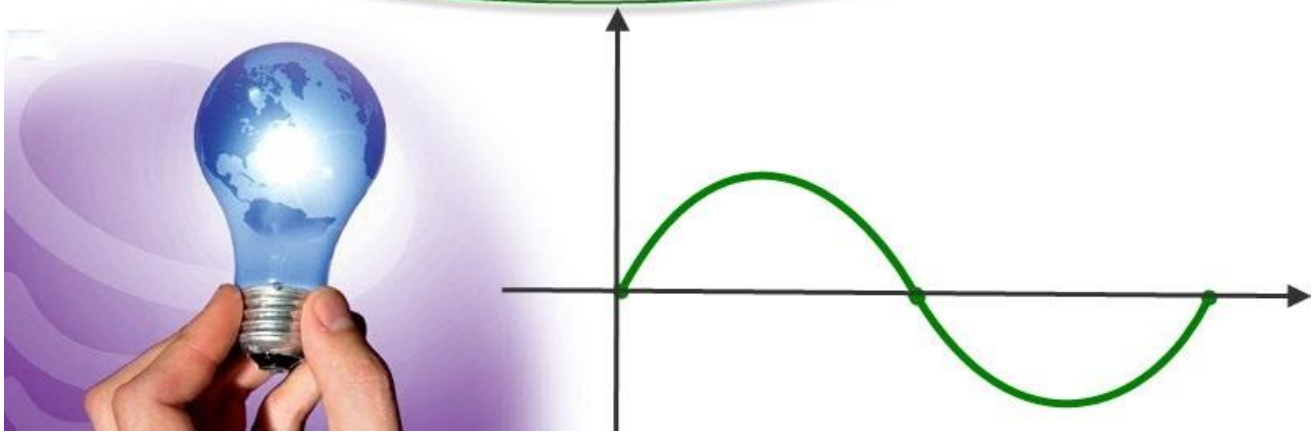
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بسم الله الرحمن الرحیم



برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

موضوع پروژه:

طراحی کنترل کننده مدرن برای تقویت کننده عملیاتی

WikiPower.ir

برای خرید فایل word این پروژه اینجا کلیک کنید.

(شماره پروژه = ۵۲۰)

پشتیبانی: ۰۹۳۵۵۴۰۵۹۸۶

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
چکیده مطالب	۱
پیشگفتار	۲
فصل اول	
تقویت کننده عملیاتی	۴
مقدمه	۴
۱-۱- پایانه های آپ امپ	۵
۱-۲- آپ امپ ایده آل	۵
۱-۳- تحلیل مدارهای دارای آپ امپ ایده آل – آرایش وارونگر	۷
۱-۴- کاربردهای دیگر آرایش وارونگر	۱۰
۱-۵- آرایش ناوارونگر	۱۳
۱-۶- اثر محدود بودن حلقه باز و پهنای باند بر عملکرد مدار	۱۶
۱-۷- عملکرد سیگنال بزرگ آپ امپ ها	۱۷
۱-۸- مشکلات DC	۱۹
فصل دوم	
شبیه سازی سیستم	۲۱
مقدمه	۲۱
۲-۱- تابع تبدیل سیستم	۲۱
۲-۲- فضاهای فضای حالت سیستم	۲۲
۲-۳- SIMULINK	۲۵

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل سوم

کنترل مدرن ۲۶

مقدمه ۲۶

۳-۱- فضای حالت ۲۷

۳-۲- پایداری ۲۸

۳-۳- سیستم های کنترل خطی فیدبک حالت ۲۹

۳-۴- کنترل پذیری و رویت پذیری ۳۱

۳-۵- رویت گر ۳۶

فصل چهارم

بررسی سیستم با استفاده از کنترل کننده فیدبک حالت و رویتگر ۳۹

مقدمه ۳۹

۴-۱- کنترل پذیری و رویت پذیری ۳۹

۴-۲- فیدبک حالت ۴۱

۴-۳- شبیه سازی سیستم با فیدبک حالت ۴۵

منابع و مآخذ ۴۷

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

چکیده مطالب

هدف از این پروژه برر سی مراحل طراحی یک کنترل کننده برای تقویت کننده عملیاتی (*Op-Amp*) با استفاده از روش های کنترل مدرن می باشد .

این سیستم دارای یک ورودی و یک خروجی است چنین سیستمی را *SISO* می گویند .

(*Single Input , Single Output*)

برای انجام این عمل لازم ا ست ابتدا رفتار سیستم را بدون فیدبک حالت برر سی کرده و با مشاهده ناپایداری فیدبک حالت را طراحی کرده و سپس میزان پایداری را نسبت به حالت قبل بررسی می نماییم .

WikiPower.ir

پیشگفتار

در طول تاریخ بشریت کنترل سیستم ها از مسائلی بوده که انسان همواره با آن درگیر می باشد بطور کلی همه انسان ها خوا ستار این مسئله هستند که سیستم تحت اختیار آنها یک سیستم پایدار بوده و یا اینکه حالت خاصی را داشته باشد که همان مفهوم ردیابی ورودی مرجع می باشد .

مهند سی کنترل پایه تئوری فیدبک و تئوری تحلیل سیستم های خطی و مکملی بر تئوری شبکه ها و ارتباطات می باشد لذا مهندسی کنترل محدود به یک مهندسی منظم و دارای چار چوب عملیاتی خاص نمی با شد بلکه به لحاظ علمی ، هوانوردی ، شیمی ، مکانیک و شهر ن شینی را تحت پو شش قرار می دهد.

درزندگی روزمره سیستم‌های کنترل الکتریکی،مکانیکی وشیمیایی موجبات آسایش ما رافراهم می‌آورند.

کنترل خودکار علاوه بر نقش مهمی که در سیستم های مذکور دارد نقش عمده ای در سیستم های صنعتی امروزی ایفا می کند.

یک سیستم مجموعه ای از اجزاء است که به منظور انجام عملیات معین ، طبق ضوابطی مشخص با یکدیگر تبادل انرژی یا اطلاعات می کنند.

هدف از مطالعه یک سیستم و آنالیز آن در واقع پی بردن به کیفیت کار سیستم ها و بد ست آوردن رابطه بین اجزاء تشکیل دهنده سیستم بر محیط و بر عکس دانست.

کنترل کننده مقدار واقعی خروجی را با ورودی مطلوب مقایسه و تفاوت آنها را تعیین کرده و یک سیگنال کنترل تولید می کند تا مقدار خطا را به صفر یا حداقل برساند شیوه تولید سیگنال کنترل کننده ، عملیات کنترلی نامیده می شود.

کنترل کننده ها انواع مختلفی از قبیل هیدرولیکی ، الکترونیکی و نیوماتیکی یا ترکیبی از آنها دارد.

کنترل کننده ها با اهداف و انگیزه هایی متفاوت طراحی و ساخته می شوند از مهمترین این اهداف می توان موارد زیر را نام برد:

- ✓ افزایش سرعت پاسخ سیستم
- ✓ کاهش حساسیت به اغتشاش
- ✓ حذف خطای حالت ماندگار
- ✓ پایدار سازی سیستم های ذاتاً ناپایدار

کنترل پذیری و رویت پذیری دو مشخصه مهم سیستم می باشند که فقط مختص فضای حالت بوده و در این فضا از اهمیت ویژه ای برخوردار می باشند و در مفاهیم فرکانسی و کنترل کلاسیک وجود ندارند.

کنترل پذیری بیانگر تاثیر از ورودی و رویت پذیری بیانگر مشاهده در خروجی می باشد.

در فصل های بعدی به بررسی کامل تر و دقیق تر موارد فوق خواهیم پرداخت.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل اول

تقویت کننده های عملیاتی

مقدمه

مدت زمان زیادی اســـت که آپ امپ ها به کار گرفته می شـــوند در ابتدا کاربرد آنها در زمینه محاســـبات قیاســـی و ابزار دقیق بود .آپ امپ های اولیه از عناصـــر نامجتمع (لامپ های خلاء و بعدها ترانزیستور و مقاومت) ساخته می شد و قیمت گران آنها عامل بازدارنده ای برای استفاده بود در اواسط دهه ۱۹۶۰ اولین آپ امپ مدار مجتمع (*IC*) به وجود آمد این واحد (*709 µA*) از تعداد نســـبتاً زیادی ترانزیستور و مقاومت ، تماماً بر یک تراشه سیلیسیمی ، تشکیل شده بود .

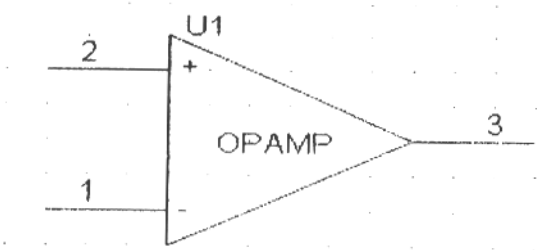
گرچه مشخصه های آن (نسبت به استانداردهای امروز) ضعیف و باز هم بسیار گران بود پیدایش آن از دوران نوینی در طراحی مدار الکترونیکی خبر می داد مهندســـان الکترونیک اســـتفاده از آپ امپ را در مقیاس وسیع آغاز کردند که این امر سبب شد بهای آن بسیار پایین بیاید.همچنین خواستار آپ امپ های با کیفیت بالاتر بودند سازندگان نیمه رسانا آپ امپ های پر کیفیت و بسیار ارزان عرضه کردند.

یکی از دلایل عمومیت یافتن آپ امپ ها همه کاره بودن آنها ست و همچنین آپ امپ *IC* مشخصه هایی بسیار نزدیک به ایده آل دارد ای امر نشان می دهد که با بکارگیری آپ امپ های *IC* طراحی مدارها بسیار ساده می شود.

۱-۱- پایانه های آپ امپ

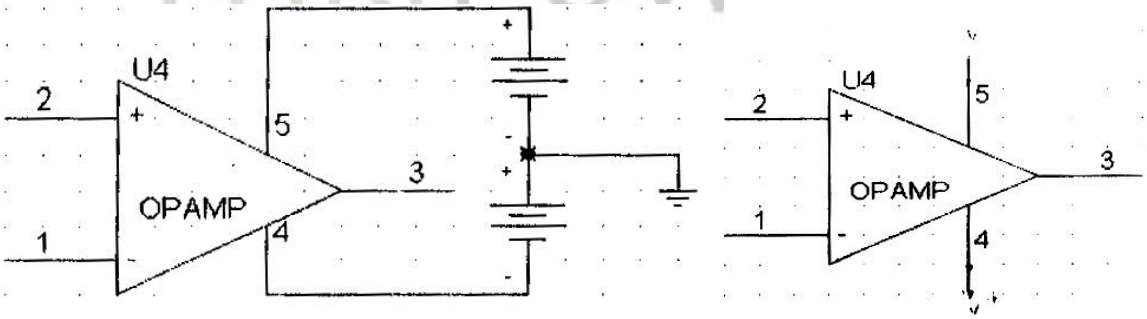
آپ امپ از دیده سیگنالی سه پایانه دارد : دو پایانه ورودی و یک پایانه خروجی.

شکل زیر نمادی را که برای نمایش آپ امپ بکار خواهیم برد نشان می دهد:



پایانه های ۱ و ۲ پایانه های ورودی و پایانه ۳ پایانه خروجی است.

چنانچه می دانیم هر تقویت کننده برای آنکه عمل کند نیاز به تغذیه *dc* دارد لذا بیشتر آپ امپ های *IC* به دو منبع تغذیه *dc* نیاز دارند دو پایانه ۴و۵ از بسته تقویت کننده عملیاتی بیرون آورده می شود و به ترتیب ولتاژ مثبت و ولتاژ منفی وصل می شود در مدارهای آپ امپی نقطه زمین مرجع همان پایانه مشترک دو منبع تغذیه است ، یعنی در بسته آپ امپ هیچ پایانه ای وجود ندارد که عملا به زمین متصل شود.



آپ امپ ممکن است علاوه بر سه پایانه سیگنال و دو پایانه منبع تغذیه برای اهداف ویژه پایانه های دیگری داشته باشند پایانه های دیگر می توانند پایانه های جبران بسامدی حذف آفست باشند.

۱-۲- آپ امپ ایده آل

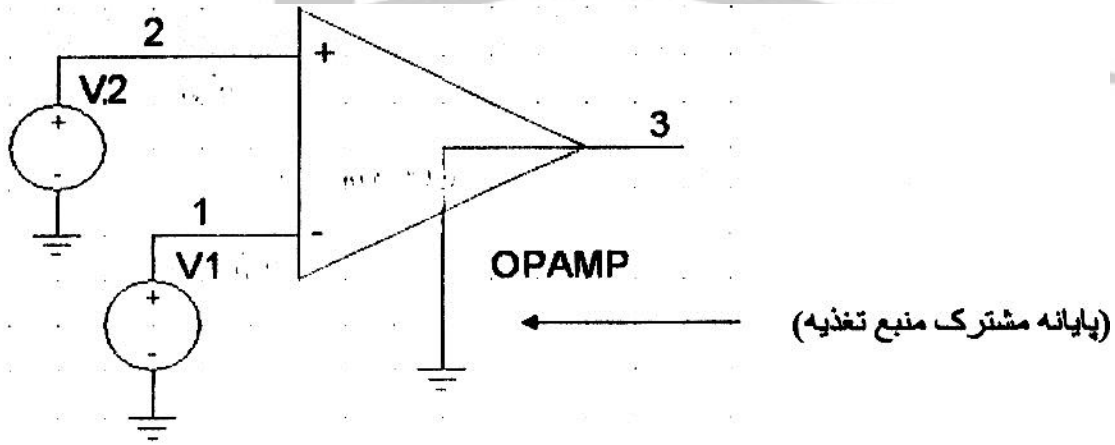
اکنون کار مداری آپ امپ را بررسی می کنیم فرض بر آن است که آپ امپ تفاضل دو سیگنال ولتاژ را که به دو پایانه ورودی آن اعمال می شود (یعنی کمیت v_2-v_1) حس می کند آن را در عددی

مانند A ضرب می کند و سبب می شود ولتاژ حاصل $A(v_2-v_1)$ در پایانه خروجی ظاهر می شود لازم به ذکر است که وقتی از ولتاژ یک پایانه صحبت می کنیم منظور ولتاژ میان آن پایانه و زمین است بنابراین منظور از ولتاژ v_1 ولتاژ بین پایانه ۱ و زمین است.

فرض بر آن است که آپ امپ ایده آل هیچ جریان ورودی نمی کشد؛ یعنی سیگنال جریان در پایانه های ۱و۲ صفر است به عبارت دیگر فرض بر آن است که امپدانس ورودی آپ امپ ایده آل بی نهایت است.

در مورد پایانه خروجی ۳ فرض بر آن اســـت که این پایانه مانند پایانه خروجی منبع ولتاژ ایده آل عمل می کند یعنی ولتاژ میان پایانه ۳ و زمین همواره برابر $A(v_2-v_1)$ خواهد بود و از جریانی که ممکن است از پایانه ۳ به داخل امپدانس بار کشیده شود مستقل است به عبارت دیگر امپدانس خروجی آپ امپ ایده آل صفر فرض می شود.

با کنار هم قرار دادن مطالب فوق به مدل مدار هم ارز شکل زیر می رسیم:



توجه داشته باشید که خروجی با V_2 همفاز و با V_1 در فاز مخالف است به همین خاطر پایانه ورودی ۱ به پایانه ورودی وارونگر معروف است و با علامت – مشخص می شود در حالی که پایانه ورودی ۲ به پایانه ورودی ناوارونگر معروف است و با علامت + مشخص می شود .

آپ امپ تنها به سیگنال تفاضل V_2-V_1 پاسخ می دهد و بنابراین سیگنال مشترک دو ورودی را نادیده می گیرد.

یعنی اگر $V_1=V_2=1V$ ، آنگاه خروجی به طور ایده آل صفر خواهد بود این خاصیت را حذف وجه مشترک می نامیم و نتیجه می گیریم در آپ امپ حذف وجه مشترک بی نهایت است.

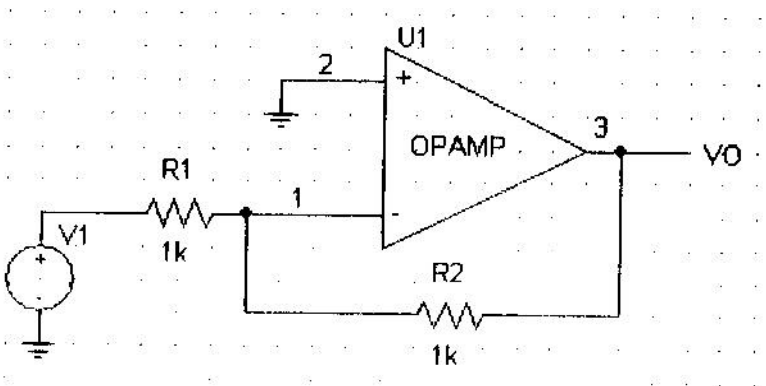
توجه داشته باشید که آپ امپ تقویت کننده ای با ورودی تفاضلی و خروجی تک سر است ا صطلاح خروجی تک سر به این حقیقت ا شاره دارد که خروجی بین پایانه ۳ و زمین ظاهر می شود به دلایل روشن بهره A بهره تفاضلی نامیده می شود.

مشخصه مهم آپ امپ ها آن ا ست که تقویت کننده با تزویج مستقیم یا تقویت کننده dc هستند که dc با ن شانه تزویج م ستقیم آمده ا ست (dc می توان ست ن شانگر ا صطلاح جریان م ستقیم نیز با شد زیرا تقویت کننده با تزویج مستقیم تقویت کننده ای است که سیگنال هایی با بسامد حدود صفر را تقویت می کند) این نکته که آپ امپ ها تقویت کننده هایی با تزویج مستقیم هستند امکان استفاده از آن ها را در ب سیاری از کاربردهای مهم فراهم می سازد اما این خا صیت ممکن ا ست باعث بروز بع ضی م شکلات جدی شود.

آپ امپ ایده آل بهره ای برابر A دارد که از بسامد صفر تا بسامد بی نهایت ثابت می ماند یعنی آپ امپ ایده آل سیگنال های با بسامد متفاوت را با بهره یکسان تقویت می کند.

۱-۳- تحلیل مدارهای دارای آپ امپ ایده آل – آرایش وارونگر

مدار شکل زیر را که شامل یک آپ امپ و دو مقاومت R_1,R_2 است در نظر بگیرید مقاومت R_2 پایانه خروجی آپ امپ را به پایانه ورودی وارونگر یا منفی و صل می کند R_2 را بوجود آورنده پ سخورد منفی می نامیم اگر R_2 بین پایانه ۲و۳ متصل می شد آن را پسخورد مثبت می نامیدیم .



بهره حلقه – بسته

اکنون می خواهیم مدار شکل فوق را تحلیل کنیم و G بهره حلقه بسته را که به صورت زیر تعریف می شود تعیین کنیم :

$$G = v_o / v_i$$

فرض می کنیم آپ امپ ایده آل باشد تحلیل بدین صورت انجام می گیرد : بهره A بسیار بزرگ (به طور ایده آل بی نهایت) است اگر فرض کنیم مدار در حل کار است و ولتاژ خروجی محدودی را در پایانه ۳ بوجود می آورد آنگاه باید ولتاژ میان پایانه های ورودی آپ امپ بی نهایت کوچک باشد یعنی اگر ولتاژ خروجی را V_0 بنامیم آنگاه مطابق تعریف :

$$V_2 - V_1 = V_0 / A \approx 0$$

نتیجه می شود که ولتاژ در پایانه وارونگر (V_1) از رابطه $V_1 \approx V_2$ بدست می آید یعنی بدلیل آنکه بهره A به بی نهایت نزدیک می شود ولتاژ V_1 به V_2 نزدیک می شود ما این موضوع را بدین صورت بیان می کنیم که دو پایانه ورودی بالقوه به سوی یکدیگر میل می کند همچنین از اتصال کوتاه مجازی که بین دو پایانه ورودی ایجاد می شود نیز صحبت می کنیم در اینجا باید روی کلمه مجازی تاکید شود و هنگام تحلیل مدار نباید به اشتباه پایانه های ۱و۲ را واقعاً اتصال کوتاه کرد. اتصال کوتاه مجازی بدین معنی است که به سبب بهره بی نهایت A هر ولتاژی که در ۲ باشد به طور خودکار در ۱ نیز ظاهر می شود اما گاهی اتفاق می افتد که پایانه ۲ به زمین متصل می شود بنابراین $V_1 \approx 0, V_2 = 0$ پایانه ۱ را زمین مجازی می نامیم یعنی در آن ولتاژ صفر داریم ولی واقعاً به زمین متصل نشده است.

اکنون که v_1 را تعیین کرده ایم در وضعیتی هستیم که بتوان قانون اهم را به کار برد و جریان i_1 در R_1 را به صورت زیر یافت :

$$i_1 = (V_I - V_1) / R_1 \approx V_i / R_1$$

این جریان نمی تواند داخل آپ امپ برود زیرا ایده آل امپدانس ورودی صفر دارد و در نتیجه جریانی برابر صفر می کشد نتیجه می گیریم که I_1 مجبور است از طریق R_2 به طرف پایانه ۳ دارای امپدانس پایین جریان یابد می توان قانون اهم را در مورد R_2 به کار برد و V_0 را تعیین کرد ، یعنی

$$v_0 = v_1 - i_1 R_2 = 0 - (v_i / R_1) R_2 \rightarrow v_0 / v_i = -R_2 / R_1$$

که این عبارت همان بهره حلقه بسته مورد نظر می باشد در حقیقت بهره حلقه بسته همان نسبت دو مقاومت R_2,R_1 است علامت منفی بدین معنی است که تقویت کننده حلقه بسته ، سبب وارونگی سیگنال می شود و به علت همین علامت منفی این آرایش ، آرایش وارونگر نامیده می شود.

تاثیر بهره حلقه – باز محدود

با بدست آوردن عبارتی برای بهره حلقه بسته ، با فرض آنکه بهره حلقه باز A محدود است نکاتی که تا کنون مطرح شده است بهتر روشن می شود اگر ولتاژ خروجی را با V_0 نشان دهیم آنگاه ولتاژ میان دو پایانه ورودی آپ امپ V_0/A خواهد بود چون پایانه ورودی مثبت زمین شده است ولتاژ در پایانه ورودی منفی باید $-V_0/A$ باشد اکنون می توان I_1 جریان گذرنده از R_1 را از رابطه زیر بدست آورد :

$$I_1 = \frac{V_1 - (-V_0/A)}{R_1} = \frac{V_I + V_0/A}{R_1}$$

امپدانس ورودی نامحدود آپ امپ سبب می شود جریان I_1 تماماً از R_2 عبور کند بنابراین می توان ولتاژ خروجی V_0 را از رابطه زیر تعیین کرد:

$$v_0 = -v_0/A - I_1 R_2 = -V_0/A - \left(\frac{V_I + V_0/A}{R_1}\right)R_2$$

با جمع جملات بهره حلقه بسته G چنین بدست می آید :

$$G = V_0/V_I = \frac{-R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A}$$

یادآوری می کنیم زمانی که A به ∞ نزدیک می شود ، G به مقدار ایده آل $-R_2/R_1$ نزدیک می شود معادله فوق نشان می دهد برای به حداقل رساندن بستگی بهره حلقه بسته G بهره حلقه باز A باید رابطه زیر برقرار باشد :

$$1+R_2/R_1 << A$$

مقاومت های ورودی و خروجی

اگر آمپ امپ را ایده آل و دارای بهره حلقه باز بی نهایت فرض کنیم مقاومت ورودی تقویت کننده وارونگر حلقه بسته همان R_1 است برای آنکه مقاومت ورودی را زیاد کنیم R_1 را بزرگ انتخاب می کنیم اما اگر بهره مورد نیاز R_2/R_1 نیز زیاد می با شد آنگاه R_2 به صورتی غیر عملی زیاد می شود لذا می توان

نتیجه گرفت که مشکل وارونگر کم بودن مقاومت ورودی است ، چون خروجی آرایش وارونگر در پایانه های منبع ولتاژ ایده آل به صورت $A(V_2-V_1)$ گرفته می شود ، نتیجه می گیریم مقاومت خروجی تقویت کننده حلقه بسته صفر است.

۱-۴ کاربردهای دیگر آرایش وارونگر

در این بخش چند مدار مهم متکی بر آرایش وارونگر را بررسی می کنیم

آرایش وارونگر با امپدانس های کلی Z_2,Z_1

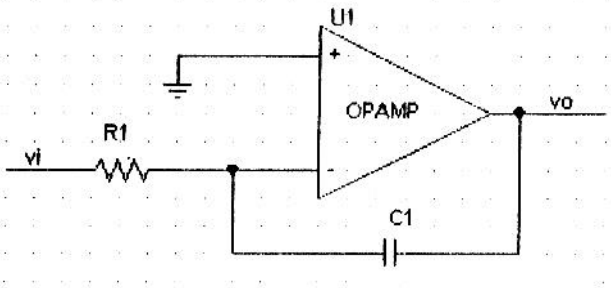
در این حالت امپدانس های Z_2,Z_1 جانشین مقاومت های R_2,R_1 در فرم کلی آرایش وارونگر می شوند و بهره حلقه باز آن یا به عبارت بهتر تابع تبدیل آن به صورت زیر است :

$$V_0(S)/V_I(S) = -Z_2(S)Z_1(S)$$

اگر به جای S مقدار jw را قرار دهیم تابع تبدیل به ازای بسامدهای حقیقی ، یعنی اندازه و فاز انتقال برای سیگنال ورودی سینوسی با بسامد W به دست می آید.

انتگرال گیر وارونگر

با قرار دادن یک خازن در مسیر پسخورد به مداری مطابق شکل زیر می رسیم که قادر است عمل ریاضی انتگرال گیری را انجام دهد .



فرض کنید ورودی تابع متغیر با زمان $V_I(t)$ باشد زمین مجازی در ورودی وارونگر آپ امپ سبب می شود که $V_I(t)$ به طور کامل در دو سر R قرار گیرد و در نتیجه جریان $V_i(t)$ برابر $V_I(t)/R$ شود این جریان از خازن C می گذرد و سبب می شود بار روی آن انبا شته شود اگر فرض کنیم کار مدار در $t=0$

شروع می شود آنگاه در زمان دلخواه t ، جریان $I_1(t)$ باری برابر $\int_0^t I_1(t)dt$ روی C انباشته کرده است

بنابراین $V_C(t)$ ولتاژ دو سر خازن به اندازه $(1/c)\int_0^t I_1(t)dt$ تغییر می کند اگر ولتاژ اولیه روی خازن (در زمان $t=0$) را با v_c نشان دهیم آنگاه داریم :

$$v_c(t)=v_c+(1/c)\int_0^t I_1(t)dt$$

حال ولتاژ خروجی برابر است با $v_0(t)=-v_c(t)$ پس :

$$v_0(t)=-(1/CR)\int_0^t v_0(t)dt-v_C$$

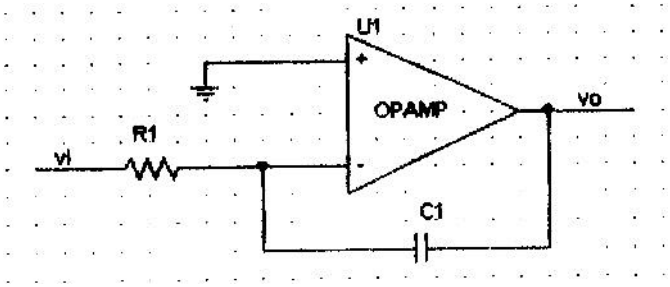
بنابراین ولتاژ خروجی این مدار متناسب با انتگرال زمانی ورودی است و Vc شرط اولیه انتگرال گیری و CR ثابت زمانی انتگرال گیری است توجه کنید همان طور که انتظار می رود یک علامت منفی کنار ولتاژ خروجی وجود دارد و به همین دلیل این مدار انتگرال گیر را انتگرال گیر وارونگر می نامند نام دیگر آن انتگرال گیر میلر است .

اگر به جای $Z_1(S)$ مقدار R و به جای $Z_2(S)$ مقدار $1/SC$ قرار دهیم به تابع تبدیل زیر می رسیم و درنتیجه می توانیم به صورت دیگری عملکرد مدار را در حوزه بسامد توصیف کنیم :

$$V_0(S)/V_I(S)=-1/SCR$$

برای بسامدهای حقیقی داریم $S=JW$ و در نتیجه :

$$V_0(JW)/V_I(JW)=-1/JWCR$$



بنابراین اندازه تابع تبدیل چنین است :

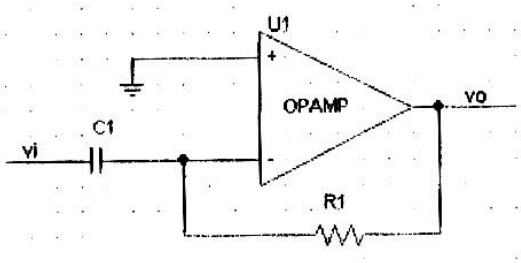
$$|V_0/V_i|=1/WCR$$

و فاز آن برابر است با :

$\Phi = +90$

مشتق گیر آپ امپی

با عوض کردن جای خازن و مقاومت در مدار انتگرال مداری ایجاد می گردد که می تواند عمل ریاضی مشتق گیری را انجام دهد.



برای بررسی چگونگی این امر فرض می کنیم ورودی تابع متغیر با زمان $V_I(t)$ باشد و توجه داریم که زمین مجازی در پایانه ورودی وارونگر آپ امپ سبب می شود $V_I(t)$ در واقع در دو سر خازن C ظاهر شود بنابراین جریان گذرنده از C برابر $C(dv_i/dt)$ خواهد بود و این جریان از مقاومت پسخورد R عبور می کند و ولتاژ خروجی $V_0(t)$ را برای آپ امپ به وجود می آورد :

$$V_0(t) = -CR(dv_i(t)/dt)$$

در این حالت اگر به جای $Z1(s)$ مقدار $1/sc$ و به جای $Z2(s)$ مقدار R را قرار دهیم می توان تابع تبدیل مدار مشتق گیر را در حوزه بسامد به صورت زیر بدست آورد :

$$V_0(s)/V_i(s) = -SCR$$

برای بسامدهای حقیقی $s=jw$ داریم :

$$V_0(jw)/V_i(jw) = -jwCR$$

بنابراین اندازه تابع تبدیل برابر است با :

$$|V_0/V_i| = WCR$$

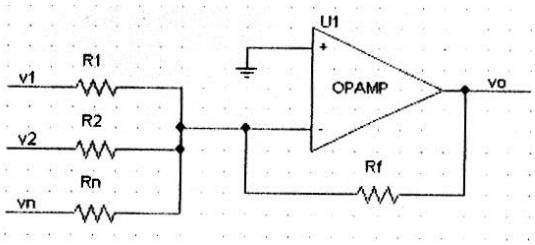
و فاز آن برابر است با :

$$\Phi = -90$$

در این حالت CR ثابت زمانی مشتق گیر نامیده می شود :

جمع کننده وزن ده

مدار شکل زیر را به عنوان آخرین کاربرد آرایش وارونگر در نظر بگیرید.



در اینجا در مسیر پسخورد مقاومت منفی Rf قرار دارد اما تعدادی سیگنال ورودی $v_n,...,v_2,v_1$ داریم که هریک به مقاومت متناظرش $R_n,...,R_2,R_1$ اعمال می شود و مقاومت های به پایان آپ امپ متصل می شود چنانچه می دانیم آپ امپ ایده آل دارای زمین مجازی است که در پایانه ورودی منفی ظاهر می شود آنگاه بنا به قانون اهم جریان های $I_n,...,I_2,I_1$ از روابط زیر بدست می آید

$$I_1 = V_1 / R_1 \quad , \quad I_2 = V_2 / R_2 \quad ,..., I_n = V_n / R_n$$

تمام این جریان ها با هم جمع می شوند و جریان I را به وجود می آورند یعنی :

$$I = I_1 + I_2 + ... + I_n$$

جریان I بایداز Rf عبورکند.(زیرا هیچ جریانی به ورودی آپ امپ ایده آل وارد نمی شود)اکنون می‌توان ولتاژ خروجی V_0 را با کاربرد مجدد قانون اهم تعیین کرد:

$$V_O = 0 - IR_f = -IR_f$$

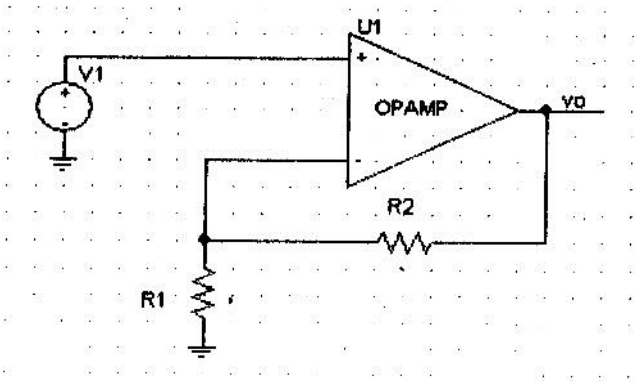
بنابراین

$$V_0 = -\left[(R_f / R_1)V_1 + (R_f / R_2)V_2 + ... + (R_f / R_n)V_n\right]$$

یعنی‌ولتاژ خروجی‌حاصل جمع وزن دار سیگنال های ورودی $V_n,...,V_2,V_1$ است درنتیجه این مدار جمع کننده وزنده نامیده می شود .

۱-۵- آرایش ناوارونگر

دومین آرایش حلقه بسته ای که مطالعه می کنیم در شکل زیر نشان داده شده است .



در اینجا سیگنال ورودی V_I مستقیماً به پایانه ورودی مثبت آپ امپ اعمال شده در حال که یک سر R_1 به زمین متصل شده است .

بهره حلقه بسته

با فرض آنکه آپ امپ ایده ال بهره بی نهایت اســت اتصــال کوتاه مجازی بین دو پایانه ورودی آن بوجود می آید بنابراین سیگنال ورودی تفاضل برابر است با :

$V_2 - V_1 = V_0 / A = 0$, $A = \infty$ به ازای

بنابراین ولتاژ در پایانه ورودی وارونگر برابر ولتاژ در پایانه ورودی ناوارونگر یعنی ولتاژ اعمال شده V_I است آنگاه می توان جریان گذرنده از R_1 را به صورت V_I/R_1 تعیین کرد.

اکنون می توان ولتاژ خروجی را چنین بدست می آورد:

$V_0 = V_I + (V_I / R_1)R_2 \rightarrow V_0 / V_I = 1 + R_2 / R_1$

با در نظر گرفتن این نکات می توان اطلاعات بیشتری درباره عملکرد آرایش ناوارونگر بدست آورد

:

تقسیم کننده ولتاژ در مسیر پسخورد منفی سبب می شود کسری از ولتاژ خروجی در پایانه ورودی وارونگر آپ امپ ظاهر شود ، یعنی :

$V_1 = V_0(R_1(R_1 + R_2))$

آنگاه بهره بی نهایت آپ امپ و اتصــال کوتاه مجازی حاصــل از آن بین دو پایانه ورودی آپ امپ سبب می شود این ولتاژ برابر ولتاژ اعمال شده به پایانه ورودی مثبت بنابراین :

$V_0(R_1(R_1 + R_2)) = V_I$

بهره آرایش ناوارونگر مثبت است به همین خاطر نام آن ناوارونگر است .

امپدانس ورودی این توقیت کننده حلقه بسته به طور ایده آل بی نهایت است زیرا هیچ جریانی به پایانه ورودی مثبت آپ امپ وارد نمی شود خروجی تقویت کننده ناوارونگر در پایانه های منبع ولتاژ ایده آل $A(V_2-V_1)$ گرفته می شود بنابراین مقاومت خروجی آرایش ناوارونگر صفر است.

اثر محدود بودن بهره حلقه باز آپ امپ

همانطور که برای آرایش وارونگر انجام شد اکنون اثر محدود بودن A بهره حلقه باز آپ امپ را بر بهره آرایش ناوارونگر بررسی می کنیم با فرض اینکه به استثنای داشتن بهره حلقه باز محدود A آپ امپ ایده آل است می توان نشان داد که بهره حلقه بسته مدار تقویت کننده ناوارونگر شکل قبل برابر است با :

$$G \equiv V_0 / V_I = \frac{1+(R_2/R_1)}{1+(1+(R_2/R_1))/A}$$

توجه کنید که مخرج این کسر برابر با مخرج کسر مربوط به بهره آرایش وارونگر است این امر تصادفی نیست و نتیجه یک نکته است که هر دو آرایش وارونگر و ناوارونگر حلقه پسخورد یکسان دارند صورت این کسرها متفاوتند زیرا صورت کسر است که بهره حلقه بسته ایده آل یا نامی را بدست می دهد لذا عبارت بهره در معادله قبل به ازای $A=\infty$ به صورت مقدار ایده آل ساده می شود در واقع به ازای :

$$A>>1+R_2/R_1$$

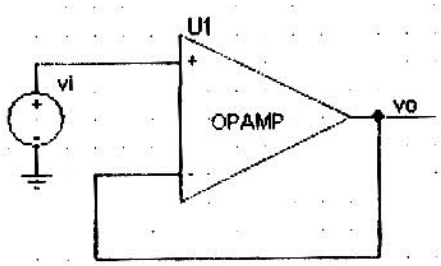
این عبارت تقریبی از مقدار ایده آل است این همان شرطی است که در آرایش وارونگر به دست آمد با این تفاوت که سمت راست معادله برابر بهره حلقه بسته نامی است.

دنبالگر ولتاژ

خاصیت امپدانس ورودی زیاد مشخصه مطلوبی برای آرایش ناوارونگر است به سبب این خاصیت می توان این مدار را به عنوان تقویت کننده میانگیر جهت اتصال منبعی با امپدانس زیاد به باری با امپدانس کم به کار برد در بسیاری از کاربردها لازم نیست تقویت کننده میانگیر بهره ولتاژی تامین کند بلکه اساساً به عنوان مبدل امپدانس با تقویت کننده توان به کار می رود در چنین مواردی می توان $R_1=\infty, R_2=0$

اختیار کرد تا مطابق شـــکل زیر تقویت کننده ای با بهره واحد بدســـت آید این مدار معمولا دنبالگر ولتاژ نامیده می شود زیرا خروجی ورودی را دنبال می کند در حالت ایده آل $R_0=0, R_I=\infty, V_0=V_I$.

چون‌آرایش‌ناوارونگر بـسته به انتخاب R_2/R_1 بهره ای بزرگتر از واحد یا برابر با آن دارد دنبالگر بهره دار نیز نامیده می شود.



۱-۶- اثر محدود بودن بهره حلقه باز و پهنای باند بر عملکرد مدار

این بخش‌رابه مهمترین خاصیت غیر خطی آپ امپ ، یعنی بهره و پهنای باند محدود آن آغاز می کنیم .

بهره حلقه باز تفاضلی آپ امپ نامحدود نیست بلکه محدود است و با بسامد کاهش می یابد گرچه این بهره در dc و بسامدهای پایین بسیار زیاد است در بسامدهای تقریبا پایین شروع به افت می کند افت یکنواخت -20dB/decate برای آپ امپ های دارای جبران داخلی معمول اســـت این تقویت کننده ها واحدهایی هستند که در ترا شه IC خود شبکه ای دارند که سبب می شود بهره آپ امپ ، پا سخ پایین گذران تک ثابت زمانی دا شته با شد این فرآیند ا صلاح بهره حلقه باز ، جبران بسامدی نام دارد و هدفش پایدار کردن مدارهای آپ امپی ا ست. می توان A(s) بهره آپ امپ دارای جبران داخلی را به صورت زیر بیان کرد :

$$A(s)=A_0/1+(s/wb)$$

که به ازای بسامد حقیقی s=jw چنین می شود :

$$A(jw)=A_0/1+(jw/wb)$$

A_0 نشان دهنده بهره wb,dc بسامد $3Db$ است به ازای بسامدهای $w>>wb$ می توان معادله قبل را به کمک رابطه زیر تقریب زد :

$$A(jw) \approx A_0 wb / jw$$

لذا دربسامدی که با w_t مشخص می شود و با رابطه زیر بدست می آید بهره $|A|$ به یک $(0dB)$ می‌رسد:

$$wt = A_0 wb \rightarrow A(jw) \approx wt / jw$$

wt پهنای باند بهره واحد نامیده می شود اگر در معادله بالا به جای jw ، s قرار دهیم آنگاه :

$$A(s) \approx wt / s$$

بنابراین آپ امپ مانند انتگرال گیری با ثابت زمانی $\tau = 1/wt$ رفتار می کند اندازه بهره آپ امپ به صورت زیر بدست می آید :

$$|A(jw)| \approx wt / w = ft / f$$

بنابراین اگر ft معلوم باشد می توان اندازه بهره آپ امپ را در بسامد معین f به سادگی تخمین زد.

پاسخ بسامدی تقویت کننده های حلقه بسته

چنانچه در بخش های قبل دیدیم برای تقویت کننده وارونگر داریم :

$$v_0 / v_i = \frac{-R_2 / R_1}{1 + (1 + R_2 / R_1)A}$$

با قرار دادن A داریم :

$$v_0(s) / v_i(s) = \frac{-R_2 / R_1}{1 + (1/A_0)(1 + R_2 / R_1) + s / (wt / (1 + R_2 / R_1))}$$

به ازای $A_0>>1+R_2/R_1$ داریم :

$$v_0(s) / v_i(s) = \frac{-R_2 / R_1}{1 + s / (wt / (1 + R_2 / R_1))}$$

$w3dB=wt/(1+R_2/R_1)$

به طور مشابه برای تقویت کننده ناوارونگر داریم :

$$v_0(s) / v_i(s) = \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + s / (wt / (1 + R_2 / R_1))}$$

۱-۷- عملکرد سیگنال بزرگ آپ امپ ها

در این بخش محدودیت های عملکرد آپ امپی را در مواقعی که سیگنال های خروجی بزرگ است مطالعه می کنیم .

اشباع خروجی

آپ امپ ها مانند سایر تقویت کننده ها ، در گستره محدودی از ولتاژ خروجی خطی عمل کی کنند خروجی آپ امپ با $L-,L+$ که به ترتیب در محدوده ۱ تا ۳ ولتی منبع تغذیه های مثبت و منفی هستند اشباع می شود بنابراین آپ امپی که با تغذیه های $\pm 15V$ کار می کند هنگامی که ولتاژ خروجی آن به حدود $+13V$ درجهت مثبت و $-13V$ در جهت منفی برسد اشباع می شود برای چنین آپ امپی ولتاژ خروجی نامی $\pm 13V$ است به منظور جلوگیری از بریده شدن اوج های شکل موج خروجی و اعوجاج شکل موج حاصل باید سیگنال ورودی به همین نسبت کوچک نگه داشته شود.

سرعت جواب دهی

پدیده دیگری که ممکن است هنگام حضور سیگنال های خروجی بزرگ سبب اعوجاج غیر خطی شود محدودیت سرعت جواب دهی است به این معنا که در خروجی آپ امپ حقیقی آهنگ تغییر نمی تواند از حداکثر معینی بیشتر شود.

این مقدار حداکثر سرعت جواب دهی SR نامیده و به صورت زیر تعریف می شود :

$$SR = dvodt\Big|_{\max}$$

این مقدار معمولا در برگه داده های آپ امپ بر حسب $V/\mu s$ مشخص می شود.

نتیجه می گیریم اگر سیگنالورودی اعمال شده‌به مدار آپ‌امپی چنان باشد که مستلزم پاسخ خروجی‌ای سریع تر از SR مشخص شده باشد آپ امپ تبعیت نخواهد کرد در عوض خروجی آن با حداکثر آهنگ ممکن تغییر می کند که برابر سرعت جواب دهی آن است .

پهنای باند تمام توانی

محدودیت سرعت جواب دهی آپ امپ ممکن است سبب اعوجاج غیر خطی در شکل موج های سینوسی شود بار دیگر دنبالگر بهره واحد را با ورودی موج سینوسی که با رابطه زیر داده می شود در نظر بگیرید:

$$V_I = \hat{V}_I \sin wt$$

آهنگ تغییر این شکل موج به کمک رابطه زیر بدست می آید :

$$dv_i / dt = w\hat{V}_I \cos wt$$

و مقدار ماکزیمم آن $w\hat{V}_I$. این ماکزیمم درنقاط گذر از صفر موج سینوسی ورودی ظاهر می شود حال اگر $w\hat{V}_I$ بیشتر از سرعت جواب دهی آپ امپ شود شکل موج خروجی اعوجاج پیدا می کند.

معمولا در برگه داده آپ امپ بسامدی *fm* به نام پهنای باند تمام توانی مشخص می شود این بسامد ، بسامدی است که در آن موج سینوسی خروجی دارای دامنه ای برابر ولتاژ خروجی نامی آپ امپ ، اعوجاج ناشی از محدودیت سرعت جواب دهی را آغاز می کند اگر ولتاژ خروجی نامی را با V_{omax} مشخص کنیم آنگاه *fm* به صورت زیر به *SR* مربوط می شود :

$$w_m w_{o\max} = SR \rightarrow fM = SR / 2\pi V_{o\max}$$

روشن است که موج های سینوسی خروجی دارای دامنه کمتر از V_{omax} اعوجاج سرعت جواب دهی را در بسامدهایی بالاتر از *wM* نشان می دهد.

در حقیقت در بسامد *w* بالاتر از *wM* دامنه ماکزیمم موج سینوسی خروجی اعوجاج نیافته از رابطه زیر بدست می آید :

$V_o = V_{omax}(wM/w)$

۱-۸- مشکلات DC

ولتاژ آفست

چون آپ امپ ها تقویت کننده هایی با تزویج مستقیم و با بهره *dc* بزرگ هستند بنابراین مستعد بروز مشکلات *dc* می باشند اولین مشکل از این نوع ولتاژ آفست *dc* است.

ولتاژ آفست ورودی V_{os} اندازه ولتاژ dc است که وقتی با قطبیت مناسب بین دو پایانه ورودی آپ امپ اعمال شود ولتاژ آفست dc خروجی را به صفر می رساند.

با قرار دادن منبع dc ، V_{os} به طور متوالی با سر ورودی مثبت آپ امپ می توان تاثیر V_{os} بر عملکرد را در تحلیل در نظر گرفت در هر دو آرایش وارونگر و ناوارونگر V_{os} ولتاژ آفست dc بوجود می آورد که برابر است با :

$$V_0 = V_{0S}(1+(R_2/R_1))$$

تزویج خازنی آپ امپ ولتاژ آفست dc را به طور چشمگیری در خروجی کاهش می دهد.

جریان های بایاس ورودی

دومین مشکل dc که در آپ امپ‌ها مطرح است،جریان های بایاس ورودی می باشد.برای اینکه آپ امپ کار کند باید دو پایانه ورودی آن با جریان های dc به نام جریان های بایاس ورودی تغذیه شوند.

میانگین دو جریان dc گذرنده از پایانه های ورودی آپ امپ جریان بایاس ورودی IB ، نام دارد. در تقویت کننده حلقه بسته این جریان ولتاژ آفست DC ای به اندازه I_BR_2 در خروجی پدید می آورد. با اتصال مقاومتی‌برابربا کل مقاومت DCکه از پایانه ورودی منفی دیده می شود، متوالی با پایانه ورودی مثبت می‌توان این ولتاژ را کم کرد و به $I_{OS}R_S$ رساند. I_{OS} یا یا نه ورودی آفست است، یعنی:

$$I_{OS} = |IB_1 - IB_2|$$

اتصال موازی مقاومت بزرگی با خازن انتگرال گیر آپ امپی، از اشباع ناشی از تاثیر V_{OS} و I_B آپ امپ جلوگیری می کند.

فصل دوم

شبیه سازی سیستم

مقدمه

در این فصل سیستم مورد نظر را بدون فیدبک حالت شبیه سازی کرده و به بررسی آن و دلایل استفاده از فیدبک حالت می پردازیم.

۲-۱- تابع تبدیل سیستم

در این مرحله ابتدا تابع تبدیل حلقه باز سیستم را محاسبه کرده و سپس آن را به فضای حالت تبدیل می نماییم.

$$a(s)=\frac{a_0}{(1+s/w1)(1+s/w2)}$$

فرض می کنیم که $W2=10\text{^}6, W1=10\text{^}4, a0=10\text{^}5$ با شد در نتیجه با ا ستفاده از د ستور *tf* در محیط *MATLAB* می توان تابع تبدیل سیستم را محاسبه کرد:

```
>>num=[10^5];
>>a=(10^4)*(10^6);
>>b=(10^4)+(10^6);
>>den=[1/a b/a 1];
>>SYS=tf(num,den)
Transfer function:
100000
1e-010s^2+0.000101s+1
```

اکنون می توانیم با ا ستفاده از د ستور *tf2ss* تابع تبدیل را به فرم فضای حالت تبدیل کرده و ماتریس های *D,C,B,A* را تعیین نماییم.

```
>> [A, B, C, D] = tf2ss(num, den)
A =
1.0e+010 *
-0.0001   -1.0000
0.0000         0
B =
1
0
C =
1.0e+015 *
0    1.0000
D =
0
```

۲-۲-فضای حالت سیستم

به طور کلی فرم فضای حالت یک سیستم به صورت زیر می باشد:

Dx/dt=ax+bu

Y=Cx+Du

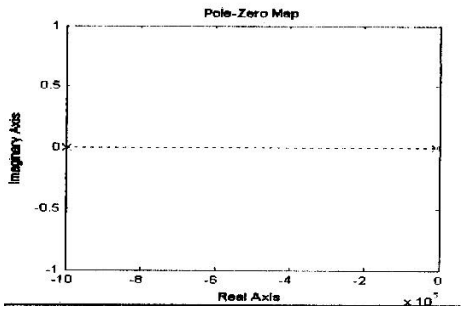
با استفاده از ماتریس های داده شده *D,C,B,A* و دستور *ss* یک مدل فضای حالت در *MATLAB* ایجاد می گردد.

WikiPower.ir

```
>> SYS=SS(A,B,C,D)
```

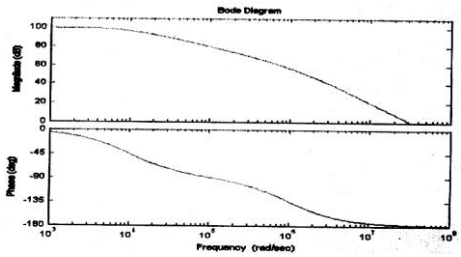
با استفاده از دستور زیر می توان قطب های سیستم را مشاهده نمود:

```
>>PZmap(sys)
```

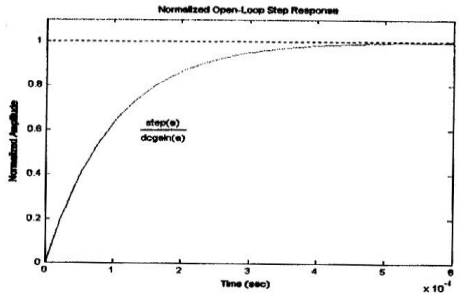


همچنین با استفاده از دستور بُد پاسخ فرکانسی سیستم را مشاهده کنیم:

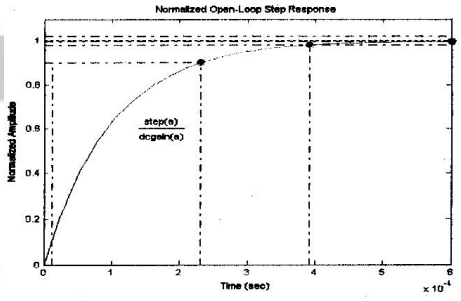
```
>>bode (sys)
```



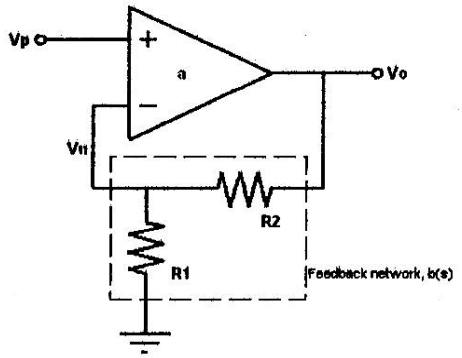
به کمک دستور *Step* می توانیم پاسخ پله سیستم حلقه باز را مشاهده نماییم:



با کلیک راســـت بر روی نمودار فوق و انتخاب گزینه *Characteristics* می توان پارامترهایی نظیر زمان نشست، زمان نمو، خطای حالت ماندگار و زمان اوج را تعیین نمود.

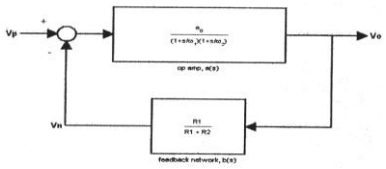


در این مرحله یک شبکه فیدبک مقاومتی مطابق شکل زیر به آپ امپ ا ضافه می کنیم. این فیدبک یک تقسیم کننده ولتاژ است که ورودی آن *Vo* و خروجی *Vn* می باشد.



b=Vn/Vo=R1/(R1+R2)

بلوک دیاگرام زیر نسبت *Vo/Vp* و یا به عبارت دیگر بهره حلقه بسته سیستم را مشخص می کند.



A(S)=Vo/Vp=a/(1+ab)

اگر *ab* به اندازه کافی بزرگ باشد آنگاه:

A(S)=1/b

فرض می کنیم که بخواهیم آمپلی فایری با بهره *dc* طراحی کنیم و مقاومت *R1* شبکه فیدبک دارای مقدار ثابت $10k\Omega$ با شد در این صورت برای بد ست آوردن مقدار مقاومت *R2* به صورت زیر عمل می کنیم:

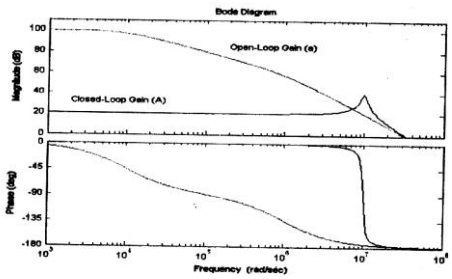
```
>> AO=۱۰;
>> b=۱/AO;
>> R۱=۱۰۰۰۰;
>> R۲=R۱*(۱/b-۱)
R۲=
۹۰۰۰۰
```

برای ساختن سیستم حلقه بسته در محیط *MATLAB* از دستور زیر استفاده می گردد:

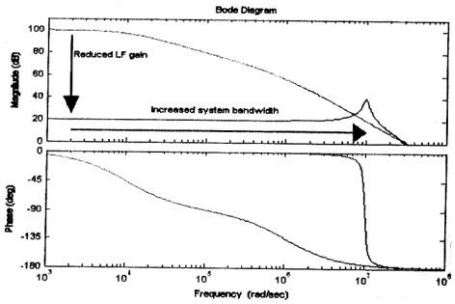
>>A=feedback(a,b)

و برای ر سم پا سخ فرکانسی *a(s)* (بهره حلقه باز) و *A(S)* (بهره حلقه بسته) به صورت همزمان از دستور زیر استفاده می شود:

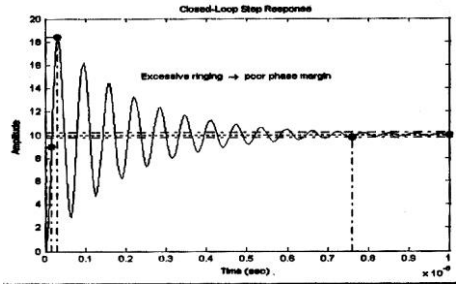
```
>> bode(a',r',A,'b')
```



استفاده از فیدبک منفی برای کاهش بهره فرکانس پایین منجر به افزایش پهنای باند سیستم می گردد:



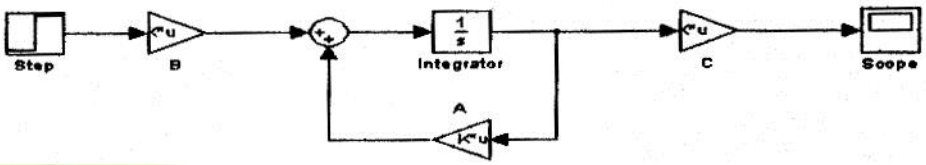
به کمک دستور *Step* همچنین می توانیم پاسخ پله سیستم حلقه بسته را نیز رسم نماییم:



همانطور که در شکل دیده می شود، استفاده از فیدبک سبب کاهش زمان نشست می شود.

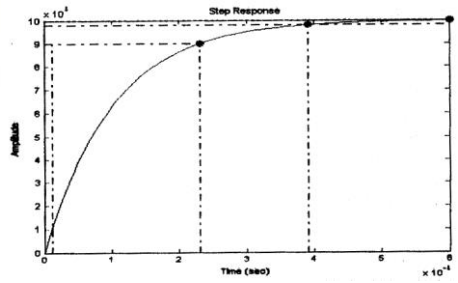
۲-۳- *SIMULINK*

در محیط شبیه سازی *MATLAB* مدل بدون فیدبک حالت به فرم زیر می بندیم:



پاسخ پله این مدار را با دستور زیر مشاهده می نماییم و در فصل های بعد با استفاده از اصول کنترل مدرن به بررسی تقویت کننده با فیدبک حالت می پردازیم.

```
>>Step(sys)
```



برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل سوم

کنترل مدرن

مقدمه

سیستم های کنترلی که تا اواسط دهه ۱۹۴۰ طراحی می شدند، عمدتا سیستم های رگولاتوری بودند که اهداف طراحی آنها پایدارسازی و کاهش خطای حالت ماندگار سیستم های نسبتا ساده آن روز بود.

در سال های بعد از جنگ جهانی دوم، با طراحی فضاپیماها، هواپیماهای جنگنده و موشک های هدایت شوند بسیار پیشرفته، توسعه گسترده نیروگاه ها، صنایع پتروشیمی و هسته ای، ربات ها، شبکه های مخابراتی و جز آن، دسته مهم دیگری از سیستم های کنترل، تحت عنوان کنترل مدرن، توسعه یافته تا همگام با پیشرفت بسیار سریع فناوری بتواند نیازهای کنترلی آن را برآورده سازد.

مزیت عمده تحلیل و طراحی سیستم های کنترل مدرن بر سیستم های کنترل کلاسیک کاربرد آن در سیستم های چند ورودی و چند خروجی و متغیر با زمان بود، این در حالی است که سیستم های کنترل کلاسیک تنها در سیستم های یک ورودی و یک خروجی تغییر ناپذیر با زمان، کاربرد داشتند.

کنترل مدرن، تحلیل و طراحی حوزه زمانی سیستم های کنترل با استفاده از مفاهیم فضای حالت است. تحلیل و طراحی کلاسیک به آن دسته از روش هایی گفته می شود که از مفاهیم تابع تبدیل و حوزه فرکانسی دهه ۱۹۳۰ و ۱۹۴۰ استفاده می کنند.

در دهه های بعد از ارائه مفاهیم فضای حالت، مبحث بسیار مهم و کلیدی مقاومت سیستم های کنترل و کنترل مقاوم مطرح گردید. با توسعه این ایده ها، نیازهای متقابل روش های کلاسیک و روش های مبتنی بر فضای حالت آشکارتر شد به طوری که می توان این ایده ها را مکمل هم دانست.

روش های کنترل مدرن با این واقعیت که ساختار معادلات کنترلی سیستم، می تواند توسط کامپیوترها حل شوند روز به روز گسترده تر شده اند. حتی می توان یک معادله دیفرانسیلی مرتبه n که یک سیستم کنترلی را توصیف می کند را به یک معادله دیفرانسیلی مرتبه اول کاهش داد. این معادلات را می توان به فرم ماتریسی تبدیل کرد.

این روش،روش متغیرهای حالت نامیده می شـود.فرم کانونیکال معادلات حالت به صـورت زیرمی باشد:

$$X^{\wedge}(t)=Ax(t)+Bu(t)$$
$$Y(t)=Cx(t)+Du(t)$$

۳-۱- فضای حالت

بدون شـک اکثر روش های طراحی سـیسـتم های کنترلی مبتنی بر نوعی مدل ریاضـی از سـیسـتم فیزیکی می باشند. در طراحی های کلاسیک سیستم های کنترل (مانند روش های پاسخ فرکانسی یا مکان ریشه) از مدل های تابع تبدیل در حوزه s استفاده می شود.

این مدل ها، سیستم های فیزیکی و صنعتی ساده یک ورودی یک خروجی را به خوبی مدل کرده و رفتار ورودی- خروجی این گونه سیستم ها را با دقت قابل قبولی تقریب می زنند.

تحلیل دقیق سـیسـتم های صـنعتی پیچیده تر مدل کاملتری از سـیسـتم را می طلبد. همچنین کنترل سیستم های صنعتی پیچیده با عملکرد بهتر و بهینه نیازمند طراحی های پیشرفته سیستم کنترل است. تحلیل و طراحی سیستم های کنترل پیشرفته که در برخورد با این گونه سیستم ها موفق عمل می کنند، به مدل های جامع تری از توابع تبدیل یک ورودی یک خروجی نیازمند است.

مدل سازی سیستم های کنترل با استفاده از متغیرها حالت در راستای اهداف فوق است. مدل تابعی تبدیل تنها توصـیفی از رفتار ورودی – خروجی سـیسـتم ارائه می کند و لذا آن را توصـیف خارجی می نامند. در حالی که متغیرهای حالت دینامیک داخلی سـیسـتم را نیز توصـیف می نمایند. در حالی که متغیرهای حالت دینامیک داخلی سیستم را نیز توصیف می نمایند. بنابراین مدل سازی فضای حالت را توصیف داخلی از سیستم می نامند.

توصیف فضای حالت سیستم، تصویر کاملی از ساختار داخلی آن بدست می دهد. این مدل نشان می دهد که متغیرهای حالت چگونه با یکدیگر تداخل پیدا کرده و ورودی سـیسـتم چگونه بر متغیرهای حالت سیستم اثر گذاشته و چگونه می توان با ترکیب های مختلفی از متغیرهای حالت، خروجی سیستم را محاسبه نمود.

یکی دیگر از مزایای مدل سازی فضای حالت، مدل سازی ساده سیستم های تغییر پذیر با زمان است. همچنین با این مدل سازی می توان مدل های سیستم های یک ورودی و یک خروجی را به سیستم های چند ورودی و چند خروجی تعمیم داد. از دیگر مزایای استفاده از نمایش فضای حالت، وارد کردن شرایط اولیه در تحلیل و طراحی سیستم است. همچنین بهینه سازی عملکرد سیستم حلقه بسته در فرموله سازی فضای حالت به راحتی انجام می پذیرد و لذا می توان سیستم های کنترل بهینه را در فضای حالت طراحی نمود.

آشنایی با مفاهیم فضای حالت، اساسی ترین ابزار در تحلیل مدرن سیستم های کنترل است. نمایش فضای حالت سیستم های غیر خطی و خطی، انتخاب متغیرهای حالت، حل کامل معادلات حالت و خروجی سیستم‌های خطی و محاسبه ماتریس انتقال حالت بخش های اصلی این مفاهیم را تشکیل می دهند.

نمایش فضای حالت یک سیستم بر خلاف نمایش تابع تبدیل آن، منحصر به فرد نیست. به منظور دستیابی به نمایش های مختلف فضای حالت سیستم های خطی، ایده تبدیل های همانندی بین نمایش های مختلف معرفی شده و با بکارگیری آن، قطری و قطری- بلوکی سازی معادلات حالت و خروجی سیستم ها ارائه شده است.

WikiPower.ir

۳-۲ پایداری

بدون شک پایداری یکی از مهمترین مشخصه های سیستم کنترل است. اهمیت مفهوم پایداری با این واقعیت تاکید می شود که تقریبا تمامی سیستم های عملی و کاربردی را چنان طراحی می کنند که پایدار باشند. در عمل سیستمی که پایدار نباشد عموما کاربردی نیز ندارند. درجه پیچیدگی تحلیل پایداری سیستم های دینامیکی به سرعت با تغییر مدل ریاضی سیستم از خطی تغییر ناپذیر با زمان به خطی تغییر پذیر با زمان و غیر خطی افزایش می یابد.

تعریف پایداری برای سیستم های خطی تغییر ناپذیر با زمان مفهومی نسبتا ساده است. در واقع پاسخ کامل سیستم خطی به هر ورودی شامل قسمتی است که همان صورت ورودی را دارد و قسمتی که عباراتی مانند $Ae^{\wedge}(\lambda it)$ را در بر می گیرد. هنگامی که مقادیر ویژه λi قسمت های حقیقی منفی دارد،

پاسخ حالت گذرا در این قسمت با گذشت زمان به صفر میل می کند و پاسخ را پایدار می نامند. هنگامی که مقادیر ویژه دارای قسمت‌های حقیقی مثبت باشند، پاسخ بدون حد افزایش‌یافته و در این صورت آن را ناپایدار می نامند.

بسط تحلیل های پایداری به سیستم های غیر خطی و تغییز پذیر با زمان و همچنین ارائه روش هایی که پایداری را بدون تعیین مقادیر ویژه سیستم تعیین کنند، از اهمیتی ویژه در مهندسی کنترل برخوردار است.

یکی از کلی ترین روش های تحلیل پایداری سیستم ها، منسوب به دانشمند روسی قرن نوزدهم لیاپانوف است. وی در رساله دکترای خود به بررسی معادلات دیفرانسیل غیر خطی می پردازد. لیاپانوف دو روش برای تحلیل پایداری پیشنهاد می کند.

روش اول لیاپانوف، تحلیل پایداری معادلات دیفرانسیل غیر خطی پس از خطی سازی حول نقاط تعادل است.

روش دون لیاپانوف، روش عام تحلیل پایداری سیستم ها است. روش دوم لیاپانوف در طی دهه های گذشته به طور گسترده ای در تحلیل پایداری بسیاری از سیستم ها کاربرد پیدا کرده است.

۳-۳- سیستم های کنترل خطی فیدبک حالت

در روش های کلاسیک طراحی سیستم های کنترل، سیستم های تحت کنترل اغلب یک ورودی و یک خروجی هستند. سیستم های کنترل کلاسیک با بکارگیری فیدبک خروجی و استفاده از جبران سازهای دینامیکی ، با روش سعی و خطا و تجربه مهندس طراح ، طراحی می گردند . هدف در این طراحی ها بدست آوردن مکان های مناسب قطب های غالب جهت تضمین فرارفت ، زمان نشست ، فرکانس طبیعی مناسب و غیره است . علاوه بر مسائل مطرح شده ، کاهش حساسیت به تغییرات پارامترها ، اغتشاشات و دقت حالت ماندگار قابل قبول از اهداف طراحی هستند.

در طراحی فیدبک حالت ، محدودیت تعداد ورودی های سیستم وجود ندارد لیکن برای سیستم های بزرگ با چند ورودی و در سیستم های عملی بکارگیری نرم افزار ساده ای جهت انجام محاسبات الزامی خواهد بود.

در واقع از فیدبک حالت می توان برای پایدار سازی کلیه سیستم های ناپایدار ولی کنترل پذیر ا ستفاده نمود ، این در حالی ا ست که پایدار سازی بعضی از سیستم های پیچیده تر ، تو سط رو شهای کلاسیک ، بسیار مشکل خواهد بود .

همچنین با بکارگیری ایده پایدارپذیری سی ستم ، در صورتی که قطب های ناپایدار سی ستم کنترل پذیر با شند حتی اگر سیستم کنترل ناپذیر با شد می توان آن را پایدار نمود.با ا صلاح قانون فیدبک حالت توسط معکوس ماتریس حالت ماندگار پاسخ پله و یا برداری انتگرال خطای خروجی سیستم می توان به راحتی خا صیت پس زدن اغتشا شات ثابت و دنبال کردن ورودی های غیر صفر را که در عمل از اهمیت فوق العاده ای برخوردار اسـت در سـیسـتم ایجاد کرد همچنین در سـیسـتم های چند ورودی با انتخاب ساختارهای ویژه تفاوت می توان به پاسخ های گذران مورد نظر طراح دست پیدا کرد.

بر ا ساس نو شته های کالمن ، ج برترام در سال ۱۹۵۹ اولین کسی که ن شان داده ا ست اگر تحقیق داده شده سیستمی کنترل پذیر حالت باشد می توان هر معادله مشخصه مطلوبی را با فیدبک حالت بدست آورد و قطب ها را در مکان های مناسـب جایابی نمود ، ظاهراً برترام به این نتایج از طریق روش های کلاسیک مکان ریشه دست یافته است سه سال بعد در سال ۱۹۶۲ روزنبراک استفاده از فیدبک حالت را برای جایابی مقادیر ویژه سیستم جهت بدست آوردن مشخصه های بهتر پاسخ مورد بحث قرار داده است لیکن روزنبراک در کار خود تحلیل کاملی از جایابی قطب با فیدبک حالت ارائه نداده است در واقع اولین بار ریسانن در سال ۱۹۶۰ ، تعریف و اثبات کاملی از این نتیجه را انتشار داده ا ست همچنین پایوف نیز در سال ۱۹۶۴ در مقاله ای که در زمینه سی ستم های چند ورودی ارائه کرده این نتیجه را تقریبا از همان روش بدست آورده است .

فیدبک حالت در سیستم های یک ورودی و یک خروجی

تابع تبدیل زیر را در نظر بگیرید :

I

$$G(s)=b(s)/a(s)=\left[b_{n-1}s^{n-1}+....+b_0\right]/\left[s^n+a_{n-1}s^{n-1}+...+a_0\right]$$

فرض خواهیم کرد که *(A,b,c)* تحقق *–n* بعدی از این تابع تبدیل به صورت زیر است :

II

$$X\wedge(t)=Ax(t)+bu(t) \qquad Y(t)=cx(t)$$

و معادله مشخصه آن عبارت است از :

$$a(s)=\det(sI_n-A)=s^n+a_{n-1}s^{n-1}+...+a_0 \qquad III$$

فرض کنید که قطبهای سیستم ناپایدار یا نزدیک محور موهومی باشند با تعریف مجموعه ای از قطب های مطلوب حلقه بسته ، معادله مشخصه مطلوب حلقه بسته را به صورت زیر بدست می آوریم و سعی خواهیم کرد تا با فیدبک حالت قطب های حلقه بسته را در مکان های تعریف شده جایابی کنیم :

$$a(s)=s^n+a_{n-1}s^{n-1}+...+a_0 \qquad IV$$

با تعریف بردار بهره فیدبک $k=[k_1...k_n]$ کنترل کننده فیدبک حالت عبارت است از :

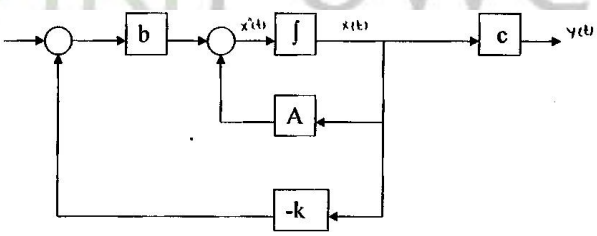
$$u(t)=-kx(t) \qquad V$$

معادله سیستم حلقه بسته پس از فیدبک حالت با جایگذاری معادله *V* در معادله *II* بدست می آید :

$$X^{\wedge}(t)=(A-bk)x(t) \qquad VI$$

که معادله مشخصه آن $ak(s)=det(sI-A+bk)$ است برای تحقق طراحی و جایابی تمامی قطب های حلقه بسته در مکان های مطلوب باید *k* را به گونه ای انتخاب کنیم که $ak(s)=a(s)$ باشد .

شمای کلی سیستم کنترل فیدبک حالت در شکل زیر نشان داده شده است :



۳-۴- کنترل پذیری و رویت پذیری

مفاهیم فضای حالت را می توان به و د سته تقسیم نمود د سته اول مفاهیمی هستند که می توان آنها را به عنوان " تعابیری مجدد " از مفاهیم قدیمی تر حوره فرکانس دانست دسته دوم مفاهیمی هستند که با ایده فضای حالت مطرح شده و مختص تحلیل فضای حالت می باشند.

کنترل پذیری و رویت پذیری جزء دسته دوم هستند در واقع ایده های کنترل پذیری و رویت پذیری جزء خواص سیستم و نمایش آنهستند که در تحلیل فضای حالت اهمیت فوق العاده ی دارند.

در اواســـط دهه ۱۹۵۰ کالمن با معرفی ایده کنترل پذیری و رویت پذیری برای اولین بار توانســـت دلایل عدم موفقیت جبران سازی حذف قطب ناپایدار سیستم با صفر ناپایدار جبران کننده را توضیح دهد اگر چه قبل از کالمن نیز طراحان سیستم های کنترل در عمل به این نتیجه رسیده بودند که حتی با فرض حذف کامل قطب ناپایدار توسط صفر ناپایدار جبران کننده ، سیستم کنترلی طراحی شده ناموفق خواهد بود لیکن ، کالمن نشان داد که حذف قطب – صفر کامل ، تنها به سیستم ناپایدار منجر خواهد شد که تابع تبدیل پایدار دارد در این حالت تابع تبدیل مرتبه ای کمتر از مرتبه سیستم خواهد داشت و مدهای ناپایدار یا از ورودی سیستم تاثیر نمی پذیرند(کنترل ناپذیرند) و یا در خروجی سیستم مشاهده نخواهند شد (رویت ناپذیرند).

به طور کلی کنترل پذیری حالت و رویت پذیری دو شمخصه مهم از سیستم هستند . می توان گفت که کنترل پذیری حالت میزان تاثیر ورودی ســـیســـتم در متغیرهای حالت و رویت پذیری امکان هدایت متغیرهای حالت بر خروجی ســـیســـتم هســـتند به عبارت دیگر کنترل پذیری امکان هدایت بردار حالت توسط بردار ورودی و رویت پذیری امکان تخمین بردار حالت از خروجی ها را تعیین می کنند ایده های کنترل پذیری حالت و رویت پذیری در تحلیل و طراحی مدرن سیستم های کنترل نقش محوری داشته و از ایده های بعدی کنترل مدرن بر اساس آنها بنا نهاده شده اند.

درنهایت برای تعریف کنترل پذیری و رویت پذیری به مفاهیم زیر می رسیم :

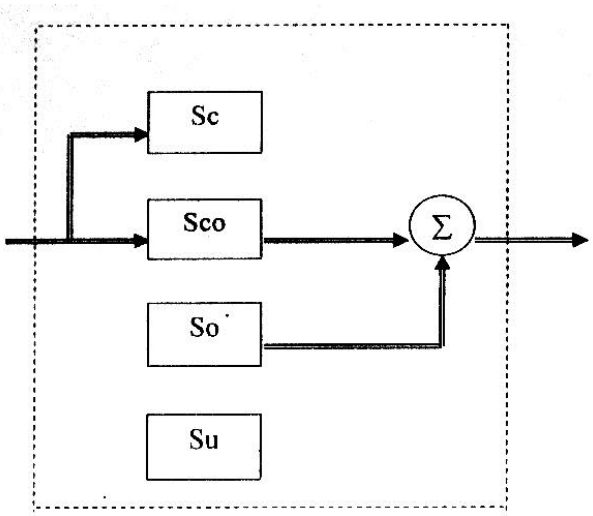
۱. هر گاه متغیر حالت از ورودی تاثیر بپذیرد آن را کنترل پذیر و در غیر این صـــورت آن را کنترل ناپذیر می نامند.

۲. هرگاه متغیر حالت در خروجی ظاهر شود و در آن نقش داشته باشد آن را رویت پذیر نامیده و متغیر حالتی که هیچ نقشی در خروجی ندارد را رویت ناپذیر می گویند.

هر سیستم به صورت زیر را

$$\dot{X}(t)=Ax(t)+Bu(t)$$
$$Y(t)=Cx(t)$$

می توان به چهار زیر سیستم نشان داده شده در شکل زیر تبدیل نمود:



تجزیه کالمن

اولین زیر سیستم *Sc* کنترل پذیر ولی رویت ناپذیر است.

دومین زیر سیستم *Sco* کنترل پذیر و رویت پذیر است.

سومین زیر *So* سیستم کنترل پذیر ولی رویت ناپذیر است.

چهارمین زیر سیستم *Su* نه کنترل پذیر و نه رویت پذیر است.

بنابراین اگر مرتبه تابع تبدیل تک ورودی – تک خروجی کمتر از بعد نمایش فضای حالت آن باشد آنگاه سیستم یک زیر سیستم کنترل پذیر یا یک زیر سیستم رویت ناپذیر یا یک زیر سیستم کنترل ناپذیر و رویت پذیر دارد.

بنا به تعریف اگر سیستمی کنترل ناپذیر داشته باشد به آن کنترل ناپذیر گفته می شود همچنین اگر یک زیر سیستم رویت ناپذیر داشته باشد به آن رویت پذیر می گویند.

توجه کنید که از دیدگاه ورودی – خروجی سیستم تنها زیر سیستمی ظاهر می گردد که کنترل پذیر و رویت پذیر است سایر زیر سیستم های در نمایش ورودی – خروجی سیستم ظاهر نمی شوند و در واقع از تابع تبدیل حذف می گردند.

کنترل پذیری

سیستم خطی داده شده با معادله حالت زیر

X^(t)=Ax(t)+Bu(t)

را کاملا کنترل پذیر گویند ، اگر سیگنال کنترل $u(t)$ وجود داشته باشد که بتوان حالت سیستم را از هر حالت اولیه $x(t_0)=x_0$ در زمان اولیه t_0 به هر حالت نهایی $x(t_1)=x_1$ در زمان محدود t_1-t_0 انتقال داد.

به عبارت ورودی پیوسته تکه ای $U(t)$ تعریف شده بر گستره زمانی $t_0<t<t_1$ وجود دارد که توسط آن سیستم از یک حالت به حالت دیگری انتقال داده می شود.

اگر تنها بتوان سیستم را از بعضی حالت اولیه به بعضی حالات نهایی انتقال داد سیستم کنترل پذیر نیست ، همچنین اگر برای انتقال سیستم از حالتی به حالت دیگر بی نهایت زمان لازم باشد ، در آن صورت نیز سیستم کنترل پذیر نیست .همچنین سیستمی که تنها بتوان بعضی از متغیرهای حالت آنرا به حالات دیگر انتقال داد و نه همه آنها را ، کاملا کنترل پذیر نیست.

رویت پذیری

یکی از مسائل بسیار مهم در تحلیل و طراحی سیستم های کنترل پیشرفته در فضای حالت ، باز سازی رفتار سیستم یا تخمین متغیرهای دینامیکی حالت سیستم از مشاهدات خروجی است این مشاهدات در بسیاری از موارد ناقص یا غیر دقیق چنان مسائلی ، نخست بایستی میزان وابستگی خروجی به رفتار متغیرهای حالت سیستم را تعیین گرد در واقع این مساله را رویت پذیری سیستم می نامند.

فرض کنید که $y(t;t_0,x_0,u)$ پاسخ متغیر خروجی سیستم خطی ناپذیر با زمان زیر را به ازای ورودی $u(t)$ و حالت اولیه $x(t_0)=x_0$ نشان دهد :

$$X^{(t)}=Ax(t)+Bu(t)$$
$$Y(t)=Cx(t)$$

آنگاه سیستم داده شده با معادلات فوق را کاملا رویت پذیر گویند اگر برای هر t_0 زمانی مانند $t_1<\infty$ وجود دارد که :

$$y(t;t_0,x_0,u)= y(t;t_0,x_0,u) \qquad t_0<t<t_1$$

مساوی بودن دو شرط اولیه x_0 , x_0 را ایجاب می کند به عبارت دیگر بتوان با در دسترس داشتن اطلاعات $y(t),u(t)$ بر روی بازه ای از زمان $x(t_0)$ را به طور یکتا محاسبه نمود.

اگر این خاصیت مستقل از زمان اولیه t_0 یا حالت اولیه $x(t_0)$ باشد سیستم را کاملا رویت پذیر می نامند.

اثر فیدبک حالت بر کنترل پذیری و رویت پذیری

کنترل پذیری : سیستم حلقه باز داده شده با معادلات حالت و خروجی زیر را در نظر بگیرید:

$X^(t)=Ax(t)+Bu(t)$

$Y(t)=Cx(t)$

پس از اعمال فیدبک حالت $u(t)=-Kx(t)+r(t)$ که در آن $r(t)$ ورودی مرجع است معادلات سیستم حلقه بسته عبارتند از :

$X^(t)=(A-BK)x(t)+Br(t)$

$Y(t)=Cx(t)$

ماتریس های کنترل پذیری سیستم های حلقه باز و حلقه بسته به ترتیب عبارتند از :

$[B \quad AB \quad .... \quad A^{n-1}B]$

$[B \quad (A-BK)B \quad ... \quad (A-BK)^{n-1}B]$

می توان با عملیات جبری نشان داد که

$[B \quad AB \quad ... \quad A^{n-1}B]=[B \quad (A-BK)B \quad ... \quad (A-BK)^{n-1}B)\sum$

که در آن

$$\sum = \begin{vmatrix} I & KB & KAB & \dots & KA^{n-2}B \\ 0 & I & KB & & \vdots \\ 0 & 0 & I & & \\ \vdots & \vdots & \vdots & & KAB \\ \vdots & \vdots & \vdots & & KB \\ 0 & 0 & 0 & \dots & I \end{vmatrix}$$

چون رتبه ماتریس $\sum$ همواره کامل است می توان نتیجه گرفت که سیستم حلقه بسته کنترل پذیری است اگر و فقط اگر سیستم حلقه باز کنترل پذیر باشد و لذا فیدبک حالت تاثیری بر کنترل پذیری سیستم نخواهد گذاشت.

رویت پذیری : سیستم می نیمال داده شده با معادله زیر را در نظر بگیرید:

$X^{(t)}=(A-BK)x(t)+Br(t)$

$Y(t)=Cx(t)$

جفت های $(C,A),(A,B)$ به ترتیب کنترل پذیر و رویت پذیر خواهند بود پس از اعمال فیدبک حالت جفت $(A-BK,B)$ کنترل پذیر باقی خواهد ماند لیکن جفت $(C,A-BK)$ رویت پذیر خواهبد بود اگر و فقط اگر سیتم حلقه بسته می نیمال باشد بعنی آنکه در تشکیل تابع تبدیل

$C(Si-A+BK)^{-1}B$

حذف صفر و قطبی صورت نگیرد اما این تنها در صورتی امکان پذیر ا ست که هیچکدام از قطب های حلقه بسته در مکان صفرهای حلقه باز جایابی نگردند.

۳-۵- روئیت گر

با فرض کنترل پذیری کامل حالت و انتخاب مناسب بهره های فیدبک قطب های حلقه بسته سیستم در مکان های مورد نظر جایابی می شوند قانون کنترل بد ست آمده $u(t)=-kx(t)$ ا ست و در حالت کلی ، لازم ا ست که در کلیه متغیرهای حالت برای فیدبک در د سترس با شند البته در موارد حا صی نیز عملکرد مطلوب حلقه بسته با فیدبک تنها تعدادی از متغیرهای حالت بدست خواهد آمد در بسیاری از کاربردهای واقعی اندازه گیری تمام متغیرهای حالت امکان پذیر و یا از نظر اقتصـادی و نگهداری مقرون به صـرفه نیست . برای مثال ممکن است که متغیرهای حالت فیزیکی باشند و یا اینکه به علت تعداد زیاد متغیرهای حالت ، اندازه گیری تمامی آنها بسیار د شوار با شد در برخی شرایط ممکن ا ست که به علت نویز فراوان محیطی ، اندازه گیری های انجام شده برای فیدبک منا سب نبا شد در تمامی این موارد و مواردی از این قبیل نمی توان به متغیرهای حالت برای فیدبک د ستر سی پیدا کرد در این موارد برای پیاده سازی کنترل فیدبک حالت ، تخمین متغیرهای حالت الزامی است.

سیستم دینامیکی ای را که متغیرهای حالت آن ، تخمینی از متغیرهای حالت سیستم دیگری با شند ،رویتگر آن سـیسـتم می نامند . سـیسـتم کنترل حالت از نخسـتین و قوی ترین روش های کنترل مدرن (فضـای حالت)اسـت.مشـکل عملی طراحی فیدبک حالت ، در دسـترس نبودن و یا عملی نبودن اندازه گیری تمامی یا تعدادی از متغیرهای حالت برای فیدبک رویتگرها به خوبی این نقیصه را جبران می کنند در صورتی که تخمین و بازسازی کلیه متغیرهای حالت مورد نیاز با شد، از رویتگرهای حالت مرتبه کامل

و اگر تنها تخمین و بازسازی تعدادی از متغیرهای حالت مورد نیاز باشد از رویتگر مرتبه کاهش یافته استفاده می شود.

عبارت رویتگر اولین بار توسط لیونبرگر در سال ۱۹۶۳ وارد نظریه سیستم های خطی شد لیونبرگر نشان داد که می توان برای هر سیستم رویت پذیر ، رویتگری با این خاصیت طراحی نمود که خطای تخمین آن (یعنی تفاضل بین حالت واقعی سیستم و حالت رویتگر) با هر سرعت مورد نظری صفر گردد. در واقع رویتگر سیستمی دینامیکی است که ورودی های آن ورودی و خروجی سیستم و خروجی آن متغیرهای حالت تخمین زده شده هستند.

چند سال قبل از معرفی رویتگر ها توسط لیونبرگر،کالمن و باسی دو مقاله مشهور در زمینه فیلتر کردن و پیش بینی کردن خطی منتشر کردند.آنها در این دو مقاله تخمین زننده حالتی را تعریف کردند که نسبت به نویز فرآیند و نویز مشاهده بهینه است این تخمین زننده حالت که اکنون فیلتر کالمن نامیده می شود ساختار یک رویتگر خطی را دارد .

بنابراین به عبارتی می توان رویتگر خطی را فیلتر کالمن زیر بهینه در نظر گرفت . همچنین می توان فیلتر کالمن را رویتگری بهینه دانست.

ساختار و خواص رویتگرها

فرض کنید که سیستم دینامیکی در نمایش معمول فضای حالت به صورت زیر داده شده است :

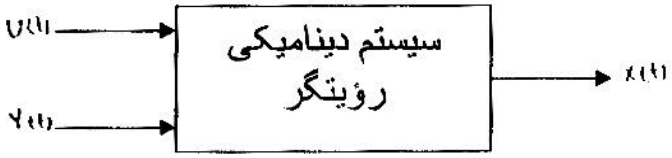
$$X^{(t)}=Ax(t)+Bu(t)$$

برای این سیستم کنترل کننده فیذبک حالت $u(t)=-Kx(t)$ با فرض در دسترس بودن $x(t)$ برای اندازه گیری ، طراحی شده است ولی به جای آنکه بتوان حالت $x(t)$ را اندازه گرفت ، تنها می توان خروجی سیستم را به صورت زیر اندازه گیری نمود:

$$Y(t)=Cx(t)$$

$Y(t)$ را متغیر اندازه گیری شده می نامند.

اکنون سیستم دینامیکی‌ای مطابق شکل زیر را درنظربگیرید که‌ورودی‌های آن y,u و خروجی ان x باشد.



معادله فضای حالت این سیستم دینامیکی عبارت است از :

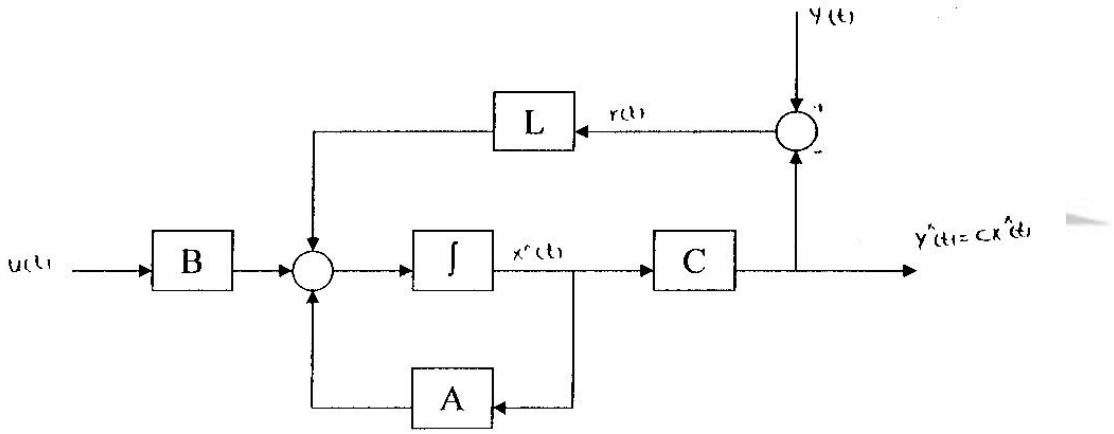
$$X^{\wedge}(t)=Ax(t)+Bu(t)+Ly(t)$$

که در آن x برداری n– بعدی اســـت و ماتریس های L,B,A را باید چنان انتخاب نمود که خطای رویت زیر

$$e(t)=x(t)-x(t)$$

به طور مجانبی به صفر میل کند این روش برخورد با طراحی رویتگر ، روش لیونبرگر است.

دیاگرام بلوکی رویت خطی به شرح زیر است :



برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل چهارم

بررسی سیستم با استفاده از کنترل کننده فیدبک حالت و رویتگر

مقدمه

در فصل دوم رفتار سیستم را هنگامی که فیدبک حالت در آن دخالت نداشت بررسی نمودیم و با توجه به رفتار ناپایدار سیستم به این نتیجه رسیدیم که از فیدبک حالت برای تغییر رفتار سیستم استفاده کنیم .

۴-۱- کنترل پذیری و رویت پذیری

چنانچه در فصل دوم مشاهده شد مدل تابع تبدیل را به فضای حالت تبدیل کرده و از ماتریس بدست آمده برای بررسی کنترل پذیری و رویت پذیری سیستم استفاده می کنیم کنترل پذیری و رویت پذیری سیستم را در محیط *MATLAB* توسط دو دستور *ctrb,obsv* بررسی می کنیم :

```
>> num=[10^5];
>> a=(10^4)*(10^6);
>> b=(10^4)+(10^6);
>> den=[1/a b/a 1];
>> sys=tf(num,den)

Transfer function:
        100000
--------------------------
1e-010 s^2 + 0.000101 s + 1
```

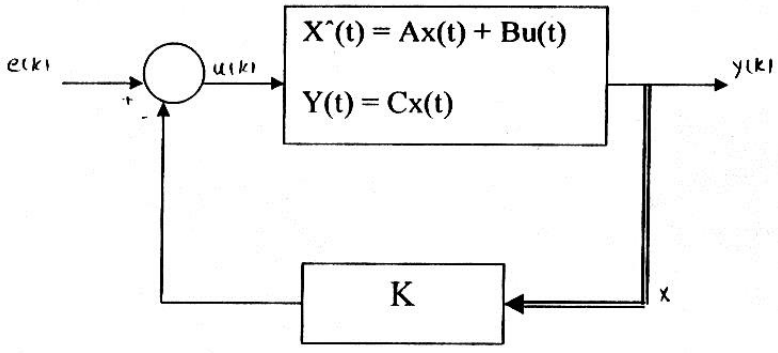
```
>> [A,B,C,D]=tf2ss(num,den)
A =

  1.0e+010 *

  -0.0001   -1.0000
   0.0000         0


B =

     1
     0


C =

  1.0e+015 *

       0    1.0000

D =

     0

>> sys=ss(A,B,C,D)

a =
             x1          x2
  x1  -1.01e+006      -1e+010
  x2           1           0

b =
     u1
  x1  1
  x2  0

c =
        x1     x2
  y1     0  1e+015
```

```
d =
     u1
 y1   0

Continuous-time model.
>> iu=1;
>> %absorbability verification
>> obs=obsv(sys);
>> rang=rank(obs)

rang =

    2

>> %controllability verification
>> com=ctrb(sys);
>> rang=rank(com)

rang =

    2
```

رتبه ماتریس کنترل پذیر برابر درجه سیستم است لذا سیستم کنترل است.

۴-۲- فید بک حالت

می خواهیم به کمک فیدبک از متغیرهای حالت ، رفتار دینامیکی سیتم را به دلخواه تغییر دهیم شکل کلی یک فیدبک حالت به صورت زیر است:



$$u(k) = e(k) - KX(k)$$

یعنی اینکه :

$$X(k+1) = A_dX(k) + B_du(k) = (A_d - KB_d)X(k) + B_de(k)$$

$$\begin{cases} X(k+1) = (A_d - KB_d)X(k) + B_de(k) \\ Y(k) = C_dX(k) \end{cases}$$

بنابراین دینامیک های تصحیح شده با فیدبک حالت ، ریشه های معادله مشخصه ماتریس *Ad-KBd* استحالت با توجه به قطب های مطلوب ضرایب α_i معادله مشخصه سیستم تصحیح شده را بدست آورده و عناصر بردار *K* را از معادله زیر بدست می آوریم :

$$\det[A_d - KB_d] = z^n + \alpha_{n-1}z^{n-1} + \ldots + \alpha_0$$

روش محاسبه بردار *K*

ماتریس تبدیل *w* را به صورت زیر تعریف می کنیم :

$$\begin{cases} W = A_dW^{n-1} + a_{n-1}B_d \\ W = B_d^n \end{cases}$$

WikiPower.ir

با استفاده از تبدیل های زیر ، معادلات حالت به فرم همبسته تبدیل می شود:

$$A_{dc} = W^{-1}A_dW$$

$$B_{dc} = W^{-1}B_d$$

و با توجه به اینکه $K = [k_0 \ k_1 \ \ldots \ k_{n-1}]$ معادله مشخصه زیر بدست می آید :

$$\det[zI-(A_{dc}-B_{dc}K)] = z^n + (a_{n-1} + k_{n-1})z^{n-1} + \ldots + (a_0 + k_0)$$

بنابراین داریم :

$$\alpha_i = a_i + k_i$$

و عناصر بردار *k* با داشتن a_i ها و α_i به راحتی بدست می آید در نتیجه :

$$K_c = KW^{-1}$$

روش آکرمن

روش دیگری که برای تعیین بردار بهره فیدبک حالت کاربرد بسیار دارد، روش آکرمن است. در محیط *MATLAB* برای استفاده از این روش دستور *acker* بکار می رود.

در این پروژه سیستم را دارای *over shoot* ، ۵٪ و زمان نشست، ۲٪ فرض کردیم.

با استفاده از روش های کنترل خطی می توانیم معادله درجه دومی تشکیل داده و ریشه های آن را محاسبه نماییم.

درصد ماکزیمم فراجهش *P.O.* :

درصد ماکزیمم فراجهش، درصد بیشترین جهش خروجی از مقدار نهایی می باشد و به صورت زیر تعریف می گردد:

$$P.O.\% = \frac{C_{max}-C_{SS}}{C_{ss}} * 100 = 100 * e^{(-\pi\xi/\sqrt{1-\xi\hat{}2})} = 100 * e^{-\pi \cot\theta}$$

ماکزیمم فراجهش معیاری برای سنجش پایداری سیتسم می با شد و تمایل داریم که حد امکان این مقدار کم باشد ، زیرا در غیر این صورت ، استهلاک سیستم بالا می رود.

زمان نشست یا زمان استقرار t_s

زمان نشست یک سیستم ، مدت زمانی است که طول می کشد تا پاسخ به محدوده معینی حول مقدار نهایی رسیده و در این محدوده بماند. این محدوده معمولا درصدی از مقدار نهایی می باشد . معمولا این محدوده را ۲٪ یا ۵٪ مقدار نهایی تعریف می کنیم زمان نشست متناسب با بزرگترین ثابت زمانی سیستم می باشد یعنی زمان نشست یک سیستم در ارتباط با قطب های موثر سیستم می باشد زمان نشست متناظر با معیارهای ۲٪ و ۵٪ به صورت زیر محاسبه می گردد :

$$e^{-\xi w_n t} < 0.02 \longrightarrow \xi w_n t_s \equiv 4 \longrightarrow t_{s-2\%} = 4/\xi w_n$$

$$e^{-\xi w_n t} < 0.05 \longrightarrow \xi w_n t_s \equiv 3 \longrightarrow t_{s-5\%} = 3/\xi w_n$$

با استفاده از روابط فوق مقدار ξw_n را محاسبه می نماییم و سپس آن مقادیر را در تابع تبدیل سیستم مرتبه دوم قرار داده و با حل معادله درجه دوم قطب های آن را به دست می آوریم :

$\xi = 0.69$

$wn = 2.89$

$$T(s) = wn^2 / (s^2 + 2\xi wns + wn^2)$$

p1=-2.0000 + 2.0857i;

p2=-2.0000 - 2.0857i;

برای محاسبه فیدبک حالت *k* برنامه ای به صورت زیر در محیط *MATLAB* نوشته می شود :

```
>> [A,B,C,D]=tf2ss(num,den)

A =

  1.0e+010 *

  -0.0001   -1.0000
   0.0000         0


B =

     1
     0


C =

  1.0e+015 *

        0    1.0000


D =

     0

>> iu=1;
>> sys=ss(A,B,C,D)


a =
             x1          x2
   x1  -1.01e+006      -1e+010
   x2           1           0
```

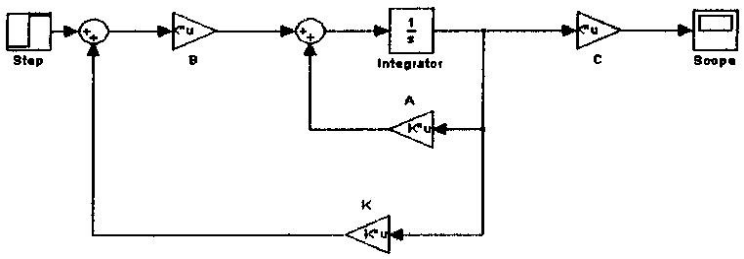
iPower.ir

```
b =
     u1
  x1  1
  x2  0


c =
       x1     x2
  y1    0  1e+015


d =
     u1
  y1  0

Continuous-time model.

>> r=[1 4 8.35];
>> roots(r)

ans =

  -2.0000 + 2.0857i
  -2.0000 - 2.0857i

>> p1=-2.0000 + 2.0857i;
>> p2=-2.0000 - 2.0857i;
>> p=[p1 p2];
>> k=acker(a,b,p)

k =

  1.0e+009 *

  -0.0010  -10.0000
```

iPower.ir

۴-۳- شبیه سازی سیستم با فیدبک حالت

اکنون که مقدار k را در اختیار داریم می توانیم سیستم را شبیه سازی نموده و رفتار آن را با وجود فیدبک حالت بررسی کنیم .



در این مرحله با توجه به مقادیر ξ ,w_n بدست آمده تابع تبدیل جدیدی برای سیستم نوشته و پاسخ پله تابع تبدیل جدید را رسم می کنیم :

$\xi = 0.69$

$wn = 2.89$

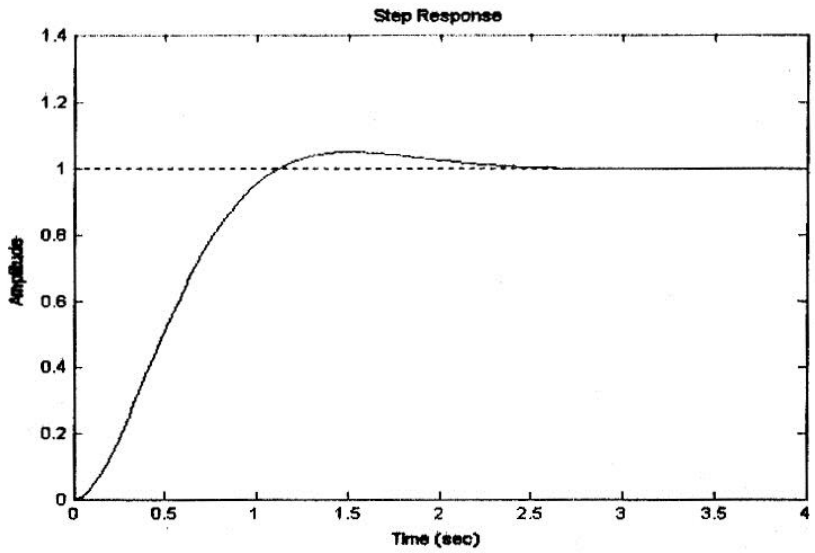
$T(s) = wn^2 / (s^2 + 2\xi wns + wn^2)$

$T(s) = (2.89)^2 / (s^2 + 2\times0.69\times2.89s + 2.89^2)$

$T(s) = 8.35/ (s^2 + 4s + 8.35)$

چنانچه در فصل دوم مشاهده شد سیستم پایدار بوده و تقریبا میرای بحرانی است . با نوشتن دستورات زیر در محیط *MATLAB* پاسخ پله سیستم را با فیدبک حالت مشاهده می کنیم :

```
>> num=8.35;
>> den=[1 4 8.35];
>> sys1=tf(num,den)

Transfer function:
    8.35
---------------
s^2 + 4 s + 8.35

>> step(sys1)
```



چنانچه در شکل فوق مشاهده می گردد با اضافه کردن فیدبک حالت پایداری سیستم بهبود می یابد و به میرای نوسانی می رسید.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

مراجع

۱. اصول کنترل مدرن ، دکتر علی خاکی صدیق ، انتشارات دانشگاه تهران
۲. کاربردهای *MATLAB,SIMULINK* در مهندسی ، موهوند مختاری ، میشل ماری ، انتشارات خراسان
۳. مدارهای میکروالکترونیک ، عادل صدره ، کنت اسمیت ، نشر علوم دانشگاهی
۴. سیستم های کنترل خطی ، اعضای هیئت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد لاهیجان.

WikiPower.ir