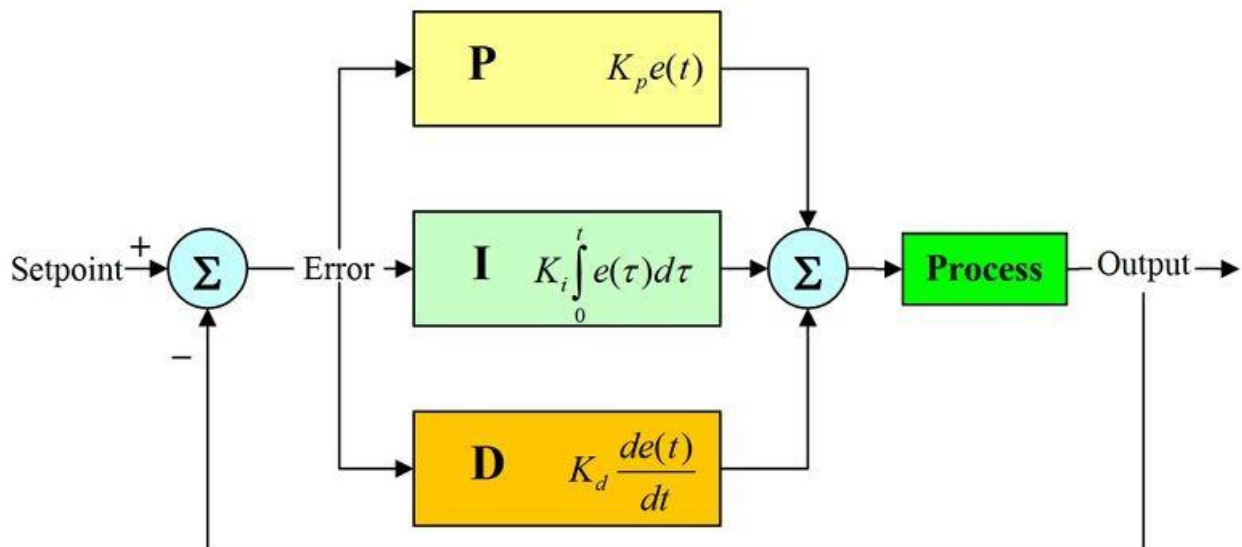


دانشگاه زنجان

دانشکده فنی و مهندسی - گروه برق

دستور کار خلاصه شده آزمایشگاه سیستم های کنترل خطی



نسخه ویرایش شده:

دکتر مهرداد بابازاده

زمستان 1401

فهرست مطالب

1.	بررسی سیستم مرتبه اول.....	4
1.1.	بررسی پاسخ گذرا در سیستم مرتبه اول.....	6
1.2.	بررسی پاسخ ماندگار در سیستم مرتبه اول.....	9
1.3.	بررسی خطای ماندگار برای ورودی پله.....	10
1.4.	بررسی خطای ماندگار برای ورودی شیب و سهمی.....	12
13	راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست.....	13
2.	بررسی سیستم مرتبه دوم.....	14
2.1.	بررسی تغییرات ζ	18
2.2.	بررسی فرکانس نوسان نامیرا ω_n	20
2.3.	بررسی خطای ماندگار در سیستم مرتبه دوم.....	22
2.4.	بررسی پاسخ گذرا در سیستم مرتبه دوم.....	25
2.5.	تأثیر ζ بر پاسخ حالت گذرای سیستم.....	27
2.6.	تأثیر ω_n بر پاسخ حالت گذرای سیستم.....	29
30	راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست.....	30
3.	بررسی عملکرد کنترل کننده PI در سیستم مرتبه دوم.....	31
34	راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست.....	34
35	(آموزشی)- قواعد تنظیم کنترل کننده PID.....	35
40	(آموزشی)- مشخصات یک سرو موتور.....	40
4.	کنترل سرعت سرو موتور توسط کنترل کننده PI.....	45
48	راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست.....	48
49	کنترل موقعیت سرو موتور توسط کنترل کننده PI.....	49
51	راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست.....	51
6.	جبران ساز پیش فاز Lead.....	52

- 56 راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست
- 57 7. جبرانساز پیش فاز-پس فاز Lead-Lag 57
- 64 راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست
- 65 8. پیوست مربوط به نحوه انجام تکالیف و ارزیابی 65
- 65 نحوه انجام تکالیف آزمایشگاه کنترل: 65
- 65 نحوه ارزیابی آزمایشگاه کنترل: 65

1. بررسی سیستم مرتبه اول

در این آزمایش به بررسی و مطالعه مشخصات، گین حالت ماندگار و ثابت زمانی در سیستم مرتبه اول می پردازیم. یک سیستم مرتبه اول در ساده ترین حالت (مثل یک مدار با یک المان ذخیره ساز) میتواند با یک رابطه دیفرانسیلی مرتبه یک بیان شود:

$$\frac{dc(t)}{dt} + ac(t) = b r(t)$$

با گرفتن تبدیل لاپلاس داریم:

$$s C(s) - C(0) + a C(s) = b R(s) \Rightarrow C(s) = \frac{b}{s+a} R(s) + \frac{c(0)}{s+a}$$

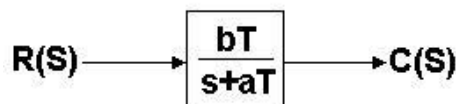
اگر مقدار اولیه صفر باشد، فقط جمله اول باقی می ماند. حال یک سیستم مرتبه اول پیچیده را در نظر می گیریم:

$$\frac{dc(t)}{dt} + ac(t) = b_m \frac{d^m r(t)}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{dr(t)}{dt} + b_0 r(t)$$

تابع تبدیل میتواند به این صورت بیان شود :

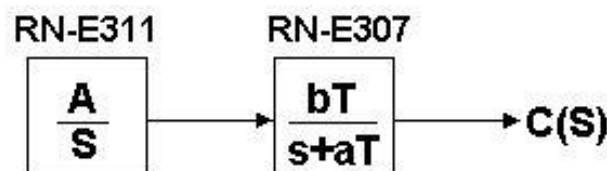
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s + a}$$

در سیستم های فیزیکی واقعی، به ندرت مرتبه صورت کسر بزرگتر از مخرج است. زیرا با افزایش فرکانس، سیگنال بیشتر تقویت شده و سیستم به اشباع خواهد رفت. مرتبه یک سیستم با مرتبه مخرج مشخص می شود. حال تابع تبدیل مرتبه اول را به صورت زیر در نظر می گیریم :



شکل 1-4

پاسخ سیستم برای یک ورودی پله $R(s) = \frac{A}{s}$ به صورت زیر بدست می آید.

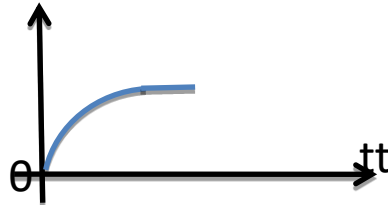


شکل 2-4

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

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

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

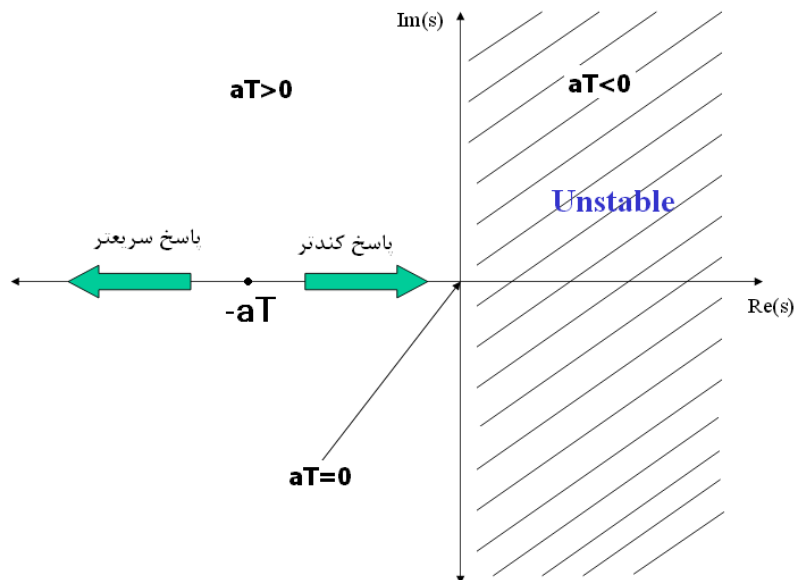


شکل 3-4

$$G(s) = \frac{K}{T_c s + 1} = \frac{bT}{s + aT} \quad \rightarrow \quad K = \frac{bT}{aT} \text{ ماندگارگین و } T_c = \frac{1}{aT}$$

معکوس قطب سیستم معادل است با ثابت زمانی پاسخ حالت گذرای سیستم. یعنی معادل مدت زمانی است که پاسخ ورودی پله واحد سیستم به 63 درصد مقدار دائمی خود می رسد.

طبق شکل با دور شدن قطب سیستم در سمت چپ صفحه از مبدا، ثابت زمانی سیستم کاهش می یابد و سیستم زودتر به حالت ماندگاری می رسد و بالعکس با کاهش aT ثابت زمانی افزایش می یابد.



شکل 4-4

برای ملاحظه این تغییرات توجه داشته باشید که فرکانس پله ورودی را به گونه ای تنظیم نمایید که دوره تناوب پله ی ورودی بزرگتر از ثابت زمانی سیستم باشد تا سیگنال خروجی فرصت رسیدن به مقدار ماندگار خود را داشته باشد.

1.1. بررسی پاسخ گذرا در سیستم مرتبه اول

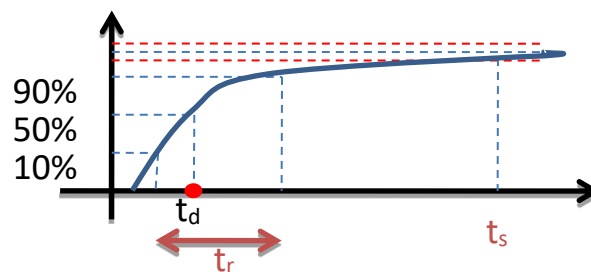
سیستم های مرتبه اول تنها یک پارامتر اساسی دارند که با تغییر آن، تنها سرعت پاسخ تغییر می کند. با حرکت قطب ها روی محور حقیقی به سمت چپ ثابت زمانی سیستم کاهش می یابد و در نتیجه پاسخ سیستم سریعتر خواهد شد.

برای ارزیابی پاسخ گذرای سیستم از معیارهای t_s زمان نشست، t_r زمان صعود یا خیز و t_d زمان تاخیر استفاده می شود.

t_r زمان صعود، بیانگر مدت زمانی است که پاسخ پله سیستم از 10٪ تا 90٪ مقدار دائمی خود را طی می کند.

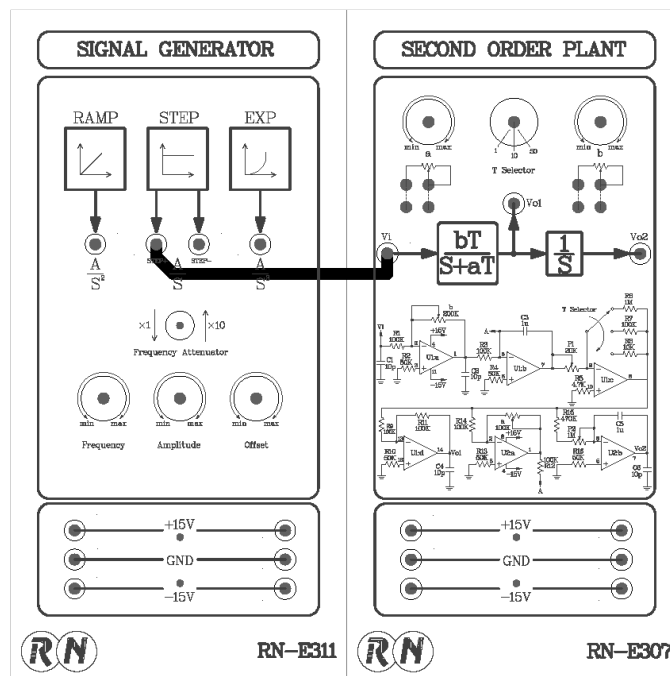
t_s زمان نشست، زمانی است که پاسخ با میزان خطای معینی به حالت دائمی خود برسد و در آن محدوده باقی بماند (معمولاً میزان خطا 2٪ یا 5٪).

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



شکل 4-12

1- سیستم را مانند شکل زیر سیم کشی نمایید.



2- روی ماژول RN-E311 توسط ولوم Freq و Amp مقدار 1 Hz و 2Vpp را در خروجی STEP تنظیم نمایید.

(اگر فرکانس ورودی بیشتر شود شکل خروجی شبیه مثلث خواهد شد. چرا؟)

3- روی ماژول RN-E307 سلکتور را در موقعیت 1× قرار دهید و ولوم b , a را به ترتیب روی 70 kΩ و 10 kΩ تنظیم نمایید .

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{70}{s + 10} = \frac{bT}{s + aT}$$

4- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول RN-E311 و خروجی Vo1 در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید و سپس مقدار ts , td , tr 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:

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

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

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

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

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

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

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

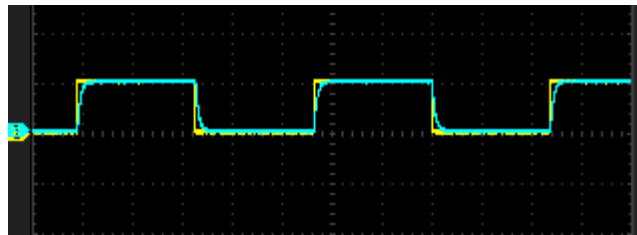
برای محاسبه زمان نشست داریم:

تقریب 5٪:

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{5}{100} c(\infty) \text{ و } |e^{-aTt_s}| < \frac{5}{100}, t_s > \frac{\ln(0.05)}{-aT} = \frac{3}{aT} = 0.03$$

تقریب 2٪:

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{2}{100} c(\infty) \text{ و } |e^{-aTt_s}| < \frac{2}{100}, t_s > \frac{\ln(0.02)}{-aT} = \frac{4}{aT} = 0.04$$



شکل 4-13

5- مرحله 3 و 4 را با تغییر مقدار a به 5kΩ تکرار نمایید.

$$G(s) = \frac{70}{s + 5}$$



شکل 4-14

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

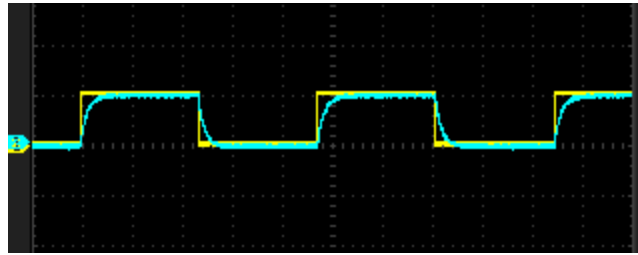
$$t_d = \frac{\ln(0.5)}{-aT} = \frac{-0.693}{-50} = 0.01$$

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

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

6- مرحله 3 و 4 را با تغییر مقدار b به 5kΩ تکرار نمایید.

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



شکل 4-15

با توجه به فرم پاسخ زمانی خروجی سیستم :

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

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

1.2. بررسی پاسخ ماندگار در سیستم مرتبه اول

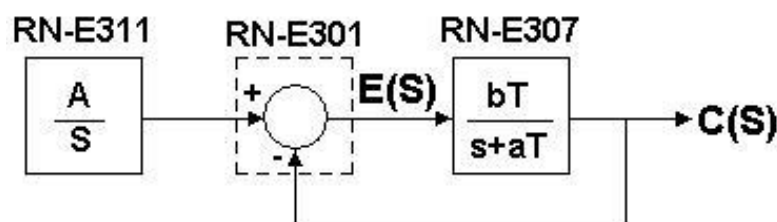
پاسخ یک سیستم به دو قسمت گذرا و ماندگار تقسیم می شود. پاسخ گذرا وابسته به رفتار دینامیکی سیستم است و پس از مدتی ناپدید می شود. آنچه باقی می ماند، خطای ماندگار یا مقدار خطا در حالت تعادل نامیده می شود. این خطا معیاری برای بررسی دقت در یک سیستم کنترلی است.

بسیاری از سیستم های فیزیکی خطای ماندگار دارند. عوامل مختلفی مثل اصطکاک یا پارامترهای ذاتی سیستم فیزیکی، در این خطا تاثیرگذار است. در طراحی یک سیستم کنترلی خطاها باید به حداقل ممکن برسد یا در یک بازه ی قابل قبول محدود شود. اما منظور از نوع سیستم چیست؟ تابع تبدیل حلقه باز یک سیستم را در نظر می گیریم:

$$G(s)H(s) = \frac{K(1 + a_1s)(1 + a_2s) \dots (1 + a_ns)}{s^j(1 + b_1s)(1 + b_2s) \dots (1 + b_ms)}$$

نوع سیستم برابر است با توان $\frac{1}{s}$ در تابع تبدیل حلقه باز سیستم. هرچه نوع سیستم بالاتر باشد، دقت سیستم بیشتر می شود (خطای حالت ماندگار کمتر می شود)، اما بطور نامطلوبی پایداری کمتر می شود.

بعد از فهمیدن تعریف نوع سیستم، به بحث راجع به خطا $E(s)$ یا $e(t)$ می پردازیم. یک سیستم مرتبه اول حلقه بسته مانند شکل زیر در نظر می گیریم.



شکل 4-16

سیگنال خطا برابر اختلاف سیگنال ورودی و سیگنال فیدبک شده است.

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

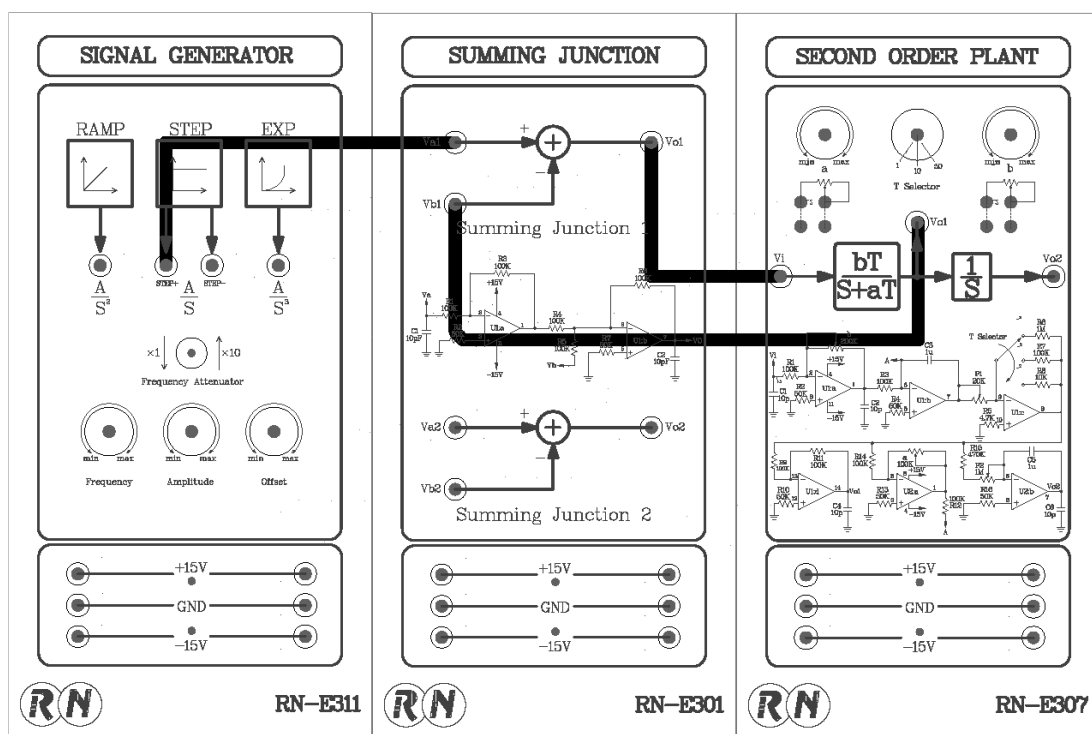
که در آن $G(s)$ تابع تبدیل حلقه باز و $T(s)$ تابع تبدیل حلقه بسته سیستم می باشد. خطای ماندگار بصورت زیر تعریف می شود:

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

همانطور که در تعریف بالا دیده می شود ورودی سیستم، $R(s)$ بر خطای ماندگار تاثیر دارد. همچنین در مورد سیستم های خطی رابطه نزدیکی بین خطای ماندگار و نوع سیستم وجود دارد. انواع سیستم ها و انواع ورودی ها، خطاهای ماندگار متفاوتی تولید می کند. به همین علت باید برای مطالعه خطای ماندگار، ورودی های مختلفی به سیستم اعمال کنیم.

1.3. بررسی خطای ماندگار برای ورودی پله

1- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید.



شکل 4- 17

2- روی ماژول RN-E311 توسط ولوم Freq و Amp مقدار 0.1 Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

3- روی یونیت RN-E307 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم های a و b را روی 10kΩ تنظیم نمایید.

4- با اسیلو سکوپ خروجی STEP+ ماژول RN-E311 و خروجی Vo1 در ماژول RN-E301 (سیگنال خطا) را اندازه گیری و ثبت نمایید.

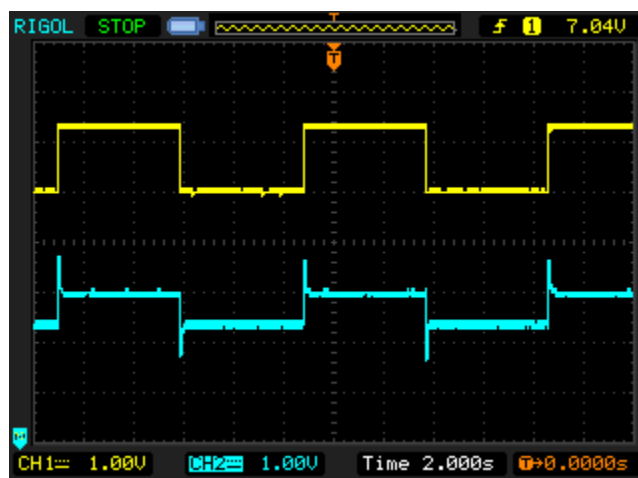
5- تابع تبدیل حلقه باز سیستم به صورت زیر است. مشاهده می کنید که سیستم نوع صفر است.

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

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

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

به دلیل وجود فیدبک منفی واحد، خروجی Vol نشان دهنده ی تفاضل سیگنال ورودی و خروجی (سیگنال خطا) می باشد.



شکل 4- 18

6- بدون تغییر مقدار b ، مقدار a را روی $20k\Omega$ تنظیم نموده و شکل موج ها را ثبت نمایید.

7- مقدار b را روی $40k\Omega$ تنظیم نموده و تغییرات خطای ماندگار را بررسی کنید.

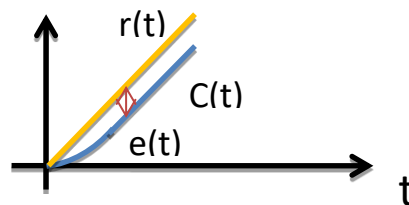
همانطور که در شکل مشخص است، سیگنال خطا ثابت است.

1.4. بررسی خطای ماندگار برای ورودی شیب و سهمی

1- **آزمایش قبلی** را با همان تنظیمات برای ورودی های شیب و سهمی تکرار نمایید و نتایج را بررسی و تحلیل کنید.
تابع رمپ به صورت زیر می باشد.

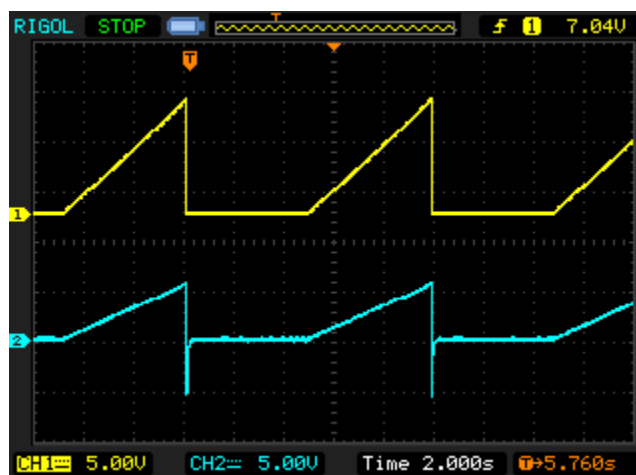
$$r(t) = \begin{cases} \alpha t & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

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



شکل 4- 19

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s^2} \right)}{1 + \left(\frac{100}{s+100} \right)} = \infty$$



شکل 4- 19

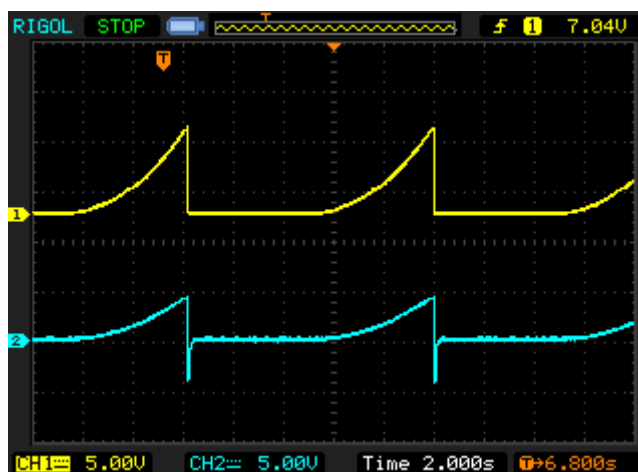
همانطور که در شکل مشخص است، سیگنال خطا دائما در حال زیاد شدن است و هر چه سیگنال شیب ادامه پیدا کند، خطا هم بیشتر می شود.

در مورد ورودی سهمی، تابع بصورت زیر می باشد.

$$r(t) = \begin{cases} \alpha t^2 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

$$R(s) = \frac{\alpha}{s^3}$$

$$E_{ss}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s^3} \right)}{1 + \left(\frac{100}{s+100} \right)} = \infty$$



شکل 4- 8

در این مورد هم سیگنال خطا دائما در حال زیاد شدن است و هر چه سیگنال سهمی صعود کند، سیگنال خطا هم بیشتر می شود و آن را دنبال می کند.

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

2. بررسی سیستم مرتبه دوم

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

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

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

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

ریشه های معادله مشخصه سیستم (قطب ها) به فرم زیر خواهد بود.

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

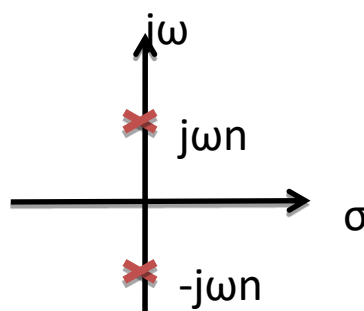
تغییر نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرایی در نتیجه ی تغییر پارامترهای سیستم، موقعیت قطب های حلقه بسته را تغییر می دهد و در نتیجه ی آن شکل پاسخ و سرعت پاسخ سیستم نیز تغییر می کند.

■ اثر ξ در سیستم مرتبه ی دوم

(1) $\xi = 0$ سیستم نوسانی نامیرا (undamped)

معادله مشخصه سیستم دو قطب موهومی محض خواهد داشت.

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



شکل 5-1

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

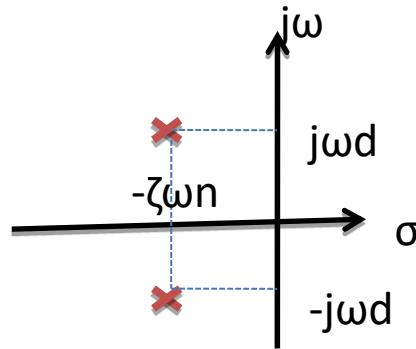
$$C(t) = k_1 - k_2 \cos(\omega_n t)$$

در این حالت پاسخ سیستم مرتبه دوم نه تنها میرا نمی شود، بلکه کاملاً نوسانی است.

(2) $0 < \xi < 1$ سیستم 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 2-5

پاسخ زمانی خروجی برای ورودی پله به فرم به شکل نوسانی میرا است.

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

در این حالت پاسخ سیستم به تدریج با یک شکل سینوسی میرا می شود. فرکانس این نوسان برابر فرکانس طبیعی میرا (ω_d) خواهد بود.

3) ξ = 1 سیستم میرایی بحرانی (critically damped)

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 .

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

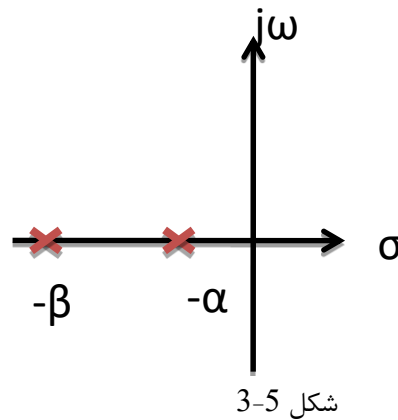
در این حالت پاسخ گذرای سیستم مرتبه دوم، به سرعت از بین می رود. سیستم در کمترین زمان به مقدار ورودی می رسد و آن را دنبال می کند.

(4) $\xi > 1$ سیستم فوق میرا (over damped)

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

$$s_1 = -\alpha$$

$$s_2 = -\beta$$



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

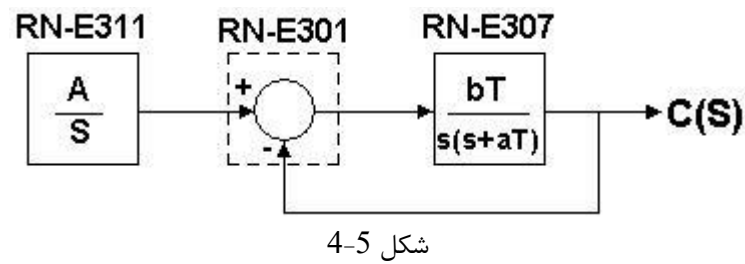
$$C(t) = k_1 + k_2 e^{-\alpha t} - k_3 e^{-\beta t}$$

در حالتی که ضریب میرایی خیلی بزرگتر از یک باشد، یکی از دو جمله نمایی بسیار سریعتر از دیگری میرا می شود. در

واقع قطبی که به محور $j\omega$ نزدیکتر است، پاسخ کندتری دارد و سهم بیشتری در پاسخ خروجی سیستم مرتبه دوم دارد. در

عمل پاسخ بسیار شبیه به یک سیستم مرتبه اول خواهد بود.

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



تابع تبدیل حلقه بسته سیستم به صورت زیر می باشد.

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

در واقع مقدار bT جایگزین ω_n^2 و aT جایگزین $2\omega_n\xi$ شده است. بنا براین در ماژول RN-E307 نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای سیستم به صورت زیر بدست می آید.

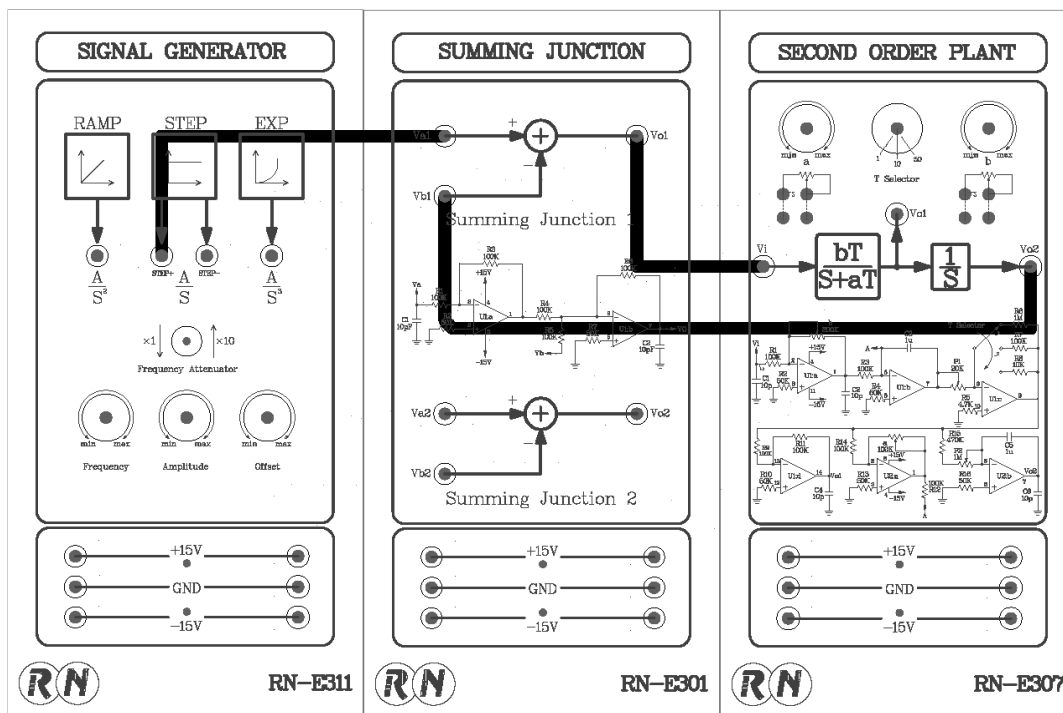
$$\xi = \frac{aT}{2\omega_n} = \frac{aT}{2\sqrt{bT}}$$

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

با تغییر پارامترهای a ، b و T مقادیر نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرایی تغییر می کند و شکل پاسخ و سرعت پاسخ سیستم نیز تغییر می کند. در ادامه به آزمایش های مختلف درباره این مطلب می پردازیم.

2.1. بررسی تغییرات ζ

1- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید.



شکل 5-5

2- روی ماژول RN-E311 توسط ولوم Freq و Amp مقدار 0.1Hz و 5Vpp (یا ولتاژی که در تصاویر اسکوپ در صفحات بعد که در گزارش آمده) را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

3- از آنجا که $bT = \omega_n^2$ و $aT = 2\omega_n\xi$ ، یک مقدار ثابت برای bT معادل یک مقدار ثابت برای ω_n است. در حالتی که

مقدار ω_n ثابت با شد، یک تغییر در مقدار aT معادل تغییر ξ است. در ماژول RN-E307 سلکتور T را در موقعیت $10\times$ قرار

دهید ولوم b را روی 10kΩ تنظیم نمایید ($\omega_n = 10$). پس از این تنظیمات تابع تبدیل سیستم معادل است با:

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

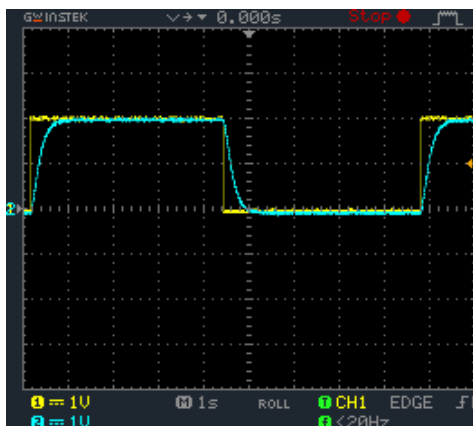
4- از آنجا که $aT = 2\omega_n\xi$ با جاگذاری $T=10$ و $\omega_n = 10$ و ساده سازی داریم:

$$a = 2\xi$$

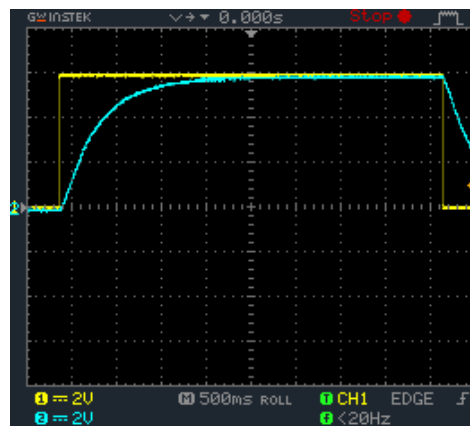
مقدار a را روی 4 تنظیم نمایید ($\xi = 2$) و با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول RN-E311 و خروجی Vo2 در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید.

5- مرحله 4 را با تغییر مقدار a به 0, 1, 2, 0 کیلو اهم ($\xi=1, 0.5, 0$) تکرار نمایید و نتایج را تحلیل کنید. هر چه ضریب میرایی به صفر نزدیک شود، میرایی سینوسی در پاسخ گذرا بهتر دیده می شود. اگر ضریب میرایی صفر باشد، پاسخ گذرای سینوسی مرتبه دوم

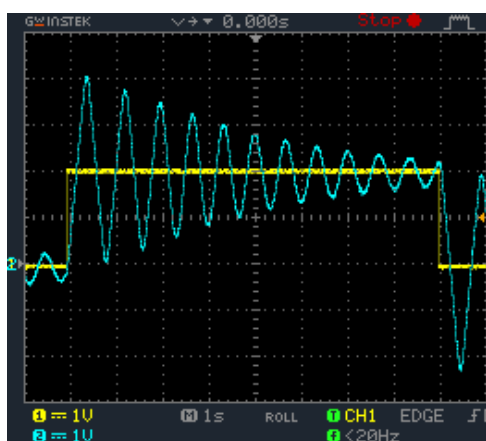
میرا نمی شود. با افزایش پارامتر a نسبت میرایی ξ افزایش می یابد. در نتیجه پاسخ گذرای سیستم از حالت نوسانی نامیرا (سیستم ناپایدار) به حالت میرای بحرانی و فوق میرا خواهد رفت.



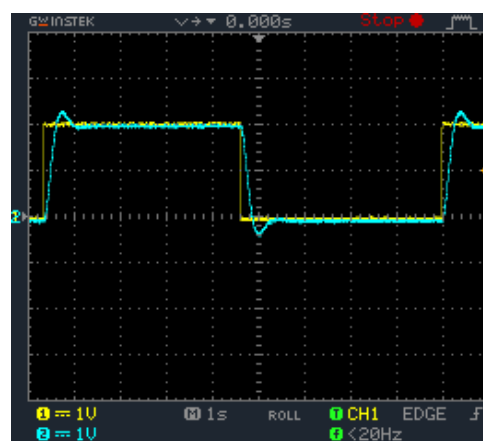
شکل 5-7 $a=2k$



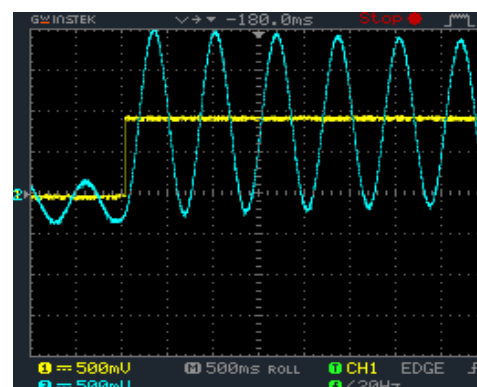
شکل 5-6 $a=4k$



شکل 5-9 $a=0.2 K$



شکل 5-8 $a=1k$



شکل 5-10 $a=0$

2.2. بررسی فرکانس نوسان نامیرا ω_n

ω_n فرکانس طبیعی نامیرای سیستم مرتبه دوم است که در صورت صفر شدن ضریب میرایی، سیستم با آن نوسان می کند.

$$C(t) = k_1 - k_2 \cos(\omega_n t)$$

اگر سیستم حتی مقدار ناچیزی نامیرایی داشته باشد، فرکانس طبیعی نامیرا را نمیتوان بصورت تجربی مشاهده کرد. فرکانسی که مشاهده می شود فرکانس طبیعی میرا ω_d است که برابر است با:

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

در عمل مقدار مقاومت ولوم a در ماژول RN-E307 صفر نمی شود و نمیتوان مقدار ξ را صفر کرد. (حداقل مقدار ولوم حدود چند اهم است). در حالت زیرمیرا، میتوان ω_d را روی شکل پاسخ سیستم مرتبه دوم مشاهده کرد. در واقع با تثبیت ضریب میرایی به بررسی تغییرات ω_d (که در اینجا ضریب ثابت از ω_n است) می پردازیم.

1- روال پیکربندی ماژول ها برای آزمایش، دقیقا مانند آزمایش قبل است.

2- روی ماژول RN-E311 توسط ولوم Freq و Amp مقدار 0.5Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

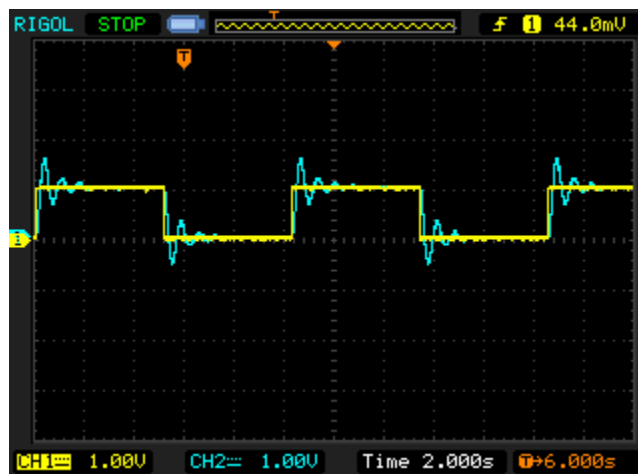
3- در ماژول RN-E307 ولوم a را روی 0.4k Ω ثابت کنید.

4- سلکتور T را در موقعیت 10 \times قرار دهید.

5- برای تنظیم ω_n ولوم b را روی 10k Ω و ω_n را 10 قرار دهید و تابع تبدیل سیستم را بدست آورید.

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{100}{s^2 + (0.4 \times 10)s + 100}$$

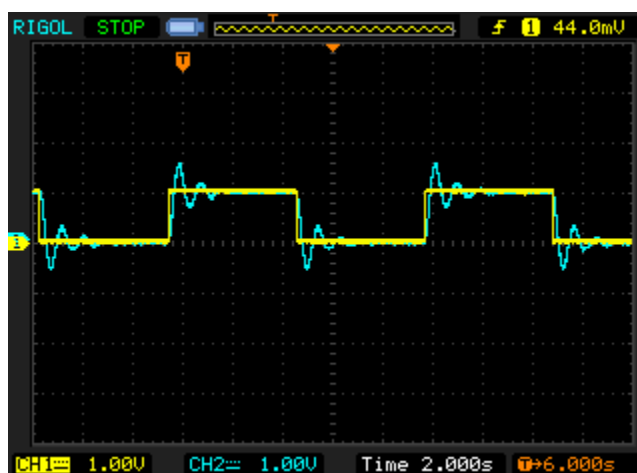
6- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول و خروجی Vo2 در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



شکل 5-11

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 زیرمیرا خواهد بود.

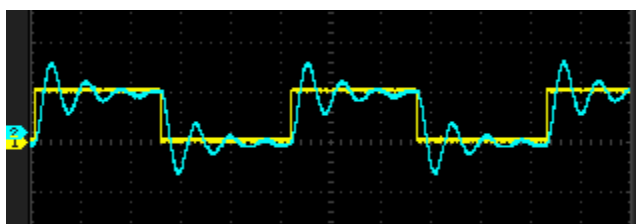
7- مرحله 5 و 6 را با تغییر مقدار $a=0.32$ و $b=6.4$ تکرار نمایید و تابع تبدیل را بدست آورید.



شکل 5-12

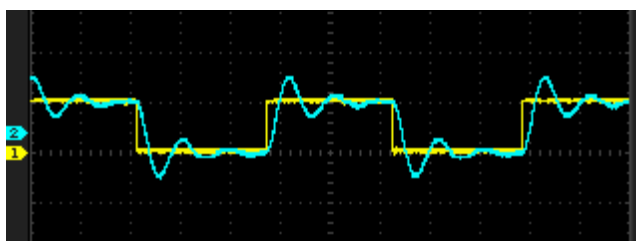
در این حالت نیز با توجه به مقادیر $\xi = \frac{aT}{2\sqrt{bT}} = 0.2$ و $\omega_n = \sqrt{bT} = 8$ پاسخ به ورودی پله از نوع زیر میرا است.

8- مرحله 5 و 6 را با تغییر مقادیر به $a=0.2$ و $b=2.5$ تکرار نمایید و تابع تبدیل را بدست آورید. ($\xi=0.2, \omega_n = 5$)



شکل 5-13

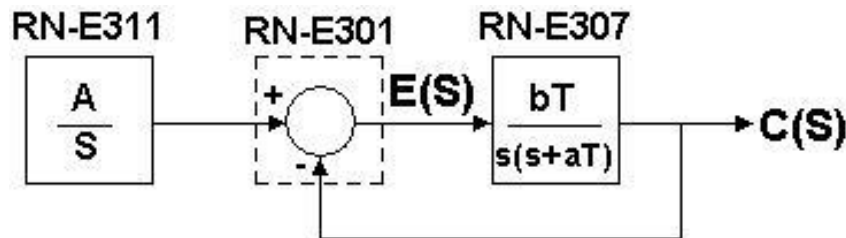
9- مرحله 5 و 6 را با تغییر مقدار $a=0.16$ و $b=1.6$ تکرار نمایید. ($\xi=0.2, \omega_n = 4$)



شکل 5-14

فرکانس نوسانات کاهش می یابد.

2.3. بررسی خطای ماندگار در سیستم مرتبه دوم



شکل 1-6

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

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

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

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

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

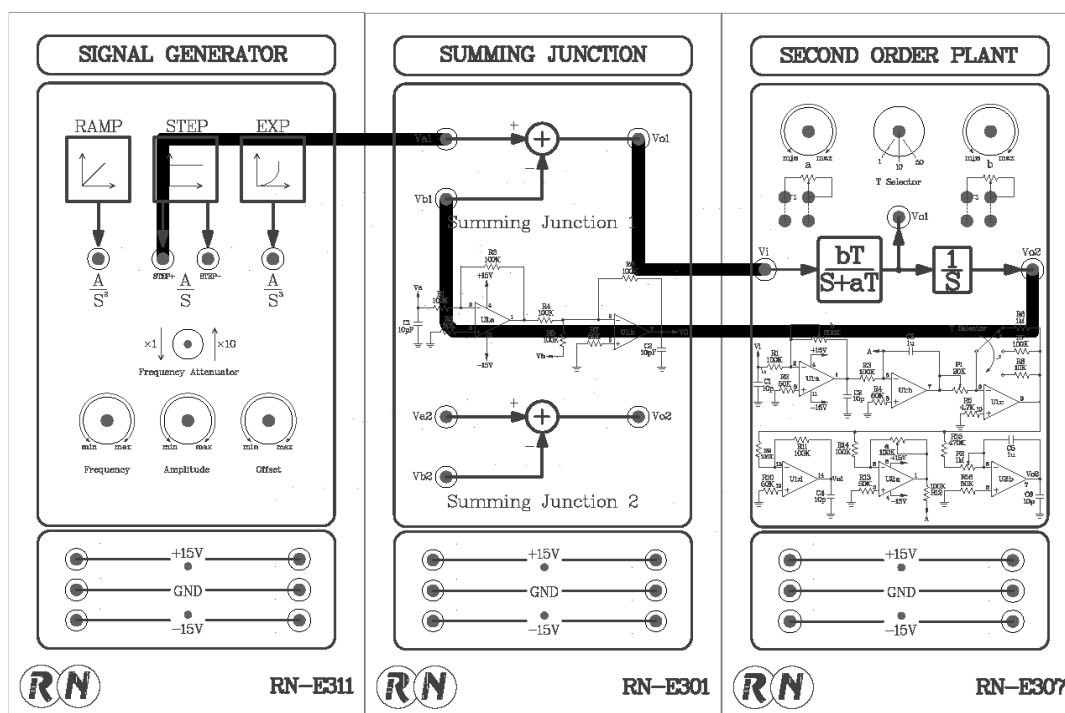
خطای ماندگار سیستم های نوع یک برای ورودی پله صفر است .

مقدار خطای ماندگار برای ورودی سیگنال های شیب و پارابولیک (سهمی) به ترتیب از رابطه های زیر بدست می آید.

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

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

1- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید :

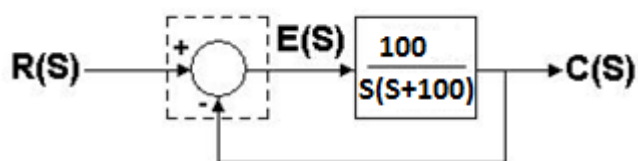


شکل 2-6

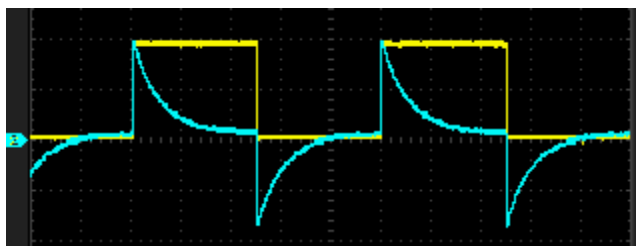
2- روی ماژول RN-E311 توسط ولوم Freq و Amp مقدار 0.1 Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

3- روی ماژول RN-E307 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم های a و b را روی $10k\Omega$ تنظیم نمایید.

4- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ و خروجی V_{o1} در ماژول RN-E301 را اندازه گیری و ثبت نمایید.

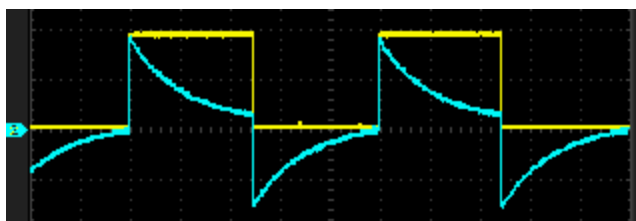


شکل 3-6



شکل 4-6

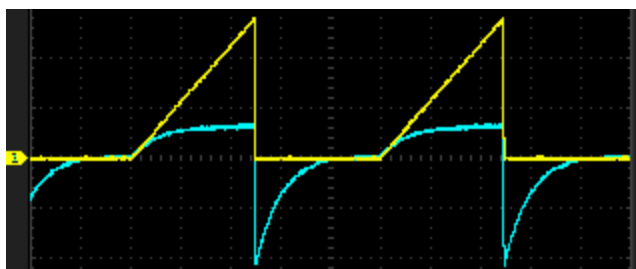
5- مرحله 4 را با تغییر مقدار a به $20k\Omega$ تکرار نمایید.



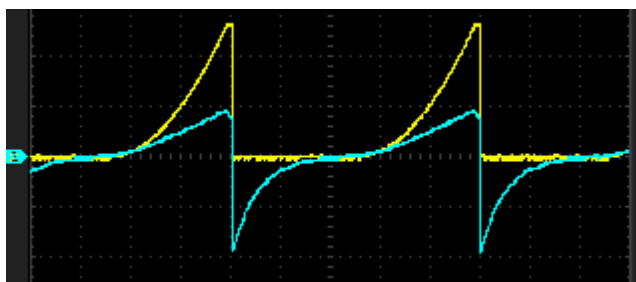
شکل 5-6

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

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



شکل 6-6

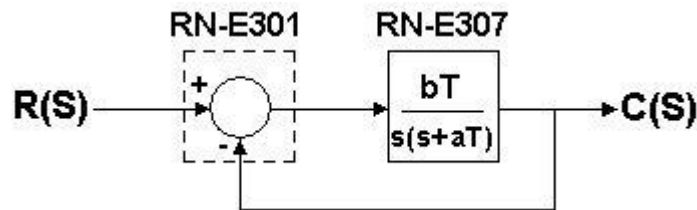


شکل 7-6

2.4. بررسی پاسخ گذرا در 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 8- 1

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 10٪ تا 90٪ مقدار دائمی خود را طی می کند.

$$c(t_1) = 0.1 c(\infty), c(t_2) = 0.9 c(\infty), t_r = t_2 - t_1$$

زمان نشست، زمانی است که پاسخ با میزان خطای معینی به حالت دائمی خود برسد و در آن محدوده باقی بماند (معمولا t_s

میزان خطا 2٪ یا 5٪).

تقریب 5٪:

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{5}{100} c(\infty) \text{ و } t_s \cong \frac{3}{TC} = \frac{3}{\xi\omega_n}$$

تقریب 2٪:

$$|c(t_s) - c(\infty)| < \frac{2}{100} c(\infty), t_s \cong \frac{4}{TC} = \frac{4}{\xi\omega_n}$$

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)

$$Mp\% = \frac{c(t_s) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100 \quad \text{و} \quad Mp = e^{-\frac{\pi \sigma}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}}$$

برای مثال :

برای $\omega_n = 10$, $\xi = 0.5$

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

when $x = 0.5 \rightarrow t_d = 0.13$ و when $x = 0.1 \rightarrow t_1 = 0.05$

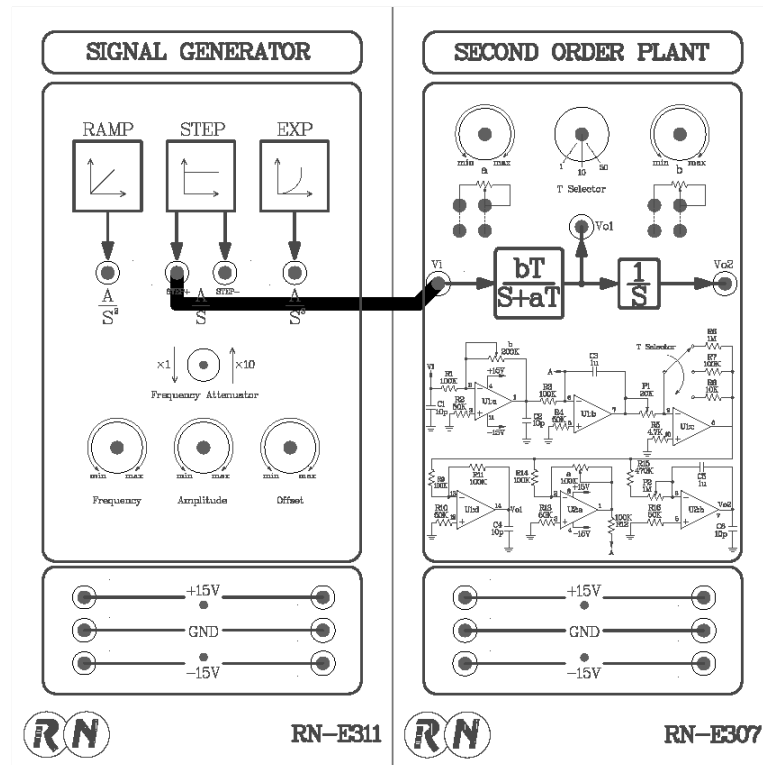
when $x = 0.9 \rightarrow t_2 = 0.9 \rightarrow t_r = t_2 - t_1 = 0.16$

$$t_s = \frac{3}{0.5 \cdot 10} = 0.6 \quad \text{و} \quad t_p = \frac{\pi}{10 \sqrt{1 - 0.5^2}} = 0.36 \quad \text{و} \quad Mp = e^{\frac{-0.5 \pi}{\sqrt{1 - 0.25}}} * 100\% = 16\%$$

با تغییر پارامترهای سیستم a, b و T ، مقادیر نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرای تغییر می کند و در نتیجه ی آن شکل پاسخ و سرعت و زمان های بالا در آن نیز تغییر می کند. در ادامه به بررسی این تغییرات می پردازیم.

2.5. تأثیر ζ بر پاسخ حالت گذرای سیستم

1- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید. (سیستم باید به صورت حلقه بسته تکمیل شود)



شکل 8-2

1- روی ماژول RN-E311 توسط ولوم Freq و Amp مقدار 0.5Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

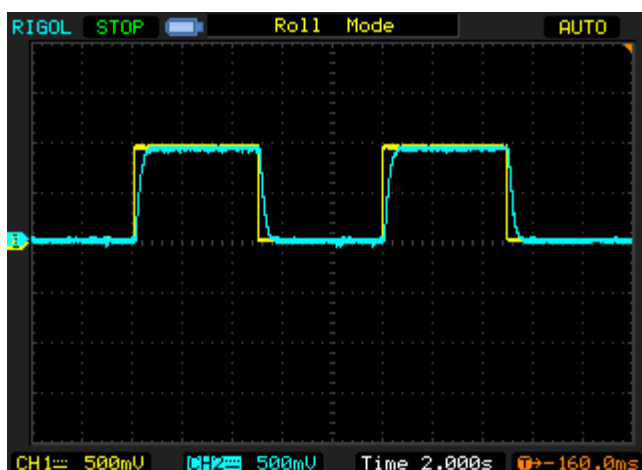
2- روی ماژول RN-E307 سلکتور را در موقعیت $\times 10$ قرار دهید و ولوم b را روی 10kΩ ($w_n=10$) تنظیم نمایید. تابع تبدیل سیستم را محاسبه کنید.

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

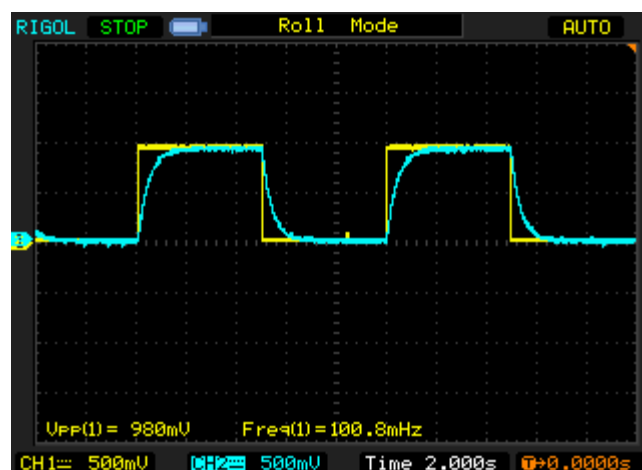
3- روی ماژول RN-E307 ولوم a را روی 4kΩ تنظیم نمایید. در این حالت ζ برابر 2 می شود.

4- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول RN-E311 و خروجی Vo2 در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید همچنین مقادیر t_p , t_s , t_r , t_d و M_p را محاسبه نمایید.

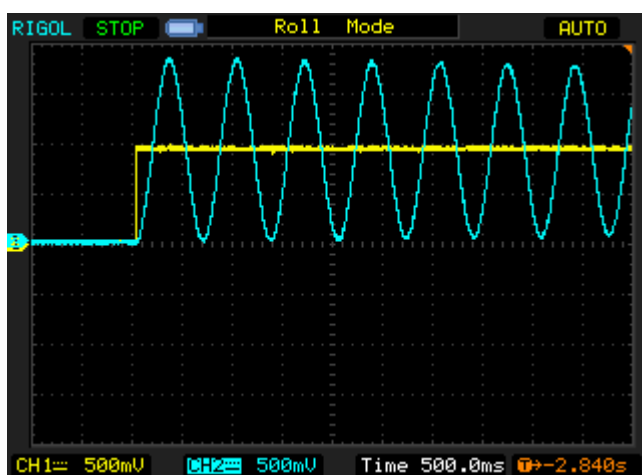
5- مرحله 3 و 4 را با تغییر مقدار a به 1، 2 و 0.4 کیلو اهم تکرار نمایید. در این حالت ζ به ترتیب برابر است با 1، 0.5 و 0.2.



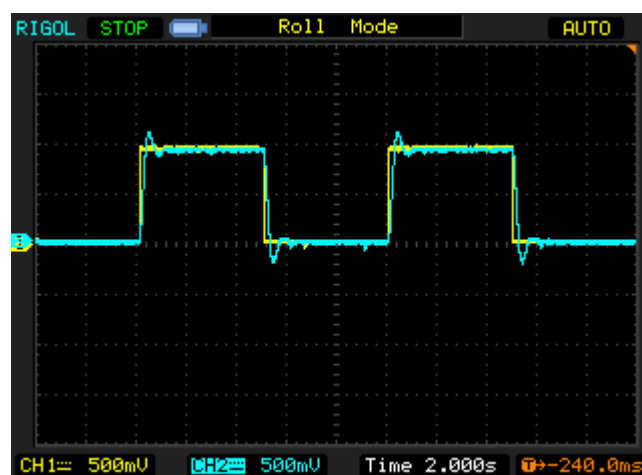
شکل 8-4 $\xi = 1$, $\frac{100}{s^2 + 20s + 100}$



شکل 8-3 $\xi = 2/3$, $\frac{100}{s^2 + 40s + 100}$



شکل 8-6 $\xi = 0.2$, $\frac{100}{s^2 + 4s + 100}$



شکل 8-5 $\xi = 0.5$, $\frac{100}{s^2 + 10s + 100}$

در حالت اول خروجی به صورت میرای شدید خواهد بود.

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

2.6. تأثیر ω_n بر پاسخ حالت گذرای سیستم

1- روی ماژول RN-E311 توسط ولوم Freq و Amp مقدار 0.5Hz و 2Vpp را در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

2- بر روی ماژول RN-E307 سلکتور را در موقعیت $10 \times$ قرار دهید. ولوم b را روی $10k\Omega$ ($\omega_n=10$) و ولوم a را روی

$0.4k\Omega$ ($\xi=0.2$) تنظیم نمایید.

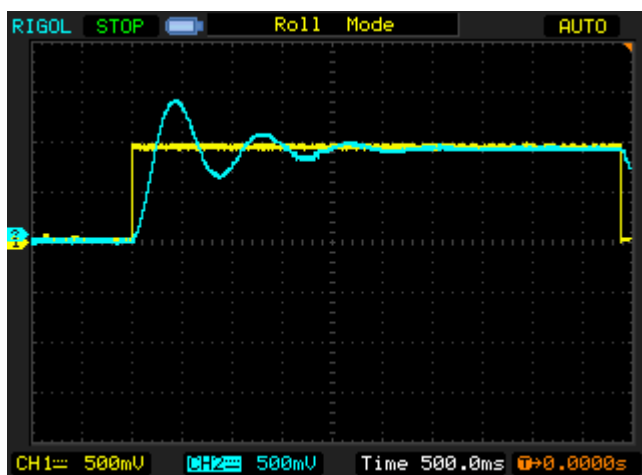
3- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ ماژول RN-E311 و خروجی Vo2 در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید.

همچنین مقادیر t_p , t_s , t_r , t_d و M_p را محاسبه نمایید.

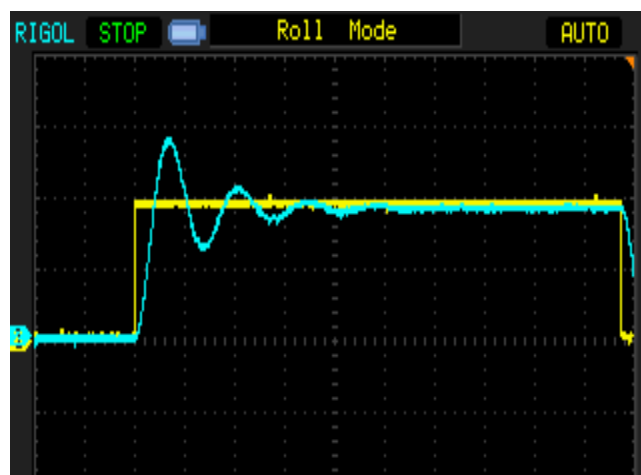
4- مراحل 2 و 3 را با تغییر ($\xi=0.2$) $a=0.32$ و ($\omega_n=8$) $b=6.4$ مجدداً انجام داده و نتایج را ثبت و بررسی نمایید.

5- مراحل 2 و 3 را با تغییر ($\xi=0.2$) $a=0.2$ و ($\omega_n=5$) $b=2.5$ مجدداً انجام داده و نتایج را ثبت و بررسی نمایید.

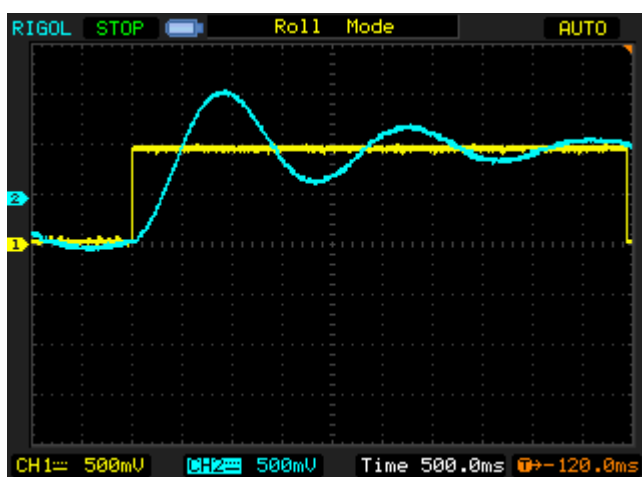
6- مراحل 2 و 3 را با تغییر ($\xi=0.2$) $a=0.16$ و ($\omega_n=2$) $b=1.6$ مجدداً انجام داده و نتایج را ثبت و بررسی نمایید.



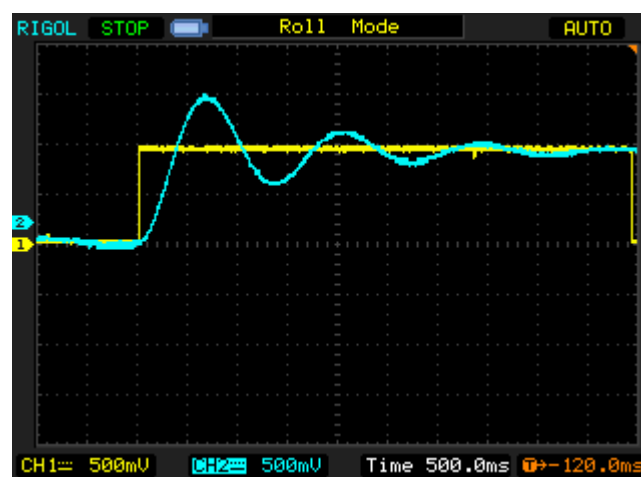
شکل 8-8 $\frac{64}{s^2+3.2s+64}$, $\xi = 0.2$, $\omega_n = 8$



شکل 8-7 $\frac{100}{s^2+4s+100}$, $\xi = 0.2$, $\omega_n = 10$



شکل 8-10 $\frac{4}{s^2+0.8s+4}$, $\xi = 0.2$, $\omega_n = 2$



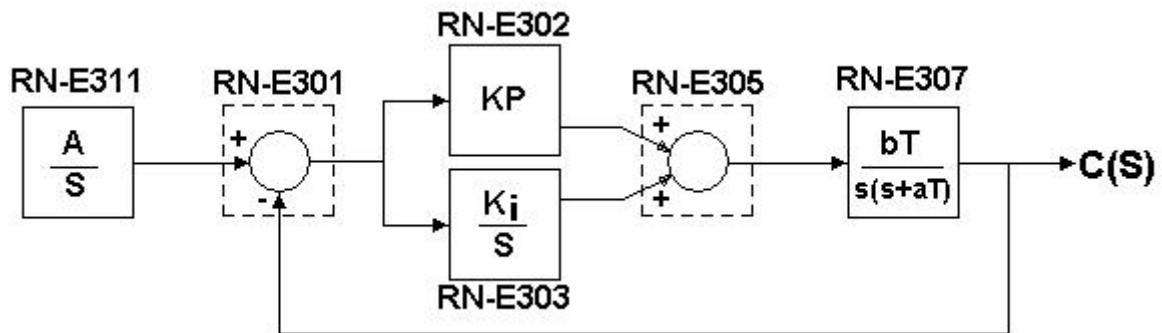
شکل 8-9 $\frac{25}{s^2+2s+25}$, $\xi = 0.2$, $\omega_n = 5$

پاسخ سیستم در حالت اول میرای ضعیف خواهد بود.

مشاهده می کنید که با کاهش ω_n ، زمان نشست و زمان پیک و زمان تاخیر افزایش می یابد.

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

3. بررسی عملکرد کنترل کننده PI در سیستم مرتبه دوم



شکل 19- 1

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

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

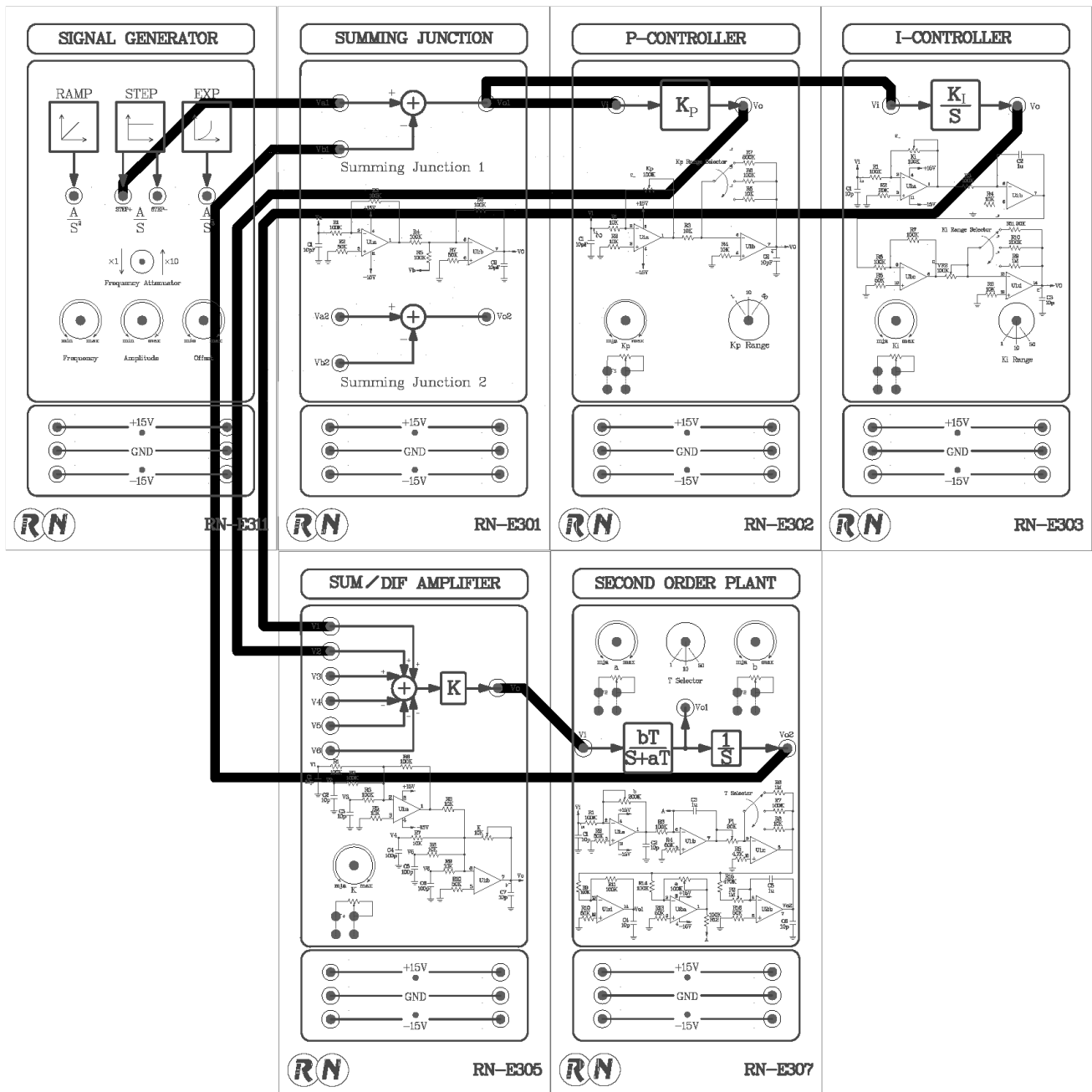
$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{bT(sk_p + k_i)}{s^2(s + aT) + bT(sk_p + k_i)}$$

به دلیل اضافه شدن کنترل کننده PI سیستم از نوع یک به نوع دو تبدیل می شود، خطای ماندگار برای ورودی پله به صورت زیر است:

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

به دلیل وجود کنترل کننده I، پاسخ سیستم به نوسانی شده و کمی به سمت ناپایداری می رود ولی خطای ماندگار سیستم کاهش می یابد و به سمت صفر می رود. از طرفی به کمک کنترل کننده P پاسخ سیستم سریعتر می شود.

1- سیستم را مانند شکل زیر سیم بندی کنید:



شکل 19- 2

2- روی ماژول RN-E311 ولوم Freq را در مقدار min و Amp را روی 2Vpp در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

3- روی ماژول RN-E305 ولوم K را در موقعیت $1k\Omega$ تنظیم نمایید.

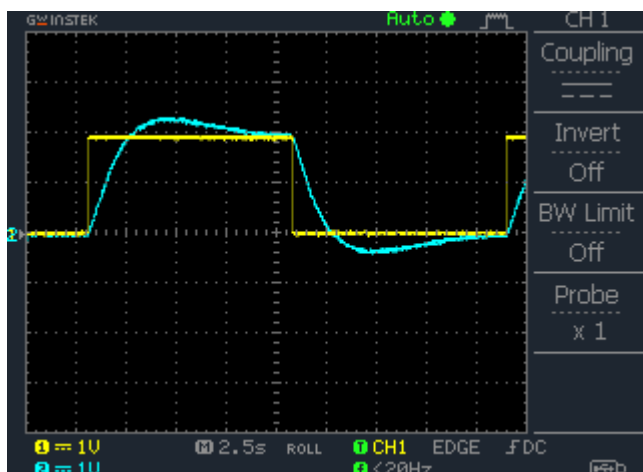
4- روی ماژول RN-E307 سلکتور T را در موقعیت $\times 10$ و a, b را روی $5k\Omega$ تنظیم نمایید.

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

5- سلکتور Kp را در موقعیت $\times 5$ و ولوم Kp را در موقعیت $7k\Omega$ ثابت نمایید.

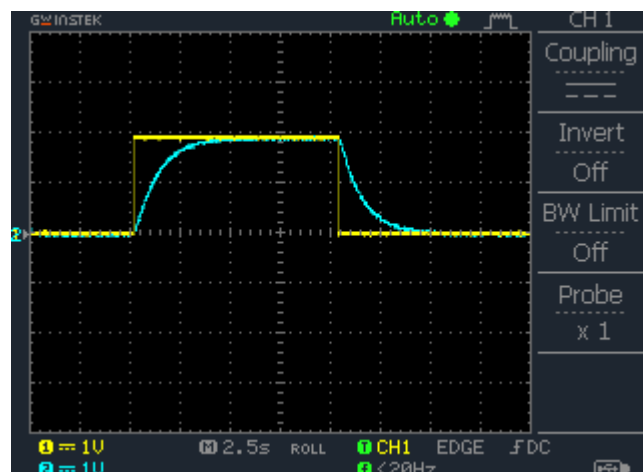
6- سلکتور و ولوم Ki را به ترتیب در چهار حالت جدول قرار دهید و خروجی را تحلیل کنید.

حالت	سلکتور	ولوم
اول	$\times 1$	5k
دوم	$\times 1$	50k
سوم	$\times 10$	50k
چهارم	$\times 10$	max



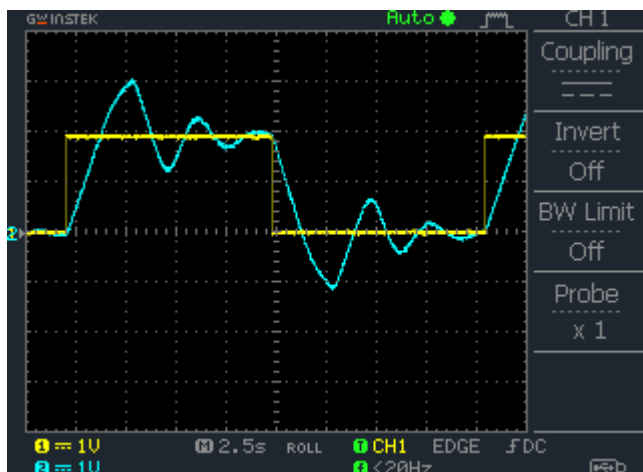
حالت دوم

شکل 4- 19



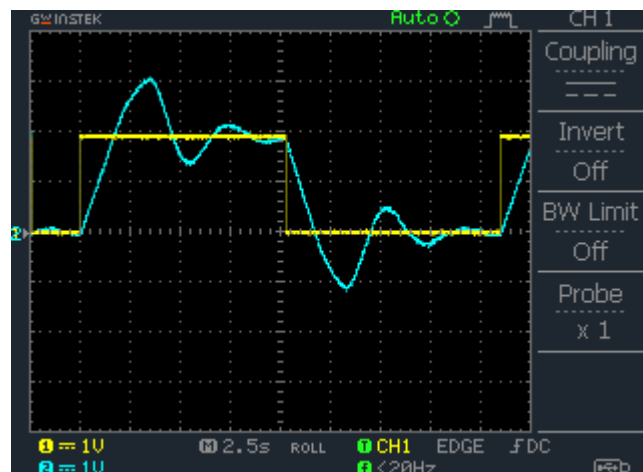
حالت اول

شکل 3- 19



حالت چهارم

شکل 6- 19



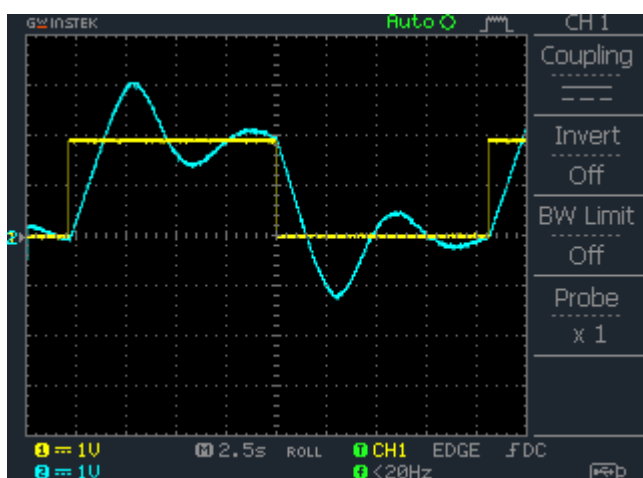
حالت سوم

شکل 5- 19

نکته عملی: ماژول RN-E303 در واقع یک انتگرال گیر است و هنگام کار مقداری شارژ روی خازن این ماژول قرار می گیرد. گاهی با تنظیم مجدد Ki شکل موج خروجی کمی متفاوت (از حالت مورد انتظار) است. علت این است که شارژ و دشارژ به کندی انجام میشود و برای تخلیه شارژ قبلی باید چندین پالس بگذرد تا شکل موج مورد انتظار را مشاهده کنیم. برای جلوگیری از این حالت میتوانیم پس از هر بار تنظیم ولوم Ki، سیستم را مدتی خاموش کنیم تا خازن ها دشارژ شوند.

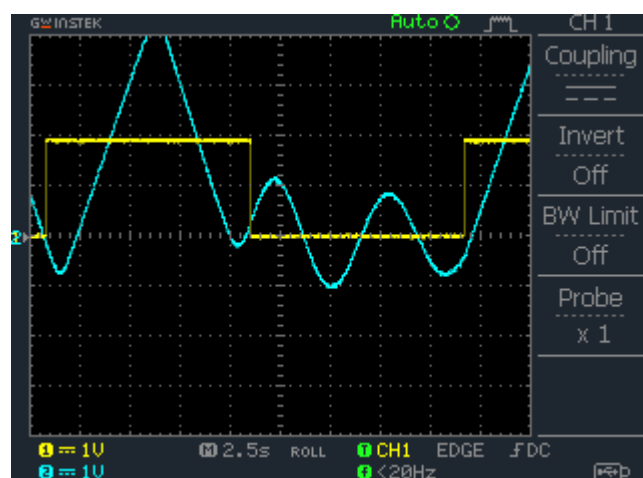
7- سلکتور K_i را در موقعیت $\times 10$ را و ولوم K_i را روی موقعیت $23k\Omega$ ثابت نگاه نمایید. K_P را طبق جدول تغییر دهید و نتایج را تحلیل کنید.

حالت	سلکتور	ولوم
اول	$\times 1$	10k
دوم	$\times 1$	50k
سوم	$\times 10$	50k
چهارم	$\times 10$	max



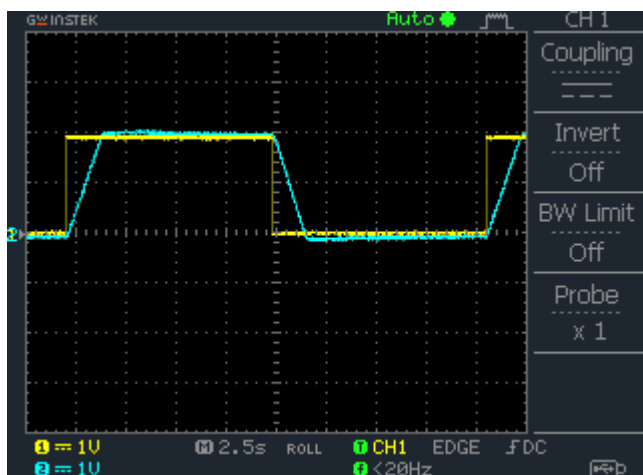
حالت دوم

شکل 8-19



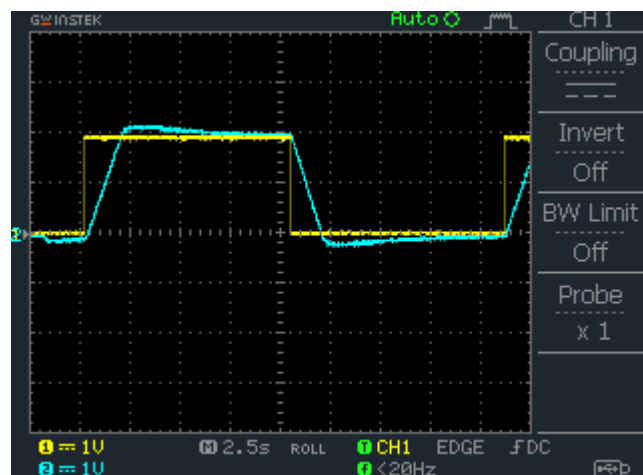
حالت اول

شکل 7-19



حالت چهارم

شکل 10-19



حالت سوم

شکل 9-19

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

(آموزشی) - قواعد تنظیم کنترل کننده PID

اگر مدل ریاضی یک دستگاه خطی باشد و پارامترهای آن شناخته شده باشد، میتوان پارامترهای کنترلر PID را توسط روش های تحلیلی تعیین کرد تا سیستم حلقه بسته مشخصات پاسخ گذرا و حالت ماندگار مطلوب را داشته باشد. متأسفانه در محیط صنعت بسیاری دستگاه ها و فرآیندها غیرخطی و پیچیده هستند و بسیار مشکل است که سیستم را توسط روابط ریاضی توصیف کنیم.

در این مواقع باید برای تنظیم کنترل کننده PID به روشهای تجربی متوسل شد. معروف ترین این روش ها روش زیگلر-نیلوس است که قواعدی را برای تنظیم کنترل کننده های PID پیشنهاد کرده است. این قواعد بر اساس استفاده از پاسخ پله (بدست آمده از آزمایش سیستم) استوار است.

البته این قواعد را میتوان در مورد یک دستگاه با مدل ریاضی معین نیز بکار گرفت. حاصل این روش، مقدار نهایی پارامترها نیست. این روش نقطه شروع خوبی برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده است. در این آزمایش به تعیین پارامترهای یک کنترل کننده با استفاده از روش اول قواعد زیگلر-نیکولز می پردازیم.

گام اول: یک ورودی پله به دستگاه اعمال می کنیم.

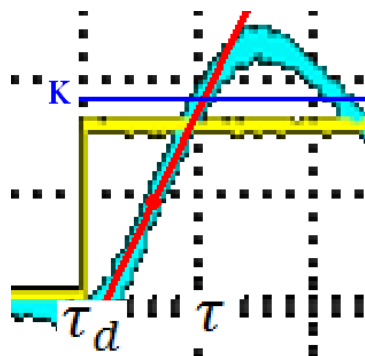
در اغلب دستگاه ها، اگر سیگنال ورودی از نوع پله باشد، شکل خروجی به صورت یک منحنی S شکل خواهد بود. این منحنی، منحنی عکس العمل فرآیند نامیده می شود.

گام دوم: از سیستم مرتبه اول $\frac{K}{\tau s + 1}$ به علاوه یک تاخیر انتقالی $e^{-\tau_d s}$ برای تخمین تابع تبدیل استفاده می کنیم.

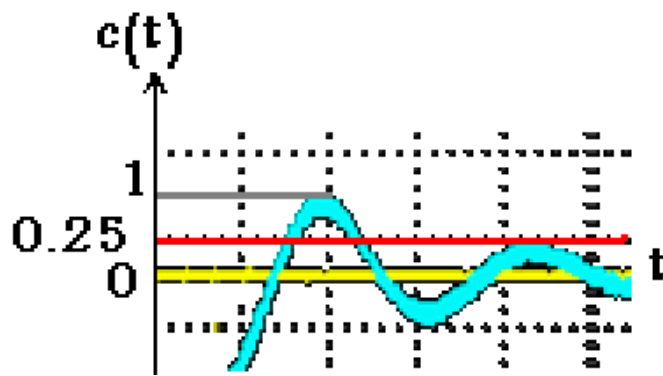
$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-\tau_d s}}{\tau s + 1}$$

برای یافتن مقدار K داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} C(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s C(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \frac{K e^{-\tau_d s}}{\tau s + 1} = K$$



شکل 22- 1



شکل 22- 2

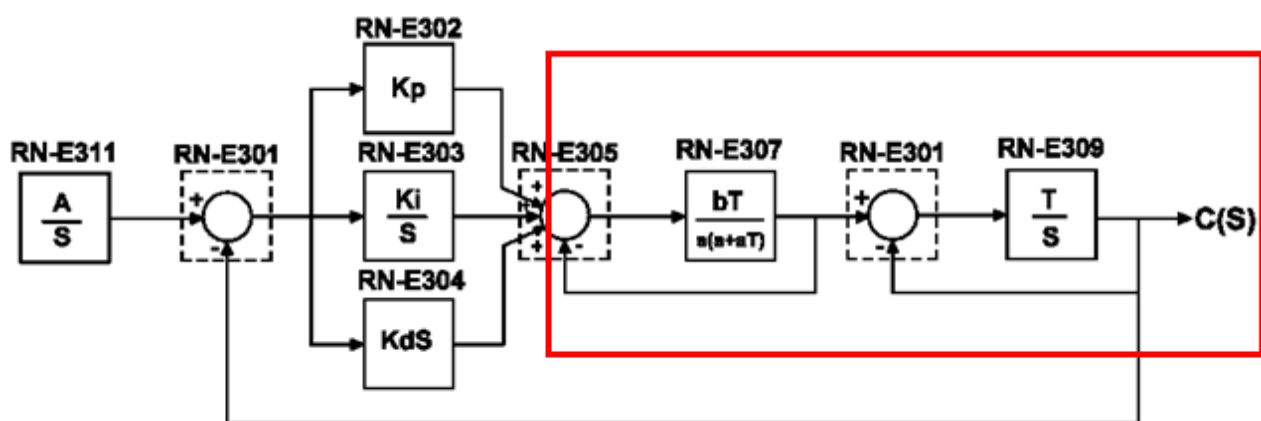
هدف از این روش، کنترل نسبت تنزل پاسخ گذرا به مقداری کمتر از 25 درصد است. نسبت تنزل پاسخ گذرا برابر نسبت جهش دوم به جهش اول می باشد.

برای دستیابی به این هدف، زیگلر و نیکولز پارامترهایی برای تنظیم کنترلر PID مانند جدول زیر پیشنهاد کرده اند.

Controller	Kp	Ki	Kd
PID	$1.2 \times \frac{\tau}{K \times \tau_d}$	$\frac{kp}{2\tau_d}$	$0.5\tau_d \times Kp$

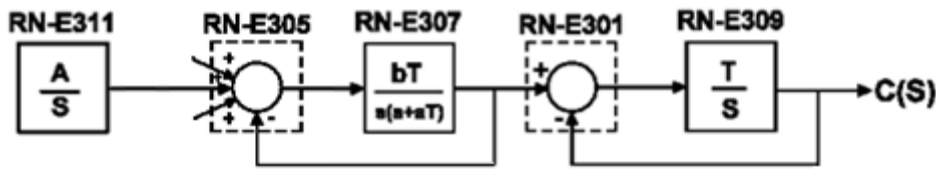
البته در عمل نتیجه مورد انتظار 25% برای تمام دستگاه ها نمیتواند حاصل شود. این یک نقطه شروع است. برای تنظیم نهایی بایستی تنظیم پارامترهای PID تا رسیدن به مشخصات مورد نظر ادامه پیدا کند.

نخست یک تابع تبدیل نوعی به عنوان یک دستگاه فرضی (کادر قرمز) می سازیم. سپس پیاده سازی روش اول قواعد زیگلر- نیکولز را توسط این دستگاه ادامه می دهیم.



شکل 22- 3

1- نخست یک تابع تبدیل مانند بلوک دیاگرام زیر سیم بندی کنید.



شکل 22- 4

2- با تنظیم پارامترهای ماژول ها، یک دستگاه با تابع تبدیل زیر بسازید.

$$M(s) = \frac{10}{(s + 10)} \times \frac{100}{(s^2 + 20s + 100)}$$

- بر روی ماژول RN-E307 سلکتور T را در وضعیت $\times 10$ قرار داده و ولوم های a و b را به ترتیب بر روی 20 و $100k\Omega$ تنظیم نمایید.

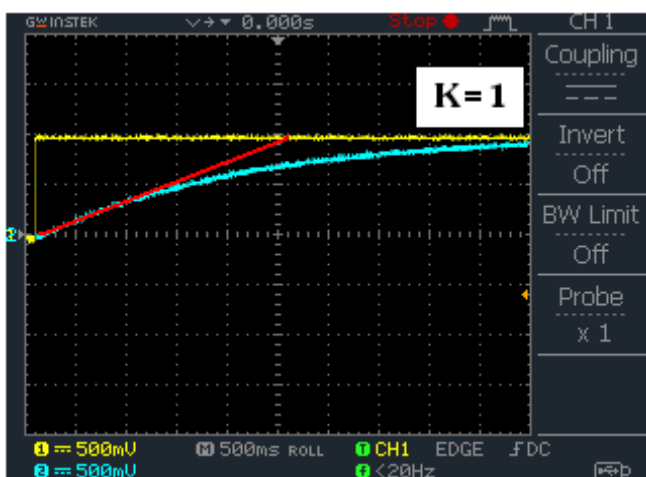
- بر روی ماژول RN-309 سلکتور T را در وضعیت $\times 10$ قرار داده و سوئیچ SYNC را در حالت OP قرار دهید. (در این حالت نیازی به تنظیمات I.C نمی باشد).

- بر روی ماژول RN-E305 ولوم K را روی مقدار $1k\Omega$ تنظیم نمایید.

3- روی ماژول RN-E311 ولوم Freq را در مقدار min و Amp را روی 2Vpp در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

4- سیگنال پله را به دستگاه اعمال کنید و خروجی را ثبت کنید.

5- مقدار K، همچنین ضرایب τ_d و τ را با کشیدن مماس در نقطه عطف منحنی خروجی بدست آورید.



$$\tau_d = 0.1 \text{ s}$$

$$\tau = 2.5 \text{ s}$$

$$K=1$$

شکل 22- 5

6- پارامترهای کنترل کننده PID را توسط روش اول قواعد زیگلر- نیکولز محاسبه کنید.

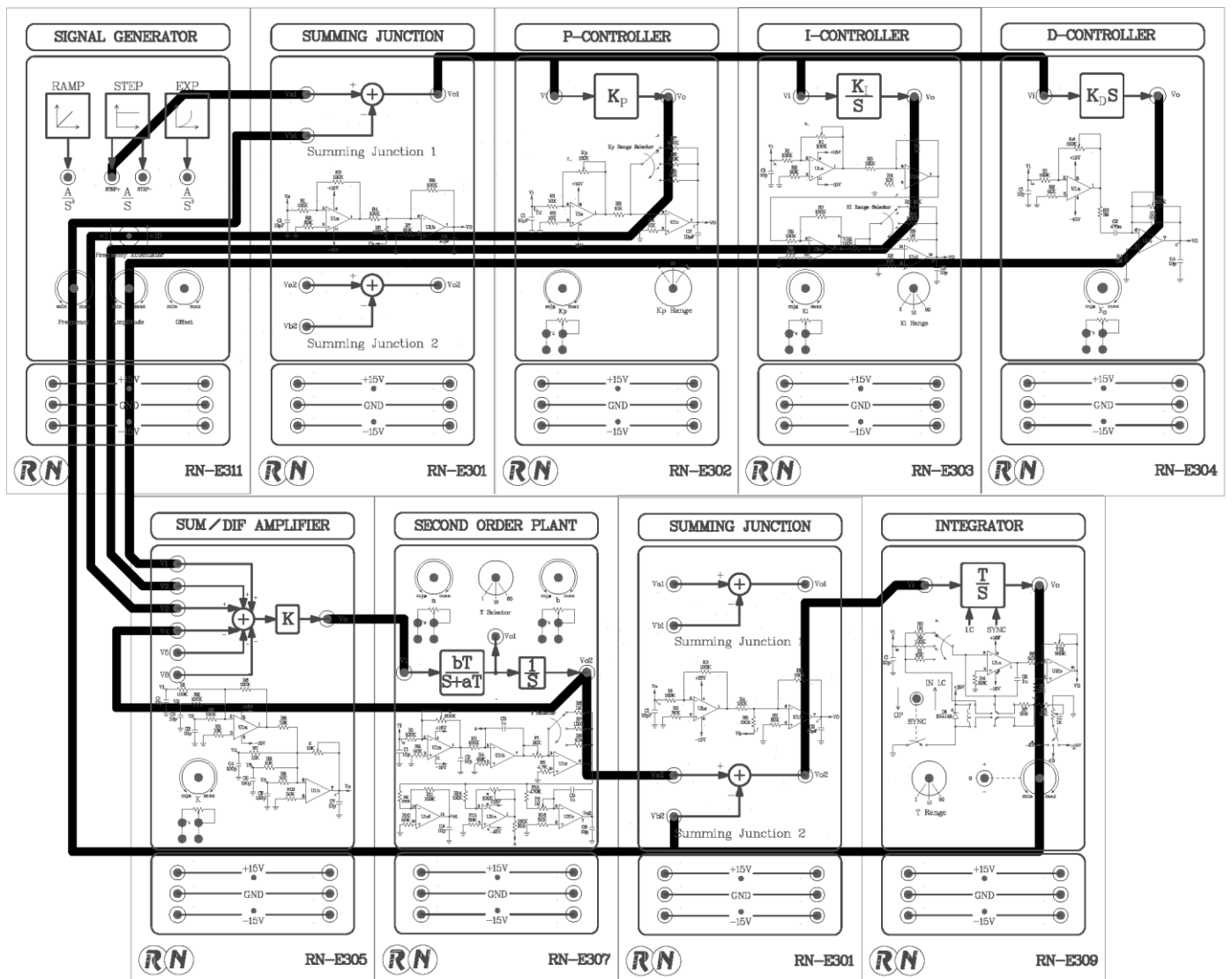
Controller	K_p	K_i	K_d
PID	$301.2 \times \frac{2.5}{0.1} =$	$150 \frac{30}{0.2} =$	$0.05 \times 30 = 1.5$

7- اتصالات بین ماژول ها را کامل کنید تا بلوک دیاگرام د ستگاه به همراه کنترل کننده PID کامل گردد. سپس ضرایب محاسبه شده را روی ماژول های مربوطه تنظیم کنید.

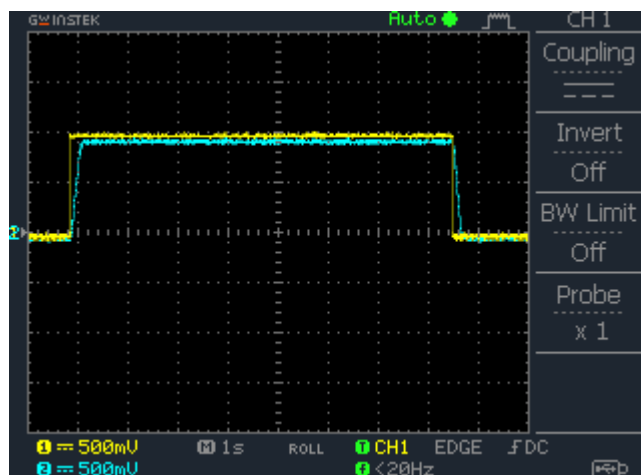
ولوم K_p باید روی 30K و سلکتور روی $10 \times$ تنظیم شود.

ولوم K_i باید روی 30K و سلکتور روی $50 \times$ تنظیم شود.

ولوم K_d باید روی 1.5K تنظیم شود.



شکل 22- 6



شکل 22-7

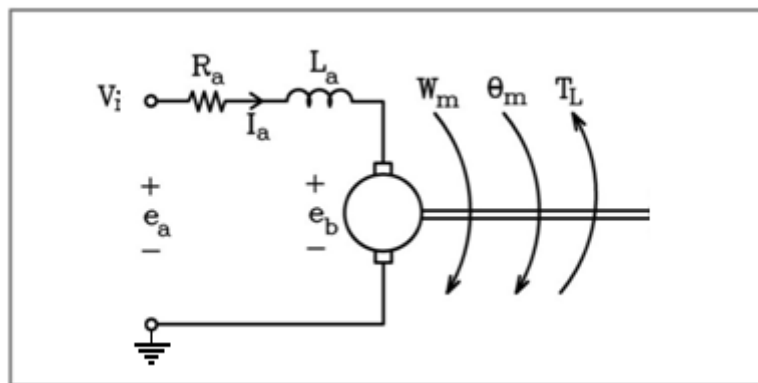
- 8- با تغییر تنظیمات K_P ، K_I و K_D بررسی کنید آیا می توان به خروجی مطلوب تری نسبت به مرحله قبل رسید؟
- 9- پس از تنظیم بهینه، مقادیر پارامترها را یادداشت کنید، خروجی را اندازه گرفته و ثبت نمایید.

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

(آموزشی) - مشخصات یک سرو موتور

در مطالعه سیستم های کنترلی، معمولاً dc servo motor به عنوان یک دستگاه برای تمرین تئوری کنترل بکار گرفته می شود. علت بکارگیری را میتوان در موارد زیر جستجو کرد:

- dc servo motor بطور وسیع در صنعت بکار می رود.
 - dc servo motor یک سیستم فیزیکی واقعی است که تهیه و کنترل آن راحت است.
 - مدل ریاضی خطی و ساده ای دارد.
- dc servo motor یک موتور آهنربای دائمی است. شماتیک کلی یک سرو موتور به صورت زیر است که در آن:



شکل 23- 1

- R_a : مقاومت سیم پیچی موتور
- L_a : اندوکتانس سیم پیچی موتور
- E_a : نیروی محرکه اعمالی به موتور
- E_b : نیروی محرکه القایی معکوس emf
- ω_m : سرعت زاویه ای محور موتور
- θ_m : موقعیت زاویه ای محور موتور
- T_L : گشتاور بار

با اعمال ولتاژ E_a ، وقتی موتور شروع به چرخش می کند گشتاور موتور متناسب با جریان عبوری از آن است. بنابر این داریم:

$$T_m(t) = K_i \cdot i_a(t)$$

K_i : ثابت گشتاور

سیم پیچ های موتور خطوط میدان مغناطیسی را قطع نموده و یک نیروی محرکه القایی معکوس E_b تولید می شود که با سرعت موتور متناسب است.

$$e_b(t) = K_b \omega_m(t) = \frac{K_b \theta_m(t)}{dt}$$

K_b : ثابت emf معکوس

از منظر مداری، مدار معادل شکل 2-23 میتواند به این صورت بیان شود:

$$L_a \frac{di_a(t)}{dt} = e_{a(t)} - R_a i_a(t) - e_b$$

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{e_{a(t)}}{L_a} - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{e_b}{L_a}$$

از منظر مکانیکی گشتاور تحویلی به موتور $T_m(t)$ برای غلبه بر اینرسی موتور J_m (لختی)، گشتاور بار $T_L(t)$ و ضریبی از اصطکاک

چسبندگی B_m مصرف می شود. عملکرد مکانیکی موتور را میتوان با رابطه ریاضی زیر توصیف کرد :

$$\frac{d^2 \theta_m(t)}{dt^2} = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) - \frac{B_m}{J_m} \frac{d\theta_m(t)}{dt}$$

با انتقال معادلات بالا به حوزه فرکانس (تبدیل لاپلاس) داریم:

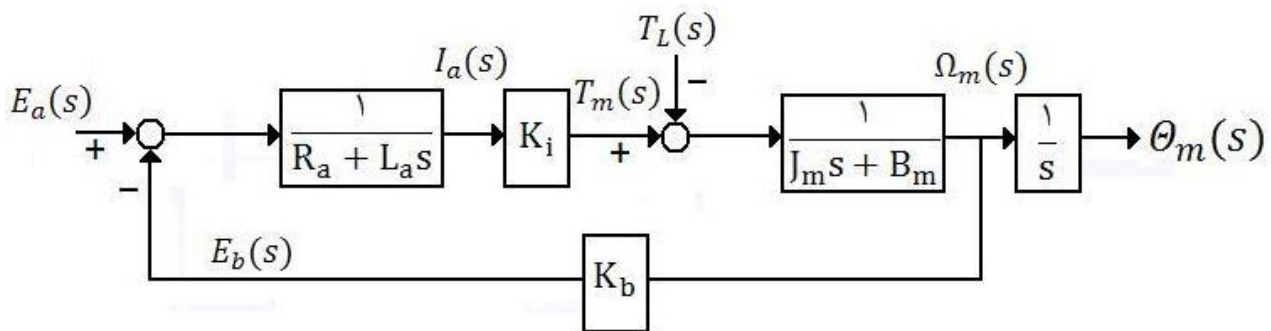
$$T_m(s) = K_i I_a(s)$$

$$E_b(s) = K_b \Omega_m(s) = K_b s \Theta_m(s)$$

$$E_a(s) - E_b(s) = (L_a s + R_a) I_a(s)$$

$$T_m(s) - T_L(s) = (J_m s^2 + B_m s) \Theta_m(s)$$

بنابراین میتوان بلوک دیاگرام موتور DC را بصورت زیر در نظر گرفت:



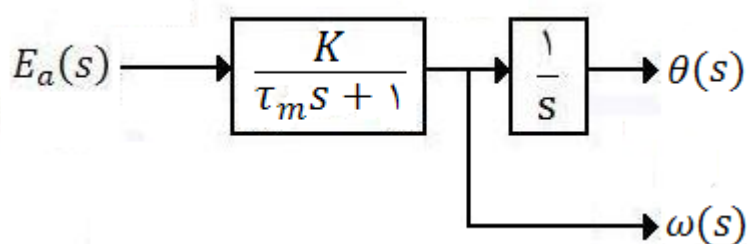
شکل 2-23

اگر گشتاور بار را صفر در نظر بگیریم و روابط را کمی ساده کنیم، برای خروجی های سرعت زاویه ای و موقعیت زاویه ای داریم:

$$\frac{\omega(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{\tau_m s + 1} \quad \text{speed} \quad , \quad \frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{s(\tau_m s + 1)} \quad \text{position}$$

K : ثابت گین موتور

τ_m : ثابت زمانی موتور



شکل 23-3

توسط ماژول سروو موتور RN-E315 میتوان هر دو آزمایش کنترل سرعت و موقعیت را انجام داد. در این ماژول یک موتور DC از شرکت Mitsumi با مشخصات زیر، تابع تبدیل بالا را پیاده سازی می کند.

APPLICATIONS

Printer

SPECIFICATIONS

Items	Specifications
Rated Voltage	31.0V
Voltage Range	28.0~34.0V
Rated Load	23.4mN·m
No Load Speed	11,000rpm
No Load Current	100mA or less
Starting Torque	68mN·m
Rotation	CW/CCW

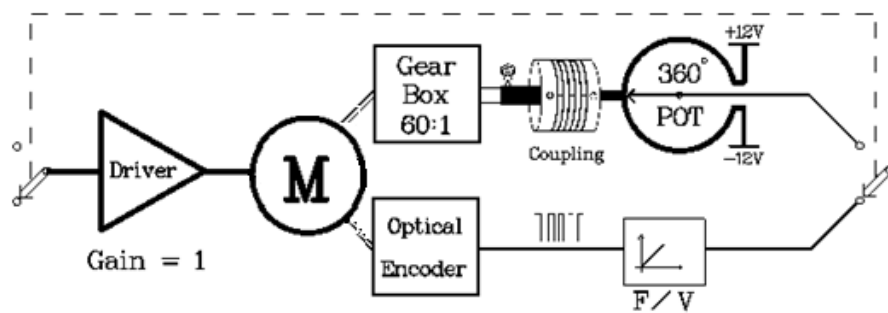
*Characteristics and the shaft length can be customized. Encoder is available as options.



شکل 23-4

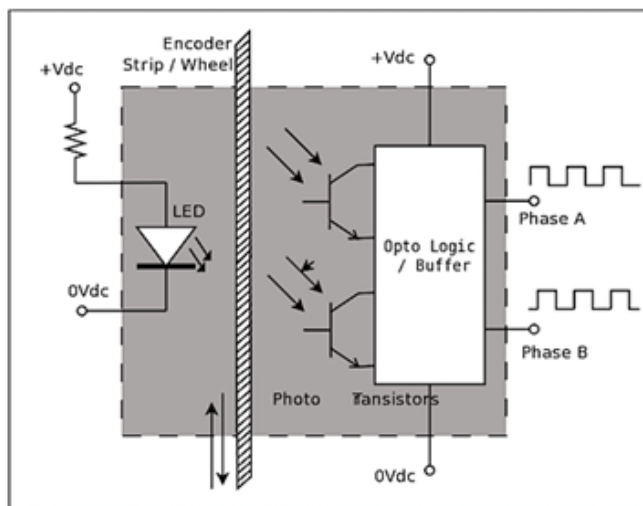
یک انگدر نوری دقت بالادر سمت پر سرعت موتور قرار گرفته است. در سمت دیگر یک گیربکس با نسبت تبدیل 60 به 1 به موتور پیچ شده است. در واقع سرعت $\frac{1}{60}$ شده و در عوض گشتاور افزایش می یابد. انگدر نوری (به همراه مبدل فرکانس به ولتاژ¹) فیدبک سرعت را می سازد. از سوی دیگر یک پتانسیومتر (با قابلیت چرخش 360 درجه) با محور گیربکس کوپل شده تا موقعیت زاویه ای را گزارش دهد.

¹-Frequency to Voltage Converter (F/V)



شکل 23- 5

طرز کار انکدر نوری به این صورت است که یک صفحه به شکل دایره با خط های سیاه (زمینه شفاف) با محور موتور در سمت پر سرعت کوپل شده است. در یک سمت صفحه، فرستنده مادون قرمز یا فرستنده لیزری قرار می گیرد و در سمت دیگر دو گیرنده قرار دارد. با چرخش این صفحه نور قطع و وصل شده و پالس تولید می شود.



Encoder Wheel



شکل 23- 6

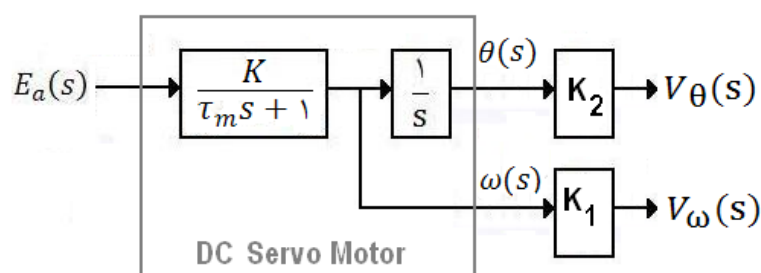
مدار مبدل فرکانس در واقع ولتاژی متناسب با سرعت موتور تولید می کند. اگر این ولتاژ $V_{\omega}(s)$ باشد، ولتاژ خروجی مبدل با یک ضریب ثابت به سرعت زاویه ای تبدیل می شود:

$$\frac{V_{\omega}(s)}{\omega(s)} = K_1$$

سنسور زاویه در واقع یک پتانسیومتر 360 درجه است. پتانسیومتر در سرعت های بالا آسیب پذیر است. برای پیشگیری، سرعت موتور توسط گیربکس پایین آمده است. تابع تبدیل پتانسیومتر به این صورت بیان می شود:

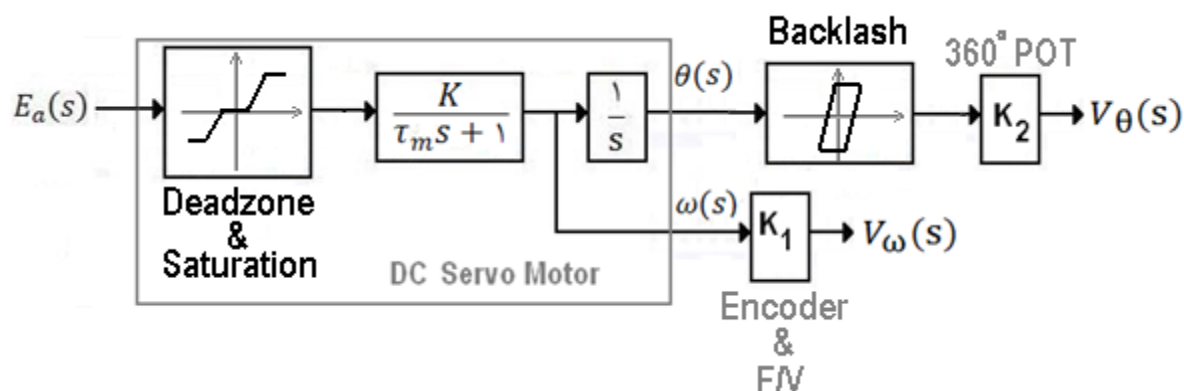
$$\frac{V_{\theta}(s)}{\theta(s)} = K_2$$

بنابراین بلوک دیاگرام ماژول RN-E315 به شکل زیر تکمیل می شود:



شکل 23-7

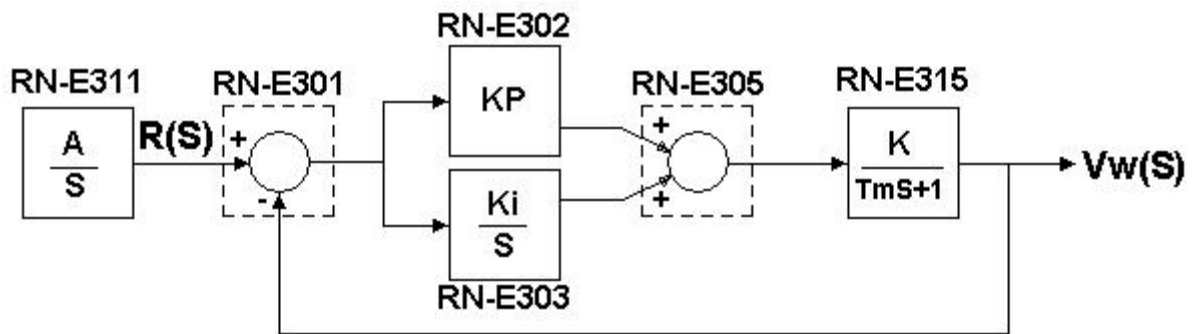
بلوک دیاگرام شکل 23-7 حالت ایده آل و خطی سیستم سروو مکانیزم است. در عمل این مکانیزم شامل فاکتورهای غیرخطی مثل لغی چرخ دنده ها، ناحیه مرده و اشباع است. در ناحیه مرده در واقع ولتاژ به موتور اعمال می شود ولی موتور حرکت ندارد. با افزودن این پدیده های غیر خطی به سیستم، بلوک دیاگرام واقعی RN-E315 به شکل زیر خواهد بود.



شکل 23-8

خروجی هر یک از ماژول های دستگاه برای راه اندازی موتور مناسب نیست زیرا جریان لازم برای راه اندازی موتور را فراهم نمی کند. به همین جهت در داخل ماژول RN-E315 یک مدار آنالوگ برای راه اندازی موتور سروو قرار دارد که گین آن برابر 3 است. خروجی آن به موتور رفته و جریان لازم برای راه اندازی موتور را فراهم می کند. به همین دلیل برای محاسبه توابع تبدیل در آزمایش های کنترل سرعت و موقعیت موتور، k باید به 3k تبدیل شود.

4. کنترل سرعت سرو موتور توسط کنترل کننده PI



شکل 30- 1

تابع تبدیل حلقه باز:

$$T(s) = \frac{k(k_p s + k_i)}{s(\tau_m s + 1)}$$

خطای ماندگار آن به صورت زیر است:

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + T(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + \frac{k(k_p s + k_i)}{s(\tau_m s + 1)}}$$

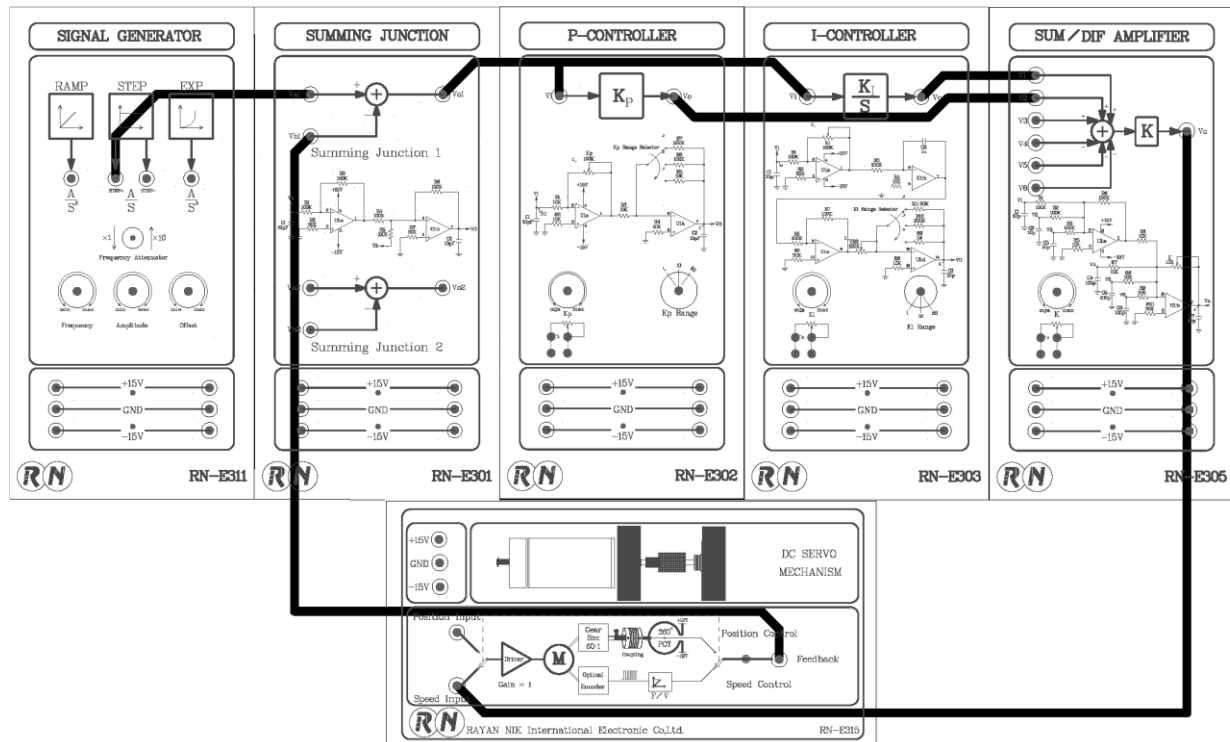
خطای حالت ماندگار برای ورودی پله به صورت زیر بدست می آید.

$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \frac{kk_i}{s(\tau_m s + 1)}} = 0$$

با افزایش بهره k_p ، بر روی خطای ماندگار تاثیری ندارد.با افزایش بهره k_i و ثابت بودن k_p ، پاسخ موقعیت سیستم نوسانی تر شده و درصد overshoot خروجی بیشتر می شود و برعکسبا ثابت نگه داشتن بهره k_i و افزایش بهره k_p خروجی از حالت نوسانی به سمت میرای بحرانی خواهد رفت و همچنین سرعت پاسخ

حالت گذرا بیشتر می شود.

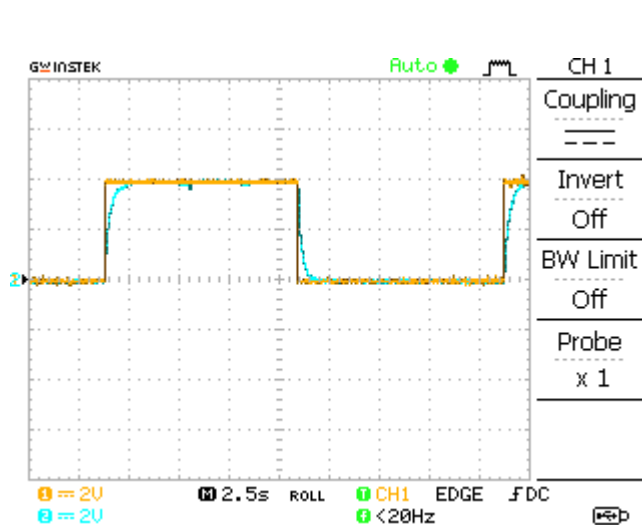
1- سیستم را همانند بلوک دیاگرام نشان داده شده سیم کشی نمایید.



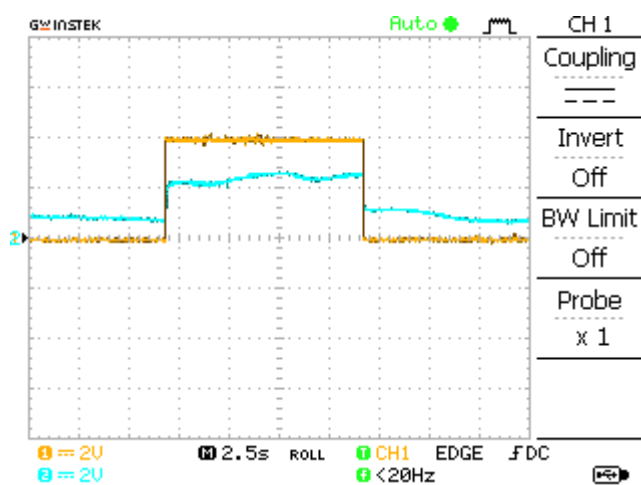
شکل 30- 2

- 1- روی ماژول RN-E311 ولوم Freq را در مقدار min و Amp را روی $4V_{pp}$ در خروجی STEP+ تنظیم نمایید. آفست باید صفر باشد.
- 2- بر روی ماژول RN-E305 ولوم K را بر روی وسط قرار دهید.
- 3- کلید روی ماژول سروو موتور را در حالت Speed Control قرار دهید.
- 4- بر روی ماژول RN-E302 سلکتور K_p را بر روی وضعیت $\times 1$ و ولوم K_p را روی $10k\Omega$ ثابت کنید.
- 5- بر روی ماژول RN-E303 سلکتور K_i را به ترتیب بر روی وضعیت $4k \times 1$ و $4k \times 50$ و $50k \times 50$ قرار دهید.
- 6- با اسیلوسکوپ خروجی STEP+ و خروجی ماژول RN-E315 را ثبت نمایید.
- 7- بر روی ماژول I-Controller سلکتور و ولوم K_i را بر روی $\max \times 50$ ثابت نمایید.
- 8- بر روی ماژول P-Controller، K_p را به ترتیب روی $\max \times 1.0$ و $50k \times 50$ قرار دهید و خروجی ها را با هم مقایسه کنید.

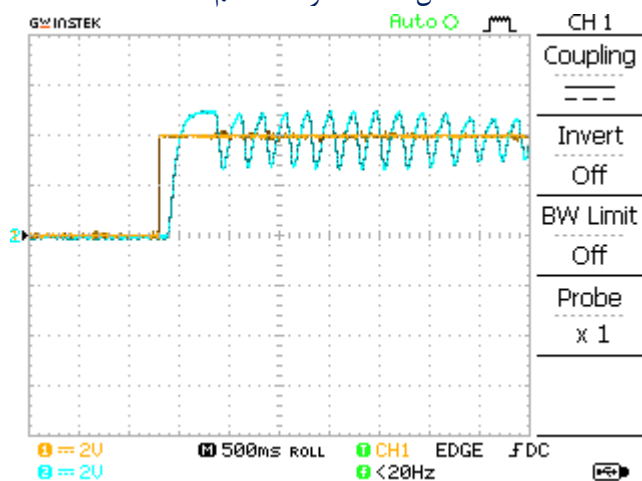
مرحله	مقدار ولوم Kp	مقدار ولوم Ki	موقعیت سلکتور Kp	موقعیت سلکتور Ki
6(1)	10k	4k	x1	x1
6(2)	10k	4k	x1	x50
6(3)	10k	50k	x1	x50
8(1)	0	max	---	x50
8(2)	max	max	x1	x50
8(3)	50k	max	x50	x50



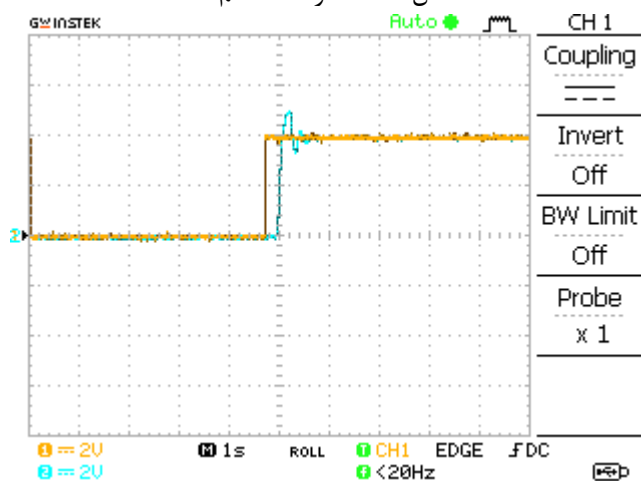
شکل 30-4 مرحله ششم 2



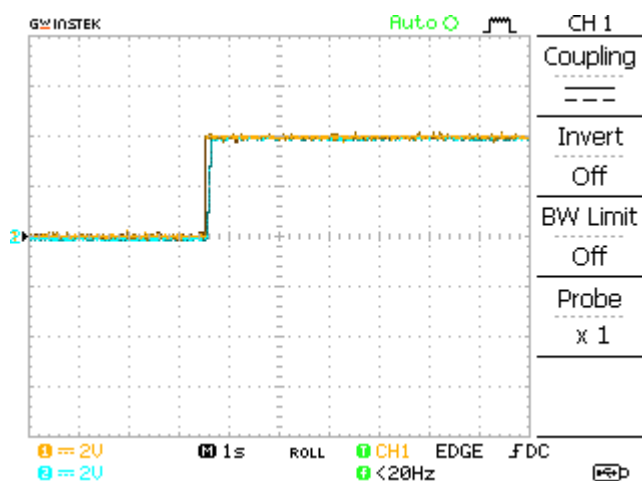
شکل 30-3 مرحله ششم 1



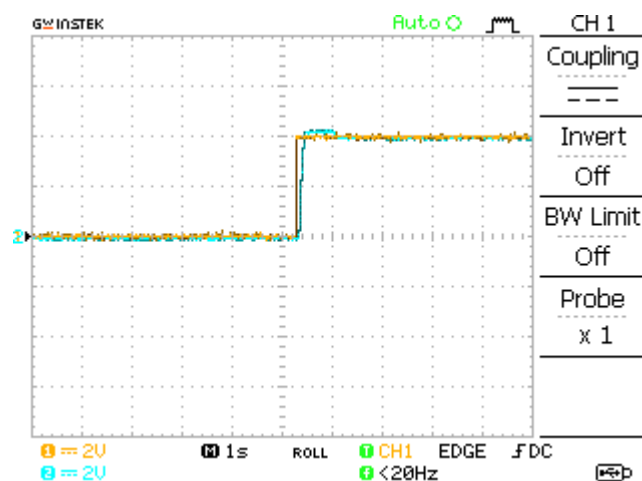
شکل 30-6 مرحله هشتم 1



شکل 30-5 مرحله ششم 3



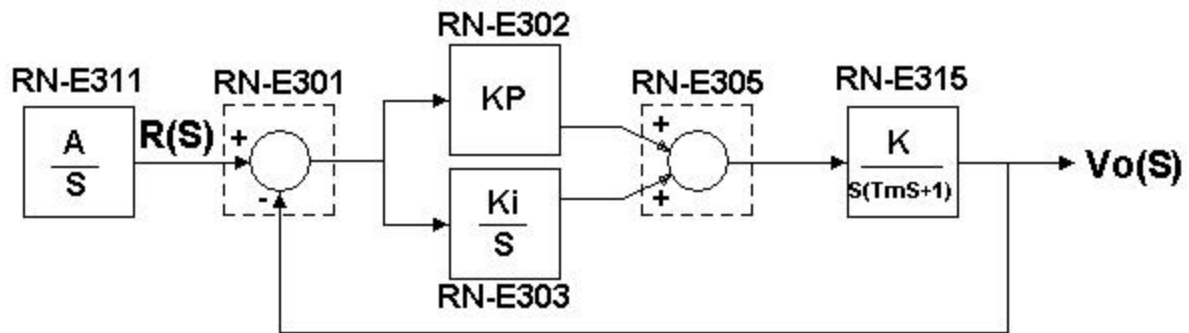
شکل 30- 8 مرحله هشتم 3



شکل 30- 7 مرحله هشتم 2

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

5. کنترل موقعیت سرو موتور توسط کنترل کننده PI



شکل 31- 1

تابع تبدیل حلقه باز را بدست آورید.

$$T(s) = \frac{k(sk_p + k_i)}{s^2(\tau_m s + 1)}$$

خطای ماندگار آن به صورت زیر است :

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

خطای حالت ماندگار برای ورودی پله به صورت زیر بدست می آید .

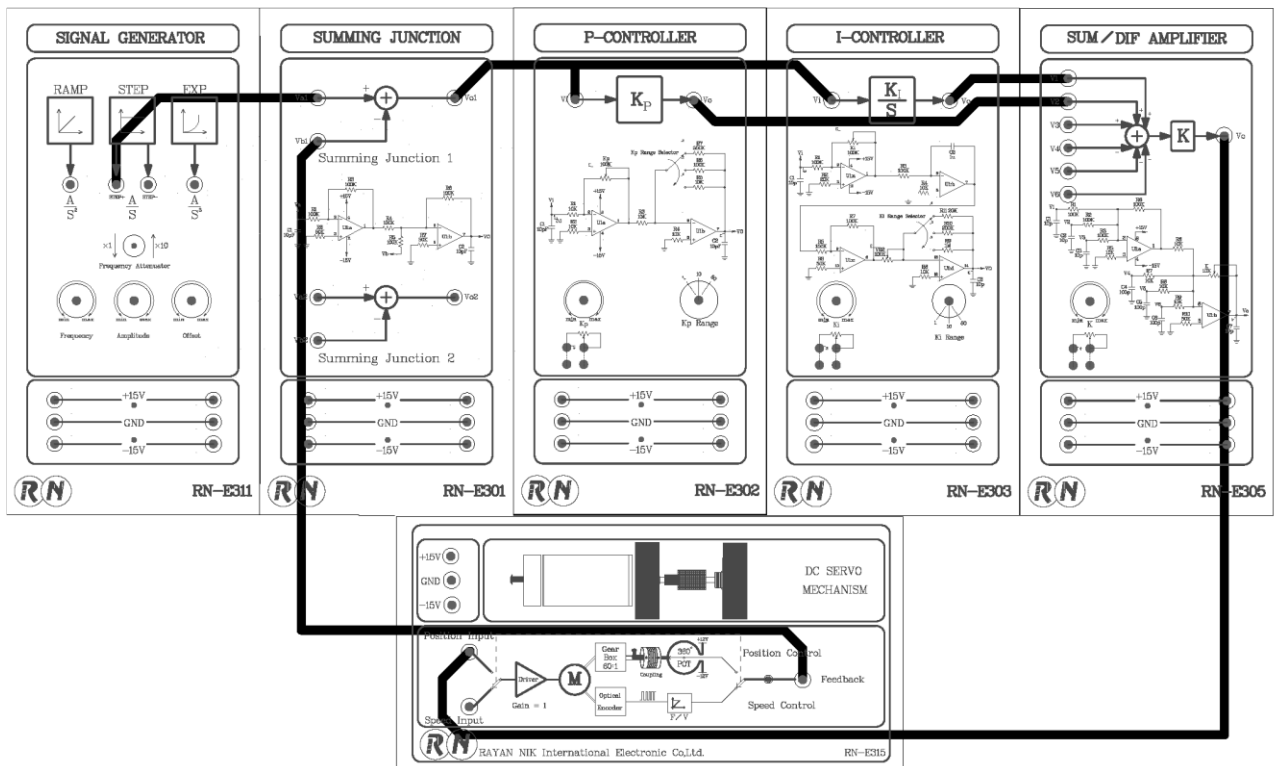
$$E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s\left(\frac{1}{s}\right)}{1 + \frac{k(sk_p + k_i)}{s^2(\tau_m s + 1)}} = 0$$

با افزایش بهره k_p ، بر روی خطای ماندگار تاثیری ندارد.

تابع تبدیل حلقه بسته آن به صورت زیر است.

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{R(s)} = \frac{k(sk_p + k_i)}{s^2(\tau_m s + 1) + k(k_p s + k_i)}$$

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



شکل 31- 2

2- روی ماژول RN-E311 ولوم Freq را در مقدار 100 mHz و Amp را روی $\pm 6V_{pp}$ در خروجی STEP+ تنظیم نمایید.

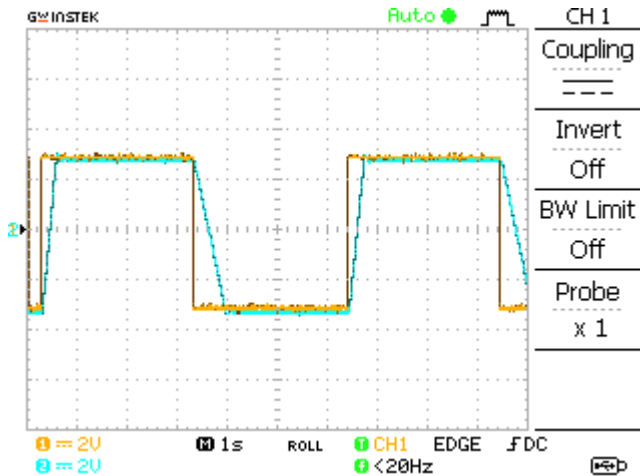
3- بر روی ماژول RN-E305 ولوم K را بر روی ماکزیمم مقدار قرار دهید.

4- کلید دو حالتی روی ماژول سروو موتور را در حالت Position Control قرار دهید.

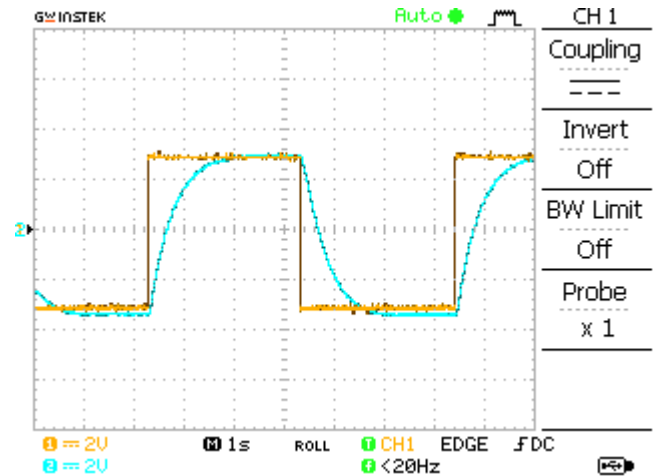
5- طبق جدول تنظیمات را به ترتیب انجام دهید و با اسیلوسکوپ Step+ و خروجی Feedback را ثبت نمایید.

6- نتایج را تحلیل نمایید.

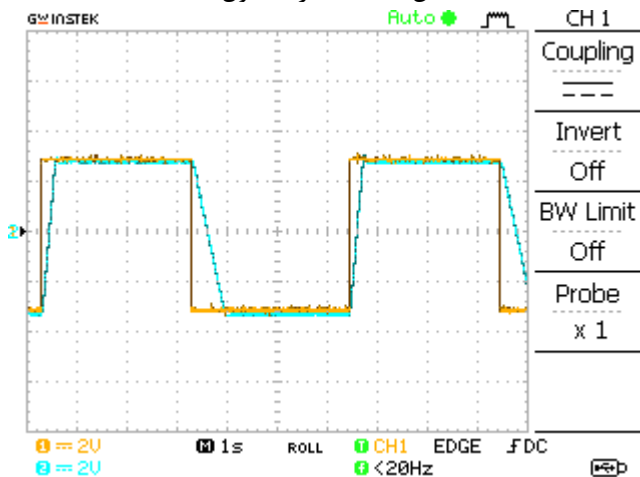
مرحله	مقدار ولوم Kp	مقدار ولوم Ki	موقعیت سلکتور Kp	موقعیت سلکتور Ki
1(1)	10k	1k	×1	×1
1(2)	10k	50k	×1	×1
1(3)	1k	10k	×1	×1
2(1)	35k	10k	×1	×1
2(2)	max	10k	×50	×1



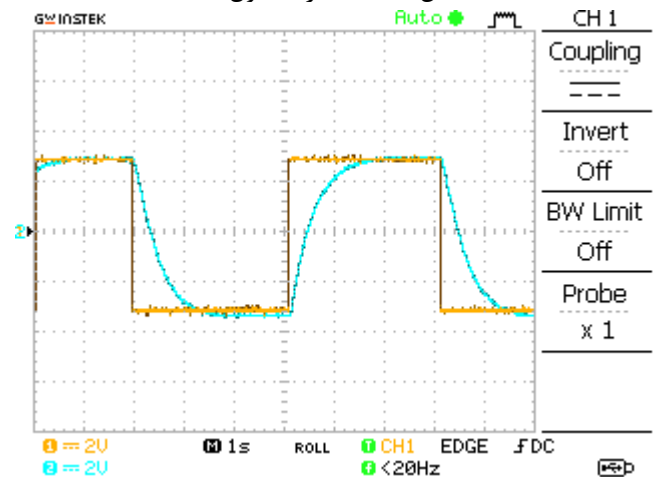
شکل 31-4 مرحله اول 2



شکل 31-3 مرحله اول 1

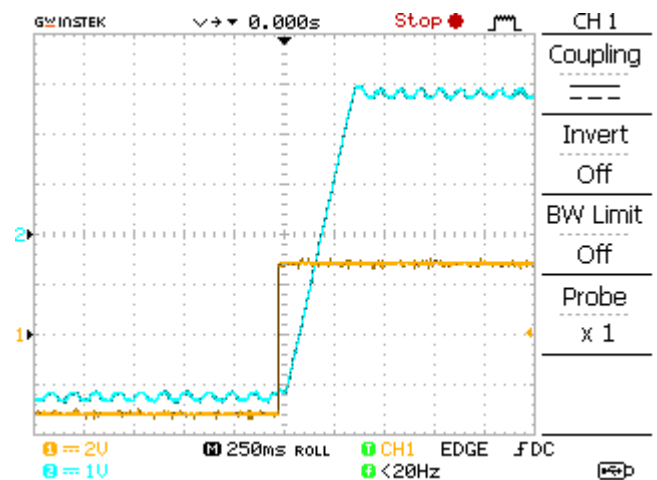


شکل 31-6 مرحله دوم 1



شکل 31-5 مرحله اول 3

در این شکل برای وضوح بیشتر volts/div خروجی بیشتر از ورودی می باشد.



شکل 31-7 مرحله دوم 2

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

6. جبران ساز پیش فاز Lead

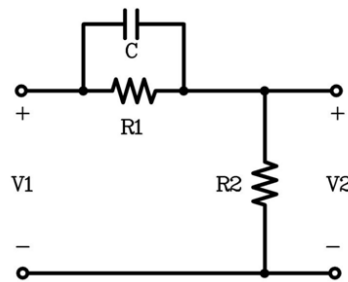
جبران ساز پیش فاز یک شبکه جبران ساز است که یک زاویه فاز مثبت در محدوده فرکانس های دلخواه ایجاد می کند.

همچنین به منظور ایجاد یک حاشیه فاز (Phase Margin) مناسب برای شبکه به کار می رود. **عملکرد سیستم را پایدارتر**

می کند و پاسخ گذرای سیستم را بهبود می بخشد. این جبران ساز برای حالت های زیر مناسب است:

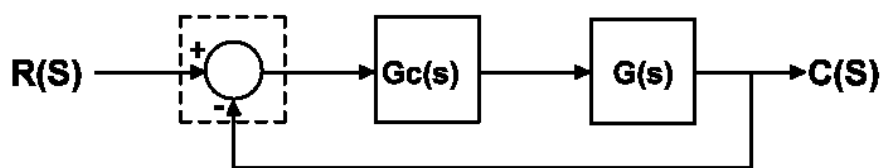
- یک دستگاه با کنترل کننده P که نمیتواند سیستم حلقه بسته را پایداری کند. (بدون توجه به مقدار K_p)
- یک سیستم پایدار که پاسخ گذرای ضعیفی دارد.

مشخصه یک شبکه Lead را به فرم زیر می توان نشان داد.



شکل 36-1

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



شکل 36-2

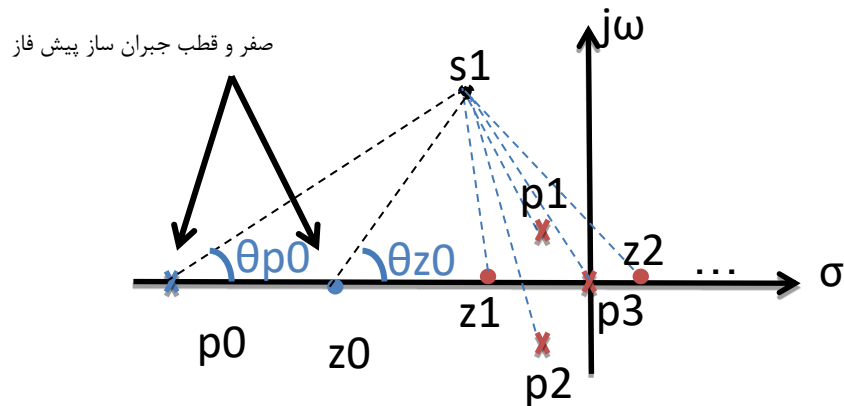
که در آن $G(s)$ تابع تبدیل فرآیند را بصورت زیر در نظر می گیریم:

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

$G_c(s)$ تابع تبدیل جبران ساز پیش فاز با شرط $|p_0| > |z_0|$ است:

$$G_c(s) = K_c \frac{(s + z_0)}{(s + p_0)}$$

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



شکل 3-36

با توجه به معادله مشخصه سیستم حلقه بسته، برای دو شرط زاویه و اندازه داریم:

$$1 + G_c(s)G(s) = 0 \rightarrow G_c(s)G(s) = -1$$

شرط دامنه :

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

$$|G_c(s)G(s)| = K_c \frac{|s + z_0| |s + z_1| |s + z_2| \cdots |s + z_m|}{|s + p_0| |s + p_1| |s + p_2| \cdots |s + p_n|} = 1$$

شرط زاویه :

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

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

اگر s_d ریشه معادله مشخصه باشد، بر حسب شرایط زاویه داریم:

$$\angle G_c(s_d)G(s_d) = \angle G_c(s_d) + \angle G(s_d) + \theta_{z_0} - \theta_{p_0} = \pm 180^\circ (2K + 1)$$

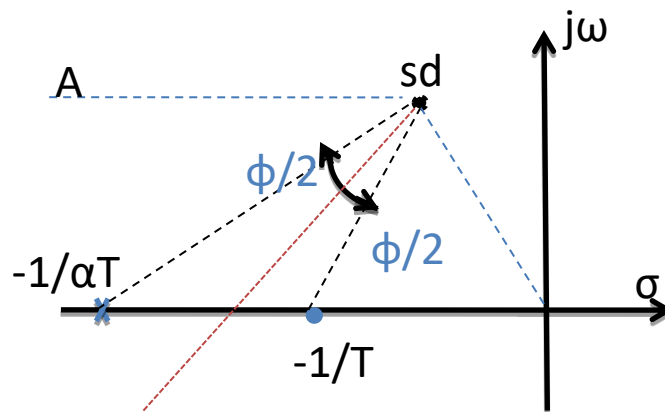
در رابطه اخیر از آنجا که $\theta_{z_0} - \theta_{p_0}$ مقداری مثبت است، یک زاویه فاز مثبت به سیستم اضافه شده، قطب های سیستم را به سمت چپ حرکت می دهد و در نتیجه سیستم حلقه بسته پایدار می شود.

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

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

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

(2) برای تعیین محل صفرو قطب جبران ساز به روش نیم ساز بایستی ابتدا نمودار مکان ریشه های سیستم را رسم کرده و با توجه به موارد خواسته شده در صورت مسئله محل قطب های غالب S_d را نیز تعیین کنید. سپس نمیساز زاویه ϕ را رسم نموده و از نیمساز به اندازه زاویه $\phi/2$ به طرفین حرکت کرده و محل برخورد با محور حقیقی محل صفرو قطب جبران ساز را نشان می دهد.



شکل 4-36

(3) در ادامه با استفاده از شرط اندازه و رابطه زیر، مقدار K_c را تعیین کنید.

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

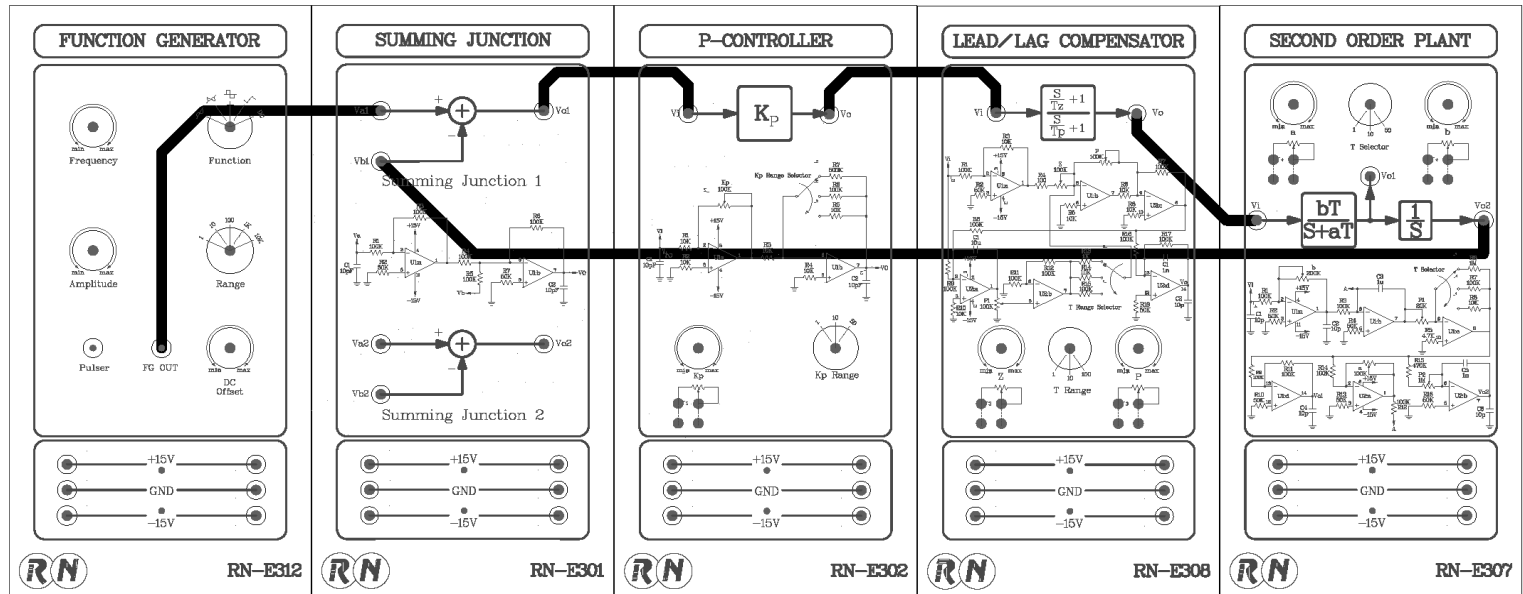
*مثال طراحی: یک دستگاه با تابع تبدیل زیر در نظر می گیریم:

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

یک جبران ساز طراحی کنید به نحوی که مشخصات سیستم حلقه بسته به شرح زیر باشد:

- ضریب میرایی قطب غالب بزرگتر یا مساوی 0.44 باشد.
- فرکانس میرای طبیعی قطب غالب بزرگتر یا مساوی 9 باشد.
- ثابت خطای سرعت $Kv \geq 15 \text{ sec}^{-1}$

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



شکل 36- 5

2- بر روی ماژول RN-E312 به کمک ولوم های DC OFFSET و مقدار 1Vp-p پالس در خروجی FGOUT تنظیم نمایید.

3- بر روی ماژول RN-E307 سلکتور T را بر روی وضعیت 1× و ولوم a را بر روی 2kΩ و ولوم b را بر روی 10kΩ (ماکزیمم مقدار) قرار دهید.

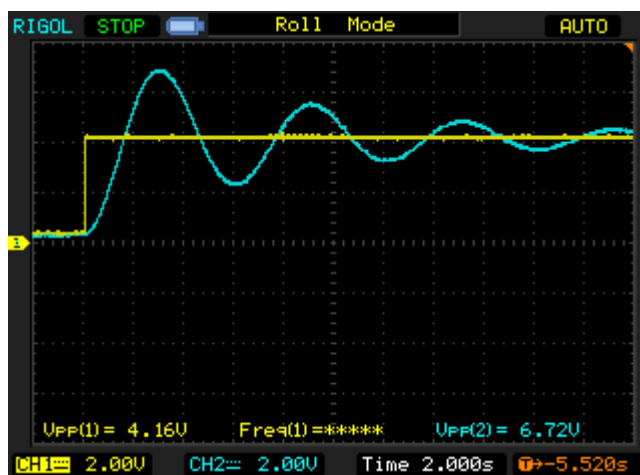
4- بر روی ماژول RN-E302 سلکتور KP را بر روی وضعیت 1× و ولوم KP را روی 4kΩ قرار دهید.

5- بر روی ماژول RN-E308 سلکتور T را بر روی وضعیت 10× و ولوم z را بر روی 4.4kΩ و ولوم p را بر روی 18.4 کیلوهم قرار دهید.

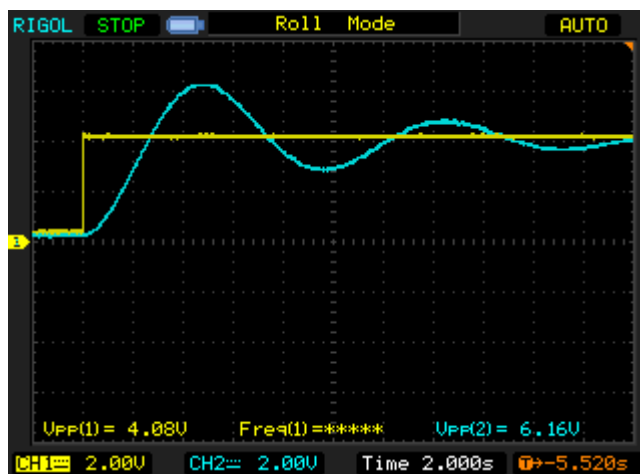
$$G(s) = \frac{10}{s^2 + 2s}$$

$$G_c(s) = 4 \frac{(s + 4.41)}{(s + 18.4)} = 4 \frac{\left(\frac{s}{4.41} + 1\right)}{\left(\frac{s}{18.4} + 1\right)}$$

6- با اسیلوسکوپ خروجی FGOUT ماژول RN-E312 و خروجی VO2 در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید.



شکل 36-6 بدون جبران ساز



شکل 36-7 با جبران ساز پیش فاز

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

7. جبران ساز پیش فاز-پس فاز Lead-Lag

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

جبران ساز پیش فاز Lead :

امتیازات

- 1) یک زاویه فاز مثبت در رنج فرکانس های دلخواه ایجاد می کند. برای ایجاد یک حدفاز (Phase Margin) مناسب برای شبکه به کار می رود . عملکرد سیستم پایدارتر می شود.
- 2) پاسخ گذرای سیستم را بهبود می بخشد .
- 3) میزان overshoot پاسخ پله را کاهش می دهد .
- 4) پهنای باند را افزایش می دهد بطوریکه پاسخ سیستم سریعتر می شود .

معایب

- 1) پهنای باند را افزایش در نتیجه سیستم به شدت به وسیله ی نویزهای فرکانس بالا تاثیر پذیر می شود.
- 2) 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

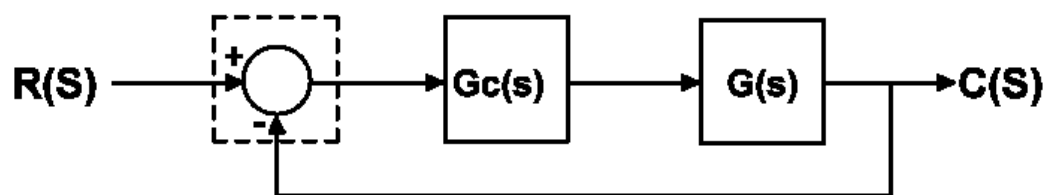
- 1) پاسخ حالت دائمی سیستم را بهبود می بخشد .
- 2) میزان overshoot پاسخ پله را کاهش می دهد .
- 3) پهنای باند را کاهش می دهد در نتیجه تاثیر پذیری سیستم به وسیله ی نویزهای فرکانس بالا کاهش می یابد.

معایب

(1) پهنای باند را کاهش می دهد که در نتیجه آن سرعت پاسخ گذرای سیستم کاهش می یابد .

برای سیستم هایی با پاسخ گذرا و پاسخ حالت دائمی ضعیف بایستی از یک جبران ساز پیش فاز- پس فاز استفاده نمود.

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



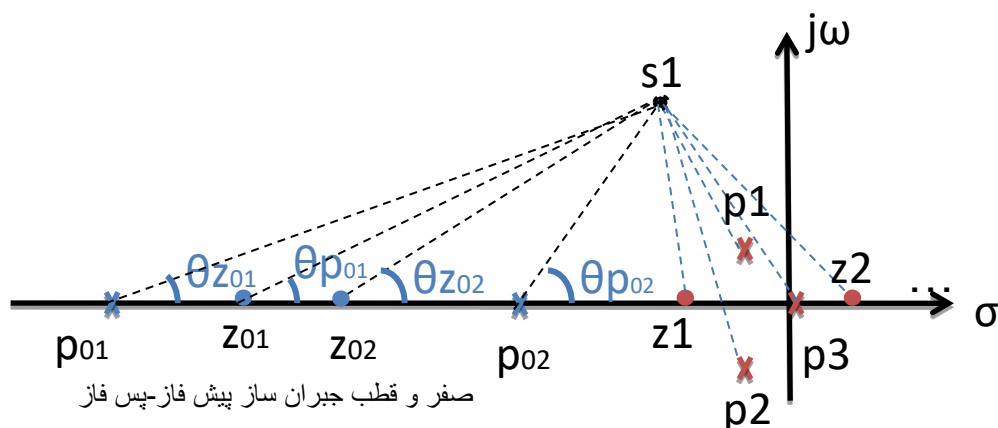
شکل 38- 1

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

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

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

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



شکل 38- 2

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 می باشد و ثابت خطا برای سیستم به همراه جبران ساز 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 می کنید که ثابت خطا بسته به میزان α, β افزایش و یا کاهش می یابد.

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

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

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

(2) 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 پیش فاز تعیین کنید .

سپس صفر و قطب Lag را بر اساس پاسخ دائمی مطلوب طراحی کنید . ثابت خطا برای سیستم به همراه جبران ساز برابر K_{VC} است .

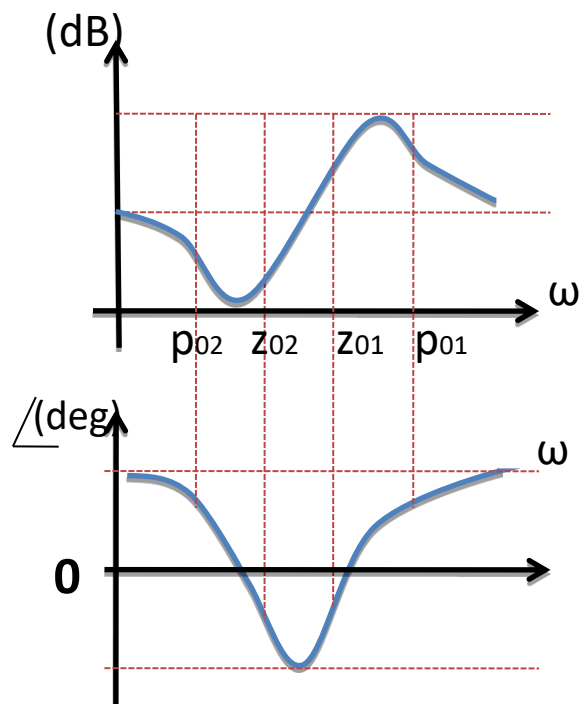
$$K_{VC} = \lim_{s \rightarrow 0} sG_c(s)G(s) = K_v K_c \left(\frac{z_{01}}{p_{01}} \right) \left(\frac{z_{02}}{p_{02}} \right) = K_v K_c \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)$$

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 .

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

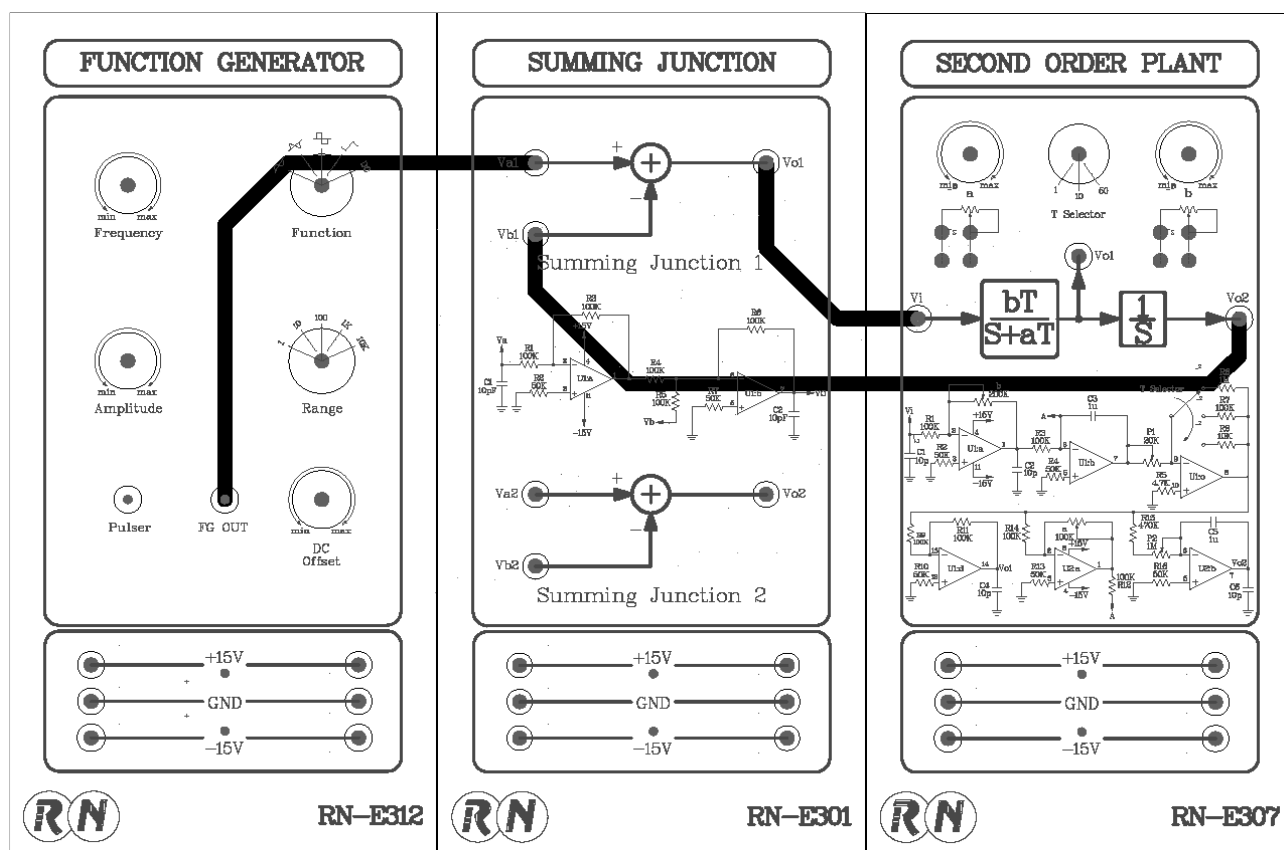
$$-5^\circ < \angle \frac{s_d + z_{02}}{s_d + p_{02}} < 0^\circ$$

دیاگرام بود سیستم جبران ساز به صورت فوق می باشد .



شکل 3-38

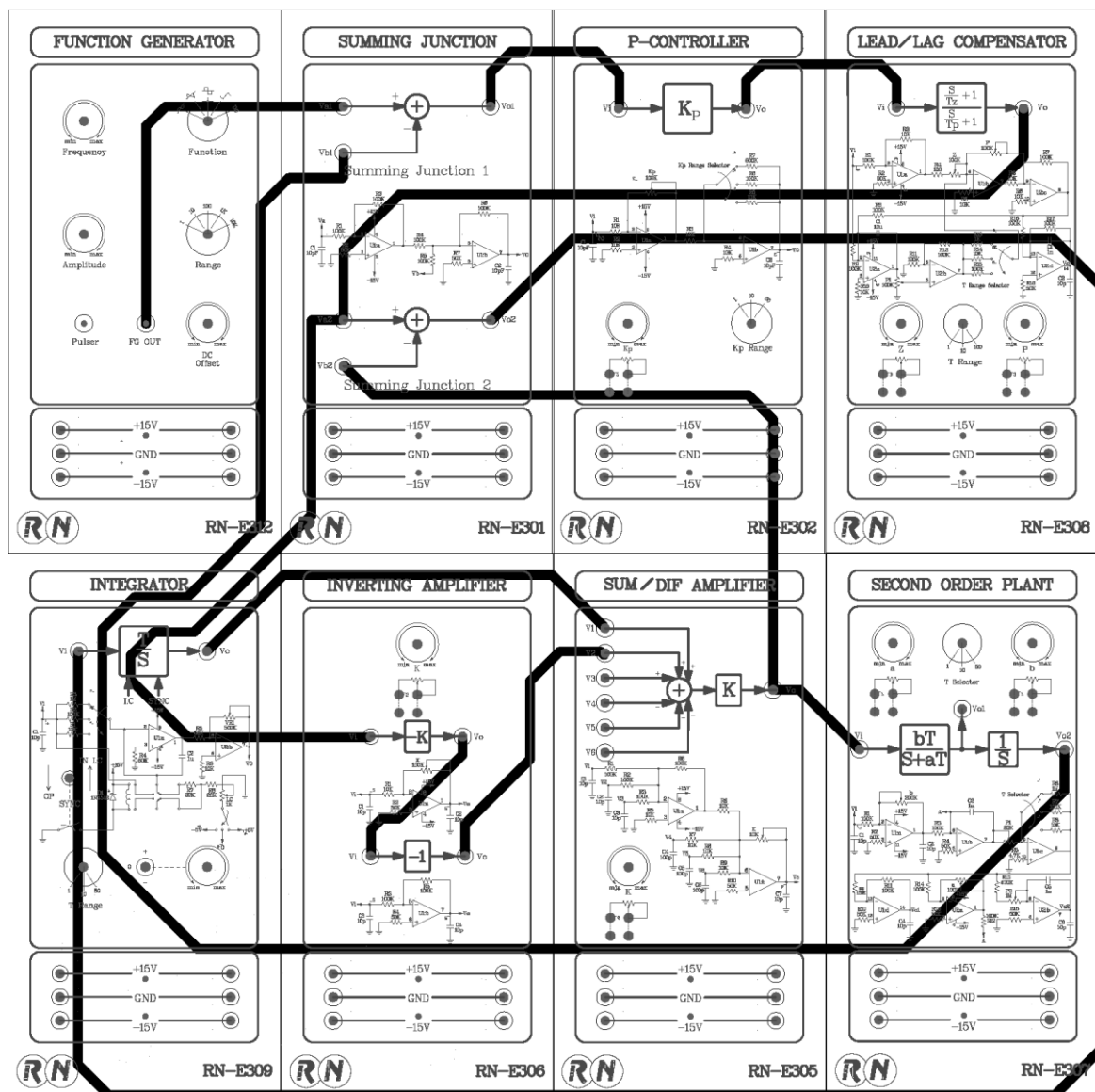
- 1- ابتدا پاسخ سیستم را بدون استفاده از جیرانساز مشاهده کنید. سیستم را همانند بلوک دیاگرام نشان داده شده سیم کشی نمایید.



شکل 38- 4

- 2- بر روی ماژول RN-E312 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار $4V_p$ پالس در خروجی FGOUT تنظیم نمایید.
- 3- بر روی ماژول RN-E307 سلکتور T را بر روی وضعیت $\times 1$ و ولوم a را بر روی $0.5k\Omega$ و ولوم b را بر روی $10k\Omega$ (ماکزیمم مقدار) قرار دهید.
- 4- با اسیلوسکوپ خروجی FGOUT ماژول RN-E312 و خروجی Vo2 در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید.

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



شکل 38- 5

6- بر روی مائول RN-E312 به کمک ولوم های DC OFFSET و AMPLITUDE مقدار 4Vp-p پالس در خروجی FGOUT تنظیم نمایید .

7- بر روی مائول RN-E307 سلکتور T را بر روی وضعیت 1 و ولوم a را بر روی 2kΩ و ولوم b را بر روی 10kΩ (ماکزیمم مقدار) قرار دهید .

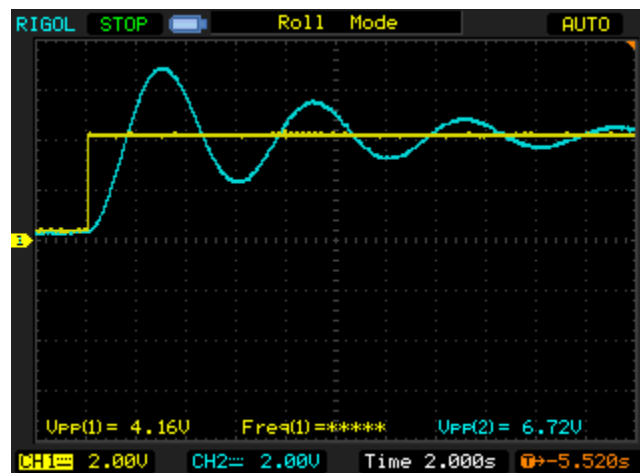
8- بر روی مائول RN-E302 سلکتور KP را بر روی وضعیت 10× و ولوم KP را روی 4kΩ قرار دهید .

- 9- بر روی ماژول RN-E306 سلکتور K را بر روی $0.28k\Omega$ قرار دهید .
- 10- بر روی ماژول RN-E305 سلکتور K را بر روی $0.35k\Omega$ قرار دهید .
- 11- بر روی ماژول RN-E309 سلکتور T را بر روی وضعیت 1× قرار دهید .
- 12- بر روی ماژول RN-E308 سلکتور T را بر روی وضعیت $100\times$ و ولوم Z را بر روی $0.11k\Omega$ و ولوم P را بر روی $1.1k\Omega$ قرار دهید .

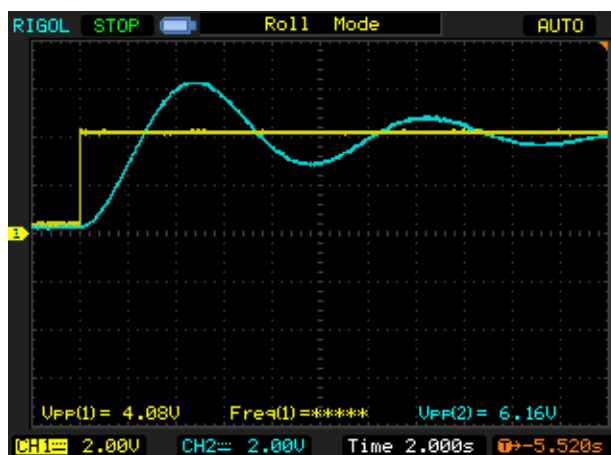
$$G(s) = \frac{100}{s^2 + 5s}$$

$$G_c(s) = 40 \frac{(s + 11)}{(s + 110)} \frac{(s + 3.5)}{(s + 0.35)} = 40 \frac{\left(\frac{s}{11} + 1\right)}{\left(\frac{s}{110} + 1\right)} \frac{\left(\frac{s}{3.5} + 1\right)}{\left(\frac{s}{0.35} + 1\right)}$$

- 13- با اسیلوسکوپ خروجی FGOUT ماژول RN-E312 و خروجی VO در ماژول RN-E307 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



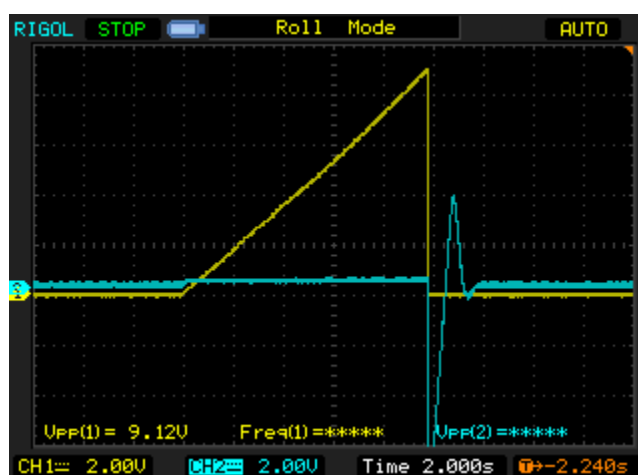
شکل 38- 6 بدون جبران ساز



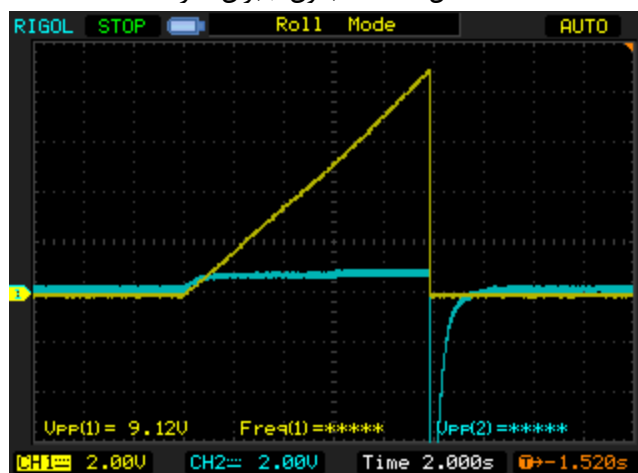
شکل 38-7 با جبران ساز

14- سپس برای ورودی رمپ نیز آزمایش را تکرار کنید و میزان خطای خروجی را مشاهده نمایید . با اسیلوسکوپ خروجی FGOUT

ماژول RN-E312 و خروجی VO1 در ماژول RN-E301 را اندازه گیری و ثبت نمایید .



شکل 38-8 بدون جبران ساز



شکل 38-9 با جبران ساز

راهنمای انجام تکلیف و نحوه ارزیابی آزمایشگاه در پیوست

8. پیوست مربوط به نحوه انجام تکالیف و ارزیابی

نحوه انجام تکالیف آزمایشگاه کنترل:

کلیه حالت های آزمایش که دیاگرام آن از اسکوپ داده شده را به ازای مقادیر و

ورودی های ذکر شده در دستور کار آزمایش

هم به صورت آزمایش و هم در Simulink شبیه سازی کنید

و نتایج را به صورت pdf در سامانه ZCS بارگذاری نمایید.

(فقط یکی از اعضای گروه به نمایندگی از بقیه یک گزارش بارگذاری نموده و اسامی

تمام اعضای گروه باید در گزارش قید شود).

نتایج آزمایش باید توضیح داده شود.

نحوه ارزیابی آزمایشگاه کنترل:

حضور و غیاب منظم: **حدود 3 نمره**

حضور با تاخیر: **نصف نمره جلسه**

گزارش کارها: به شرط بارگذاری به موقع در ZCS: **حدود 5 نمره**

امتحان عملی: **حدود 5 نمره**

ارائه پروژه: **حدود 5 نمره**

کوئیز بین جلسات: **حدود 2 نمره**