژول LC100-08 را اندازه گیری نمایید .



شکل ۱۷-۵

همانطور که میبینید با افزایش بهره K_d ، دامنه خروجی و مقدار نهایی آن افزایش یافته است .

آزمایش ۱۸: بررسی کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول



شکل ۱۸-۱

تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است :

$$T(s) = \frac{bT(sk_p + k_i)}{s(s + aT)}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT(sk_p + k_i)}{s^2 + (aT + bTk_p)s + bTk_i}$$

نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\xi = \frac{aT + bTk_p}{2\omega_n} = \frac{aT + bTk_p}{2\sqrt{bTk_i}}$$

$$\omega_n = \sqrt{bTk_i}$$

به دلیل اضافه شدن کنترل کننده PI سیستم از نوع صفر به نوع یک تبدیل می‌شود ، خطای ماندگار آن به صورت زیر است :

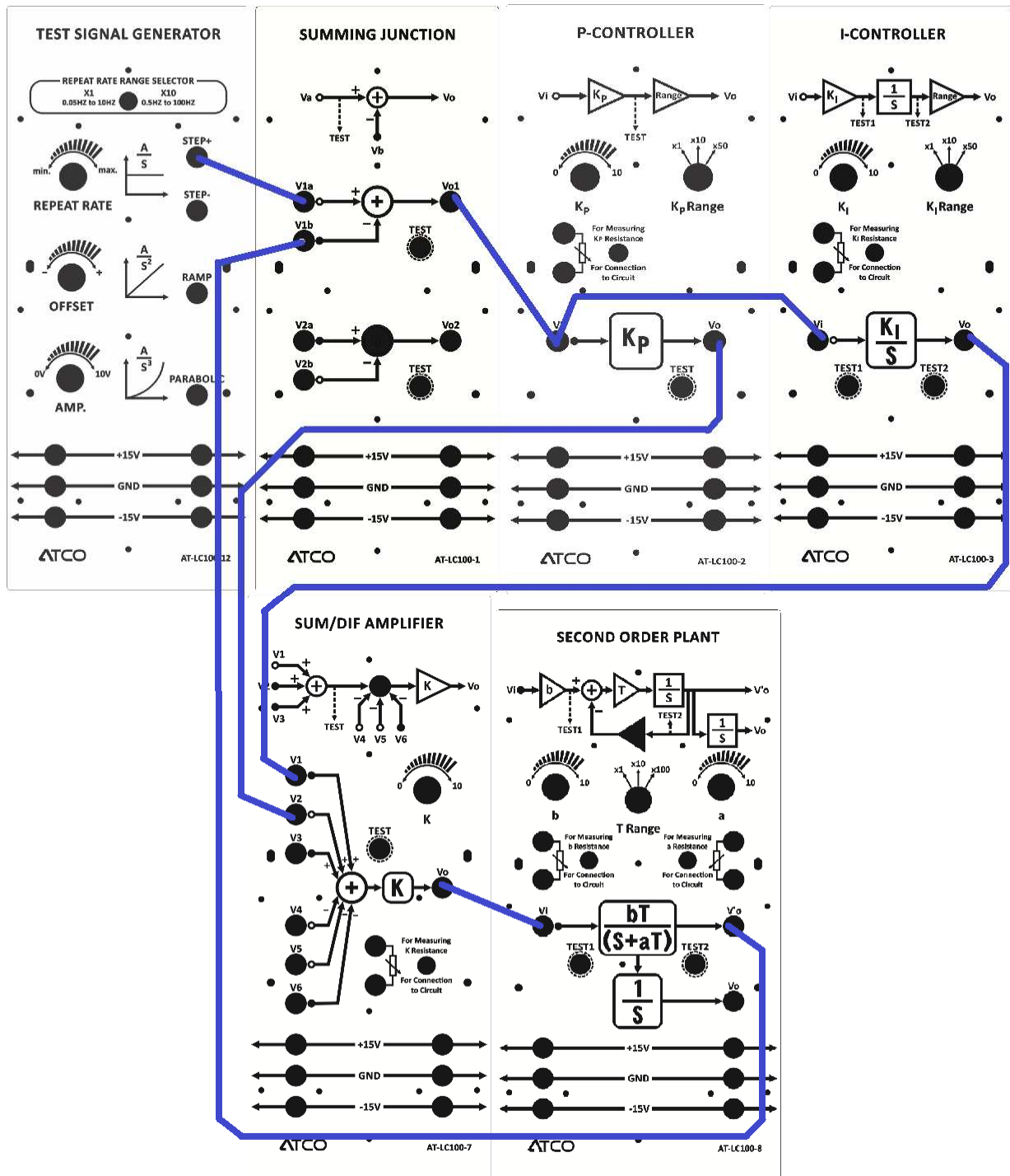
$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + T(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \frac{bT(sk_p + k_i)}{s(s+aT)}}$$

خطای حالت ماندگار برای ورودی پله صفر می‌شود که از کنترل کننده I ناشی می‌شود .

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \frac{bT(sk_p + k_i)}{s(s+aT)}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \frac{bk_i}{as}} \cong 0$$

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



شکل ۱۸-۲

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

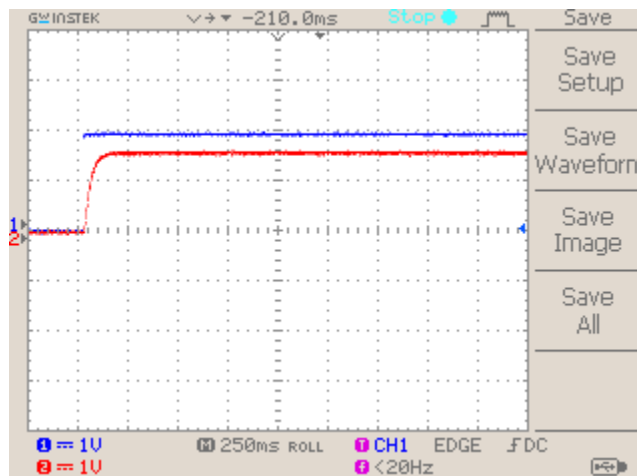
۳- روی ماژول LC100-7 ولوم K را در موقعیت 5K اهم تنظیم نمایید.

۴- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید.

۵- روی ماژول LC100-2 ولوم Kp را در موقعیت ۱۰ کیلو اهم تنظیم نمایید.

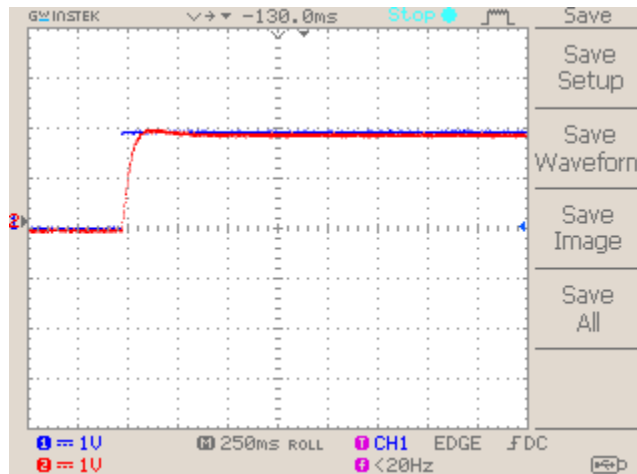
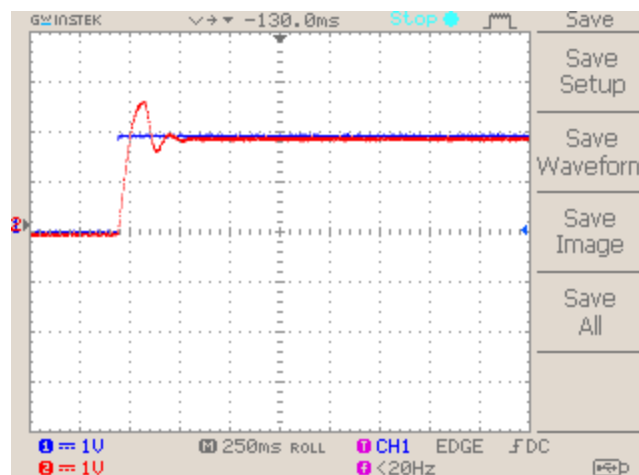
۶- روی ماژول LC100-3 ولوم Ki را در موقعیت 0 کیلو اهم تنظیم نمایید.

۷- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o1} ماژول LC100-08 و خروجی STEP+ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۱۸-۳

۸- مراحل قبل را برای Ki های دیگر نیز تکرار نمایید .

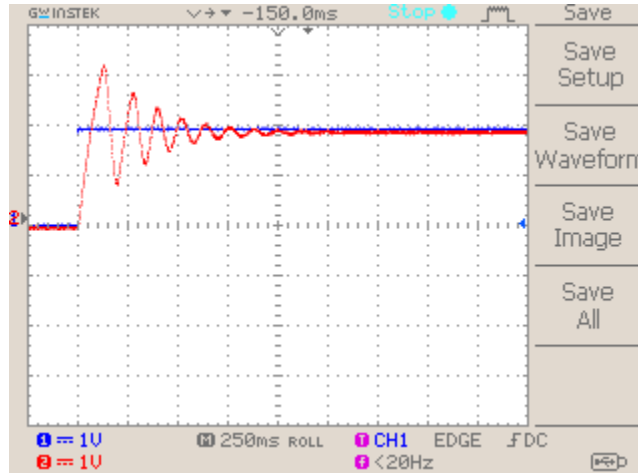
شکل ۱۸-۴ $K_i = 100k$ شکل ۱۸-۵ $K_i = 100k \times 10$

برای یک k_p ثابت، با افزایش بهره k_i ، فرکانس طبیعی نامیرا ω_n افزایش و نسبت میرایی کاهش می‌یابد. در نتیجه پاسخ سیستم سریعتر می‌گردد ولی درصد بالازدگی بیشتری خواهیم داشت. این پدیده را می‌توان به کمک بهره k_p تا حدودی بر طرف نمود.

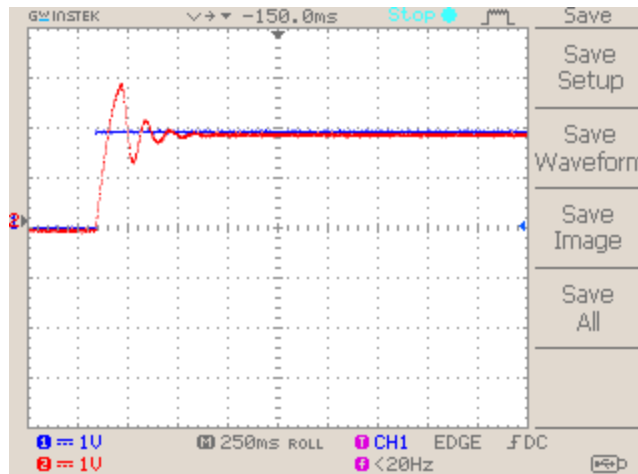
۹- در این مرحله K_i را در موقعیت ماکزیمم نگاه داشته و این بار K_p را تغییر می‌دهیم.

۱۰- ولوم K_p را تغییر دهید و نتایج را بررسی نمایید.

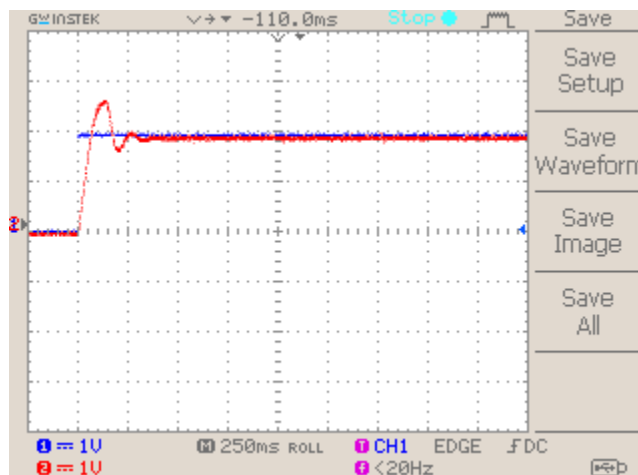
۱۱- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o1} ماژول LC100-08 و خروجی STEP+ در ماژول LC100-12 را اندازه‌گیری و ثبت نمایید.



شکل ۱۸-۸ $K_p = 1k$



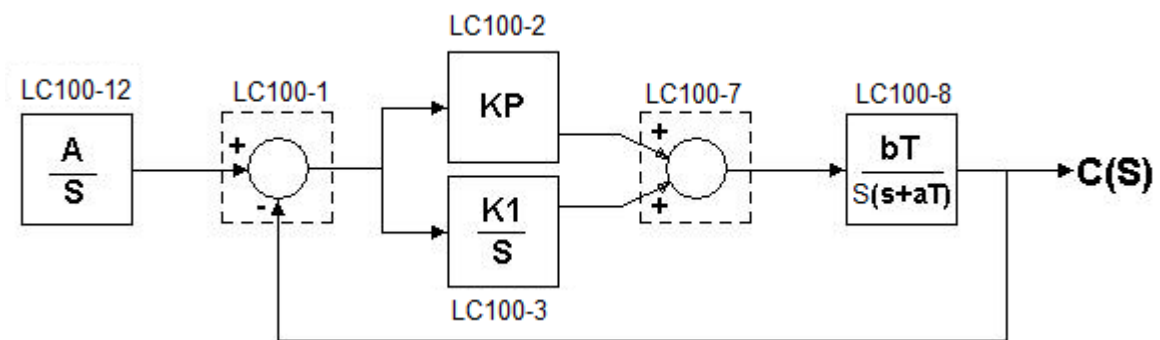
شکل ۱۸-۹ $K_p = 5k$



شکل ۱۸-۱۰ $K_p = 10k$

مشاهده می‌کنید که برای یک k_i ثابت، با افزایش بهره k_p ، نسبت میرایی افزایش می‌یابد و فرکانس ω_n بدون تغییر می‌ماند در نتیجه آن میزان overshoot کاهش می‌یابد.

آزمایش ۱۹: بررسی کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم



شکل ۱۹-۱

تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است:

$$T(s) = \frac{bT(sk_p + k_i)}{s^2(s + aT)}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT(sk_p + k_i)}{s^2(s + aT) + bT(sk_p + k_i)}$$

به دلیل اضافه شدن کنترل کننده PI سیستم از نوع یک به نوع دو تبدیل می‌شود، خطای ماندگار آن به صورت زیر است:

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + T(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \frac{bT(sk_p + k_i)}{s^2(s + aT)}}$$

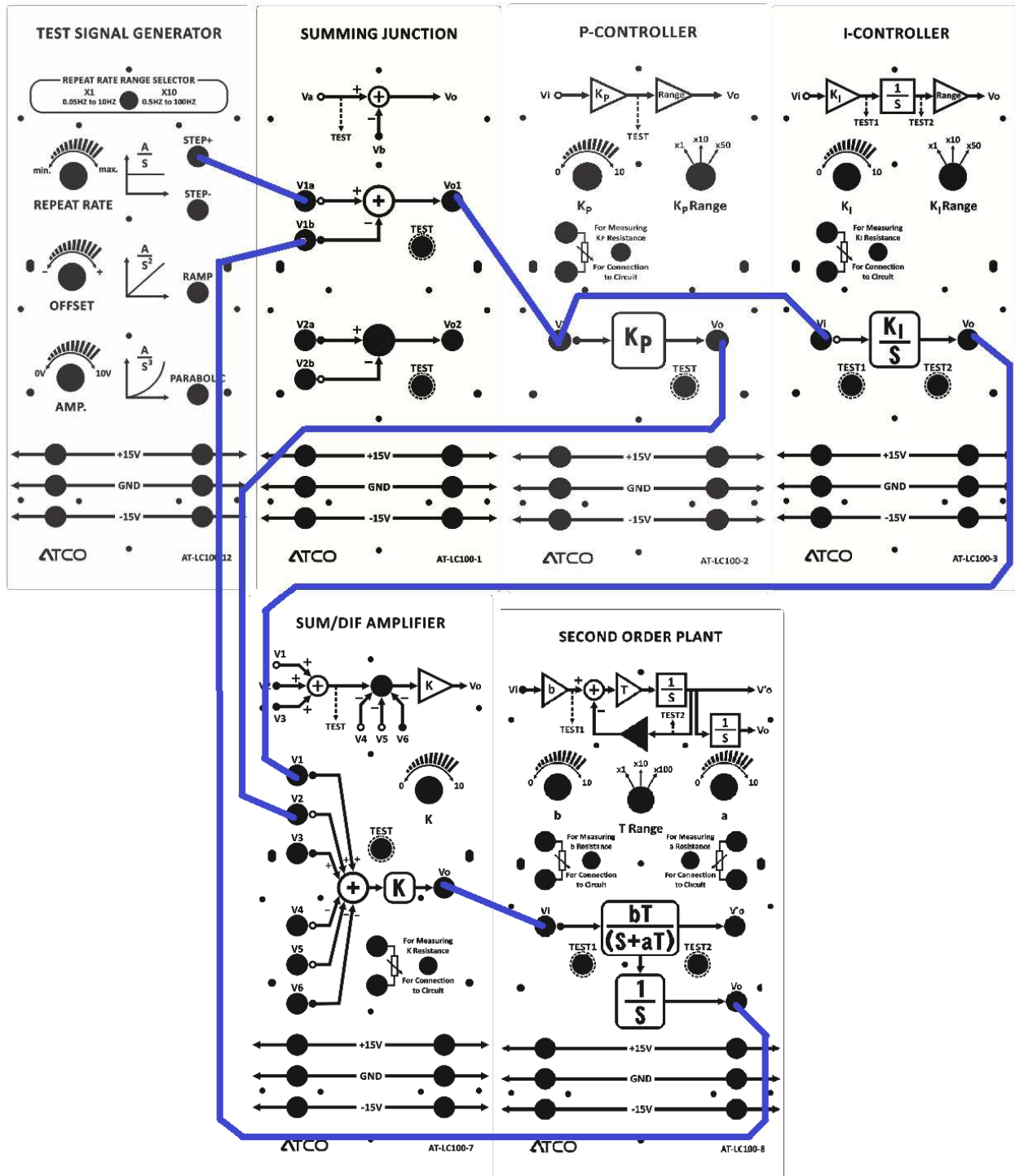
خطای حالت ماندگار برای ورودی پله صفر می‌شود که از کنترل کننده I ناشی می‌شود.

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \frac{bT(sk_p + k_i)}{s^2(s+aT)}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \frac{bk_i}{as^2}} \cong 0$$

به دلیل وجود کنترل کننده I، پاسخ سیستم به سمت نوسانی و ناپایدار شدن می‌رود ولی خطای ماندگار سیستم کاهش می‌یابد و صفر می‌شود. از طرفی به کمک کنترل کننده P پاسخ سیستم سریعتر می‌شود

مراحل آزمایش :

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :



شکل ۱۹-۲

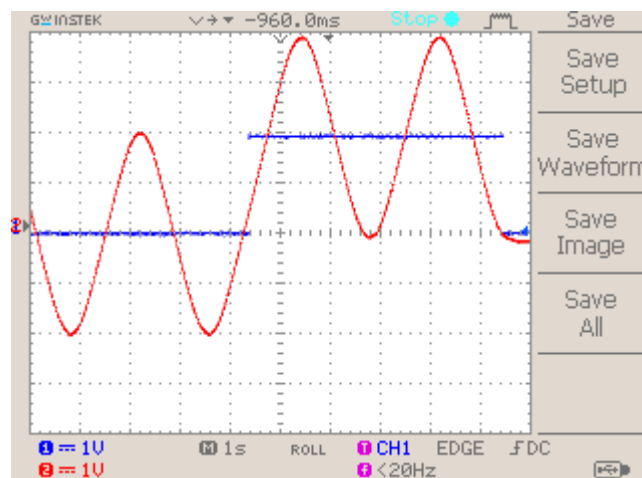
۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .

۳- روی ماژول LC100-7 ولوم K را در موقعیت 5K اهم تنظیم نمائید.

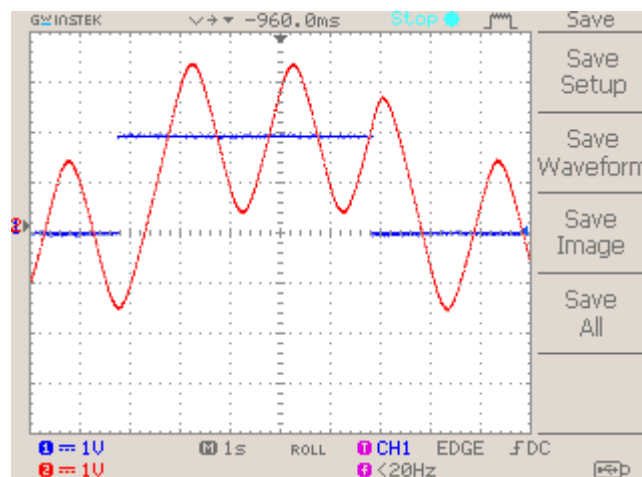
۴- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۵ کیلو اهم تنظیم نمائید.

۵- روی ماژول LC100-2 ولوم Kp را در موقعیت ۱ کیلو اهم تنظیم نمائید.

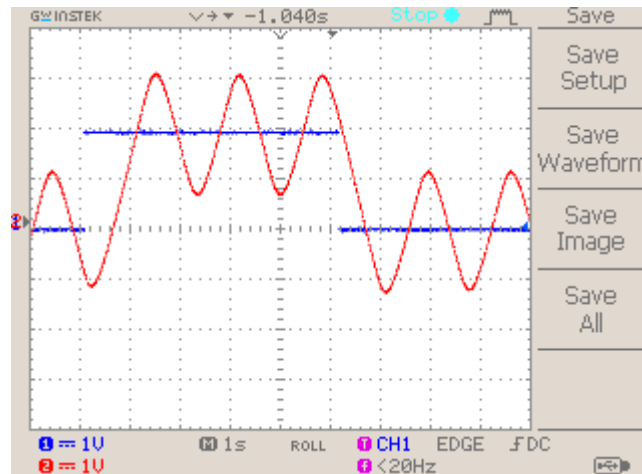
۶- روی ماژول RN-E303 ولوم Ki را در موقعیت ۲۰ ، ۵۰ کیلو اهم و ماکزیمم مقدار تنظیم نمائید.



شکل ۱۹-۳ $K_i = 20K$

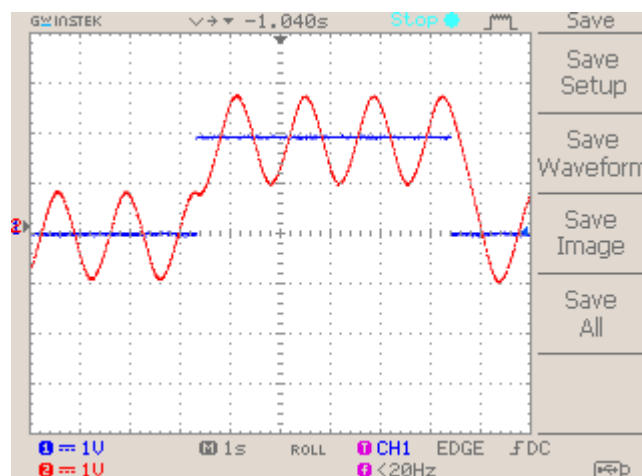


شکل ۱۹-۴ $K_i = 50K$

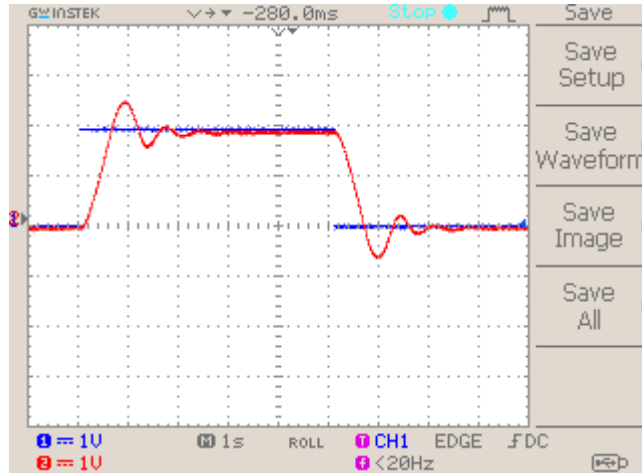


شکل ۱۹-۵ $K_i = MAX$

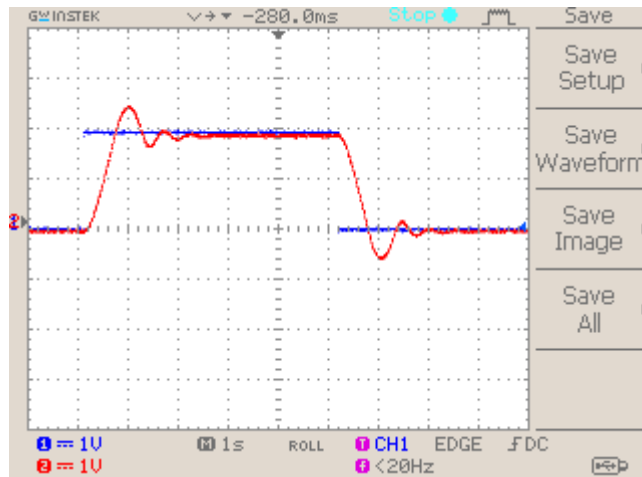
- ۷- در این مرحله K_i را ثابت نگاه داشته و K_p را تغییر می‌دهیم .
- ۸- ولوم K_i را روی موقعیت ۲۰ کیلو اهم تنظیم نمایید .
- ۹- ولوم K_p را روی موقعیت های ۱۰ و ۵۰ کیلو اهم و ماکزیمم مقدار تنظیم نمایید و نتایج را بررسی نمایید .



شکل ۱۹-۶ $K_p = 10K$

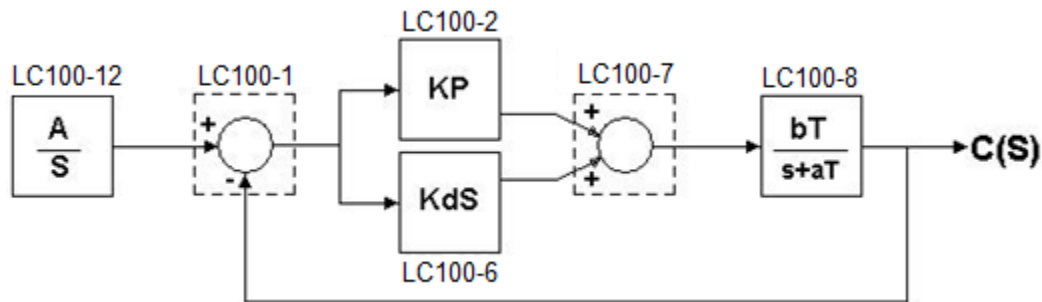


شکل ۱۹-۷ $K_p = 50K$



شکل ۱۹-۸ $K_p = MAX$

آزمایش ۲۰: بررسی کنترل کننده تناسبی مشتقی (PD-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه اول



شکل ۲۰-۱

تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است :

$$T(s) = \frac{bT(sk_d + k_p)}{s + aT}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT(sk_p + k_i)}{s(1 + bTk_d) + aT + bTk_p}$$

سیستم از نوع صفر است ، خطای ماندگار آن به صورت زیر است :

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + T(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \frac{bT(sk_d + k_p)}{s + aT}}$$

خطای حالت ماندگار برای ورودی پله به صورت زیر بدست می آید . که با افزایش بهره k_p ، مقدار خطای ماندگار کاهش می یابد .

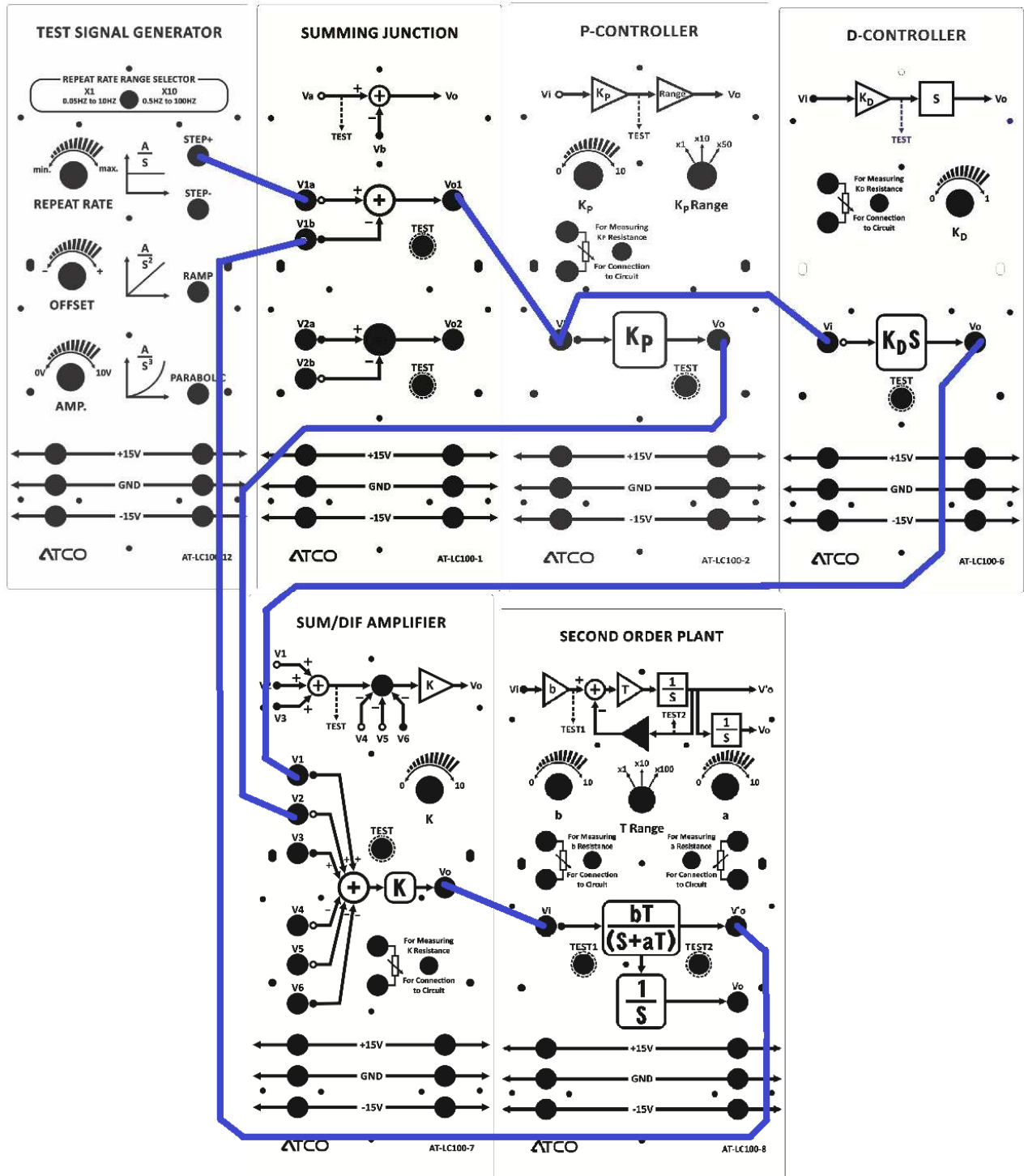
$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \frac{b(k_p)}{a}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \frac{bk_p}{a}}$$

اولین مقدار و مقدار نهایی خروجی از روابط زیر بدست می آید .

$$C(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} C(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \left(\frac{1}{s} \right) G(s) = \lim_{t \rightarrow 0} c(t) = \frac{bTk_d}{1 + bTk_d}$$

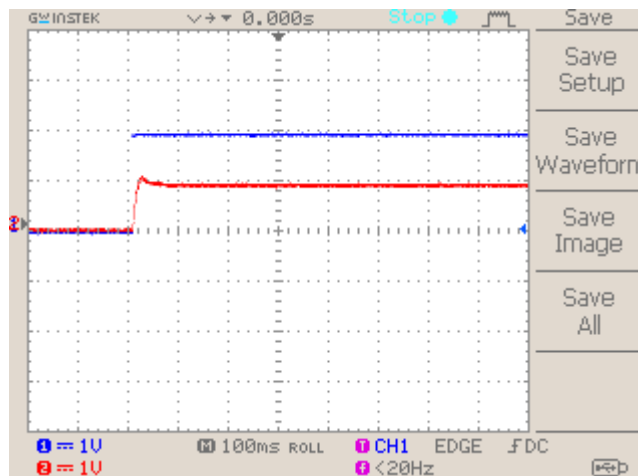
$$C(s) = \lim_{s \rightarrow 0} C(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{1}{s} \right) G(s) = \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = \frac{k_p}{k_p + aT}$$

همانطور که مشاهده می‌کنید مقدار اولیه خروجی تحت تاثیر K_D و مقدار نهایی خروجی از بهره K_P تاثیر می‌گیرد. کنترل کننده P خطای حالت ماندگار سیستم را کاهش می‌دهد و کنترل کننده D روی پاسخ زمانی تاثیر می‌گذارد. ۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید:



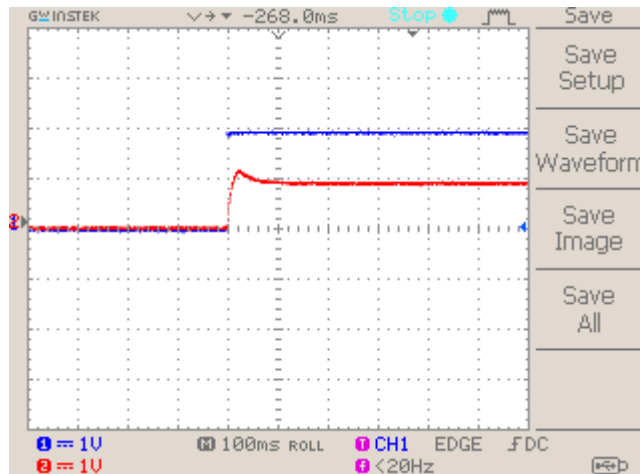
شکل ۲۰-۲

- ۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید .
- ۳- روی ماژول LC100-7 ولوم K را در موقعیت ۱ کیلو اهم تنظیم نمایید.
- ۴- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a , b را روی ۱۰۰ کیلو اهم تنظیم نمایید.
- ۵- روی ماژول LC100-2 ولوم Kp را در موقعیت ۱۰ کیلو اهم تنظیم نمایید.
- ۶- روی ماژول LC100-6 ولوم Kd را در موقعیت ۵ کیلو اهم تنظیم نمایید.
- ۷- با اسیلوسکوپ خروجی Vo1 ماژول LC100-08 و خروجی STEP+ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید .

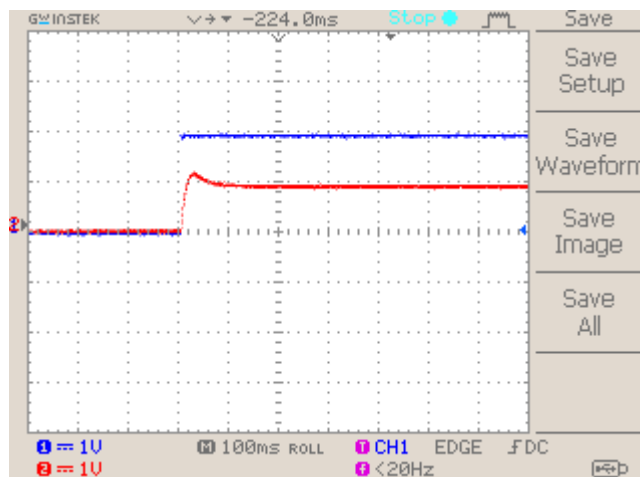


شکل ۲۰-۳

- ۸- مراحل قبل را برای Kd های ۸ کیلو اهم و ماکزیمم مقدار تکرار کنید و نتایج را برای خطای حالت ماندگار مقایسه نمایید.



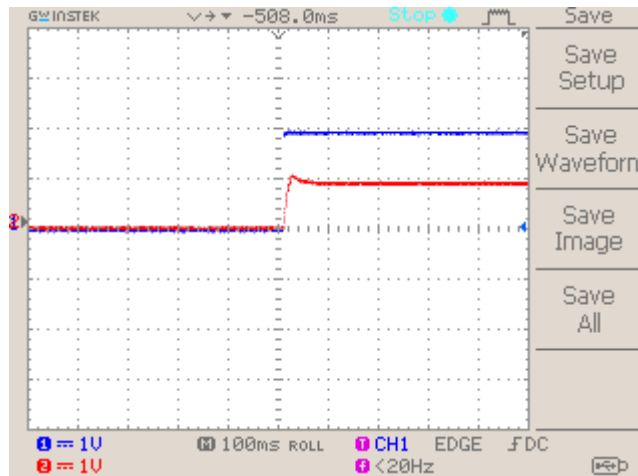
شکل ۲۰-۳



شکل ۲۰-۴

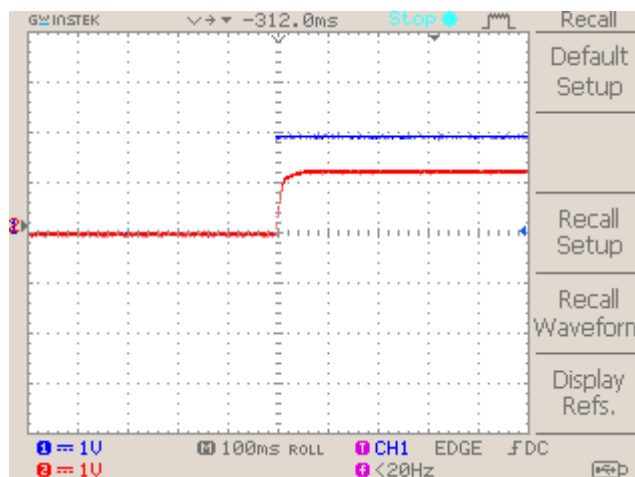
۹- در این مرحله K_d را ۵ کیلو اهم و K_p را ۱ کیلو اهم قرار دهید .

۱۰- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o1} ماژول LC100-08 و خروجی $STEP+$ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید .

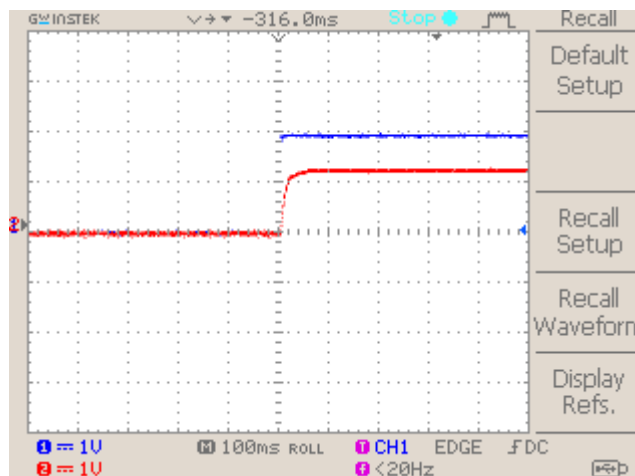


شکل ۲۰-۵

۱۱- نتایج را برای K_p های ۵۰ کیلو اهم و ماکزیمم مقدار مقایسه کنید .

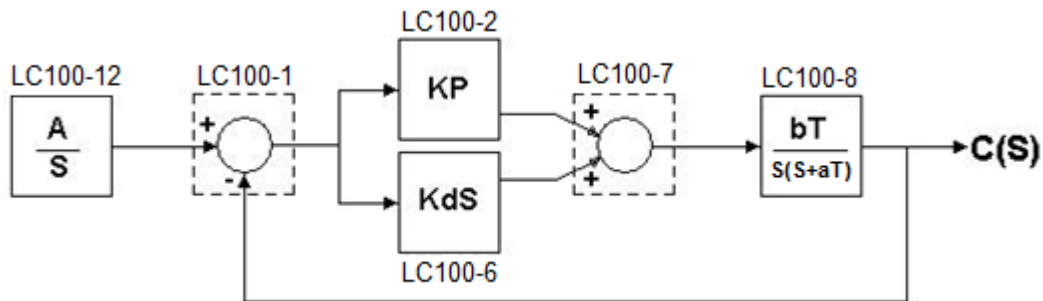


شکل ۲۰-۶



شکل ۲۰-۷

آزمایش ۲۱: بررسی کنترل کننده تناسبی مشتقی (PD-CONTROLLER) بر روی سیستم مرتبه دوم



شکل ۲۱-۱

تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است :

$$T(s) = \frac{bT(sk_d + k_p)}{s(s + aT)}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT(sk_d + k_p)}{s^2 + (aT + bTk_d)s + bTk_p}$$

معادله مشخصه سیستم حلقه بسته به صورت زیر است .

$$s^2 + (aT + bTk_d)s + bTk_p = 0$$

نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می آید.

$$\xi = \frac{aT + bTk_d}{2\omega_n} = \frac{aT + bTk_d}{2\sqrt{bTk_p}}$$

$$\omega_n = \sqrt{bTk_p}$$

با اضافه شدن کنترل کننده PD نوع سیستم تغییری نمی کند ، خطای ماندگار آن به صورت زیر است :

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + T(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \frac{bT(sk_d + k_p)}{s(s+aT)}}$$

خطای حالت ماندگار برای ورودی پله صفر می شود.

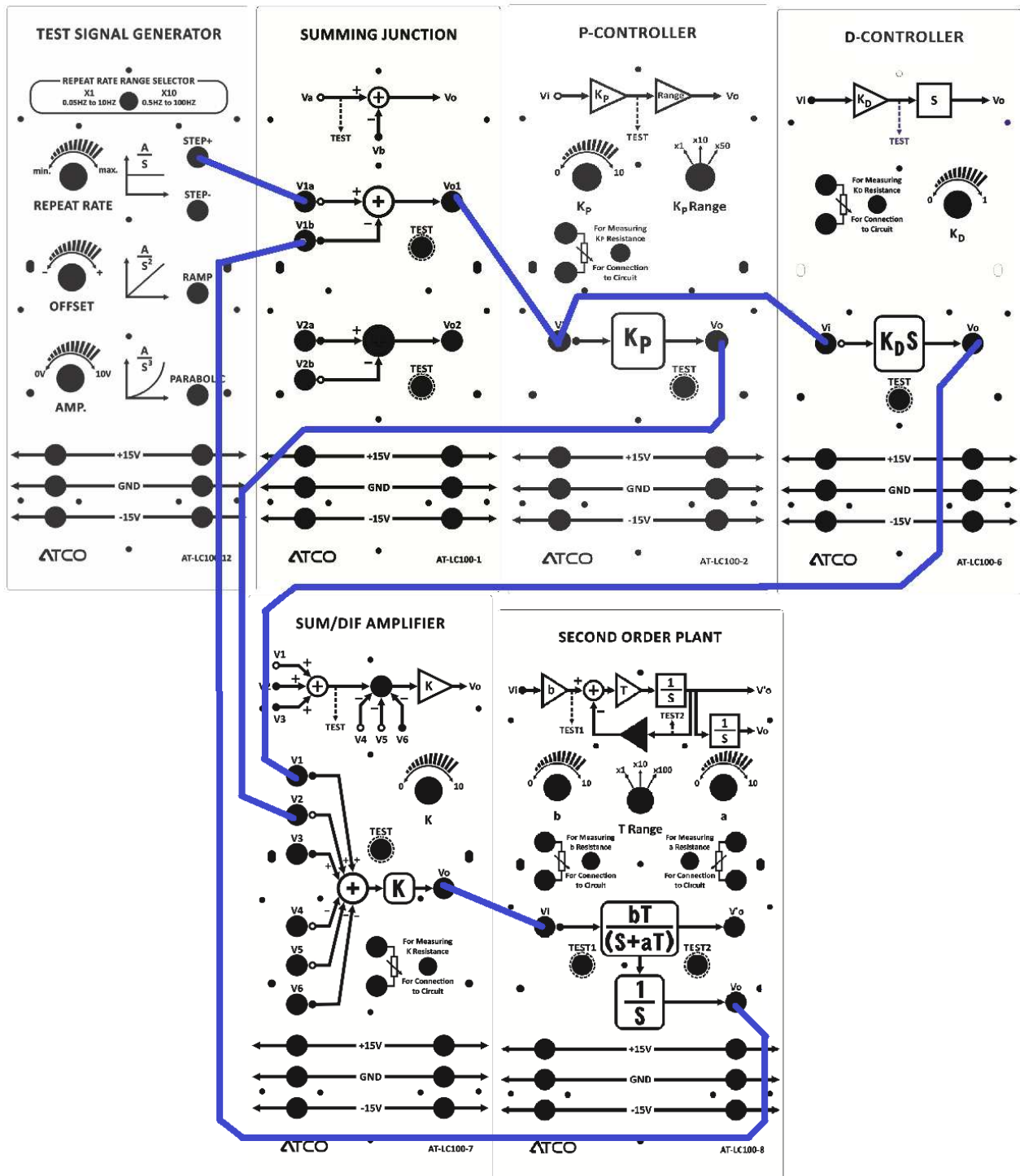
$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \frac{bT(sk_d + k_p)}{s(s+aT)}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \frac{bk_p}{as}} \cong 0$$

کنترلر P به تنهایی پاسخ سیستم را سریعتر می‌کند ولی باعث ایجاد overshoot می‌شود از طرفی کنترلر D نیز به تنهایی، نوع سیستم را کاهش می‌دهد ولی عملکرد حالت ماندگار سیستم را تضعیف می‌شود. خطای حالت ماندگار سیستم با استفاده از کنترلر PD، صفر می‌شود.

برای یک k_d ثابت با افزایش k_p ، فرکانس طبیعی نامیرایی مدار ω_n افزایش یافته و نسبت میرایی ξ کاهش می‌یابد و پاسخ سیستم سریعتر می‌شود. از طرفی نیز میزان overshoot مدار بیشتر می‌شود. این پدیده را به کمک کنترلر D برطرف نمود. که با افزایش k_d برای یک k_p ثابت، نسبت میرایی افزایش می‌یابد ولی ω_n تغییر نمی‌کند و میزان overshoot نیز کاهش می‌یابد.

مراحل آزمایش:

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید:



شکل ۲۱-۲

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۳- روی ماژول LC100-7 ولوم K را در موقعیت ۱ کیلو اهم تنظیم نمایید.

۴- روی ماژول LC100-08 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ و a, b را روی 50 کیلو اهم تنظیم نمائید.

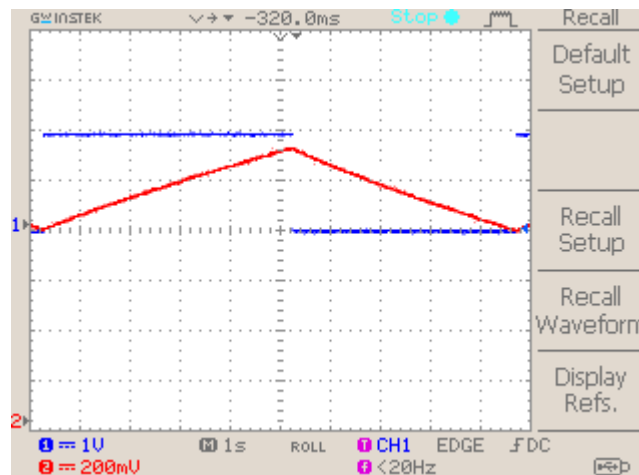
$$Gp(s) = \frac{50}{s(s + 50)}$$

۵- روی ماژول LC100-2 ولوم Kp را در موقعیت 1 کیلو اهم تنظیم نمائید
نکته: در کلیه مراحل آزمایش سلکتورها در موقعیت $\times 1$ قرار دارند به استثناء مواردی که به تغییر موقعیت سلکتور بعنوان یک مرحله از آزمایش اشاره شده باشد.

۶- روی ماژول LC100-6 ولوم Kd را در موقعیت 1 کیلو اهم تنظیم نمائید.

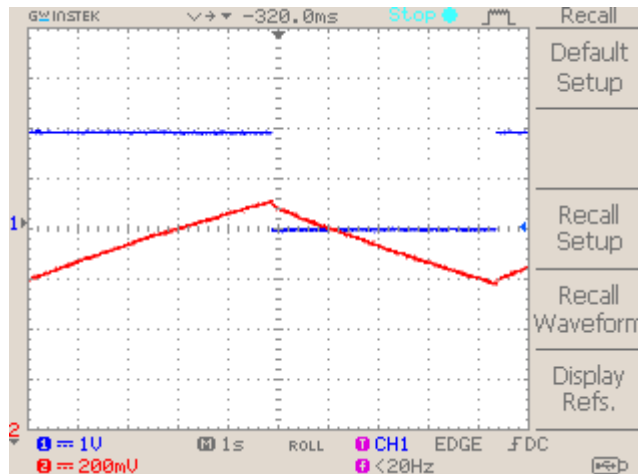
۷- با اسیلوسکوپ خروجی $Vo2$ ماژول LC100-08 و خروجی $STEP+$ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید.

نکته: در این آزمایش برای بهتر دیده شدن تغییرات سیگنال خروجی می بایست از مقدار $VOLT DIV$ کمتری نسبت به ورودی استفاده شود. ($VOLT DIV CH1=1v$, $VOLT DIV CH2=200mv$)

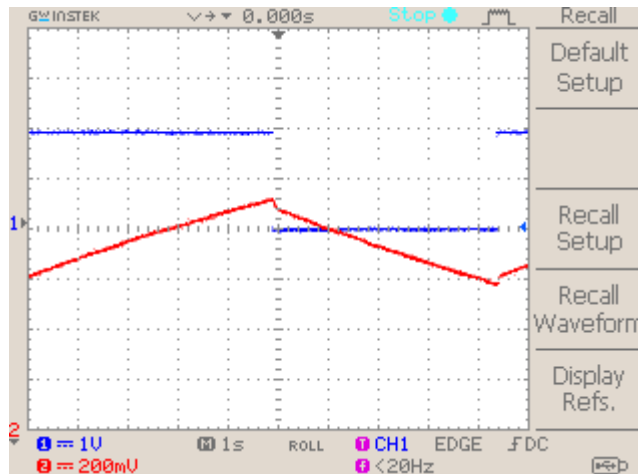


شکل ۲۱- ۳

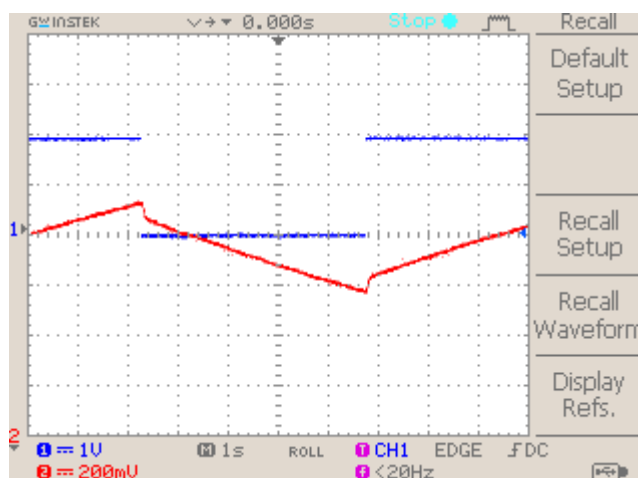
۸- مراحل قبل را برای Kd های $3, 5$ کیلو اهم و ماکزیمم مقدار تکرار کنید و نتایج را برای خطای حالت ماندگار مقایسه نمایید.



شکل ۲۱-۴ $K_d=3K$



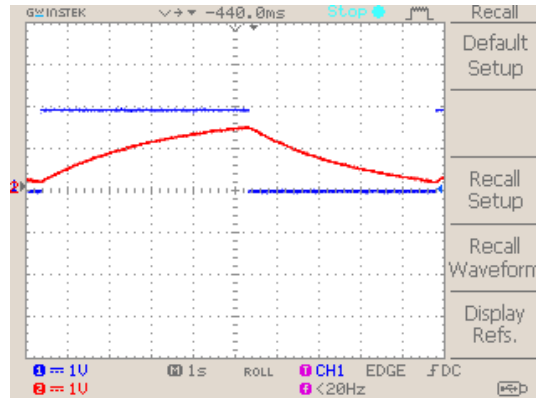
شکل ۲۱-۵ $K_d=5K$



شکل ۲۱-۶ $K_d=MAX$

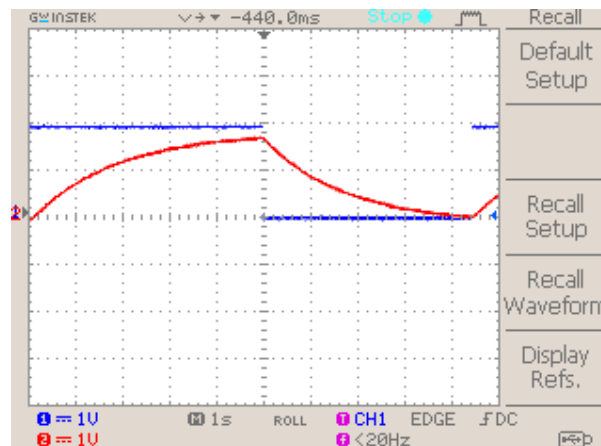
۹- در این مرحله K_d را روی ۱ کیلو اهم و K_p را روی ۵ کیلو اهم قرار دهید .

۱۰- با اسیلوسکوپ خروجی V_{o2} ماژول LC100-08 و خروجی $+$ STEP در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید .

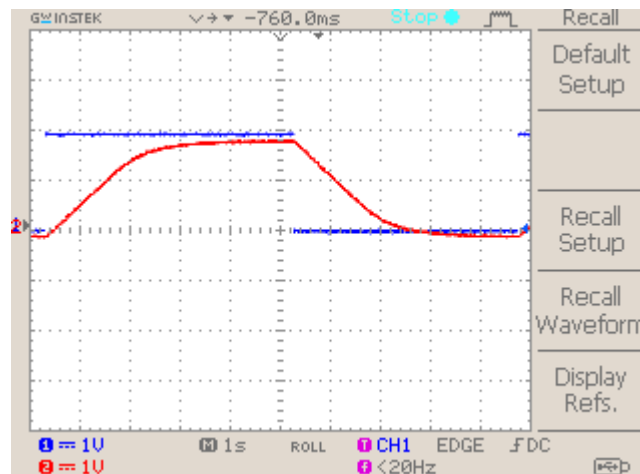


شکل ۲۱- ۷

۱۱- نتایج را برای K_p های ۸ کیلو اهم و ۲۰ کیلو اهم نیز مقایسه کنید .

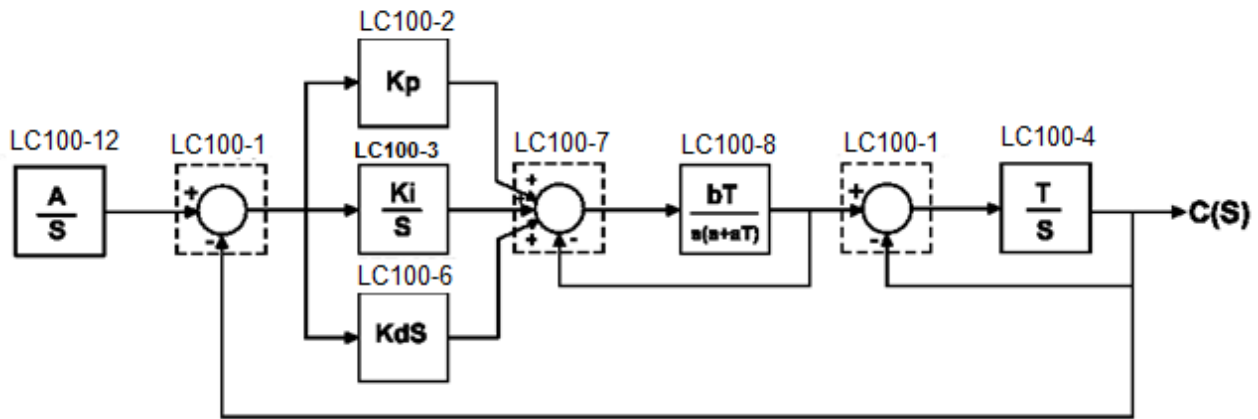


شکل ۲۱- ۸



شکل ۲۱- ۹

آزمایش ۲۲: بررسی کنترل کننده تناسبی- انتگرال گیر- مشتق گیر (PID-CONTROLLER)

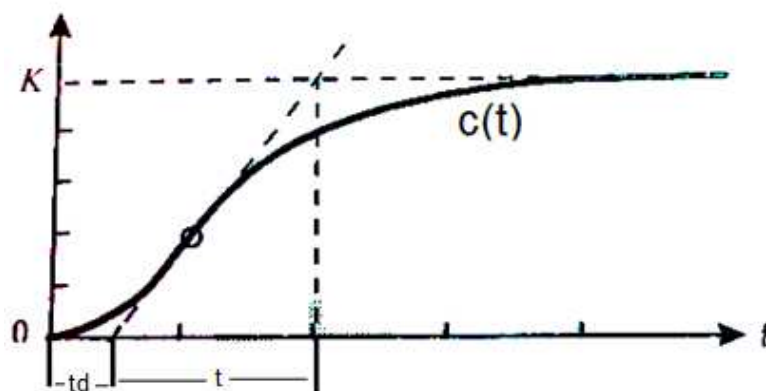


تابع تبدیل حلقه باز و بسته سیستم به صورت زیر است :

$$T(s) = \frac{bT(s^2k_d + sk_p + k_i)}{s^2(s + aT)}$$

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT(sk_d + k_p)}{s^2(s + aT) + bT(s^2k_d + sk_p + k_i)}$$

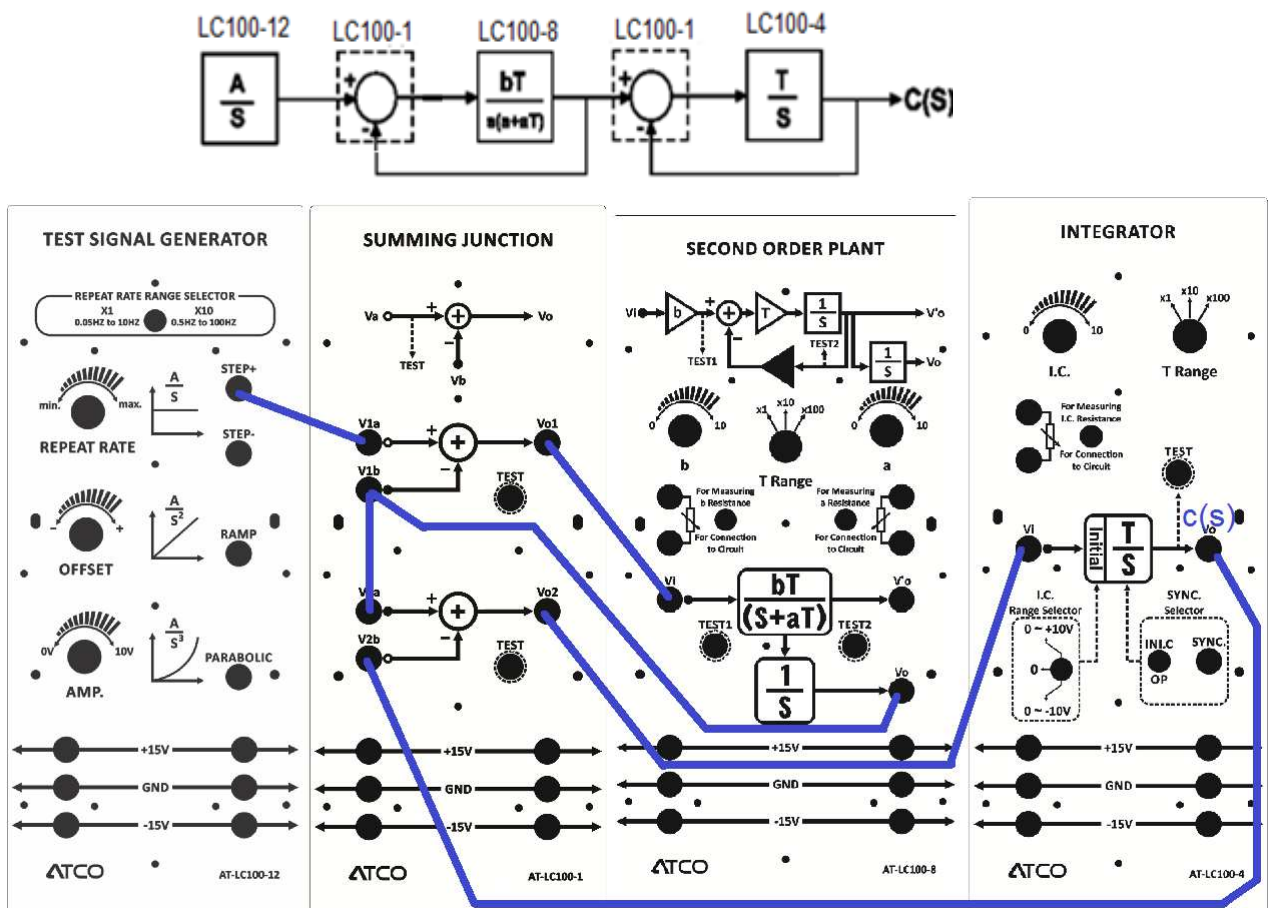
این کنترلر تمامی خواص مثبت کنترلرهای PD و PI را دارا می‌باشد. به این نوع کنترلر ها جبران کننده های پس فاز - پیش فاز هم می‌گویند. خطای ماندگار سیستم را کاهش می‌دهد. سرعت پاسخ سیستم را زیادتر می‌کند. اگر مدل ریاضی از یک plant، خطی باشد و پارامترهای plant شناسایی شده باشند، کنترلر PID توسط تئوری کنترل میتواند طراحی شود. اغلب plantهای واقعی غیر خطی و پیچیده هستند، بنابراین توضیح واضحی برای مدل ریاضی سیستم مشکل می‌باشد. کنترلرهای PID غالباً برای استفاده از روشهای تجربی در کاربردهای صنعتی، طراحی می‌شوند. مشهورترین متد میزان سازی PID استفاده از قانون زیگلر-نیکولز می‌باشد. برای درک بهتر این قانون ابتدا به یک مدل ساده مورد آزمایش را (Plant)، سیگنال پله واحد اعمال کرده واز روی پاسخ خروجی مقادیر T و Td و K را بدست می‌آوریم. به شکل زیر توجه کنید:



از روی شکل فوق مقادیر t و t_d و k را اندازه گیری کرده و بدست می آوریم. سپس طبق روش زیگلر-نیکولز، پارامترهای K_p و T_d و T_i را از روی جدول زیر محاسبه می کنیم:

controller	K_p	T_i	T_D
P	$t/(k.t_d)$	∞	0
PI	$0.9(t/k.t_d)$	$t_d/0.3$	0
PID	$1.2(t/k.t_d)$	$2t_d$	$0.5t_d$

۱- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

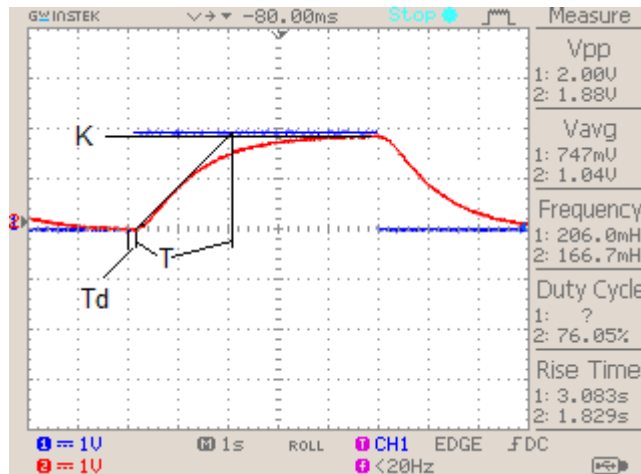


۱- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۲- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را در وضعیت $\times 10$ قرار داده و ولوم های a و b را به ترتیب بر روی ۲۰ و ۱۰۰ کیلو اهم تنظیم نمایید.

۳- روی ماژول LC100-4 سلکتور T را در موقعیت $\times 1$ قرار دهید و سوئیچ I.C در موقعیت صفر و سلکتور SYNC را روی OP قرار دهید.

۴- با اسیلوسکوپ خروجی V_o ماژول LC100-04 و خروجی STEP+ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



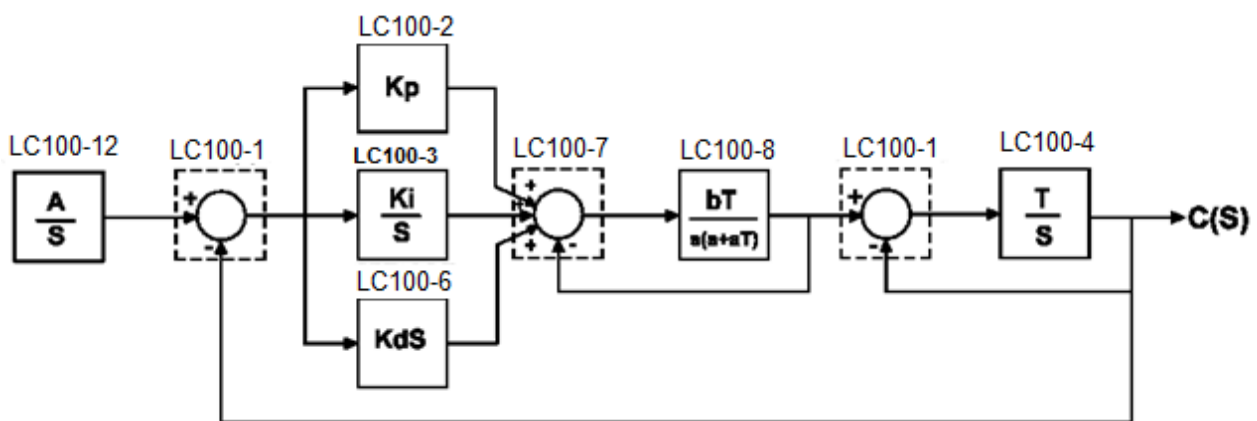
$$t_d=0.1s \quad t=1.9s \quad k=0.94$$

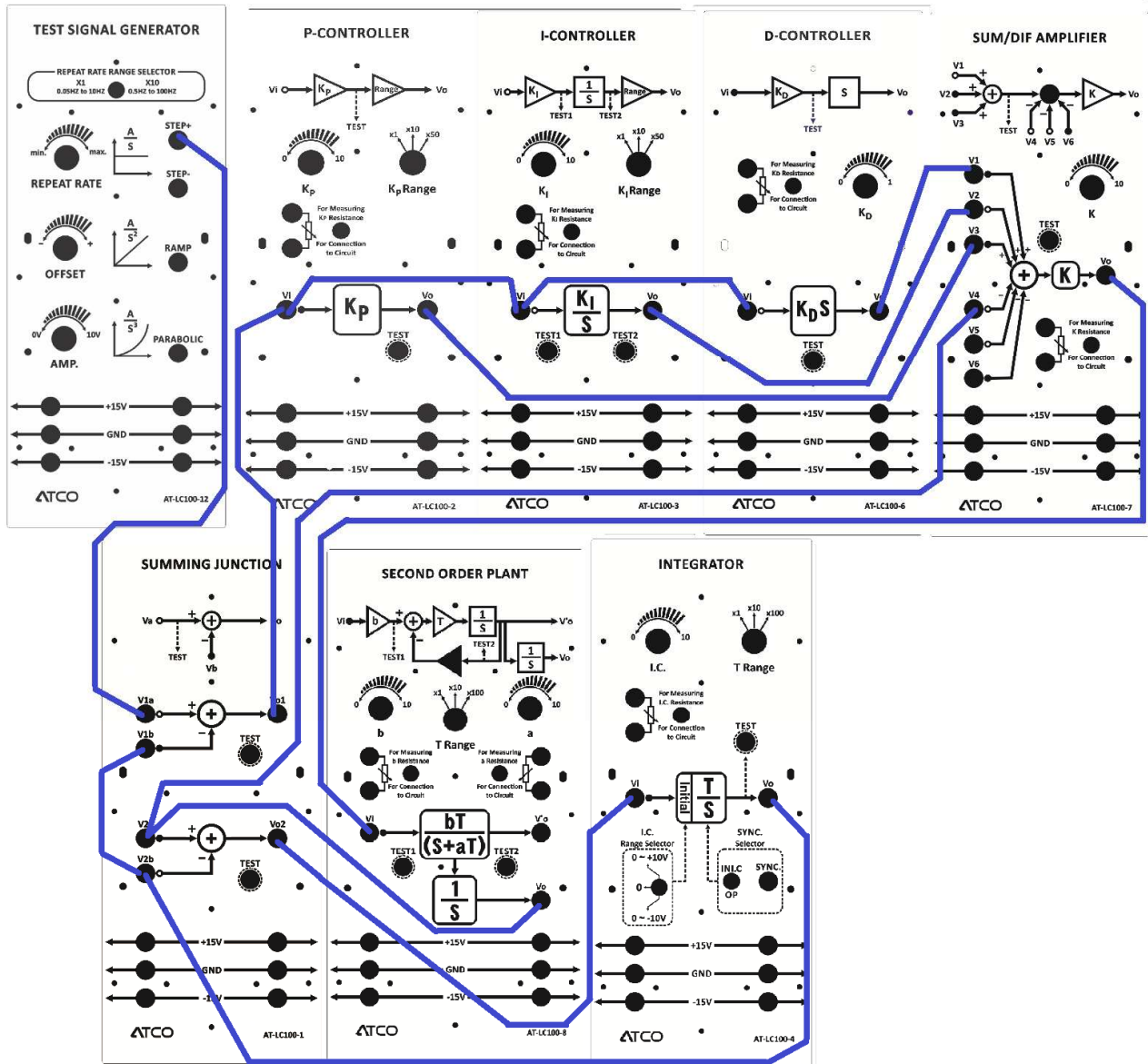
$$K_p = \frac{1.2 \times t}{(K \times t_d)} = \frac{1.2 \times 1.9}{0.94 \times 0.1} = 24.25 \approx 25 \quad T_I = 2 \times t_d = 2 \times 0.1 = 0.2$$

$$T_D = 0.5 \times t_d = 0.5 \times 0.1 = 0.05$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_I} = \frac{25}{0.2} = 125 \quad K_d = K_p \times T_D = 25 \times 0.05 = 1.25$$

۱- سیستم زیر را ببندید:





شکل ۲۲-۱

۲- روی ماژول LC100-12 توسط ولوم REPEAT RATE و ولوم AMP مقدار 0.05Hz و 1Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

۳- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را در وضعیت $\times 10$ قرار داده و ولوم های a و b را به ترتیب بر روی ۲۰ و ۱۰۰ کیلو اهم تنظیم نمایید.

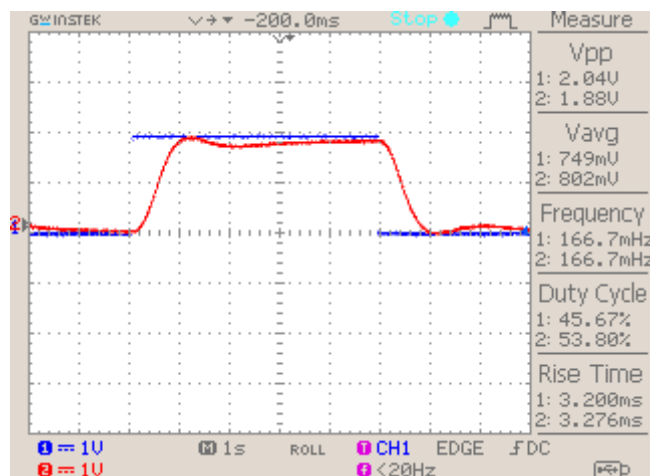
۴- بر روی ماژول LC100-7 ولوم K را به مقدار ۱ کیلو اهم تنظیم نمایید.

۵- بر روی ماژول LC100-2 سلکتور K_P را در وضعیت ۱× قرار داده و ولوم K_P را بر روی ۲۵ کیلو اهم تنظیم نمایید.

۶- بر روی ماژول LC100-3 ولوم K_I را بر روی 1.25K اهم تنظیم نمایید. (در تمامی مراحل آزمایش، اگر از تنظیمات سلکتورهای مربوطه مطلبی ذکر نشده باشد، می‌بایست سلکتورها بر روی وضعیت ۱× قرار گیرند.)

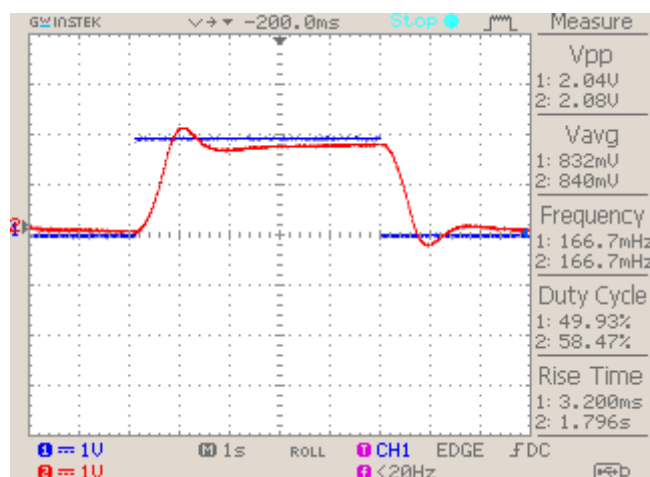
۷- بر روی ماژول LC100-6 ولوم K_D را بر روی ۰/۱۲ کیلو اهم تنظیم نمایید.

۸- با استفاده از اسیلوسکوپ خروجی ماژول LC100-4 و همچنین خروجی STEP+ در ماژول LC100-12 را اندازه گیری و ثبت نمایید.

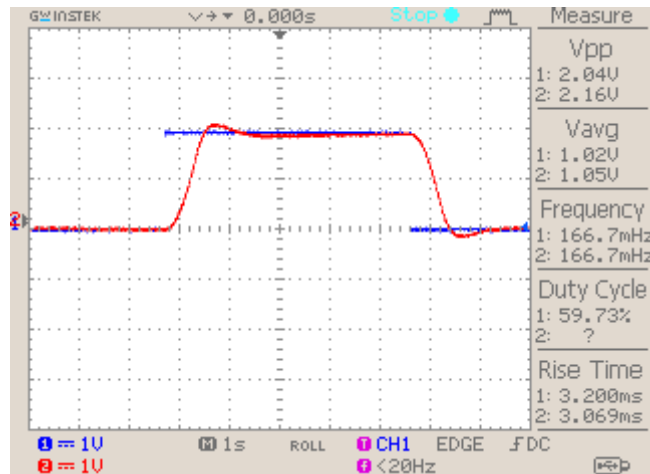


شکل ۲۲-۳

۹- با تغییر تنظیمات K_P ، K_I و K_D می‌توان به خروجی مطلوب تری نسبت به مرحله قبل رسید.



$K_p=35k$ $K_d=8k$ $K_i=1.25k$

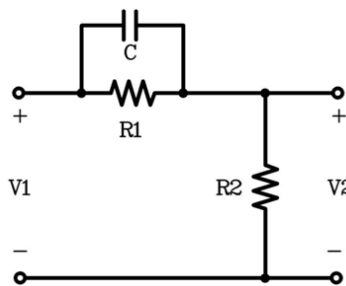


$K_p=35k$ $K_d=\max$ $K_i=2k$

مشاهده می کنید که خطای ماندگار کاهش یافته پاسخ زمانی هم سریعتر شده است.

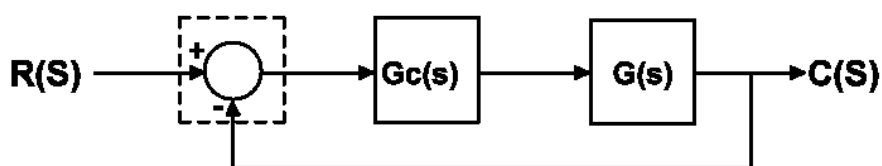
آزمایش ۲۳: جبران ساز پیش فاز Lead

جبران ساز پیش فاز یک جبران ساز شبکه است که یک زاویه فاز مثبت در رنج فرکانس های دلخواه ایجاد می کند. همچنین به منظور ایجاد یک حدهاز (Phase Margin) مناسب برای شبکه به کار می رود. جبران ساز پیش فاز موجب می شود عملکرد سیستم پایدارتر شود و پاسخ گذرای سیستم را بهبود می بخشد. معمولاً یک جبران ساز پیش فاز برای فرآیندهای به کار می رود که با توجه به استفاده از کنترل کننده های P و با در نظر گرفتن مقادیر مناسب برای آن سیستم حلقه بسته به پایداری نمی رسد و یا فرآیندهای پایداری که پاسخ گذرای ضعیفی دارند. مشخصه یک شبکه Lead را به فرم زیر می توان نشان داد.



شکل ۲۳-۱

به طور کلی بلوک دیاگرام سیستم را با یک جبران ساز پیش فاز به صورت زیر است.



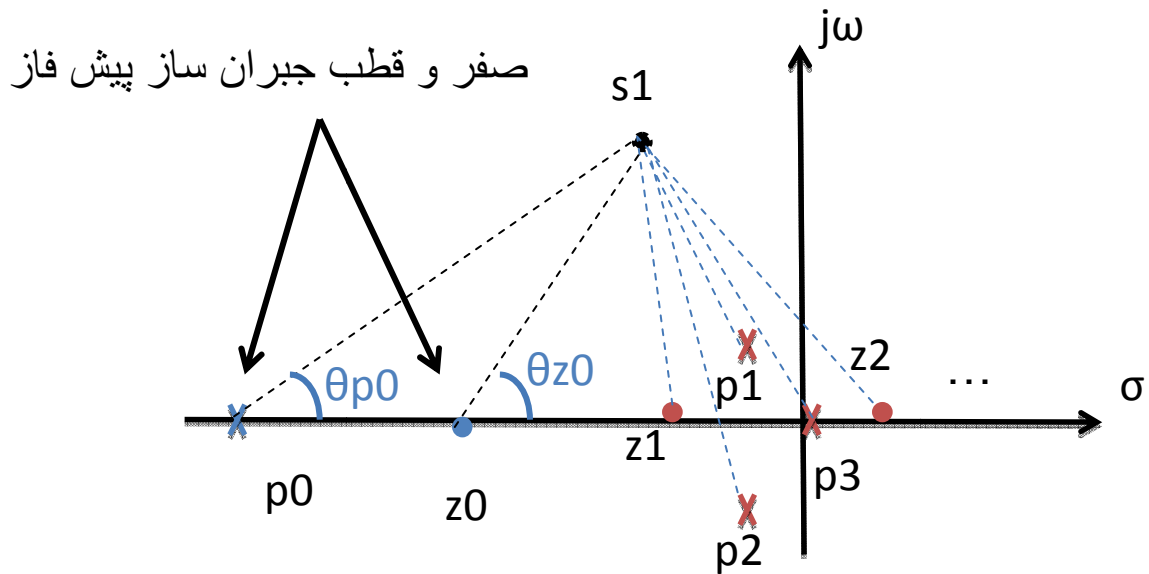
شکل ۲۳-۲

که در آن $G(s)$ تابع تبدیل فرآیند و $G_c(s)$ تابع تبدیل جبران ساز پیش فاز است .

$$G(s) = \frac{(s + z_1)(s + z_1) \cdots (s + z_m)}{(s + p_1)(s + p_1) \cdots (s + p_n)}$$

$$G_c(s) = K_c \frac{(s + z_0)}{(s + p_0)} \quad , \quad |p_0| > |z_0|$$

نمودار مکان ریشه های سیستم حلقه باز به صورت زیر است .



شکل ۳-۲۳

با توجه معادله مشخصه سیستم حلقه بسته و برای درستی آن دو شرط زاویه و شرط اندازه تعریف می شود .

$$1 + G_c(s)G(s) = 0$$

$$G_c(s)G(s) = -1$$

شرط دامنه :

$$|G_c(s)G(s)| = 1$$

$$|G_c(s)G(s)| = K_c \frac{|s + z_0| |s + z_1| |s + z_1| \cdots |s + z_m|}{|s + p_0| |s + p_1| |s + p_1| \cdots |s + p_n|} = 1$$

شرط زاویه :

$$\angle G_c(s)G(s) = \pm 180^\circ (2K + 1) \quad , K = 0,1,2, \dots$$

$$\sum_{i=1}^m \angle(s + z_i) - \sum_{j=1}^n \angle(s + p_j) + \theta_{z_0} - \theta_{p_0} = \pm 180^\circ (2K + 1)$$

مشاهده می‌کنید که استفاده از جبران ساز در سیستم سبب می‌شود، یک زاویه فاز مثبت به سیستم اضافه شود که به دلیل بزرگتر بودن اندازه قطب از صفر، مجموع زوایای صفر و قطب جبران ساز زاویه ای مثبت است و سبب می‌شود سیستم حلقه بسته پایدارتر شود.

برای طراحی یک جبران ساز پیش فاز مراحل زیر را دنبال کنید .

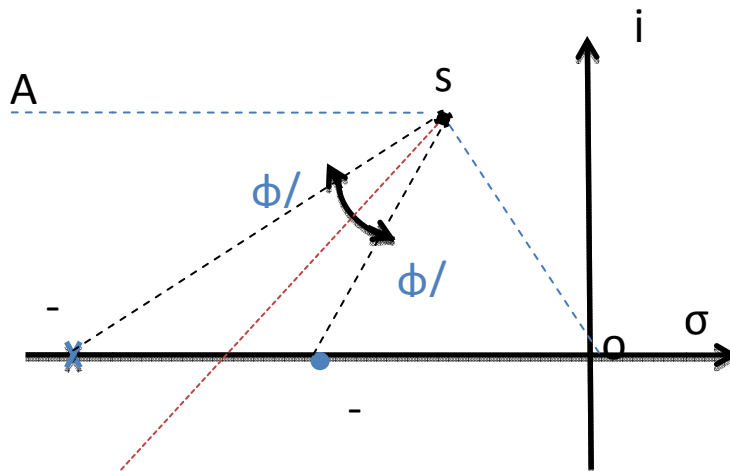
(۱) تابع تبدیل جبران ساز پیش فاز را به صورت زیر در نظر بگیرید .

$$G_c(s) = K_c \alpha \frac{(Ts + 1)}{(\alpha Ts + 1)} = K_c \alpha \frac{\left(s + \frac{1}{T}\right)}{\left(s + \frac{1}{\alpha T}\right)} \quad , \quad 0 < \alpha < 1$$

(۲) برای تعیین محل صفرو قطب جبران ساز چند روش وجود دارد .

روش نیمساز :

ابتدا نمودار مکان ریشه های سیستم را رسم کنید و با توجه به موارد خواسته شده در صورت مسئله محل قطب های غالب S_d را نیز تعیین کنید . سپس نیمساز زاویه $\sigma S_d A$ را رسم نموده و از نیمساز به اندازه زاویه $\phi/2$ به طرفین حرکت کرده و محل برخورد با محور حقیقی محل صفرو و قطب جبران ساز را نشان می‌دهد.



شکل ۲۳-۴

روش دورف :

نمودار مکان ریشه های سیستم را رسم کنید و با توجه به موارد خواسته شده در صورت مسئله محل قطب های غالب را نیز تعیین کنید . سپس صفر جبران ساز را دقیقاً زیر محل قطب غالب مطلوب مسئله قرار می دهیم و در ادامه با استفاده از شرط زاویه محل قطب جبران ساز را پیدا کنید .

۳) در ادامه با استفاده از شرط اندازه و رابطه زیر ، مقدار K_C را تعیین کنید .

$$|G_c(s)G(s)| = 1$$

برای طراحی جبران ساز در حوزه فرکانس به روش زیر عمل می کنیم .

تابع تبدیل در حوزه فرکانس به صورت زیر در نظر بگیرید .

$$G_c(j\omega) = K_c \alpha \frac{(Tj\omega + 1)}{(\alpha Tj\omega + 1)} = K_c \alpha \frac{\left(j\omega + \frac{1}{T}\right)}{\left(j\omega + \frac{1}{\alpha T}\right)}, \quad 0 < \alpha < 1$$

زاویه فاز جبران ساز به صورت زیر بدست می آید .

$$\varphi = \tan^{-1}(\omega T) - \tan^{-1}(\alpha \omega T) = \tan^{-1} \frac{(1 - \alpha)\omega T}{1 - \alpha \omega^2 T^2}$$

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = 0$$

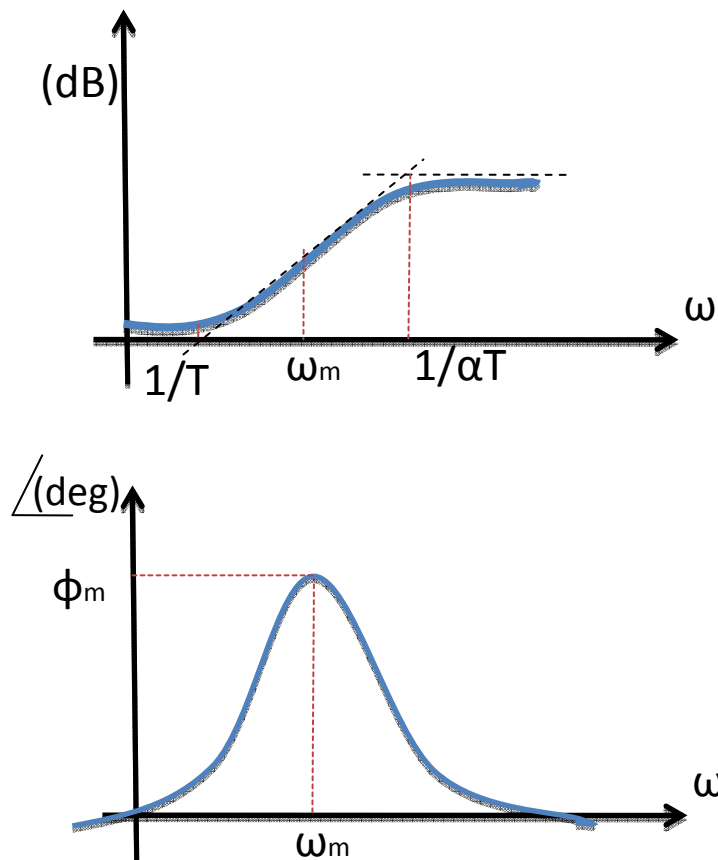
$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{\alpha}T}$$

$$\tan^{-1}(\varphi_m) = \frac{1 - \alpha}{2\sqrt{\alpha}}$$

$$\alpha = \frac{1 - \sin(\varphi_m)}{1 + \sin(\varphi_m)}$$

$$|G_c(j\omega_m)| = \frac{\sqrt{(T^2\omega_m^2 + 1)}}{\sqrt{(\alpha^2 T^2\omega_m^2 + 1)}} = \frac{1}{\sqrt{\alpha}}$$

دیاگرام بود سیستم جبران ساز به صورت فوق می باشد .



شکل ۲۳-۵

مشاهده می کنید که جبران ساز یک فاز مثبت در یک رنج فرکانسی معین وارد سیستم می کند .
تابع تبدیل حلقه باز سیستم به صورت زیر می باشد .

$$G_c(s)G(s) = K_c G(s) \frac{(Ts + 1)}{(\alpha Ts + 1)} = G_1(s) \frac{(Ts + 1)}{(\alpha Ts + 1)}$$

(۱) مقدار K_c را به گونه ای تعیین کنید که خطای ماندگار یا ثابت خطای سیستم حلقه بسته مطلوب مسئله را برآورده کند .

(۲) دیاگرام بود تابع $G_1(s)$ را رسم کنید. مقدار ϕ_m که برابر است با اختلاف بین حدفاز مطلوب و حدفاز $G_1(s)$ به همراه یک تلورانس

$$\phi_m = \phi_{\text{مطلوب}} - \phi_M(G_1) + \varepsilon$$

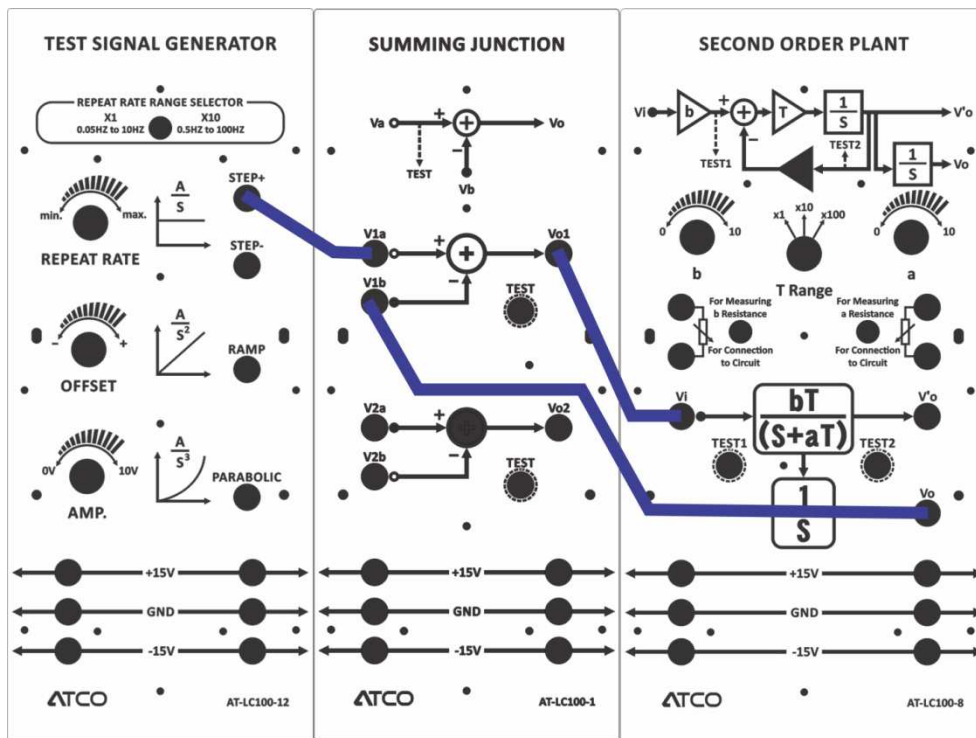
$$\alpha = \frac{1 - \sin(\phi_m)}{1 + \sin(\phi_m)}$$

از نمودار فرکانسی که در آن اندازه برابر $20 \log \sqrt{\alpha} = 10 \log \alpha$ (db) است را (فرکانس قطع) را پیدا کنید .

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{\alpha}T}$$

در نتیجه صفر و قطب جبران‌ساز تعیین می‌شود. جبران ساز پیش فاز معمولا برای بهبود پاسخ گذرای سیستم به کار گرفته می‌شود.

۱- سیستم را همانند بلوک دیاگرام نشان داده شده سیم کشی نمایید.

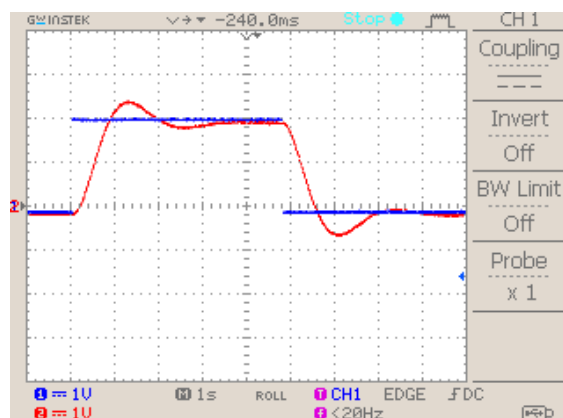


شکل ۲۳-۶

۲- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 1$ و ولوم a را بر روی ۲۰ کیلو اهم و ولوم b را بر روی ۱۰۰ کیلو اهم (ماکزیمم مقدار) قرار دهید.

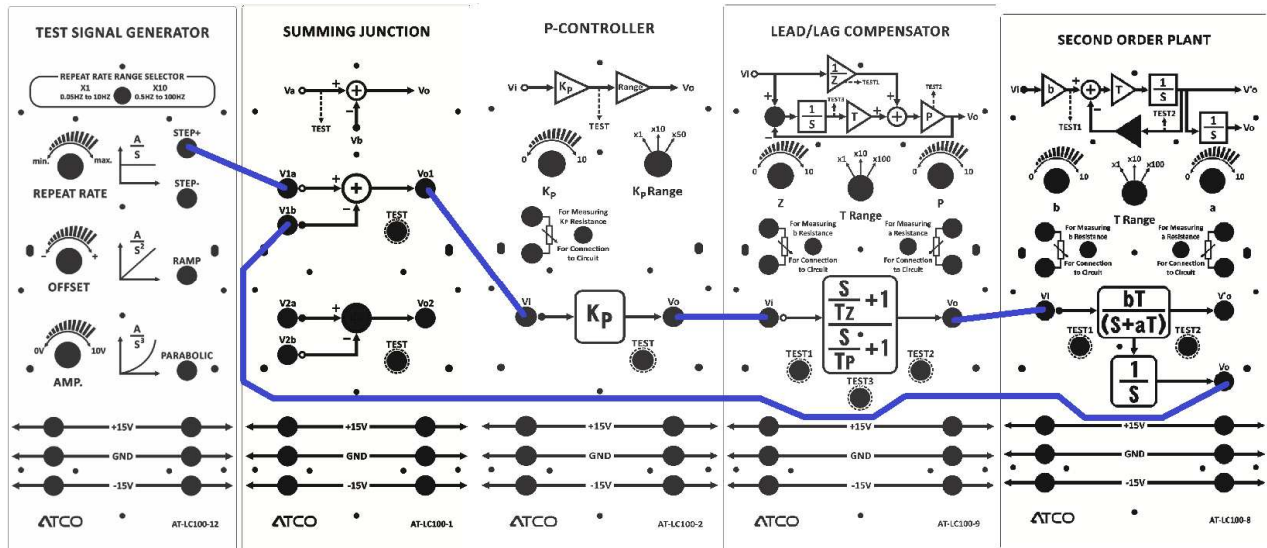
۳- بر روی ماژول LC100-12 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار ۲Vp-p پالس در پین سمت راست خروجی OUT تنظیم نمایید.

۴- با اسیلوسکوپ خروجی پین سمت راست ماژول LC100-12 و خروجی VO2 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



شکل ۲۳-۷

۵- جهت مشاهده تاثیر کنترلر lead بر خروجی سیستم، بلوک دیاگرام زیر را ببندید:



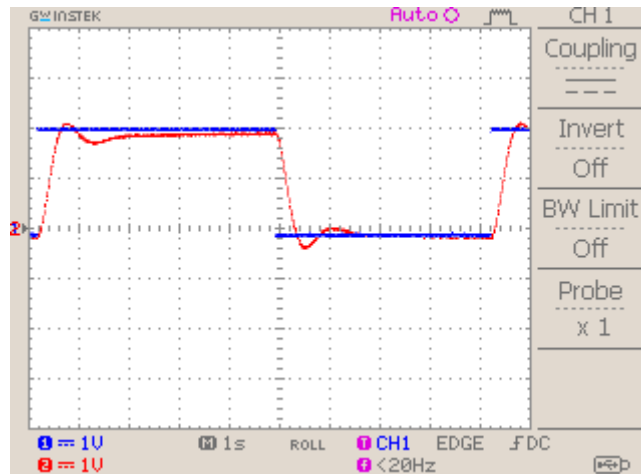
شکل ۲۳-۶

- ۶- بر روی ماژول LC100-12 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار 2Vp-p پالس در پین سمت راست خروجی OUT تنظیم نمایید .
- ۷- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را بر روی وضعیت ۱× و ولوم a را بر روی ۲۰ کیلو اهم و ولوم b را بر روی ۱۰۰ کیلو اهم (ماکزیمم مقدار) قرار دهید .
- ۸- بر روی ماژول LC100-2 سلکتور KP را بر روی وضعیت ۱× و ولوم KP را روی ۱۰ کیلو اهم قرار دهید .
- ۹- بر روی ماژول LC100-9 سلکتور T را بر روی وضعیت ۱۰× و ولوم Z را بر روی ۴.۴ کیلو اهم و ولوم P را بر روی ۱۸.۴ کیلو اهم قرار دهید .

$$G(s) = \frac{10}{s^2 + 2s}$$

$$G_c(s) = 1 \frac{(s + 4.41)}{(s + 18.4)} = 1 \frac{\left(\frac{s}{4.41} + 1\right)}{\left(\frac{s}{18.4} + 1\right)}$$

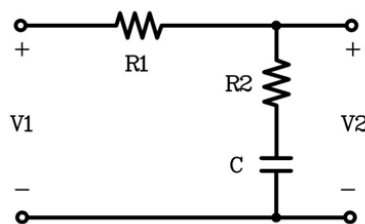
۱۰- با اسیلوسکوپ خروجی پین سمت راست ماژول LC100-12 و خروجی VO2 در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۲۳- ۸ با جبران‌ساز پیش فاز

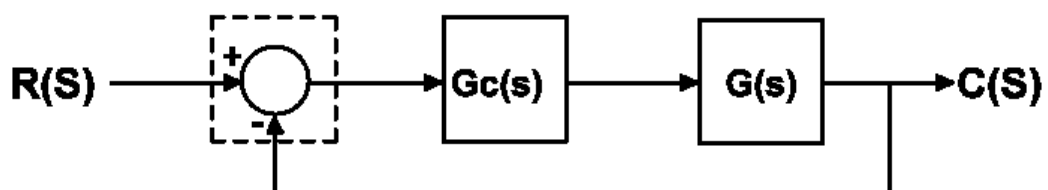
آزمایش ۲۴: جبران‌ساز پس فاز Lag

جبران ساز پس فاز یک جبران‌ساز شبکه است که یک زاویه فاز منفی و یک افت قابل توجه در رنج فرکانس های دلخواه ایجاد می کند. جبران ساز پس فاز موجب می شود نمودار روت لوکاس سیستم به سمت راست صفحه حرکت کند لذا بیشتر برای مواقعی استفاده می شود که سیستم پاسخ گذرای خوبی دارد ولی پاسخ حالت دائمی ضعیفی دارد که پاسخ دائمی سیستم را بهبود می بخشد. در این مواقع اگر تنها از یک بهره برای جبران‌سازی سیستم در نظر گرفته شود و برای مقادیر مناسب برای آن پاسخ حالت دائمی سیستم حلقه بسته بهبود یابد ولی ممکن است که پاسخ حالت گذرا را تضعیف کند. در این حالت با استفاده از یک جبران ساز پس فاز نیز می توان پاسخ حالت دائمی را بهبود بخشید و یک تغییر کوچک در محل قطب های غالب ایجاد کرد. مشخصه یک شبکه Lag را به فرم زیر می توان نشان داد.



شکل ۲۴- ۱

به طور کلی بلوک دیاگرام سیستم را با یک جبران ساز پس فاز به صورت زیر است.



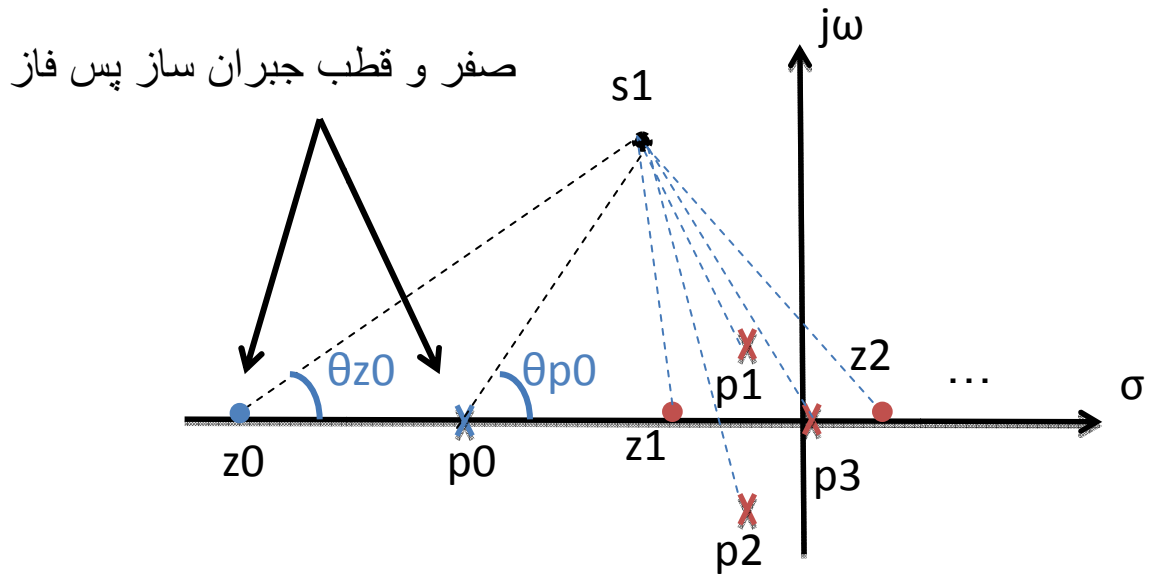
شکل ۲-۲۴

که در آن $G(s)$ تابع تبدیل فرآیند و $G_c(s)$ تابع تبدیل جبران ساز پس فاز است .

$$G(s) = \frac{(s + z_1)(s + z_2) \cdots (s + z_m)}{(s + p_1)(s + p_2) \cdots (s + p_n)}$$

$$G_c(s) = K_c \frac{(s + z_0)}{(s + p_0)} \quad , \quad |p_0| > |z_0|$$

نمودار مکان ریشه های سیستم حلقه باز به صورت زیر است .



شکل ۳-۲۴

با توجه معادله مشخصه سیستم حلقه بسته و برای درستی آن دو شرط زاویه و شرط اندازه تعریف می شود .

$$1 + G_c(s)G(s) = 0$$

$$G_c(s)G(s) = -1$$

شرط دامنه :

$$|G_c(s)G(s)| = 1$$

$$|G_c(s)G(s)| = K_c \frac{|s + z_0| |s + z_1| |s + z_1| \cdots |s + z_m|}{|s + p_0| |s + p_1| |s + p_1| \cdots |s + p_n|} = 1$$

شرط زاویه :

$$\angle G_c(s)G(s) = \pm 180^\circ (2K + 1) \quad , K = 0,1,2, \dots$$

$$\sum_{i=1}^m \angle(s + z_i) - \sum_{j=1}^n \angle(s + p_j) + \theta_{z_0} - \theta_{p_0} = \pm 180^\circ (2K + 1)$$

مشاهده می‌کنید که استفاده از جبران ساز در سیستم سبب می‌شود، یک زاویه فاز منفی به سیستم اضافه شود که به دلیل کوچکتر بودن اندازه قطب از صفر، مجموع زوایای صفر و قطب جبران ساز زاویه ای منفی است و سبب می‌شود.

ثابت سرعت خطای ماندگار سیستم بدون جبران ساز برابر K_V می‌باشد و ثابت خطا برای سیستم به‌مراه جبران‌ساز برابر K_{VC} است

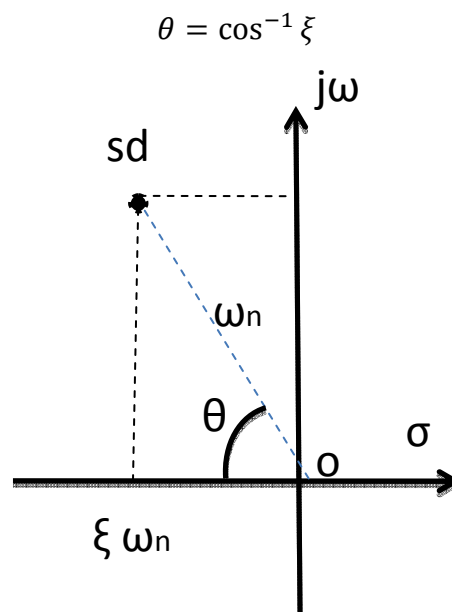
$$K_{VC} = \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s)G(s) = K_V K_C \frac{z_0}{p_0}$$

مشاهده می‌کنید که ثابت خطا افزایش می‌یابد و خطای ماندگار سیستم کم می‌شود.

برای طراحی یک جبران ساز پس فاز مراحل زیر را دنبال کنید.

(۱) ابتدا تنها یک بهره K_S برای جبران سازی در نظر گرفته و با توجه مقدار خطای پاسخ دائمی مطلوب مسئله مقدار آن را تعیین کنید.

(۲) محل قطب غالب را بر اساس خواسته های مسئله تعیین کنید و از نمودار روت لوکاس مقدار K_C مورد نظر را پیدا کنید.

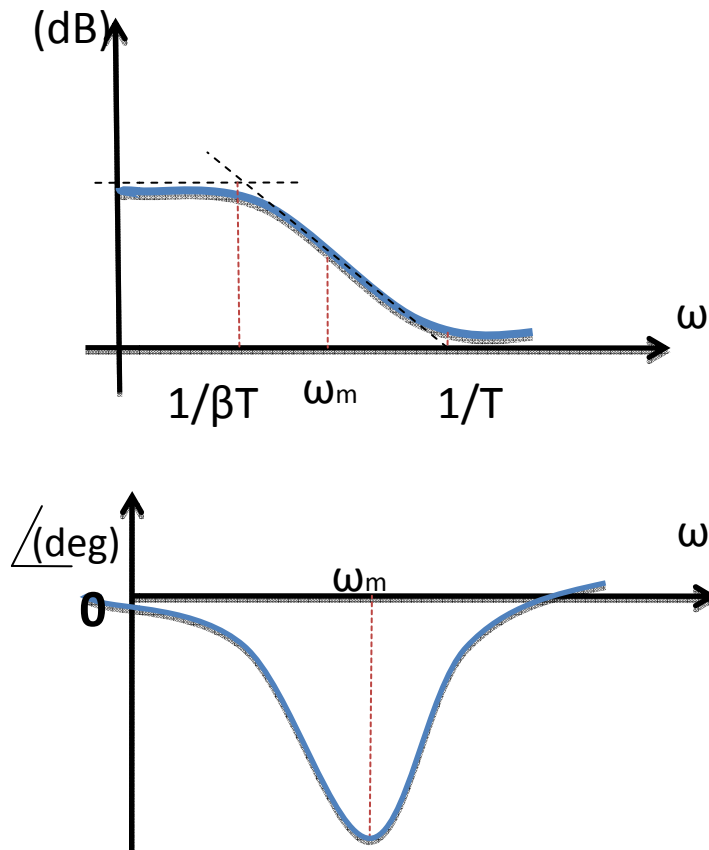


شکل ۲۴-۴

(۳) تابع تبدیل جبران ساز پس فاز را به صورت زیر در نظر بگیرید.

$$G_c(s) = K_C \frac{(Ts + 1)}{(\alpha Ts + 1)} = K_C \frac{\left(s + \frac{1}{T}\right)}{\left(s + \frac{1}{\beta T}\right)} \quad , \quad \beta = \frac{K_S}{K_C}$$

دیاگرام بود سیستم جبران‌ساز به صورت فوق می‌باشد .

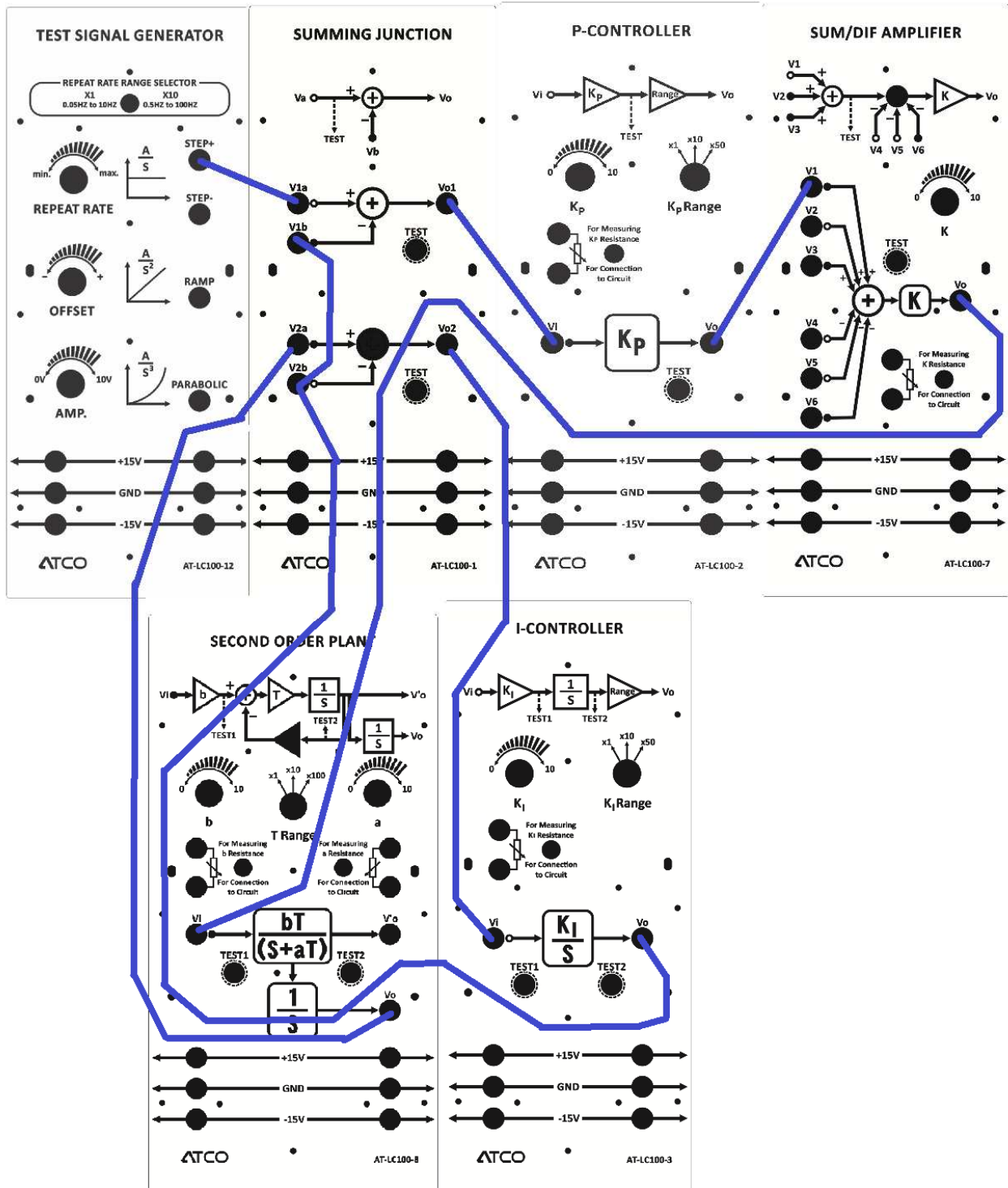


شکل ۲۴ - ۵

جبران ساز پیش فاز معمولا برای بهبود پاسخ گذرای سیستم به کار گرفته می‌شود .

مراحل آزمایش :

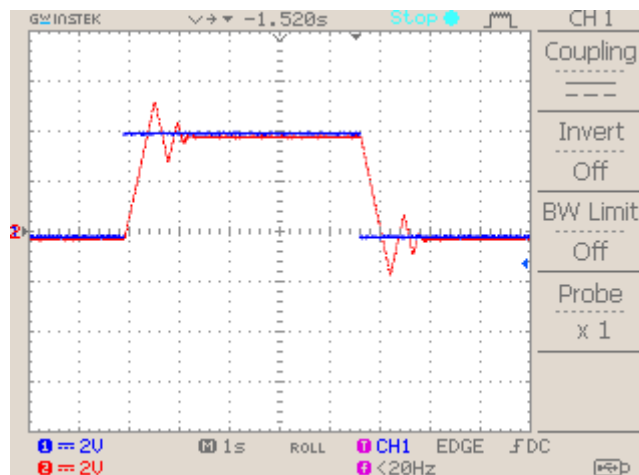
- ۱- ابتدا پاسخ سیستم را بدون استفاده از جبران‌ساز مشاهده کنید .سیستم را همانند بلوک دیاگرام نشان داده شده سیم کشی نمایید .



شکل ۲۴-۶

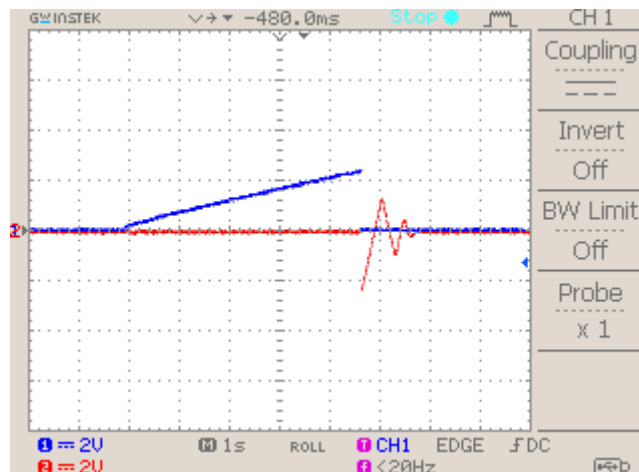
۲- بر روی ماژول LC100-12 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار $2V_{p-p}$ پالس در پین سمت راست خروجی OUT تنظیم نمایید.

- ۳- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 10$ و ولوم a را بر روی ۲۰ کیلو اهم و ولوم b را بر روی ۱۰۰ کیلو اهم (ماکزیمم مقدار) قرار دهید .
- ۴- بر روی ماژول LC100-2 سلکتور KP را بر روی وضعیت $\times 1$ و ولوم KP را بر روی ۱۰۰ کیلو اهم قرار دهید .
- ۵- بر روی ماژول LC100-7 ولوم K را بر روی ۱۰ کیلو اهم قرار دهید .
- ۶- بر روی ماژول LC100-3 سلکتور Ki را بر روی وضعیت $\times 10$ و ولوم Ki را بر روی 10K اهم قرار دهید .
- ۷- با اسیلوسکوپ خروجی پین سمت راست LC100-12 و خروجی V_o در ماژول LC100-3 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



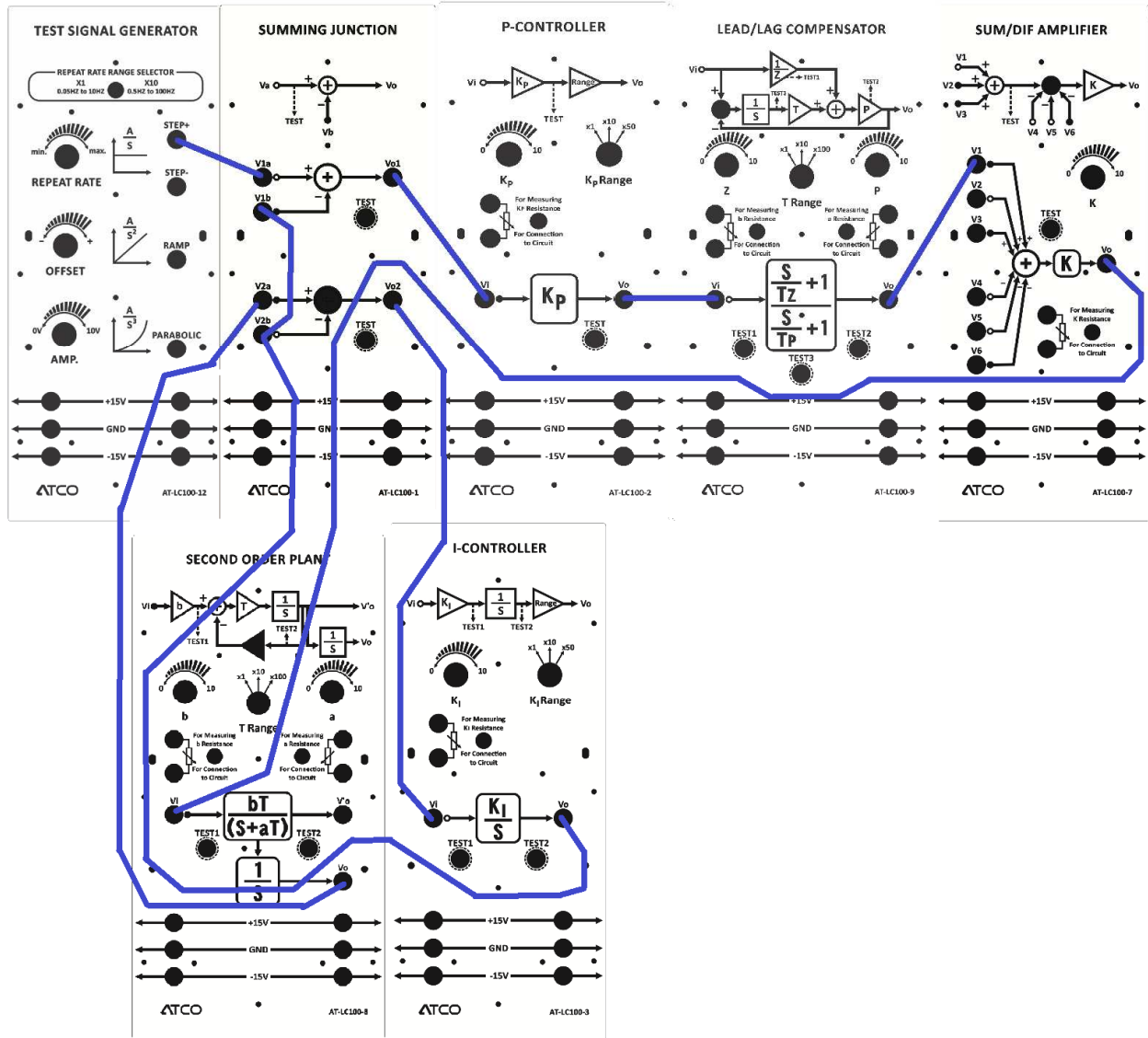
شکل ۲۴-۷

- ۸- بجای ورودی step از ورودی Ramp استفاده کرده و شکل موج ورودی و خروجی V_{O1} از ماژول LC100-1 را مشاهده کنید.



شکل ۲۴ - ۸

۹- حال پاسخ سیستم را با جبران ساز پس فاز مشاهده کنید. سیستم را همانند بلوک دیاگرام نشان داده شده سیم کشی نمایید.



شکل ۲۴-۹

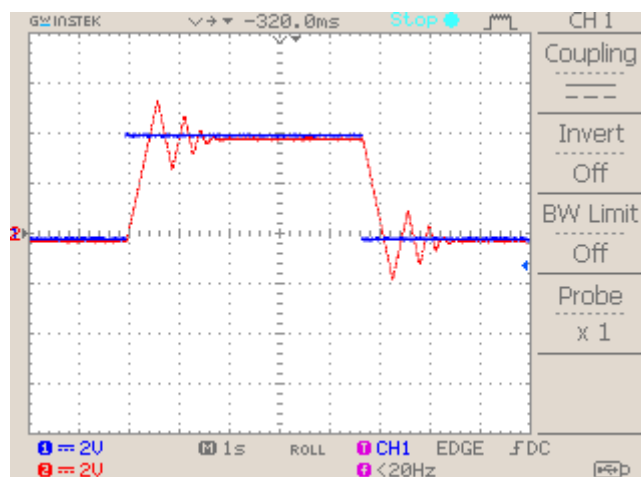
- ۱۰- بر روی ماژول LC100-12 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار 2Vp-p پالس در پین سمت راست خروجی OUT تنظیم نمایید.
- ۱۱- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را بر روی وضعیت 10× و ولوم a را بر روی 20 کیلو اهم و ولوم b را بر روی 100 کیلو اهم قرار دهید.
- ۱۲- بر روی ماژول LC100-2 سلکتور KP را بر روی وضعیت 1× و ولوم KP را روی 10 کیلو اهم قرار دهید.
- ۱۳- بر روی ماژول LC100-7 ولوم K را بر روی 10 کیلو اهم قرار دهید.

۱۴- بر روی ماژول LC100-9 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 1$ و ولوم Z را بر روی ۵۰ کیلو اهم و ولوم P را بر روی ۵ کیلو اهم قرار دهید .

$$G(s) = \frac{10^6}{s^3 + 300s^2 + 20000s}$$

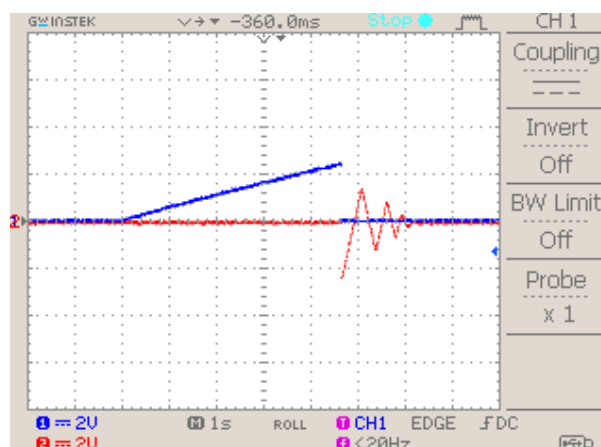
$$G_c(s) = 10.37 \frac{(s + 5)}{(s + 0.5)}$$

۱۵- با اسیلوسکوپ خروجی پین سمت راست ماژول LC100-12 و خروجی VO در ماژول LC100-3 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۲۴-۱۰

۱- بجای ورودی step از ورودی Ramp استفاده کرده و شکل موج ورودی و خروجی VO1 از ماژول LC100-1 را مشاهده کنید.



شکل ۲۴-۱۱

آزمایش ۲۵: جبران‌ساز پیش فاز-پس فاز Lead-Lag

جبران ساز پیش فاز-پس فاز ترکیبی از دو جبران ساز پیش فاز و پس فاز می‌باشد که در دو آزمایش قبل امتیازات و معایب هر کدام را دیدید .

جبران ساز پیش فاز Lead :

امتیازات

- (۱) یک زاویه فاز مثبت در رنج فرکانس های دلخواه ایجاد می کند . برای ایجاد یک حدفاز (Phase Margin) مناسب برای شبکه به کار می‌رود . عملکرد سیستم پایدارتر می‌شود.
- (۲) پاسخ گذرای سیستم را بهبود می‌بخشد .
- (۳) میزان overshoot پاسخ پله را کاهش می‌دهد .
- (۴) پهنای باند را افزایش می‌دهد بطوریکه پاسخ سیستم سریعتر می‌شود .

معایب

- (۱) پهنای باند را افزایش در نتیجه سیستم به شدت به وسیله‌ی نویزهای فرکانس بالا تاثیر پذیر می‌شود.
- (۲) به دلیل تضعیف شدید ایجاد شده در فرکانس های پایین ، برای بهبود پاسخ حالت ماندگار، به یک تقویت کننده اضافی نیاز است .

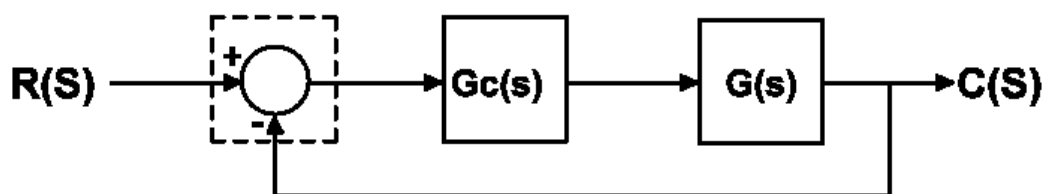
جبران ساز پس فاز Lag :

امتیازات

- (۱) پاسخ حالت دائمی سیستم را بهبود می‌بخشد .
- (۲) میزان overshoot پاسخ پله را کاهش می‌دهد .
- (۳) پهنای باند را کاهش می‌دهد در نتیجه تاثیر پذیری سیستم به وسیله‌ی نویزهای فرکانس بالا کاهش می‌یابد.

معایب

- (۱) پهنای باند را کاهش می‌دهد که در نتیجه آن سرعت پاسخ گذرای سیستم کاهش می‌یابد .
- برای سیستم هایی با پاسخ گذرا و پاسخ حالت دائمی ضعیف بایستی از یک جبران‌ساز پیش فاز- پس فاز استفاده نمود.
- به طور کلی بلوک دیاگرام سیستم با یک جبران ساز پیش فاز به صورت زیر است .



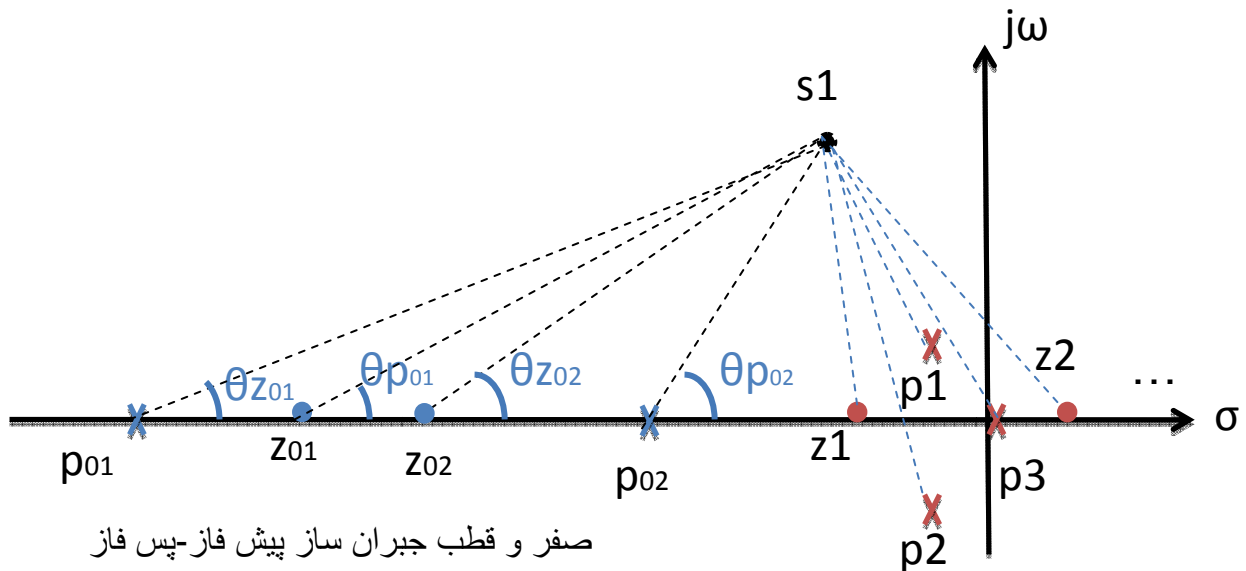
شکل ۲۵- ۱

که در آن $G(s)$ تابع تبدیل فرآیند و $G_c(s)$ تابع تبدیل جبران ساز پیش فاز است .

$$G(s) = \frac{(s + z_1)(s + z_2) \cdots (s + z_m)}{(s + p_1)(s + p_2) \cdots (s + p_n)}$$

$$G_c(s) = K_c \frac{(s + z_{01})(s + z_{02})}{(s + p_{01})(s + p_{02})} , \quad |p_{01}| > |z_{01}| , |p_{02}| > |z_{02}|$$

نمودار مکان ریشه های سیستم حلقه باز به صورت زیر است .



شکل ۲-۲۵

با توجه به معادله مشخصه سیستم حلقه بسته و برای درستی آن دو شرط زاویه و شرط اندازه تعریف می شود .

$$1 + G_c(s)G(s) = 0$$

$$G_c(s)G(s) = -1$$

شرط دامنه :

$$|G_c(s)G(s)| = 1$$

$$|G_c(s)G(s)| = K_c \frac{|s + z_{01}| |s + z_{02}| |s + z_1| |s + z_2| \cdots |s + z_m|}{|s + p_{01}| |s + p_{02}| |s + p_1| |s + p_2| \cdots |s + p_n|} = 1$$

شرط زاویه :

$$\angle G_c(s)G(s) = \pm 180^\circ (2K + 1) \quad , K = 0, 1, 2, \dots$$

$$\sum_{i=1}^m \angle(s + z_i) - \sum_{j=1}^n \angle(s + p_j) + \theta_{z_{01}} - \theta_{p_{01}} + \theta_{z_{02}} - \theta_{p_{02}} = \pm 180^\circ (2K + 1)$$

ثابت سرعت خطای ماندگار سیستم بدون جبران ساز برابر K_v می‌باشد و ثابت خطا برای سیستم به‌همراه جبران‌ساز برابر K_{vc} است .

$$K_{vc} = \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s)G(s) = K_v K_c \left(\frac{z_{01}}{p_{01}} \right) \left(\frac{z_{02}}{p_{02}} \right) = K_v K_c \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)$$

مشاهده می‌کنید که ثابت خطا بسته به میزان α, β افزایش و یا کاهش می‌یابد .

برای طراحی یک جبران ساز پیش‌فاز-پس‌فاز مراحل زیر را دنبال کنید .

(۱) محل قطب غالب را بر اساس خواسته های مسئله تعیین کنید.

$$p_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

(۲) فرض کنید صفرو قطب Lag در نزدیکی مبدا قرار دارند . یعنی داریم :

$$\frac{|s_d + z_{02}|}{|s_d + p_{02}|} \approx 1$$

و سپس صفرو قطب Lead و K_c را بر اساس خواسته های مسئله مشابه طراحی یک جبران ساز پیش‌فاز ، تعیین کنید .

سپس صفرو قطب Lag را بر اساس پاسخ دائمی مطلوب طراحی کنید . ثابت خطا برای سیستم به‌همراه جبران‌ساز برابر K_{vc} است .

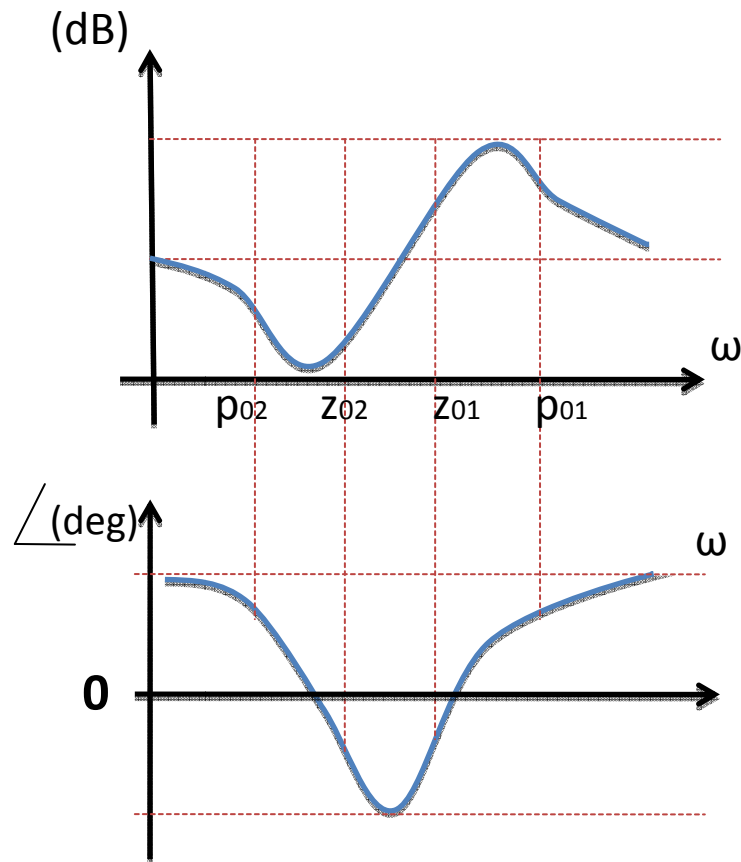
$$K_{vc} = \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s)G(s) = K_v K_c \left(\frac{z_{01}}{p_{01}} \right) \left(\frac{z_{02}}{p_{02}} \right) = K_v K_c \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)$$

در آخر مقدار β را با استفاده از جایگزینی K_v, K_c بدست آورید و صفرو قطب Lag را بر اساس دو شرط زیر بدست آورید .

$$\frac{|s_d + z_{02}|}{|s_d + p_{02}|} \approx 1$$

$$-5^\circ < \angle \frac{|s_d + z_{02}|}{|s_d + p_{02}|} < 0^\circ$$

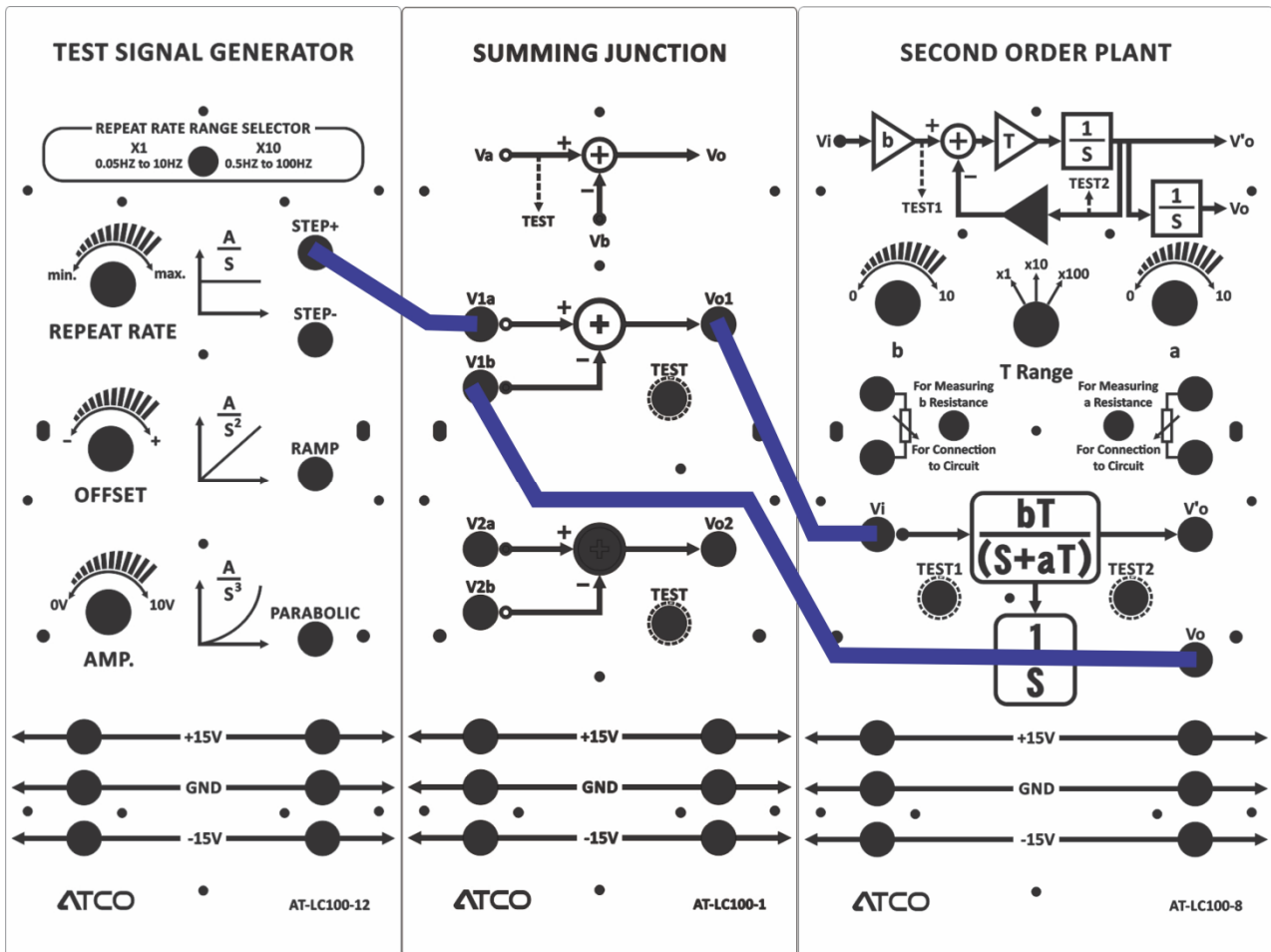
دیاگرام بود سیستم جبران‌ساز به صورت فوق می‌باشد .



شکل ۲۵-۳

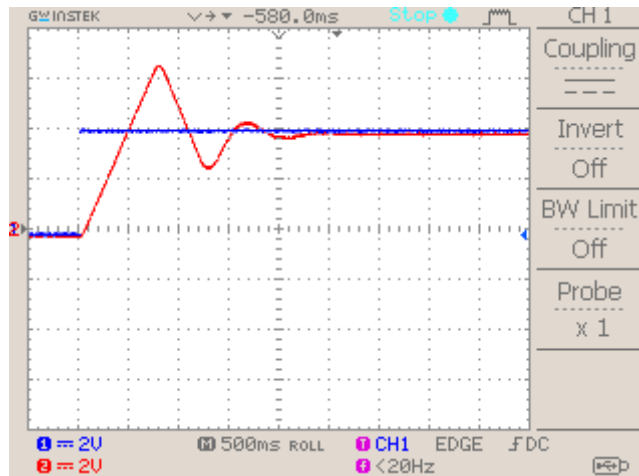
مراحل آزمایش :

- ۱- ابتدا پاسخ سیستم را بدون استفاده از جبران ساز مشاهده کنید. سیستم را همانند بلوک دیاگرام نشان داده شده سیم کشی نمایید .



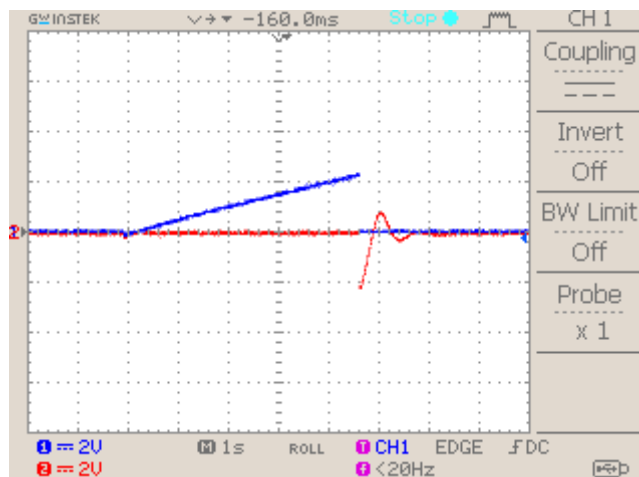
شکل ۲۵-۴

- ۲- بر روی ماژول LC100-12 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار $4V_{p-p}$ پالس در پین سمت راست خروجی OUT تنظیم نمایید .
- ۳- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 10$ و ولوم a را بر روی ۵ کیلو اهم و ولوم b را بر روی ۱۰۰ کیلو اهم (ماکزیمم مقدار) قرار دهید .
- ۴- با اسیلوسکوپ خروجی پین سمت راست ماژول LC100-12 و خروجی V_o در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



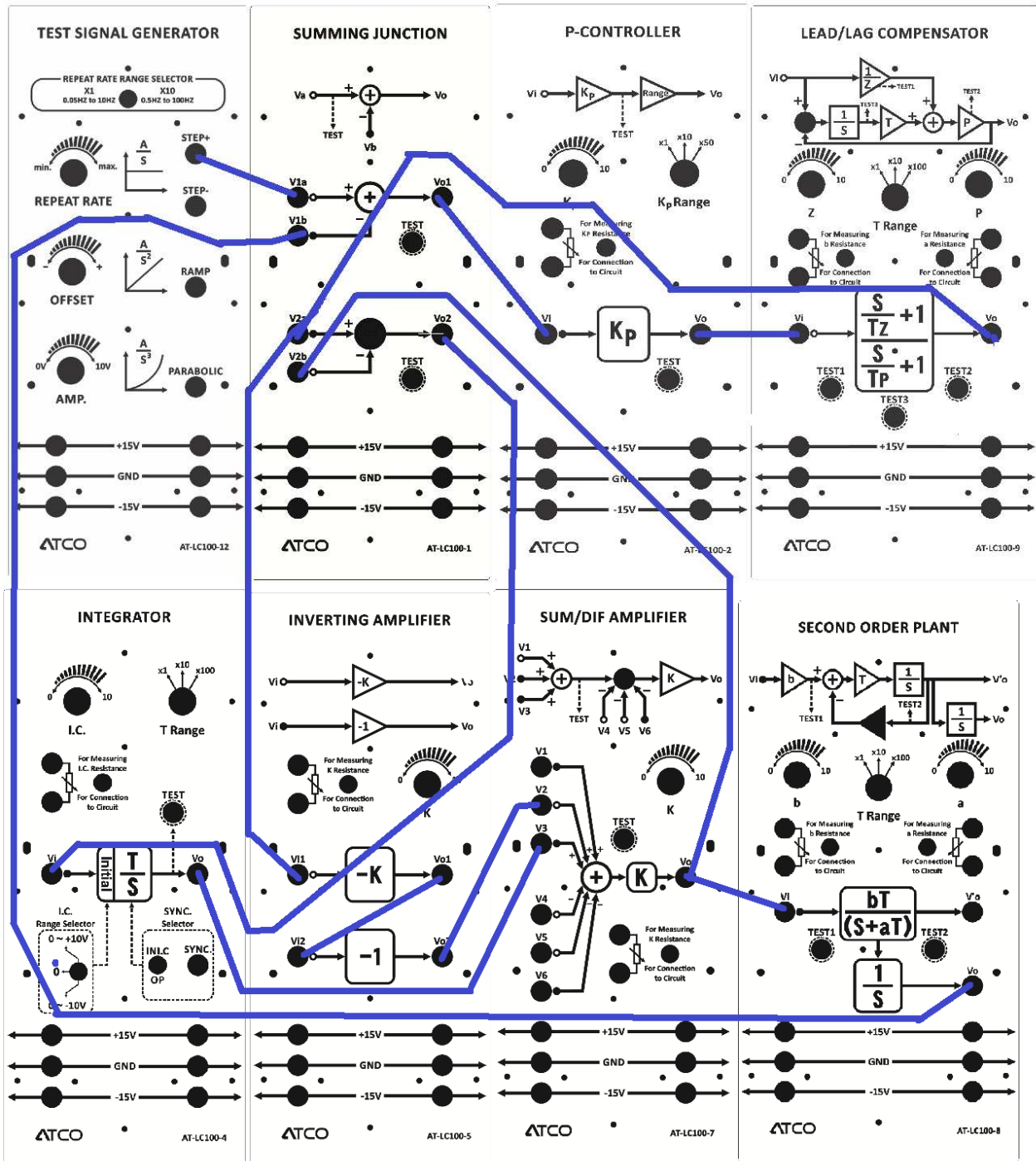
شکل ۲۵-۵

۵- بجای ورودی step از ورودی Ramp استفاده کرده و شکل موج ورودی و خروجی VO1 از ماژول LC100-1 را مشاهده کنید.



شکل ۲۵-۶

۶- حال پاسخ سیستم را با جبران ساز پس فاز مشاهده کنید. سیستم را همانند بلوک دیاگرام نشان داده شده سیم کشی نمایید.



شکل ۲۵-۶

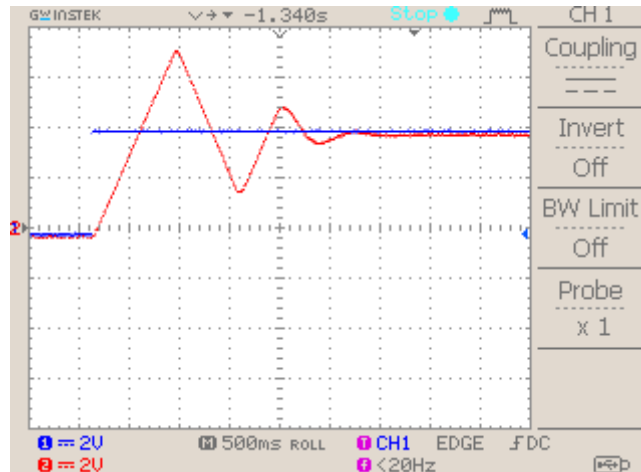
۷- بر روی مازول LC100-12 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار V_{p-p} 4 پالس در پین سمت راست خروجی OUT تنظیم نمایید.

- ۸- بر روی ماژول LC100-08 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 10$ و ولوم a را بر روی ۵ کیلو اهم و ولوم b را بر روی ۱۰۰ کیلو اهم (ماکزیمم مقدار) قرار دهید .
- ۹- بر روی ماژول LC100-2 سلکتور KP را بر روی وضعیت $\times 1$ و ولوم KP را روی ۴۰ کیلو اهم قرار دهید .
- ۱۰- بر روی ماژول LC100-7 سلکتور K را بر روی 2.8K اهم قرار دهید .
- ۱۱- بر روی ماژول LC100-5 سلکتور K را بر روی ۱۰ کیلو اهم قرار دهید .
- ۱۲- بر روی ماژول LC100-4 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 1$ قرار دهید .
- ۱۳- بر روی ماژول LC100-9 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 10$ و ولوم Z را بر روی ۲۵ کیلو اهم و ولوم P را بر روی ۸۶.۸ کیلو اهم قرار دهید .

$$G(s) = \frac{100}{s^2 + 5s}$$

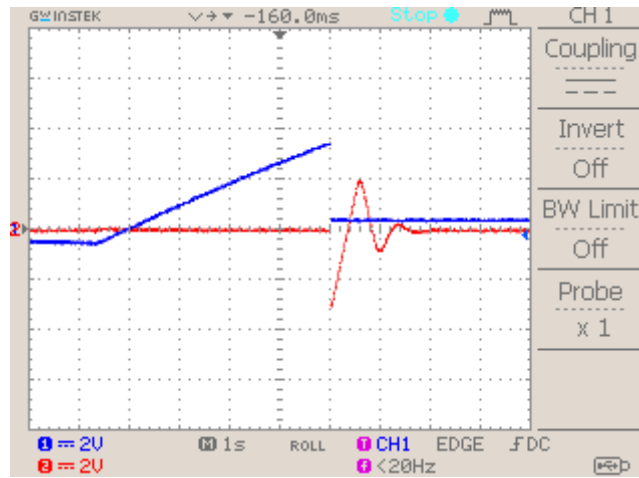
$$G_c(s) = 40 \frac{(s + 25)}{(s + 86.8)} \frac{(s + 1)}{(s + 0.288)} = 40 \frac{\left(\frac{s}{25} + 1\right)}{\left(\frac{s}{86.8} + 1\right)} \frac{(s + 1)}{\left(\frac{s}{0.288} + 1\right)}$$

- ۱- با اسیلوسکوپ خروجی پین سمت راست ماژول LC100-12 و خروجی V_o در ماژول LC100-08 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۲۵-۷ با جبران ساز

- ۲- سپس برای ورودی رمپ نیز آزمایش را تکرار کنید و میزان خطای خروجی را مشاهده نمایید . با اسیلوسکوپ خروجی پین سمت راست ماژول RN-E312 و خروجی VO1 در ماژول RN-E301 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل ۳۷-۸ بدون جبران ساز