

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

میر محمدی ذاللوئی



بسمه تعالی

تاریخ :
شماره :
پیوست :

صور تجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تئیدت خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد
کتابخانه مدیریت دولتی رشته مدیریت گرایش کنترل
طراحی سیستم کنترل مدیریت برای دپارتمان مدیریت سیستم های صنعتی، آرازم لاهور، تبریز

که در تاریخ ۸۰۳/۲۰/۲۰۰۸ با حضور هیأت محتره دوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است :

قبول (با درجه : عالی) امتیاز (۱۹,۷۵) دفاع مجدد مردود

- ۱- عالی (۲۰ - ۱۸)
- ۲- بسیار خوب (۱۷/۹۹ - ۱۶)
- ۳- خوب (۱۵/۹۹ - ۱۴)
- ۴- قابل قبول (۱۳/۹۹ - ۱۲)

عضو هیات داوران	نام و نام خانوادگی	رتبه علمی	امضاء
۱- استاد ارشد محترم	محمد علی صدری		
۲- استاد مشاور	علی اکبر قردوسی		
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	سید امیر احمد حسینی		
۴- استاد منتحن	غلامرضا صدیقی		
۵- استاد منتحن	محمد مهدی نجات		

تائید معاون پژوهشی دانشکده :

دستورالعمل نگارش پایان نامه کارشناسی ارشد

نحوه نگارش پایان نامه

مقدمه :

یکی از اهداف ارائه پایان نامه ، آشنایی دانشجویان گرامی با نحوه نگارش و تنظیم مطالب یک موضوع علمی است. در اینجا تمام نکات لازم را نمی توان بیان کرد، اما برای ایجاد هماهنگی بین پایان نامه ها ، لازم است دانشجویان نکات زیر را در تهیه پایان نامه رعایت نمایند.

یک پایان نامه به ترتیب شامل بخشهای زیر می باشد:

– بسم ...

– تاییدیه اعضای هیات داوران حاضر در جلسه دفاع (طبق نمونه فرم پیوست - * فقط برای پایان نامه‌ای که به زبان انگلیسی تدوین شده انگلیسی آن الزامی است) .

– درج آئین نامه چاپ – پایان نامه

– صفحه عنوان (طبق فرم پیوست در راهنمای پژوهشی دانشجویان)

– تقدیم (Dedication) (در یک صفحه) در صورت لزوم

– تشکر و قدردانی (Acknowledgements) (در یک صفحه)

– چکیده (Abstract) (حداکثر ۳۰۰ کلمه شامل کلمات کلیدی ، ترجیحاً در یک صفحه)

– فهرست مطالب (Table of Contents)

– فهرست نمودارها،عکسها و نقشه ها (Lists of Figures,Pictures and Maps) (در صورت نیاز)

– فهرست جداول (List of tables) (در صورت نیاز)

– فهرست علائم و نشانه ها (Abbreviations) (در صورت نیاز)

– متن اصلی پایان نامه که شامل قسمتهای زیر می باشد: (گروههای تخصصی با توجه به نیاز خود میتوانند در بند ۳ جزئیات بیشتری را اعمال کنند).

۱- مقدمه (Introduction)

۲- مروری بر مطالعات انجام شده (Literature Review)

۳- فصلهای مربوط به کار اصل تحقیق (در صورت نیاز)

۴- بحث (Discussion) نتایج (Results) ، و پیشنهادات (Suggestions)

۵- فهرست منابع و ماخذ (References)

۶- ضمائم (در صورت نیاز)

۷- چکیده به انگلیسی (الزامی است) : چکیده انگلیسی باید تا حد امکان ترجمه چکیده فارسی و شامل کلمات کلیدی باشد .

۸- صفحه عنوان انگلیسی (الزامی است - طبق فرم پیوست)

اطلاعات کلی :

۱- صفحه بسم ...

بشکل ساده و مشخصی صفحه آرائی گردد و از بکار بردن کادر و تزئینات مختلف خودداری شود. (طبق فرم پیوست)

۲- تقدیم و همچنین تشکر و قدردانی :

هر کدام بترتیب فقط در یک صفحه خلاصه شود.

۳- عنوان :

چون عناوین پایان نامه هادر بانکهای اطلاعاتی ماشینی و دستی حفظ میشود لازم است ضمن رسا بودن ، مختصر باشد. یک پایان نامه بیش از یک عنوان نمی تواند داشته باشد و عنوان تصویب شده با عنوان درج شده در پایان نامه باید عیناً یکی باشد.

یک عنوان خوب ، مختصر ، مفید و جامع است و با کمترین تعداد کلمات، محتوای پایان نامه را معرفی میکند. عنوان خوب نامفهوم و گنگ نیست ، غلطهای املایی و دستوری ندارد و از استفاده نابجای کلمات و یا عبارت گیج کننده پیراسته است.

۴- چکیده :

چکیده بخشی از پایان نامه است که خواننده را به مطالعه آن علاقمند می کند و یا از آن می گریزند. چکیده مقاله باید در عین کوتاه بودن پاسخگوی دو پرسش باشد:

۱- مشکل چیست ؟

۲- راه حل کدام است ؟

چکیده باید ترجیحاً در یک صفحه باشد. (تقریباً تمامی چکیده پایان نامه ها در یک صفحه قابل نگارش است). در نگارش چکیده نکات زیر باید رعایت شود:

- در نوشتن چکیده باید سعی شود متن مزین به کلمه ها و عبارت سلیس ، آشنا ، با معنی و روشن باشد.

- چکیده جدا از پایان نامه باید به تنهایی مستقل و گویا باشد در چکیده از ذکر منابع / اشاره به جداول و نمودارها باید اجتناب شود.

- تمیز بودن مطلب ، نداشتن غلطهای املایی یا دستور زبانی و رعایت دقت و تسلسل روند نگارش چکیده از نکات مهم دیگری است که باید در نظر گرفته شود.

- در چکیده پایان نامه باید از درج مشخصات مربوط به پایان نامه خودداری شود.

- کلمات کلیدی در انتهای چکیده آورده شود.

- محتوای چکیده ها بر اساس موضوع و گرایش تحقیق طبقه بندی میشود و به همین جهت وجود کلمات شاخص و کلیدی، مراکز اطلاعاتی را در طبقه بندی دقیق و سریع اطلاعات یاری می دهد. کلمات کلیدی راهنمای نکات مهم موجود در پایان نامه هستند. بنابراین در حد امکان کلمه ها و یا عباراتی انتخاب شوند که ماهیت ، محتوا و گرایش کار را به وضوح روشن نماید.

- منعکس کننده اصل موضوع باشد.

اهداف و موارد بررسی شده باید مورد توجه قرار گیرد.

تاکید روی اطلاعات تازه (یافته ها) و اصطلاحات جدید یا نظریه ها ، فرضیه ها ، نتایج و پیشنهادات متمرکز شود.

اگر در پایان نامه روشی نوینی برای اولین بار ارائه می شود و تا به حال معمول نبوده است ، با جزئیات بیشتری ذکر شود.

شایان ذکر است چکیده باید حتماً به تائید استاد راهنما رسیده باشد.

۵ - فهرستها

بعد از چکیده پایان نامه به ترتیب فهرست مطالب ، فهرست علائم و نشانه ها ، فهرست جداول ، فهرست اسکال و سایر فهرستها قرار می گیرند. در فهرست مطالب صفحات اولیه پایان نامه (تقدیر ، تقدیم ، چکیده و ...) با شماره گذاری حرفی ذکر شود. فهرست مطالب شامل فهرستهای جداول ، اشکال ، علائم اختصاری ، عناوین فصول و بخشها و زیر بخشهای هر فصل پایان نامه با ذکر شروع شماره صفحه و عنوان مربوطه می باشد. عناوین ذکر شده در فهرست مطالب باید عیناً با عناوین خود متن مطابقت کند : (برای مثال شماره گذاری ، نقطه گذاری ، یا حروف بزرگ نوشتن) . بعبارت دیگر فهرست عناوین باید کاملاً همانند عناوین در داخل متن اصلی باشد.

در فهرست ها بین دو عنوان پشت سر هم باید فاصله بیشتر باشد که دو عنوان را از یکدیگر متمایز کند ولی برای یک عنوان که بیش از یک خط است باید فاصله معمولی بکار برده شود و شماره صفحه در خط دوم ذکر شود.

برای جلوگیری از خطای چشم بین عنوان و شماره صفحه آن در فهرست مطالب نقطه چین تایپ شود.

فهرستهای مطالب ، علائم و نشانه ها ، جداول ، اشکال و سایر فهرستها با حروف ابجد شماره گذاری شود.

بترتیب مراجع ، ضمائم (در صورت نیاز) و چکیده انگلیسی که بدنبال متن اصلی پایان نامه / رساله قرار میگیرند بصورت تیرتی مجزا از فصول دیگر پایان نامه در فهرست مطالب تایپ میشوند.

۶ - مقدمه

اولین فصل از ساختار اصلی پایان نامه است . هدف از نوشتن مقدمه این است که زمینه اطلاعاتی لازم برای خواننده فراهم آید. در طول مقدمه باید سعی شود موضوع تحقیق با زبانی روشن ، ساده و بطور عمیق و جهت یافته به خواننده معرفی شود. مقدمه باید خواننده را مجذوب و اهمیت موضوع تحقیق را آشکار سازد. در مقدمه یا فصل ۲ با ارائه سوابق ، شواهد تحقیقی ، اطلاعات موجود و مطالعات انجام شده (با ذکر منبع) به روش منظم ، منطقی و هدف دار خواننده را جهت داد و به سوی راه حل مورد نظر هدایت کرد. بالاخره شاید اشاره به نتایج کلی در مقدمه خالی از فایده نباشد. همچنین در مقدمه میتوان به فصول اصلی مربوط به تحقیق حسب نیاز موضوع و نظر ساتاد راهنما اشاره کرد.

مقدمه مناسبترین جا برای ارائه اختصارات و بعضی توضیحات کلی است توضیحاتی که شاید نتوان در مباحث دیگر در مورد آنها توضیح داد.

۷- فصول اصلی مربوط به تحقیق حسب نیاز موضوع و نظر استاد راهنما تنظیم گردد.

۸ - فهرست منابع

کلیه منابعی که در متن ذکر شده اند، باید در فهرست منابع با مشخصات کامل نوشته شوند و همچنین منابعی که فقط مطالعه شده ولی مورد استفاده مستقیم در متن قرار نگرفته اند در فهرست منابع هم میتواند ذکر گردند. مشخصات منابعی که در طول پایان نامه به آنها استناد شده است میتواند به شرح زیر باشد:

۱- آدرس مقاله از مجله علمی با یک نویسنده و یا بیش از یک نویسنده :

- اسم (اسامی) نویسندگان (نام خانوادگی، نام یا نام و نام خانوادگی) سال انتشار ، موضوع ، مشخصات مجله (شامل خلاصه نام مجله (ایتالیک یا پررنگ تایپ گردد) ، شماره ، دوره ، صفحه) به ترتیب تایپ می گردد. در مورد خلاصه نام مجله به نوشتارهای مجله مربوطه مراجعه شود.

مثالها :

-Eaton,R.A.1972.Fungi growing on wood in water cooling towers.Int.Biodetn.Bull.,8:39- 48.

نوروزیان ، ا و مألوفی ، ف. ۱۳۷۰ . ارزیابی مقایسه ای از بیحسی لیدوکائین و زایلازین از طریق اپی دورال در گاو . مجله دانشکده دامپزشکی ، (۲) : ۳۶ : ۳۵ - ۳۵ .

-Hugheus,P.C.R. and Tanner,J.M.1973.Radiographic study of the growth of the rat hormone.J.Anat., 114(3): 439-448.

(۲ آدرس مقاله از کتاب : الف) کتاب مجموعه مقاله نیست (ب) کتاب مجموعه مقاله است و هر مقاله یک نویسنده دارد.

الف) اسم (اسامی) نویسندگان ، سال انتشار ، موضوع (ایتالیک یا پررنگ تایپ گردد) . جلد، مترجم ، چندمین چاپ ، نام ناشر ، محل نشر ، صفحه می بایست ذکر گردد.

مثالها :

حکمتی ، پ، شهراسبی،ح،حسینیون،م و انصاری ، پ ۱۳۴۸. جراحی نشخوارکنندگان.تهران، انتشارات چهره، صفحه ۲۱۰.

-Satchell,G.H. 1971.Circulation in fishes ambridge.University press,pp.273-280.

ب) اسم (اسامی) نویسندگان ، سال انتشار . عنوان مقاله . صفحه شروع - صفحه پایان . عنوان کتاب،(عنوان کتاب ایتالیک یا پررنگ تایپ گردد) ، شماره چاپ، اسم فامیل گردآورنده ، حرف اول اسم کوچک گردآورنده ، نام ناشر ، محل انتشار .

Eddy,J.M.P. 1972. The pineal complex.pp. 191 - 196. In: The Biology of lammpreys.Eds.,Hardisty, M.W. and potter, L.C. London Academic press.

البته در نگارش مشخصات منابع ، روشهای متفاوتی وجود دارد. ممکن است ابتدا نام خانوادگی نویسنده و سپس حرف اول نام وی قید نمود و یا بالعکس . همچنین ممکن است شماره صفحات ابتدا و انتهای مقاله مورد نظر در مجلات و کتابها ذکر شود و یا صرفاً فقط شماره صفحه ابتدایی کتاب یا مقاله را درج می نمایند . سال انتشار مقاله یا کتاب آخرین قسمت مشخصات منبع در تعدادی از فهرست منابع است، ولی در بسیاری از فهرست منابع سال انتشار بلافاصله پس از نام نویسنده یا نویسندگان قرار میگیرد.

در بعضی از فهرست منابع عنوان مقاله ها جزو مشخصات منبع ذکر میگردد در حالی که در بعضی دیگر اشاره ای به عنوان مقاله ها نمی شود.

فهرست منابع میتواند به صورتهای زیر در پایان نامه یا رساله قرار گیرد:

الف - در پایان هر فصل

ب - در آخر پایان نامه

- مشخصات کتاب و مجله ای که برای اولین بار ارائه میشود بایستی بصورت کامل ذکر شود.

- اگر بلافاصله از همان منبع استفاده شود، همان (در انگلیسی *ibid*) ، شماره صفحه ذکر میشود.

- اگر همان منبع با فاصله ارائه شود نام خانوادگی نویسنده (نام و نام خانوادگی) ، پیشین (در انگلیسی *op.cit*) ، شماره صفحه ذکر شود.

- اگر همان منبع با همان جلد ، همان صفحه دوباره ارائه شود فقط می نویسیم نام خانوادگی، نام، همان (در انگلیسی *loc cit*) . بدنبال آن هرگز شماره صفحه یا جلد قرار نمی گیرد.

مثالها :

علاقمند، علی جامعه شناسی آموزش و پرورش ، چاپ دوم ، تهران ، مؤسسه انتشارات بعثت، ۱۳۷۲، صفحه ۳۵.

اشرف ، احمد جامعه شناسی طبقات اجتماعی در آمریکا، تهران، انتشارات دانشگاه تهران، ۱۳۴۶ ، ۱۴۰ - ۱۳۲ .

همان ، ص ۱۳۵

علاقمند ، علی ، پیشین ، ص ۸۵

علاقمند، علی ، همان

-Birkeland,P.W.Soils and geomorphology.Oxford University Press, 19984.

- Lattman, L.H. Calcium carbonate cementation of alluvial fans in southern Nevada.Geological Society of America Bulletin,vol.84,1973.pp.3013-3028

ibid. p.3020

Birkeland,P.W. *op.cit*. p.85.

Lattman.L.H. *loc. Cot*

رابطه بین فهرست منابع و متن مربوطه به سه روش زیر رایج است :

الف - بر حسب شماره مسلسل در متن و در فهرست منابع

ب - بر حسب نام نویسنده و سال در متن ، در این حالت باید بر حسب حروف الفبا نویسنده در فهرست منابع قید شوند.

ج - الفبایی و شماره مسلسل در فهرست منابع و شماره ناممسلسل در متن

هر گاه قسمتی از مطالب یک منبع مورد استفاده در بخشی از پایان نامه نقل شود باید آن منبع ذکر گردد. شروع مطالب نقل شده و اتمام آن با علامت () مشخص میگردد و بعد از اتمام مطلب مورد نظر منبع مورد استفاده در داخل کروشه [] به دو صورت مشخص میشود:

الف - شماره منبع

ب - نویسنده و سال

- در فهرست منابع ، نخست منابع فارسی و متعاقباً منابع انگلیسی قرار میگیرند.

۹- نحوه تایپ

- تایپ پایان نامه ها در محیط word2000 صورت گیرد.

- تمامی متون فارسی با فونت نازنین تایپ شود.

- تمامی متون انگلیسی با فونت Time New Roman

- اندازه فونتهای فارسی و انگلیسی در متن اصلی به ترتیب ۱۴ و ۱۲ و در زیر نویس شکلها و جداول و ۱۲ و ۱۰ انتخاب شود.

- فاصله بین خطوط در متن اصلی ۱/۳ سانتی متر و در زیر نویسها ۱ سانتی متر باشد.

- چاپ پایان نامه باید در یک روی کاغذ و توسط چاپگری با نوار تازه و تمیز صورت گیرد.

صفحات پایان نامه باید از یک جنس و ترجیحاً کاغذ تحریر هفتاد گرمی باشد. از بکار بردن کادر و تزئینات به دور متن تایپ شده خودداری شود.

تذکر: محدوده خطوط تمام صفحات باید یکسان رعایت شود. فاصله شروع خطوط تا لبه بالایی و پایینی ۳ سانتی متر و تا لبه چپ صفحه ۲/۵ سانتی متر است و فاصله شروع خطوط از لبه راست صفحه ۴ - ۳/۵ سانتی متر است، تا علاوه بر مناسب بودن برای چهار چوب میکروفیش، برای برش صحافی نیز کافی باشد. این محدودیتها در مورد دیاگرامها، جداول، نقشه ها، عکسها، فهرستها، اشکال و غیره نیز باید رعایت شود.

شایان ذکر است توضیح جداول در بالا و توضیح اشکال و عکسها در زیر آنها قرار میگیرد.

صفحات بزرگ: حتی المقدور باید از استفاده از صفحات بزرگ در پایان نامه خودداری کرد. و آنها را از طریق فتوکپی های مخصوص کوچک و استاندارد نمود ولی در صورت اجتناب ناپذیر بودن، باید با دقت آن صفحه را به داخل پایان نامه به گونه ای تا نمود که لبه آن از دیگر صفحات بیرون نزنند.

۱۰- تهیه جداول، نمودارها و تصاویر

جداول، نمودارها و تصاویر باید خوانا، دقیق، مرتب و مستقل باشند. هر جدول / نمودار / تصویر باید بدون نیاز به مراجعه به متن بتواند اطلاعات مورد نظر را ارائه دهد و یافته های موجود در آن قابل تجزیه، تحلیل و ارزیابی باشد. در بسیاری از مواقع، محتوای جدولهای کوچک را میتوان در متن گنجانده. اگر مطالب تکراری در جدول وجود دارد میتوان آنها را نیز بطور خلاصه در متن ذکر کرد. از آنجا که نوشتن جدول دقت بیشتری میگیرد، رعایت اقتصاد در اندازه، ترتیب و سازماندهی جدول باید از نکات اصلی مورد نظر در طراحی نتایج باشد.

هر جدول دارای شماره، عنوان، ستونها و یا ردیفهای یافته ها است. پاورقی و علایم اختصاری ممکن است در بعضی جدولها ضروری باشند. شماره جدول اصولاً بطور مسلسل در وسط یا گوشه راست بالای جدول نوشته میشود. عنوان جدول باید مختصر، مفید و کامل باشند. بهتر است که مطالب در متن گنجانده شوند. بسیاری از مطالعات امروزی، بخصوص با میکروسکوپ الکترونی، نیاز به ارائه تصاویر دارند. استفاده از عکس زمانی موثر است که عکس به خوبی مطلب مورد نظر را در معرض دید خواننده قرار دهد. اگر مطلب مورد نظر را میتوان از طریق جدول یا نمودار ارائه داد، شاید نیاز به ارائه تصویر نباشد.

۱۱- شماره گذاری

الف - شماره گذاری صفحات

شماره گذاری صفحات تا قبل از فصل مقدمه با اعداد به صورت حرفی (یک ، دو ، سه و ...) انجام میشود .
شماره گذاری با اعداد از اولین صفحه « مقدمه » آغاز میشود و تا آخرین صفحه ادامه می یابد. شماره صفحات باید در وسط و چسبیده به قسمت فوقانی حاشیه پایین صفحه درج شود. کلیه صفحات متن اصلی پایان نامه باید شماره گذاری شوند.

ب - شماره گذاری موضوعات

موضوعات اصلی پایان نامه به چند فصل و هر فصل به چند « بخش » تقسیم میشود. صفحه اول هر فصل باید از خط پنجم شروع شود.

هر یک از بخشهای هر فصل با دو شماره که با خط فاصل از یکدیگر جدا شده اند، مشخص میشود. عدد سمت راست بیانگر شماره فصل و عدد سمت چپ شماره ترتیب بخش مورد نظر است . در صورتیکه هر بخش دارای زیر بخش باشد، شماره هر زیر بخش در سمت چپ عدد فوق قرار میگیرد. به عنوان مثال اگر برنامه ریزی پویا دومین زیر بخش از بخش چهارم فصل سوم باشد، بصورت : ۳ - ۴ - ۲ برنامه ریزی پویا نوشته خواهد شد.

ج - شماره گذاری اشکال و جداول

شماره گذاری اشکال و جداول نیز از همان قانون بالا تبعیت می کند بعنوان مثال هفتمین شکل در فصل دوم به صورت (شکل ۲ - ۷ - نمودار تغییرات ...) نوشته میشود. دقت شود شماره گذاری جداول و اشکال مستقل از یکدیگر است.

د - شماره گذاری ضمائم

ضمائم پایان نامه با حروف ابجد نامگذاری میشوند. (ضمیمه الف یا ضمیمه ب) و شماره گذاری صفحات ضمائم به همان ترتیب متن اصلی پایان نامه می باشد. اشکال و جداول موجود در هر ضمیمه نیز با توجه به ضمیمه مربوطه شماره گذاری خواهد شد، به عنوان مثال دومین جدول در ضمیمه الف بصورت زیر نوشته می شود: (جدول الف - ۲)

هـ - شماره گذاری روابط و فرمولها

هر رابطه که در متن باشد با دو شماره که با خط فاصله از یکدیگر جدا میشوند مشخص می شود. عدد سمت راست بیانگر شماره فصل و عدد سمت چپ شماره رابطه مورد نظر است . مثلاً دهمین رابطه در فصل هفتم به صورت (۷ - ۱۰) نوشته میشود. روابطی که در ضمائم آمده است با توجه به حروف ابجد آن ضمیمه ، شماره گذاری میشود. مانند رابطه (الف - ۲)

مثال :

فصل سوم

بهینه یابی سازه هایی مفصلی با استفاده از روش سختی

۳-۱- مقدمه ای بر روش سختی

۳-۱-۱- ماتریس سختی سازه: ^(۱)

همانگونه که قبلاً نیز اشاره گردید، علاوه بر روش نرمی که در بخش دوم توضیح داده شد، از روش سختی (با روش تغییر مکان)^(۲) میتوان برای رسیدن به طرح بهینه سازه ها استفاده نمود. رابطه بین نیروهای گرهی و تغییر مکانهای گرهی اساس روش مزبور را تشکیل میدهد با استفاده از روش انرژی با سایر روشهای متداول در تحلیل سازه ها به سادگی میتوان رابطه بین نیروهای خارجی تغییر مکانهای گرهی را پیدا نمود. رابطه فوق به صورت ماتریسی به شکل زیر می باشد.

$$\{p\} = [K] \cdot \{D\} \quad (۳-۱)$$

ماتریس K که به « ماتریس سختی کل سازه » موسوم است ، مربوط به تغییر مکان

^(۱) Sattness Method

(2) Displacement Method



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه جهت دریافت درجه کارشناسی ارشد در رشته مهندسی برق - کنترل

عنوان:

**طراحی سیستم کنترل چند متغیره برای هواپیمای بدون
سرنشین توسط روش آرایه بهره نسبی**

استاد راهنما:

جناب آقای دکتر محمدعلی صدر نیا

استاد مشاور:

جناب آقای دکتر علی اکبر قره ویسی

نگارش:

میر مهدی ذاللوی

بهار ۸۳

یازده

تقدیم بہ:

پدر و مادر عزیزہ

تشکر و قدردانی:

به مول و قوه الهی توانستم بعد از قریب به یک سال کار مستمر پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق - کنترل را با موضوعیت سیستم‌های کنترل چند متغیره به اتمام برسانم در اینجا برفود واجب می‌دانم از کسانی که در انجام این پروژه مرا یاری نمودند تشکر کنم. مخصوصاً از اساتید بزرگوارم آقایان دکتر صدرنیا و دکتر قره ویسی که از بُعد علمی راهنمای من بودند قدر دانی کرده و توفیقات روز افزودن آنها را از درگاه خدا مسئلت می‌نمایم.

میر مهدی ذالوی

بهار - ۱۳۸۳

چکیده:

گسترش روز افزون کاربرد سیستم‌های چند متغیره در فرآیندهای صنعتی، محققان کنترل را بر آن داشت تا تئوریهای مرسوم در سیستمهای کنترل تک ورودی - تک خروجی را به سیستمهای چند ورودی - چند خروجی تعمیم بدهند. ولی مشکل اساسی در سیستمهای چند متغیره وجود پدیده تداخل (اندرکنش) بین متغیرهای ورودی و خروجی است. بهمین جهت بریستول در سال ۱۹۶۶ ایده آرایه بهره نسبی (RGA) را برای اندازه گیری میزان تداخل پیشنهاد کرد این روش علاوه بر آنکه در مورد میزان و کیفیت تداخل در سیستمهای چند متغیره اطلاعات خوبی می‌دهد در مورد انتخاب جفت متغیرهای مناسب ورودی - خروجی نیز به ما کمک شایانی می‌کند.

تئوریهایی که تا بحال برای دکوپله سازی سیستمهای چند متغیره معرفی شده اند با فرض کمینه فاز بودن سیستم مورد بررسی اعتبار دارند و در مورد سیستمهای ناکمینه فاز کارایی لازم را ندارند اما با وجود این اکثر سیستمهای فیزیکی موجود ناکمینه فاز می‌باشند (حتی با وجود پایداری مقادیر ویژه، ممکن است صفرهای ناپایدار داشته باشند). بهمین جهت برای طراحی دکوپله ساز در سیستمهای ناکمینه فاز در این پایان نامه روش نوینی پیشنهاد می‌شود.

در این پایان‌نامه هواپیمای بدون سرنشین Machan را بعنوان فرآیند چند متغیره در نظر می‌گیریم که این هواپیما در تونل باد تست شده و یک مدل کاملاً غیر خطی برای آن توسط Aslin پیشنهاد شده است سپس وی با فرض برخی از شرایط ویژه کاری مدل حرکت غیر خطی را به دو مدل حرکت خطی - طولی و عرضی تجزیه کرد.

هر دو حرکت خطی - طولی و عرضی (فرآیند تحت بررسی) بدلیل آنکه دارای صفرهای سمت راست بوده ناکمینه فاز می‌باشند و حتی سیستم حرکت خطی - عرضی دارای قطبهای ناپایدار نیز می‌باشد

ابتداً به توسط روش فیدبک متغیرهای حالت مدل خطی - عرضی را پایدار کرده و بعد از پایدار سازی، برای هر دو مدل مذکور ایده آرایه بهره نسبی را اعمال می‌کنیم. و با استفاده از نتایج حاصل از ماتریس آرایه و بهره نسبی جفت متغیرهای مناسب ورودی - خروجی را انتخاب کرده و با روش جدید پیشنهاد شده در این پایان نامه سیستم را دکوپله سازی می‌کنیم.

با دکوپله سازی، هر یک از سیستم‌های مذکور به چندین سیستم تک ورودی - تک خروجی تجزیه شده و برای هر کدام از حلقه های SISO حاصل کنترل کننده های مختلف همچون کنترل کننده های کلاسیک، فازی و عصبی طراحی خواهیم کرد. نکته ای که بعنوان پیشنهاد در پایان می توان به آن اشاره کرد این است که تمام مراحل تحلیل و طراحی کنترل کننده ها برای حلقه های کنترلی هواپیمای machan، با فرض قابل تجزیه بودن مدل حرکت خطی به مدل‌های خطی - طولی و خطی - عرضی اعتبار دارند و این کار مستلزم آن است که شرایط ویژه ای را برای حرکت هواپیما فرض کنیم در ضمن مدل واقعی هواپیما کاملاً غیر خطی بوده و باید تئوریهای مربوط به طراحی سیستم‌های خطی را به سیستم‌های حرکت غیر خطی نیز تأمین بدهیم. البته برای پیاده سازی کنترلرهای مناسب در سیستمهای غیر خطی اشاره کوتاهی به کنترل کننده های هوشمند (خبره) و نظارتی در این پایان نامه خواهیم داشت.

فصل اول: مروری کلی بر مباحث سیستمهای چند متغیره

۱-۱- مقدمه	۲
۱-۲- مثالهای کاربردی از سیستمهای چند متغیره	۴
۱-۲-۱- فرآیند تانکر چهارتایی	۴
۱-۲-۲- بررسی ساختار هژمونیک نظام بین الملل در سیستم خلیج فارس	۷
۱-۲-۳- یک سیستم قدرت سه ماشینه به عنوان سیستم چند متغیره	۹
۱-۳- قطبها و صفرهای یک سیستم چند متغیره	۱۲
۱-۳-۱- قطبها	۱۲
۱-۳-۲- صفرها	۱۲
۱-۳-۳- صورت اسمیت مک میلان یک ماتریس تابع تبدیل	۱۴
۱-۴- نتیجه گیری و مروری کلی بر مطالب پایان نامه	۱۵
۱-۵- مراجع	۱۷

فصل دوم: بررسی پدیده تداخل در سیستمهای چند متغیره

۱-۲- مقدمه	۱۹
۱-۲-۲- تحلیل ساختار آرایه بهره نسبی	۱۹
۱-۲-۲-۱- مدل‌های نمایش سیستمهای چند ورودی چند خروجی	۱۹
۱-۲-۲-۲- توصیف فضای حالت	۲۱
۱-۲-۲-۲- توصیف ماتریس تابع تبدیل	۲۱
۱-۲-۲-۲- مساله تداخل در سیستمهای چند متغیره	۲۵
۱-۲-۲-۳- محاسبه آرایه بهره نسبی	۲۶

فهرست مطالب

صفحه

عنوان

۲۸.....	۴-۲-۲- روش آلترناتیو برای محاسبه آرایه بهره نسبی
۳۰.....	۵-۲-۲- ویژگیهای عناصر آرایه بهره نسبی
۳۲.....	۶-۲-۲- نمونه‌های عملی از کاربرد آرایه بهره نسبی
۳۵.....	۳-۲- نتیجه‌گیری
۳۶.....	۴-۲- مراجع

فصل سوم: طراحی دکوپله سازهای مناسب برای سیستم‌های کنترل چند متغیره

۳۸.....	۱-۳- مقدمه
۳۸.....	۲-۳- طراحی دکوپله ساز
۴۴.....	۳-۳- روشهای طراحی سیستم‌های کنترل چند متغیره
۴۴.....	۱-۳-۳- روش حلقه بستن ترتیبی
۴۶.....	۴-۳- نتیجه‌گیری
۴۷.....	۵-۳- مراجع

فصل چهارم: بررسی ساختار هواپیمای بدون سرنشین Machan

۴۹.....	۱-۴- مقدمه
۴۹.....	۲-۴- دینامیکهای پرواز هواپیمای Machan
۵۰.....	۱-۲-۴- محورهای مختصات
۵۳.....	۳-۴- معادلات اویلر برای حرکت
۵۳.....	۴-۴- معادلات آئرو دینامیک
۵۷.....	۵-۴- خطی‌سازی معادلات غیر خطی
۵۹.....	۱-۵-۴- خطی‌سازی معادلات حاکم بر مدل هواپیما

فهرست مطالب

صفحه

عنوان

۶-۴-۶- مراجع ۶۷

فصل پنجم: تحلیل تداخل و طراحی دکوپله ساز و کنترل کننده ها

مختلف برای هواپیمای Machan

۶۹	۱-۵-۱- مقدمه
۶۹	۲-۵-۲- توصیف مدل فضای حالت
۷۰	۱-۲-۵-۱- مدل فضای حالت سیستم خطی - طولی
۷۱	۲-۲-۵-۲- مدل فضای حالت سیستم خطی - عرضی
۷۲	۳-۵-۳- بررسی پایداری
۷۳	۱-۳-۵-۱- پایدار سازی سیستم با روش فیدبک متغیرهای حالت
۷۵	۴-۵-۴- تبدیل مدل فضای حالت به فرم توصیف ماتریس تابع تبدیل
۷۵	۱-۴-۵-۱- سیستم خطی - طولی
۷۹	۲-۴-۵-۲- سیستم خطی - عرضی
۸۱	۵-۵-۵- محاسبه صفرها
۸۲	۱-۵-۵-۱- صفرهای عنصر
۸۴	۲-۵-۵-۲- صفرهای انتقال
۸۶	۶-۵-۶- محاسبه آرایه بهره‌نسبی
۸۶	۱-۶-۵-۱- سیستم حرکت خطی - طولی
۸۷	۲-۶-۵-۲- سیستم حرکت خطی - عرضی
۹۰	۷-۵-۷- دکوپله سازی سیستم‌های ناکمینه فاز
۹۱	۱-۷-۵-۱- ایده جدید برای دکوپله‌سازی سیستم‌های ناکمینه فاز

فهرست مطالب

صفحه

عنوان

۹۳.....	۲-۷-۵- دکوپله سازی سیستم خطی - طولی
۱۰۲.....	۳-۷-۵- دکوپله سازی سیستم خطی - عرضی
۱۰۷.....	۸-۵-۷- طراحی کنترلرها
۱۰۷.....	۱-۸-۵- کنترلر کلاسیک انتگرالگیر
۱۰۷.....	۱-۱-۸-۵- کنترلر کلاسیک انتگرالگیر برای سیستم خطی - طولی
۱۱۰.....	۲-۱-۸-۵- کنترلر کلاسیک انتگرالگیر برای سیستم خطی - عرضی
۱۱۳.....	۲-۸-۵- کنترلر کلاسیک پس افتی (lag)
۱۱۳.....	۱-۲-۸-۵- کنترلر کلاسیک پس افتی برای سیستم خطی - طولی
۱۱۶.....	۲-۲-۸-۵- کنترلر کلاسیک پس افتی برای سیستم خطی - عرضی
۱۱۸.....	۳-۸-۵- کنترل فازی
۱۱۸.....	۱-۳-۸-۵- مروری بر سیستمهای فازی و کنترل فازی
۱۲۵.....	۲-۳-۸-۵- کنترل سیستم خطی - طولی با کنترلر فازی
۱۲۹.....	۳-۳-۸-۵- کنترل سیستم خطی - عرضی با کنترلر فازی
۱۳۱.....	۴-۸-۵- کنترل با شبکههای عصبی
۱۳۱.....	۱-۴-۸-۵- مروری بر شبکههای عصبی
۱۳۳.....	۲-۴-۸-۵- کنترل سیستم خطی - طولی با شبکههای عصبی
۱۴۵.....	۳-۴-۸-۵- کنترل سیستم خطی - عرضی با شبکههای عصبی
۱۵۲.....	۹-۵- نتیجه گیری
۱۵۳.....	۱۰-۵- مراجع

فصل ششم: نتایج و پیشنهادات

۱۵۵.....	نتایج و پیشنهادات
----------	-------------------

فصل اول

مروری کلی بر مباحث سیستم‌های چند متغیره

دهه‌های ۱۹۵۰، ۱۹۶۰ شاهد پیشرفتهای چشمگیر، در زمینه تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل بوده است در این دوران بسیاری از روشهای کنترل مدرن، جهت حل مسایل کنترلی صنایع رو به رشد آن زمان پایه ریزی شدند. یکی از زمینه‌های مورد علاقه محققین کنترل، تحلیل و طراحی سیستم‌های چند متغیره^۱ بوده است زیرا در آن دوره مهندسين کنترل با تحلیل سیستم‌هایی روبرو بودند که همزمان دارای چند ورودی - چند خروجی^۲ بودند و روشهای مرسوم آن دوره همانند نایکوسیت و مکان ریشه‌ها که برای تحلیل پایداری سیستم‌های کنترل تک ورودی - تک خروجی^۳ تا آن زمان پیشنهاد شده بودند قدرت پاسخگویی به مشکلات مطرح شده در سیستم‌های کنترل چند متغیره را نداشتند و روشی که در مورد سیستم‌های چند متغیره کارایی لازم را داشته باشد تا آن زمان ارائه نشده بود. برای روشنتر شدن مسئله، یک سیستم تک ورودی - تک خروجی را به صورت زیر را در نظر بگیرد.

$$y(s) = g(s)u(s) \quad (1-1)$$

همانطوری که می‌دانیم با استفاده از روشهای مختلف کنترل کلاسیک همانند روش نایکویست، مکان ریشه‌ها و نمودارهای بود می‌توان علاوه بر تضمین پایداری سیستم‌ها به مشخصه‌های عملکردی مطلوب نیز دسترسی پیدا کرد و حتی در مواردی که سیستم ناپایدار بوده و قطب سمت راست^۴ (RHP) دارد و حذف قطب ناپایدار به توسط صفر ناپایدار منجر به ناپایداری داخلی شود، می‌توان با استفاده از تئوریهای کنترل مدرن همانند جایابی قطبها در فضای حالت به توسط فیدبک متغیرهای حالت، قطبهای ناپایدار را به سمت چپ (LHP)^۵ برد و سیستم را پایدار نمود. حال یک سیستم دو ورودی - دو خروجی را به صورت زیر در نظر بگیرد.

$$Y(s) = G(s)U(S) \quad (2-1)$$

¹ Multivariable systems

² Multi Input Multioutput -Output

³ Single - Input Singl output

⁴ Right Hand pole

⁵ Left - hand pole

که در آن $U(s) = [u_1(s) \quad u_2(s)]^T$ ، $Y(s) = [y_1(s) \quad y_2(s)]^T$ ورودیها و خروجیها و همچنین ماتریس تابع تبدیل¹ به صورت زیر می‌باشد.

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

با جایگذاری رابطه (3-1) در رابطه (2-1) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} y_1(s) &= g_{11}(s)u_1(s) + g_{12}(s)u_2(s) \\ y_2(s) &= g_{21}(s)u_1(s) + g_{22}(s)u_2(s) \end{aligned} \quad (4-1)$$

همانطوریکه مشاهده می‌شود متغیرهای خروجی y_1 و y_2 همزمان به متغیرهای ورودی u_1 و u_2 وابسته بوده و به عبارت دیگر برای کنترل هر متغیر خروجی باید اثر متغیرهای ورودی u_1 و u_2 را به طور همزمان بررسی نمود. اگر برای مثال متغیرهای y_1 و y_2 را در یک جامعه انسانی به ترتیب نرخ رشد جمعیت و میزان درصد باسوادی در نظر بگیریم و متغیرهای ورودی u_1 و u_2 را نیز به ترتیب سطح رفاه جامعه و توسعه مدرنیته و شهرنشینی در نظر بگیریم متغیرهای رشد جمعیت و میزان درصد باسوادی یک جامعه بالطبع از وضع اقتصادی و رفاهی و همچنین از تغییر شیوه‌های زندگی از جامعه روستایی به جامعه مدرنیسم و شهرنشین تاثیر می‌پذیرد البته لازم به ذکر است که در سیستم‌های اقتصادی و اجتماعی هر متغیر خود، از تعداد زیادی از متغیرها و شاخصه‌های دیگر تاثیر می‌پذیرد و خود نیز به عنوان یک مولفه تاثیرگذار (ورودی) بر دیگر متغیرهای جامعه عمل می‌کند مثلاً نرخ رشد جمعیت را در یک جامعه اگر به عنوان یک متغیر تاثیرپذیر (خروجی) در نظر بگیریم به عواملی همچون رشد اقتصادی، رشد فکری و فرهنگی، سطح بهداشت عمومی، تغییر شیوه‌های زندگی از جامعه سنتی به جامعه مدرن و شهری، سطح توقعات و نیازها، وجود استرس‌های کاذب در زندگی ماشینی و به بسیاری دیگر از عوامل وابسته بوده و در عین حال خود متغیر رشد جمعیت نیز بر دیگر شاخصه‌های جامعه همانند توسعه اقتصادی، میزان بیکاری، رشد مولفه‌های فرهنگی و غیره اثر می‌گذارد. بطور کلی در سیستم‌های جامعه شناختی مولفه‌های تاثیر گذار و تاثیر پذیر بر توسعه انسانی زیاد بوده و در عین حال عمومیت زیادی دارند.

¹ Transfer – function – Matrix

مشکل اساسی در سیستمهای کنترل چند متغیره، وجود تداخل^۱ یا اندرکنش میان متغیرهای ورودی و خروجی است. و وجود آن باعث کاهش حاشیه پایداری در عملکرد سیستم و مشکل شدن عمل کنترلی در سیستمها می شود به همین جهت در تئوری سیستمهای چند متغیره، توجه زیادی به دکوپله سازی^۲ و طراحی سیستمهای فاقد تداخل شده است. و مفاهیمی همچون قطب و صفر، مکان ریشه ها، نمودارهای نایکوسیت و غیره که در سیستمهای کنترل کلاسیک^۳ و تک ورودی - تک خروجی کاربرد داشتند در سیستمهای کنترل چند متغیره مبهم و نامانوس می باشند و تعمیم این ایده ها به سیستمهای چند متغیره از وظایف عمده در تحلیل و طراحی سیستمهای چند متغیره می باشد.

در مثال جامعه شناختی مذکور وجود تداخل بین متغیرهای خروجی و ورودی به خوبی قابل لمس می باشد.

زیرا مولفه رشد جمعیت اساساً از متغیرهای رشد اقتصادی و توسعه جامعه شهرنشینی به طور زیاد و همزمان تأثیری می پذیرد و مولفه میزان باسوادی یک جامعه نیز از میزان متغیرهای مذکور شدیداً تأثیر پذیر می باشد.

البته در سیستمهای کنترل چند متغیره مهندسی نیز پدیده تداخل به وضوح مشاهده می شود که در ادامه بحث مثالهایی در این زمینه خواهیم آورد.

۲-۱- مثالهای کاربردی از سیستمهای چند متغیره

۱-۲-۱- فرآیند تانکر چهار تایی^۴

کنترل سطح مایع در یک تانکر چهار تایی را به عنوان یک فرآیند آزمایشگاهی در نظر بگیرید. که به صورت یک سیستم کنترل چند متغیره قابل بیان می باشد. در این فرآیند مایع موجود در هر چهار جزء به وسیله لوله های ارتباطی به همدیگر وصل شده اند و آب به وسیله ۲ پمپ به آنها تزریق می شود ورودیهای سیستم دو ولتاژ اعمال شده به پمپها می باشد و خروجیهای سیستم

¹ Interaction

² Decoupling

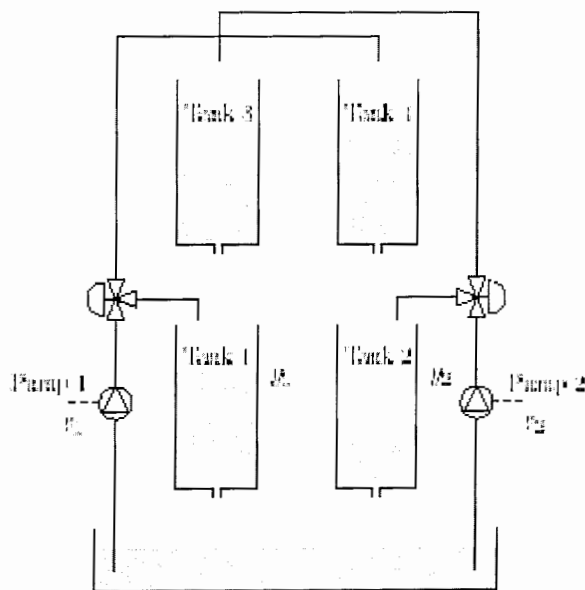
³ classical - Control

⁴ Quadruple – Tank Proecss

میزان سطح آب در تانکرهای پایینی است. تانکر چهار تایی به توسط ابزار و امکانات موجود در آزمایشگاههای کنترل قابل ساخت می باشد

اما فرآیند باید به وسیله سیستمهای چند متغیره بیان گردد یکی از موارد اساسی در این جا دینامیکهای صفر سیستم می باشد که می توانند سیستم را به صورت کمینه فاز¹ و یا ناکمینه فاز² در آورند البته این کار با تنظیم شیرهای ورودی قابل حصول می باشد. فرآیند تانکر چهار تایی در موسسه Iruud سوئد برای اشاره به اهمیت کنترل سیستمهای چند متغیره طراحی و ساخته شده است این پروژه شامل مدل کردن سیستم با استفاده از دیتاهای فیزیکی و تجربی و همچنین شامل طراحی و ساخت کنترلرهای مناسب می باشد.

تنظیم اتوماتیک کنترل کننده PID چند متغیره بر اساس فیدبک تاخیری اولین بار به توسط Reccia مطالعه شد و بعدا Grebeck نیز در این زمینه کار کرد. او دریافته بود که در بکارگیری تانکر چهار تایی به صورت کمینه فاز هیچ مزیتی وجود ندارد و حتی در حالت نا کمینه فاز روش H_{∞} جواب بهتری می دهد. و سیستم کنترلی طراحی شده را در مرکز Royal سوئد واقع در استکهلم به کاربرد، مدل فیزیکی تانکر چهار تایی به صورت شکل زیر می باشد.



شکل ۱-۱- تانکر چهار تایی به عنوان یک فرآیند چند متغیره

¹ Minimum – Phase

² Non Minimum - Phase

هدف، کنترل سطح مایع درتانکرهای پایینی می‌باشد. فرآیند شامل دو ورودی v_1 و v_2 (ولتاژهای اعمال شده به پمپها) و خروجیهای y_1 و y_2 (ولتاژ حاصل از دستگاههای اندازه‌گیری سطح مایع) می‌باشد بر اساس قوانین تعادل جرم و قانون برنولی معادلات زیر را می‌توان نوشت.

$$\begin{aligned} \frac{dh_1}{dt} &= \frac{-a_1}{A_1} \sqrt{2gh_1} + \frac{a_3}{A_2} \sqrt{2gh_3} + \frac{\gamma_1 k_1}{A_1} v_1 \\ \frac{dh_2}{dt} &= \frac{-a_2}{A_2} \sqrt{2gh_2} + \frac{a_4}{A_4} \sqrt{2gh_4} + \frac{\gamma_2 k_2}{A_2} v_2 \\ \frac{dh_3}{dt} &= \frac{-a_3}{A_3} \sqrt{2gh_3} + \frac{a_3}{A_3} + \frac{(1-\gamma_2 k_2)}{A_3} v_2 \\ \frac{dh_4}{dt} &= \frac{-a_4}{A_4} \sqrt{2gh_4} + \frac{(1-\gamma_1)}{A_4} k_1 v_1 \end{aligned} \quad (5-1)$$

که A_i بیانگر سطح تانکر i ام، a_i ضریب روزه لوله‌ها و h_i نیز بیانگر میزان سطح مایع دو تانکر i ام می‌باشد. پارامترهای γ_1 و γ_2 از چگونگی تنظیم شیرها از قبل تعیین می‌شود. شار ورودی به تانکر اولی $\gamma_1 k_1 v_1$ و به تانکر چهارم $(1-\gamma_1) k_1 v_1$ می‌باشد و مشابه اینها، روابط را می‌توان برای تانکرهای دوم و سوم نیز نوشت. شتاب جاذبه‌ای زمین با g نمایش داده می‌شود و سیگنالهای اندازه‌گیری کننده سطح مایع $y_1 = k_c h_1$ و $y_2 = k_c h_2$ می‌باشد تابع تبدیل خطی شده سیستم عبارتست از

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{\gamma_1 c_1}{1+ST_1} & \frac{(1-\gamma_2)c_1}{(1+ST_3)(1+ST_1)} \\ \frac{(1-\gamma_1)c_2}{(1+ST_4)(1+ST_2)} & \frac{\gamma_2 c_2}{1+ST_2} \end{bmatrix} \quad (6-1)$$

که ثابت زمانی T_i برابر است با :

$$T_i = \frac{A_i}{a_i} \sqrt{\frac{2hi}{g}} \quad (7-1)$$

اگر $\gamma_1 = \gamma_2 = 1$ باشد در اینصورت ماتریس مذکور قطری می‌شود.

$$\det G = \left[\frac{\gamma_1 \gamma_2 c_1 c_2}{(1+ST_1)(1+ST_2)} - \frac{c_1 c_2 (1-\gamma_1)(1-\gamma_2)}{(1+ST_1)(1+ST_2)(1+ST_3)(1+ST_4)} \right]$$

$$= \frac{c_1 c_2 \gamma_1 \gamma_2}{\prod_{i=1}^4 (1+ST_i)} \left((1+ST_3)(1+ST_4) - \frac{(1-\gamma_1)(1-\gamma_2)}{\gamma_1 \gamma_2} \right) \quad (A-1)$$

از رابطه بالا مشاهده می‌شود که اگر $0 < \gamma_1, \gamma_2 < 1$ سیستم کمینه فاز بوده ولی اگر $\gamma_1 < 1, 1 < \gamma_2$ و یا $\gamma_2 < 1, 1 < \gamma_1$ باشد سیستم ناکمینه فاز می‌باشد.

۲-۲-۱- بررسی ساختار هرمونیک نظام بین‌الملل در سیستم خلیج فارس [۷] و [۸] و [۹]

اصولاً گستره جغرافیای خلیج فارس به علت اهمیت ذاتی آن در عرصه سیاست بین‌الملل و اثرگذاری آن در چرخه قدرت سیاسی و اقتصادی نظام بین‌الملل، به عنوان سیستمی تابع از نظام مذکور مطرح شده و در فرآیندهای تاریخی از مناطق پیرامونی خود متمایز گشته و دقیقاً به همین علت، پیوند استوار میان نظم منطقه خلیج فارس و نظم جهانی برقرار گردیده است. افزون بر آن، ناکارایی داخلی سیستم خلیج فارس بر شدت تاثیر سیستم کنترل مرکزی بر منطقه خلیج فارس و نظم درونی آن افزوده است. به گونه‌ای که در ساخت شناسی خلیج فارس، قدرت مداخله‌گر یعنی امریکا، بعنوان یکی از بخش‌های اصلی سیستم تابع مذکور مطرح شده است.

بعد از فروپاشی اتحاد جماهیر شوروی و تحول ساختار نظام بین‌الملل از دو قطبی به سیستم هژمونیک ارشادی پس از ۱۹۸۹ و سیستم هژمونیک دستوری پس از یازدهم سپتامبر، آثار متعددی بر نظم خلیج فارس داشته است و بر همین مبناء برای بررسی ساختار سیستم تابعی خلیج فارس و متغیرها و مولفه‌های تاثیرگذار بر آن و نتایج حاصل از کنش و واکنش مولفه‌های قدرت داخل سیستم و مداخله‌گر از بیرون ابتداً به تعریف نظم می‌پردازیم.

اصولاً نظم به عنوان موضوع علم روابط بین‌الملل و مرکز ثقل نگرش‌های سیستمی به شمار می‌رود. نظم در برگیرنده شرایط و وضعیت‌هایی است که در آن سیستم می‌تواند به اهداف خود دست یابد به عبارتی، نظم در برگیرنده ساماندهی الگوهای رفتاری موجود در سیستم است. بگونه‌ای که اهداف تعریف شده سیستم تحقق یابد.

اصولا هر سیستمی متشکل از مجموعه‌ای از خرده سیستم‌ها (سیستم‌های تابع) است که بر پایه دو اصل، یعنی اصل کل به جزء و اصل سلسله مراتب ساماندهی شده‌اند به سخن دیگر، در درون هر سیستم مجموعه‌ای از خرده سیستم‌ها وجود دارند که روابط آنها با سیستم‌های بزرگتر بر پایه اصل سلسله مراتب تنظیم می‌گردد.

پس از پیروزی انقلاب اسلامی ایران، ایالات متحده سیاست موازنه ایران و عراق را در برابر یکدیگر به عنوان یکی از ابزارهای حفظ نظم منطقه‌ای و موافق با اهداف خود بکار گرفت. هدف اصلی آمریکا از سیاست مهار دو جانبه بهینه سازی و پایدار سازی سیستم تابع منطقه خلیج فارس و دستیابی به اهدافی است که تامین کننده منافع آن کشور است. ایندایک در فرمول اصلی خود، اهداف عمده سیاست مهار دو جانبه را ایجاد تغییر در چهار حوزه رفتاری ایران معرفی می‌کند.

۱- پشتیبانی از تروریسم بین‌الملل

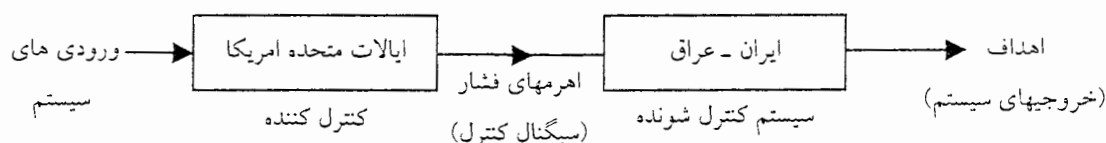
۲- پشتیبانی از جنبش مقاومت مردم مظلوم فلسطین

۳- دستیابی به سلاحهای متعارف که با بهره‌گیری از آنها بتواند بر خلیج فارس چیرگی یابد.

۴- دستیابی به سلاحهای ویژه کشتار جمعی

ایندایک معتقد بود که آمریکا باید قدرت‌های اروپایی و نیز چین و روسیه و ژاپن را متقاعد سازد که درخواست ایران، برای دستیابی به سلاح‌های متعارفی را که ممکن است باعث تهدیدهای منطقه‌ای شود را نپذیرند و اشنگتن در تداوم این سیاست. مخالف دادن وام از طرف بانک جهانی و صندوق بین‌المللی پول به ایران بوده و بعلاو خواهان اعمال فشار متحدان خود بر ایران بوده، به گونه‌ای که ایران نتواند روابط تجاری و عادی با دنیای خارج برقرار کند.

بطور کلی ساختار سیستم کنترل و ساماندهی الگوهای رفتاری را بر اساس سیاست مهار دو جانبه می‌توان به گونه زیر نشان داد.



شکل ۱-۲- سیستم کنترل هژمونیک خلیج فارس

اهداف (خروجیهای سیستم)

- ۱- مهار ایران - عراق
- ۲- تضعیف ایران به عنوان قدرت مخالف اسرائیل در منطقه
- ۳- نظم بخشیدن به منطقه خاورمیانه مخصوصاً سیستم تابع خلیج فارس در راستای فشار آوردن بر نظامهای رقیب آمریکا در عرصه - بین الملل

نوع کنترل: بهینه‌سازی سیستم

اهرمهای فشار در منطقه (ورودیها و مولفه‌های لازم جهت رسیدن به اهداف)

- ۱) حضور نظامی در منطقه
- ۲) تحریم اقتصادی ایران
- ۳) بهره‌گیری از قواعد منشور سازمان ملل متحد در رابطه با خطرات امنیتی مرتبط با تهدید سیستم
- ۴) ایجاد اختلافات فکری و اعتقادی در بین کشورها منطقه و اختلافات مرزی (مثل ادعای امارات متحده عربی مبنی بر مالکیت جزایر سه گانه ایران)

۱-۲-۳ - یک سیستم قدرت سه ماشینه به عنوان سیستم چند متغیره [۱]

شکل ۱-۳، دیاگرام تک خطی یک نیروگاه m - ماشینه را نشان می‌دهد که در آن G_i ها ژنراتورها V_{ti} ولتاژ تولید هر واحد X_{ti} ها راکتانس ترانسفورمرهای هر واحد و X_e راکتانس خط انتقال و V_{∞} ولتاژ شین بی‌نهایت می‌باشند در یک نیروگاه با m ماشین سنکرون، ممکن است که بدلالی نظیر اختلاف در تولید و مصرف انرژی الکتریکی، اختلاف در تنظیم و ساختار کنترل کننده‌های مختلف ماشین‌ها، تغییر پارامترهای هر کدام از ژنراتورها و غیره یک عدم تقارن الکتریکی به وجود آید اگر این m - ماشین مستقیماً به شین بی‌نهایت متصل باشند m سیستم مستقل از هم داشته و ماتریس تابع تبدیل آن یک ماتریس قطری می‌باشد. در حالتی که این

ماشین‌ها همانطور که در شکل ۱-۳ نشان داده شده است. اگر از طریق شین اصلی یک نیروگاه به شین بی‌نهایت وصل شده باشند با ایجاد نوسان در هر واحد واحدهای دیگر را نیز به نوسان خواهد انداخت این پدیده که از نوسانات چندماشین سنکرون در یک نیروگاه بوجود می‌آید در بحث دینامیک سیستم‌های قدرت به عنوان نوسانات داخلی شناخته شده است و فرکانس آن بین ۱/۵ و ۳ هرتز است منشا اصلی آن تاثیر متقابل سیستم‌های کنترلی موجود در نیروگاه می‌باشد باید توجه داشت پایدار سازها، نوسانات محلی ناشی شده از سیستم‌های تحریک سریع و خط انتقال ضعیف را میرا کرده که فرکانس‌های آن بین ۰/۷ تا ۲ هرتز است و توسط پایدار سازهای سنتی یک ورودی یک خروجی میرا می‌شوند و می‌توانند موجب ناپایداری نوسانات داخلی گردند. این پدیده همان کوپلینگ یا تداخل در سیستم m - ماشین می‌باشد عمل پایدارسازی، با بهبود پایداری دینامیکی شبکه‌ها در صورتی به طور موثر واقع خواهد شد که اثرات متقابل بین ماشینهای سنکرون در نظر گرفته شده را حذف نماید.

معادلات دینامیکی شبکه غیر خطی است که با خطی‌سازی، ماتریس تابع تبدیل یک سیستم ۳- ماشین به صورت زیر در آمده است.

$$G(s) = \frac{1}{d(s)} \begin{bmatrix} n_{11}(s) & n_{12}(s) & n_{13}(s) \\ n_{21}(s) & n_{22}(s) & n_{23}(s) \\ n_{31}(s) & n_{32}(s) & n_{33}(s) \end{bmatrix} \quad (9-1)$$

که در آن ژنراتورها درجه سه و مدل سیستم تحریک نیز درجه یک در نظر گرفته شده است از این رو نیروگاه سه ماشین، یک سیم درجه دوازده می‌باشد.

(۱۰-۱)

$$d(s) = S^{12} + 126.2S^{11} + 711S^{10} + 2.475 \times 10^5 S^9 + 5.856 \times 10^6 S^8 + 1.017 \times 10^8 S^7 \\ + 1.371 \times 10^9 S^6 + 1.437 \times 10^{10} S^5 + 1.18 \times 10^{11} S^4 + 7.8628 \times 10^{11} S^3 \\ + 3.567 \times 10^{12} S^2 + 1.278 \times 10^{13} S^1 + 2.076 \times 10^3$$

$$n_{11}(s) = -2.534 \times 10^5 S^9 - 1.865 \times 10^7 S^8 - 6.85 \times 10^8 S^7 - 1.504 \times 10^{10} S^6 - 2.081 \\ \times 10^{11} S^5 - 2.063 \times 10^{12} S^4 - 1.476 \times 10^{13} S^3 - 6.695 \times 10^{13} S^2 - 2.623 \times 10^{14} S + 0.07422 \\ + 3.567 \times 10^{12} S^2 + 1.278 \times 10^{13} S^1 + 2.076 \times 1d^3$$

$$n_{12}(s) = 3.915 \times 10^4 S^9 + 3.999 \times 10^6 S^8 + 1.956 \times 10^8 S^7 + 5.078 \times 10^9 S^6 \\ + 6.66 \times 10^0 S^5 + 6.6915 \times 10^{11} S^4 + 5.415 \times 10^{12} S^3 + 2.486 \times 10^{13} S^2 + 1.248 \\ \times 10^{14} S + 0.1172$$

$$n_{13}(s) = 8.711 \times 10^4 S^9 + 6.394 \times 10^6 S^8 + 2.573 \times 10^8 S^7 + 5.071 \times 10^9 S^6 \\ + 7.007 \times 10^{10} S^5 + 6.54 \times 10^{11} S^4 + 4.18 \times 10^{12} S^3 + 1.886 \times 10^{13} S^2 + 7.924 \\ \times 10^{13} S + 0.05078$$

$$n_{21}(s) = 4.611 \times 10^4 S^9 + 3.31 \times 10^6 S^8 + 1.418 \times 10^8 S^7 + 4.28 \times 10^9 S^6 \\ + 5.62 \times 10^0 S^5 + 6.126 \times 10^{11} S^4 + 4.801 \times 10^{12} S^3 + 2.17 \times 10^{13} S^2 + 1.106 \\ \times 10^{14} S - 0.4336$$

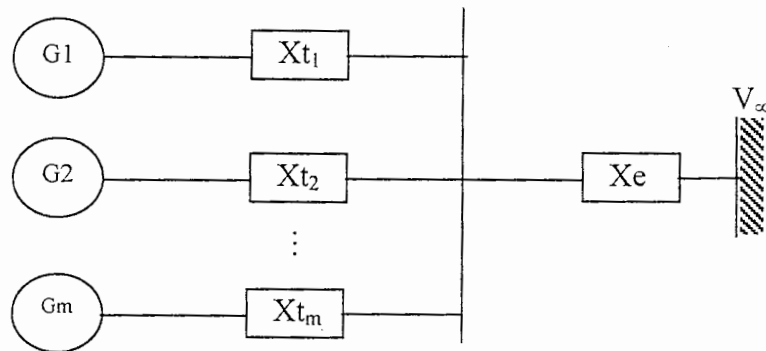
$$n_{22}(s) = 2.278 \times 10^5 S^9 - 2.36 \times 10^7 S^8 - 9.865 \times 10^8 S^7 - 2.198 \times 10^{10} S^6 \\ - 2.76 \times 10^{11} S^5 - 3.076 \times 10^{12} S^4 - 1.775 \times 10^{12} S^4 - 9.766 \times 10^{13} S^2 - 2.53 \\ \times 10^{14} S - 0.08924$$

$$n_{23}(s) = 9.52 \times 10^4 S^9 + 6.988 \times 10^6 S^8 + 2.616 \times 10^8 S^7 + 7.573 \times 10^9 S^6 \\ + 7.601 \times 10^0 S^5 + 1.149 \times 10^{12} S^4 + 4.678 \times 10^{12} S^3 + 3.762 \times 10^{13} S^2 + 8.272 \\ \times 10^{13} S + 0.2578$$

$$n_{31}(s) = 2.517 \times 10^4 S^9 + 1.855 \times 10^6 S^8 + 9.984 \times 10^7 S^7 + 2.041 \times 10^9 S^6 \\ + 2.244 \times 10^0 S^5 + 3.213 \times 10^{11} S^4 + 2.403 \times 10^{12} S^3 + 1.201 \times 10^{13} S^2 + 5.033 \\ \times 10^{13} S - 0.105s$$

$$n_{32}(s) = 2.325 \times 10^4 S^9 + 2.41 \times 10^6 S^8 + 1.335 \times 10^8 S^7 + 3.967 \times 10^9 S^6 \\ + 4.3 \times 10^0 S^5 + 6.801 \times 10^{11} S^4 + 3.064 \times 10^{12} S^3 + 2.715 \times 10^{13} S^2 + 5.938 \\ \times 10^{13} S - 0.1328$$

$$n_{33}(s) = 2.161 \times 10^5 S^9 - 1.619 \times 10^7 S^8 - 5.252 \times 10^8 S^7 - 1.197 \times 10^{10} S^6 \\ - 1.517 \times 10^{11} S^5 - 1.785 \times 10^{12} S^4 - 1.084 \times 10^{13} S^3 - 6.469 \times 10^{13} S^2 - 1.525 \\ \times 10^{14} S + 0.1563$$



شکل ۳-۱: دیاگرام تک خطی نیروگاه m - ماشین متصل به شین بی نهایت

۳-۱- قطبها و صفرهای یک سیستم چند متغیره

۳-۱-۱- قطبها

سیستم توصیف شده با معادلات فضای حالت را به صورت زیر در نظر بگیرید.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \quad (11-1)$$

اگر سیستم تحت تاثیر ورودی نباشد و یا به عبارت دیگر $u(t) = 0$ باشد، سیستم دارای حرکات آزاد^۱ ناشی از شرایط اولیه خواهد بود برای حالت اولیه $x(0) = x_0$ داریم.

$$(SI - A)X_0 = 0 \quad (12-1)$$

بنابراین برای پاسخهای غیر صفر $x_0 \neq 0$ از معادله (۱۲-۱) بدست می آوریم

$$|SI_n - A| = 0 \quad (13-1)$$

این معادله همان معادله مشخصه سیستم است و ریشه های آن نیز قطبهای سیستم می باشند.

از طرف دیگر ماتریس تابع تبدیل سیستم عبارتست از:

$$G(s) = C(SI - A)^{-1}B + D \quad (14-1)$$

۳-۱-۲- صفرها

در سیستمهای یک ورودی - یک خروجی تنها یک نوع صفر وجود دارد که ریشه های چند جمله ای واقع در صورت تابع تبدیل می باشد اگر $g(s)$ از یک سیستم حداقل مرتبه بدست نیامده

^۱ Free motions

صفرهای دکوپله یا موده‌های کنترل ناپذیر یا رویت ناپذیر محسوب می‌شوند در سیستم‌های چند متغیره پنج نوع صفر تعریف می‌شوند. در این بخش به معرفی این نوع صفرها و بررسی ارتباط آنها با هم خواهیم پرداخت.

(۱) صفرهای عنصر^۱: برای سیستم توصیف شده با ماتریس تابع تبدیل $G(s)$ یک صفر عنصر مقداری از S است که برای آن صورت یک عنصر $g_{ij}(s)$ از $G(s)$ صفر می‌شود این نوع صفر اهمیت زیادی در تئوری‌های سیستم‌های چند متغیره ندارد. تنها در روش طراحی حلقه بستن ترتیبی می‌تواند در شرایطی بر روند طراحی تاثیر بگذارد.

(۲) صفرهای دکوپله^۲: صفرهای دکوپله مقداری از S هستند که برای آنها ماتریس‌های $[SI_n - A, B]$ و $[SI_n - A^T, C^T]$ نقض رتبه^۳ پیدا می‌کنند. صفرهای دکوپله متناظر با موده‌های کنترل ناپذیر و رویت ناپذیر هستند.

(۳) صفرهای انتقال^۴: ریشه‌های چند جمله‌ای‌های صورت در فرم نمایش اسمیث - مک میلان را صفرهای انتقال می‌نامند در یک سیستم چند متغیره ممکن است صفرهای عنصر آن به عنوان مثال ناپایدار باشند و حال آنکه سیستم کمینه فاز باشد (صفرهای انتقال آن پایدار باشند) و یا آنکه صفرهای عنصر آن پایدار باشند و حال آنکه سیستم ناکمینه فاز محسوب شود (صفرهای انتقال آن ناپایدار باشند)

(۴) صفرهای تغییر ناپذیر^۵: اگر ماتریس $p(s)$ را به صورت زیر تعریف کنیم.

$$P(s) = \begin{bmatrix} SI - A & B \\ -C & 0 \end{bmatrix} \quad (15-1)$$

ریشه‌های $P(s) = 0$ | صفرهای تغییر ناپذیر می‌باشند.

با اعمال فیدبک حالت $u = -kx$ به سیستم، ماتریس حلقه بسته سیستم پس از اعمال فیدبک متغیرهای حالت به صورت زیر خواهد بود.

$$P_1(s) = \begin{bmatrix} SI - A + BK & B \\ -C & 0 \end{bmatrix} \quad (16-1)$$

¹ Element zeros

² Decoupling zeros

³ Rank

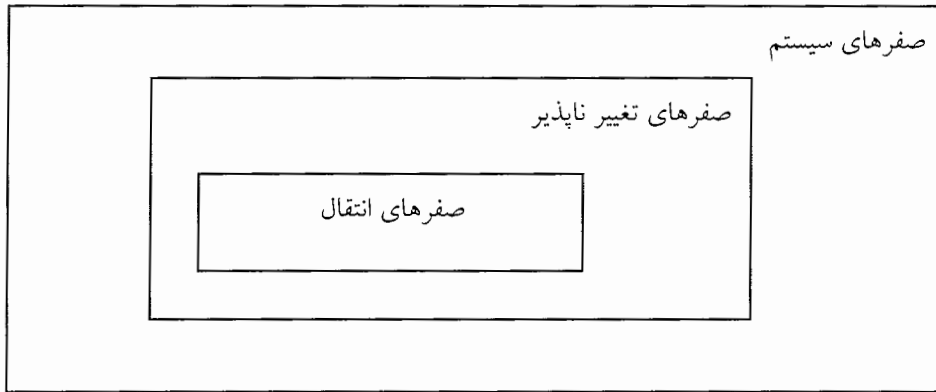
⁴ Transmission zeros

⁵ Invariant zeros

با استفاده از خواص مقدماتی دترمینانها بسادگی می توان نشان داد که

$$|P(s)| = |P_1(s)| = 0 \quad (17-1)$$

(۵) صفرهای سیستم^۱: صفرهای سیستم مجموعه صفرهایی هستند که شامل صفرهای انتقال و صفرهای دکوپله می شوند. به عبارت دیگر



شکل ۱-۴- ارتباط صفرهای چند متغیره

۱-۳-۳- صورت اسمیث مک میلان^۲ یک ماتریس تابع تبدیل

برای سادگی فهم، روش اسمیث - مک میلان را با مثال زیر توضیح می دهیم.
ماتریس تابع تبدیل زیر را در نظر بگیرید.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{S^2 + 3S + 2} & \frac{-1}{S^2 + 3S + 2} \\ \frac{S^2 + S - 4}{S^2 + 3S + 2} & \frac{2S^2 - S - 8}{S^2 + 3S + 2} \\ \frac{S - 2}{S + 1} & \frac{2S - 4}{S + 1} \end{bmatrix} \quad (18-1)$$

ابتدا باید $G(s)$ را به صورت زیر در آوریم.

$$G(s) = \frac{1}{d(s)} p(s) \quad (19-1)$$

پس خواهیم داشت.

¹ Systemzeros

² smith - Mc- Millan Form

$$G(s) = \frac{1}{S^2 + 3S + 2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ S^2 + S - 4 & 2S^2 - S - 8 \\ (S-2)(S+2) & 2(S^2 - 4) \end{bmatrix}$$

فرم اسمیث $S(s) \cong P(s)$

$$D_0(s) = 1$$

$$D_1(s) = \{ \text{بزرگترین مقسوم علیه مشترک همه کهادها} \} = 1$$

$$D_2(s) = \{ \text{بزرگترین مقسوم علیه مشترک} \} \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ S^2 + S - 4 & 2S^2 - S - 8 \end{vmatrix}$$

$$\left\{ \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ S^2 - 4 & 2S^2 - S - 4 \end{vmatrix}, \begin{vmatrix} S^2 + S - 4 & 2S^2 - S - 8 \\ S^2 - 4 & 2(S^2 - 4) \end{vmatrix} \right\}$$

$$= S^2 - 4 \Rightarrow S(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & S^2 - 4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow G(s) \cong \frac{1}{d(s)} S(s) = M(s) \text{ فرم مک - میلان}$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{(S+1)(S+2)} & 0 \\ 0 & \frac{S-2}{S+1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

۴-۱ - نتیجه گیری و مروری کلی بر مطالب پایان نامه

اکثر سیستمهای صنعتی^۱ دارای چند ورودی - چند خروجی بوده و به توسط سیستمهای تک ورودی - تک خروجی قابل بیان نیستند. در سیستمهای چند متغیره وجود تداخل یا اندرکنش بین متغیرهای ورودی و خروجی حاشیه پایداری سیستم را تضعیف کرده و عمل کنترلی را دچار مشکل می کند. مفاهیم تعریف شده در کنترل کلاسیک برای سیستمهای تک ورودی - تک خروجی در مورد سیستمهای چند متغیره باید دوباره باز تعریف شوند مثلا در سیستمهای تک ورودی - تک خروجی ریشههای مخرج تابع تبدیل قطبهای سیستم می باشند و ریشههای صورت تابع تبدیل به عنوان صفرهای سیستم تعریف می شوند در سیستمهای چند متغیره مفاهیم قطب و صفر متفاوت از

^۱ Industrial Systems

تعاریف فوق بوده چرا که صفر در سیستم‌های چند متغیره پنج نوع بوده و هرکدام تعریف خاص خود را دارد.

در فصل دوم در مورد ایده آرایه بهره نسبی برای سنجش تداخل بحث خواهد شد و در فصل سوم در مورد دکوپله سازها و روشهای مختلف دکوپلینگ بحث خواهیم کرد. در فصل ۴ با مدل هواپیمای واقعی Machan آشنا می‌شویم و در فصل پنجم تئوری آرایه بهره نسبی را به سیستم هواپیمای Machan اعمال خواهیم کرد و سپس بر اساس نتایج بدست آمده از ماتریس آرایه بهره نسبی، دکوپلر متناسب را طراحی کرده و بعد از تبدیل سیستم چند ورودی - چند خروجی به چندین سیستم مجزای تک ورودی - تک خروجی برای هرکدام از حلقه‌ها، کنترل کننده‌های مستقل طراحی و به مقایسه عملکرد انواع مختلف کنترل کننده‌های کلاسیک - عصبی - فازی خواهیم پرداخت

۱-۵- مراجع

- [۱] علی خاکی صدیق، «تحلیل سیستم‌های کنترل چند متغیره»، انتشارات دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، ۱۳۷۵.
- [۲] علی خاکی صدیق، «اصول کنترل مدرن» انتشارات دانشگاه تهران، ۱۳۷۴.
- [۳] ژان وان دوز، «سیستمهای کنترل پسخور» ترجمه سعید نیک مهر، انتشارات دانشگاه صنعتی سهند ۱۳۷۷.
- [3] Karl Henrik Johansson, Alexander Horch, Oller Wijk, Teaching Multivariable Control using the Quaduple – Tank Process, Department of Electrical Engineering and Computer Sciences University of California Berkeley, March 2002.
- [4] R.V. Patel, N.Munro, Multivariable system theory and design, Pergamon Press, 1982.
- [5] J.M. Maciejowski, Multivariable feedback design, Addison Welsy, 1989
- [6] M.H. Rosenbrock, Mutivariable and state – space theory, Wiley New York, 1970.
- [۷] فرهاد قاسمی، ۱۳۸۲ تاثیر ساختار هژمونیک نظام بین‌الملل بر پدیده نظم در سیستم خلیج فارس صفحه ۴۰ تا ۵۴ اطلاعات سیاسی و اقتصادی، شماره هفتم و هشتم، انتشارات موسسه اطلاعات.
- [۸] بریس هانسون، خاورمیانه در نظام بین‌الملل تک قطبی، ترجمه امیر محمد حاجی یوسفی، انتشارات دانشگاه شهید بهشتی، سال ۱۳۸۰.
- [۹] محمود عسگری، منطقه‌گرایی و پارادیم امنیت منطقه‌ای، صفحه ۵۴ تا ۶۴، اطلاعات سیاسی و اقتصادی، سال هفتم، انتشارات موسسه اطلاعات.

فصل دوم

بررسی پدیده تداخل در سیستم‌های چند متخیره

همانطوریکه در فصل اول اشاره شد اکثر فرآیندهای صنعتی، اقتصادی، اجتماعی و مهندسی با تئوریهای سیستم‌های کنترل تک ورودی - تک خروجی قابل بیان نیستند. و لزوماً باید از سیستم‌های چند متغیره بهره گرفت نکته قابل تامل در سیستم‌های چند متغیره (چند حلقه‌ای) وجود تداخل بین حلقه‌های کنترلی می‌باشد. که وجود آن باعث کاهش حاشیه پایداری و مشکل شدن عمل کنترلی در سیستم‌های چند متغیره می‌شود.

سیستم‌های نظیر برج‌های تقطیر^۱ که نفت را به معیانات نفتی تبدیل می‌کنند و یا راکتورهای شیمیایی^۲ و یا سیستم‌های هوا و فضا همچون هواپیما- راکت‌های هوایی^۳ از جمله سیستم‌های چند متغیره هستند که وجود تداخل باعث بروز مشکلات مذکور در عملکرد کنترلی آنها می‌شود.

بريستول^۴ اولین فردی بود که در مورد تحلیل تداخل و تضعیف آن در سیستم‌های کنترل چند متغیره کار کرد. وی در سال ۱۹۶۶ با پیشنهاد ایده‌آرایه بهره نسبی^۵ (RGA) به حل مشکل تداخل در سیستم‌های کنترل چند متغیره پرداخت البته بعدها نیز Shinky و Lubey در دهه ۸۰ در این زمینه کار کردند آنها تئوری آرایه بهره نسبی را در مورد تحلیل تداخل موجود بین متغیرهای ورودی و خروجی سیستم‌های مهندسی شیمی و از جمله راکتورهای شیمیایی و برج‌های تقطیر بکار بردند.

۲-۲- تحلیل ساختار آرایه بهره نسبی

۲-۲-۱- مدل‌های نمایش سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی

تکنیک‌های طراحی سیستم‌های کنترل چند متغیره به جود مدل‌های خطی از سیستم وابسته است سیستم‌های چند متغیره باید ابتدا با روش‌های مرسوم مدلسازی شوند و سپس تکنیک‌های طراحی برای حصول اهداف کنترلی اعمال گردند.

¹ distillation columns

² Chemical reactors

³ sky rocket

⁴ Bristol

⁵ Relative Gain Array

اولین روش مدل‌سازی سیستم‌های مهندسی و کنترل روش آنالیز می‌باشد که با استفاده از مجموعه معادلات دیفرانسیل، رفتار سیستم مدل‌سازی می‌شود. در این روش فرض بر این است که طراح از ساختار داخلی سیستم مطلع بوده و به توسط معادلات ریاضی، ساختار داخلی سیستم را مدل‌سازی می‌کند. و اکثر سیستم‌های فیزیکی را می‌توان به این روش با معادلات دیفرانسیل غیر خطی و خطی توصیف نموده و یا با خطی‌سازی معادلات غیر خطی حول نقطه کار می‌توان معادلات دیفرانسیل خطی را بدست آورد. ولی گاهی دسترسی مستقیم به ساختار داخلی سیستم ممکن نبوده و سیستم به صورت جعبه سیاه^۱ عمل می‌کند و باید به صورت تجربی و با سرهم بندی اطلاعات بدست آمده از طریق شناسایی، مدل ورودی - خروجی سیستم را بدست آوریم.

اشاره به این نکته لازم است که دقت مدل بستگی به چگونگی نتایج بدست آمده از آزمایش‌های تجربی دارد.

سیستم‌های هوا و فضا نظیر سیستم‌های هواپیما و یا سیستم‌های موشکی را می‌توان با معادلات حرکت مدل‌سازی کرد. مدل‌های توصیف کننده سیستم‌های مذکور اکثراً به فرم فضای حالت می‌باشد ولی در برخی دیگر از سیستم‌ها، همانند سیستم‌های شیمیایی که دارای عدم قطعیت^۲ در رفتار و فرآیند بوده مدل جعبه سیاه به کار برده می‌شود.

در مدل‌سازی سیستم‌های کنترل چند متغیره به روش اول، چهار نوع مدل خطی برای توصیف سیستم‌ها بکار گرفته می‌شود که این چهار مدل عبارتند از:

- ۱- توصیف فضای حالت
- ۲- توصیف ماتریس تابع تبدیل
- ۳- توصیف ماتریس سیستم
- ۴- توصیف کسر - ماتریسی

¹ Black box

² Uncertainly

۲-۱-۱-۲-۲- توصیف فضای حالت

با توصیف یک سیستم خطی به توسط مدل فضای حالت در مباحث مقدماتی کنترل مدرن و سیستم‌های کنترل خطی آشنا شده‌اید.

توصیف فضای حالت یا توصیف داخلی با معادلات زیر داده می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \quad (1-2)$$

که در آن $X(t) \in R^n$ بردار حالت، $U(t) \in R^n$ بردار ورودی، $y(t) \in R^p$ بردار خروجی و ماتریس‌های D, C, B, A دارای ابعاد مناسب می‌باشند.

۲-۱-۲-۲- توصیف ماتریس تابع تبدیل

در سیستم‌های تک ورودی - تک خروجی تابع تبدیل سیستم عبارتست از

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2-2)$$

که $Y(s)$ ، $U(s)$ به ترتیب تبدیل لاپلاس متغیرهای خروجی و ورودی می‌باشند. و یا می‌توان تابع تبدیل سیستم را با گرفتن تبدیل لاپلاس از معادله دیفرانسیل توصیف کننده با فرض شرایط اولیه صفر بدست آورد.

در سیستم‌های چند متغیره برای توصیف یک سیستم به شیوه ماتریس تابع تبدیل دو روش وجود دارد.

در حالت کلی می‌توان سیستم‌های دارای دیمانسیون^۱ بالا را به سیستم‌های 2×2 مشتق کردو برای سادگی فهم مطلب سیستم‌های 2×2 (۲ ورودی - ۲ خروجی) را در نظر می‌گیریم. با در نظر گرفتن این فرض روشهای توصیف سیستم‌های چند متغیره به صورت زیر می‌باشند.

روش اول: نمایش سیستم به فرم کانونیکال^۲ P

همانطوریکه در شکل ۱-۲، مشاهده می‌شود روابط ورودیها و خروجیها در حالت نمایش

کانونیکال P به صورت زیر می‌باشد.

$$\begin{aligned} y_1 &= u_1 G^p_{11} + u_2 G^p_{12} \\ y_2 &= u_1 G^p_{21} + u_2 G^p_{22} \end{aligned} \quad (3-2)$$

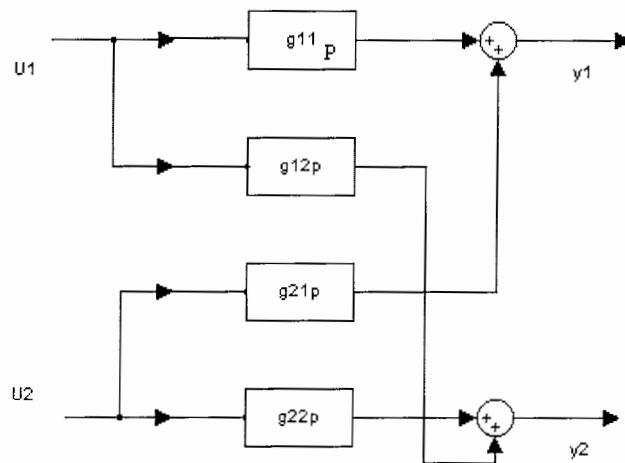
¹ Dimension

² P-Canonical form

که y_i ها خروجیهای سیستم بوده و u_i ها ورودیهای سیستم می‌باشند این روابط را به صورت ماتریسی نیز می‌توان نوشت:

$$y = G^p u \quad (۴-۲)$$

$$G^p = \begin{bmatrix} G_{11}^p & G_{12}^p \\ G_{21}^p & G_{22}^p \end{bmatrix}, y = [y_1 \quad y_2]^T, u = [u_1 \quad u_2]^T \quad \text{که:}$$



شکل ۱-۲ نمایش سیستم 2×2 بصورت مدل کانونیکال p

روش دوم: نمایش سیستم به فرم کانونیکال^۱V

مدل کانونیکال V به صورت شکل ۲-۲- می‌باشد. با توجه به شکل ۲-۲، در مدل نمایش کانونیکال V خروجیها و ورودیهای سیستم دارای روابط زیر هستند.

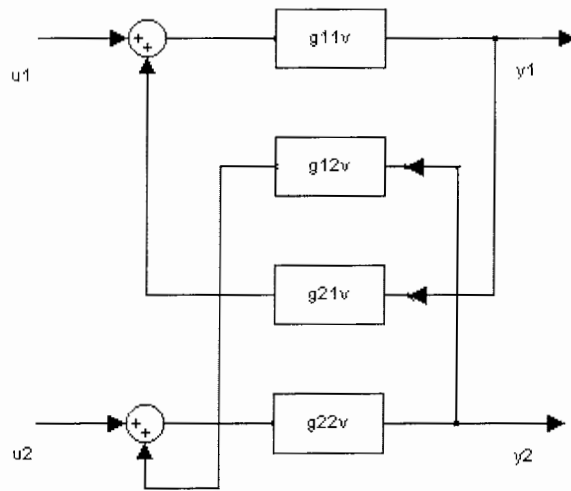
$$\begin{aligned} y_1 &= [y_2 G_{12}^v + u_1] G_{11}^v \\ y_2 &= [y_1 G_{21}^v + u_2] G_{22}^v \end{aligned} \quad (۵-۲)$$

و یا در حالت ماتریسی

$$y = [I - G_m^v G_i^v]^{-1} G_m^v u \quad (۶-۲)$$

$$G_m^v = \begin{bmatrix} G_{11}^v & 0 \\ 0 & G_{22}^v \end{bmatrix} \quad G_i^v = \begin{bmatrix} 0 & G_{12}^v \\ G_{21}^v & 0 \end{bmatrix}$$

^۱ V-canonical form



شکل ۲-۲- نمایش سیستم 2×2 بصورت مدل کانونیکال V

ارتباط بین دو مدل کانونیکال V,P

اگر یک سیستم را با استفاده از هر دو حالت کانونیکال V,P نمایش بدهیم تابع تبدیل مدل کانونیکال V با مدل کانونیکال P به صورت زیر مرتبط می‌باشد.

$$Gp = [I - G_m^v G_l^v]^{-1} G_m^v \quad (7-2)$$

انتخاب نمایش سیستم:

با وجود اینکه دو مدل برای نمایش سیستمها پیشنهاد شده است اما این سوال به نظر می‌رسد که کدام نحوه نمایش مطلوبتر می‌باشد در حالت کلی هیچ راهنما و قاعده برای انتخاب سریع وجود ندارد.

اما برای انتخاب ارجح می‌توان عوامل زیر را دخیل دانست.

- ۱- باید تشخیص پارامترهای سیستم از آزمایش تجربی ممکن پذیر باشد.
- ۲- مدل باید قادر باشد تا اطلاعات لازم را برای طراحی سیستم به ما بدهد
- ۳- باید مدل انتخابی حد الامکان ساده باشد.

ابتدا مدل کانیکال V را در نظر می‌گیریم بدست آوردن همه عناصر ماتریس‌های G_I^v , G_m^v قسمت حلقه باز مقذور نمی باشد زیرا یک تغییر در ورودی بر همه خروجیها اثر نمی‌گذارد و ماتریس تابع تبدیل در ساختار کانونیکال V باید از روشهای عددی حاصل شود علاوه بر این معمولاً عوامل خارجی همانند تغییرات در محیط یا در شرایط عملکردی وجود دارند و برای کاهش اثرات این عوامل، باید در مدلسازی سیستم تاثیر این عوامل لحاظ گردد در حالت کلی برای مدل کانونیکال V رابطه زیر را می‌توان نوشت.

$$y = [I - G_m^v G_I^v]^{-1} [G_m^v u + G_d v] \quad (8-2)$$

و با وارد کردن اثرات اغتشاش در مدل کانونیکال P ، رابطه زیر بدست می‌آید.

$$y = G^p u + G_d u \quad (9-2)$$

در این مورد توجه شود که هر جفت ورودی - خروجی به صورت یکتا تعریف می‌گردد و عناصر تابع تبدیل G_p و G_d در ساختار کانونیکال P می‌تواند مستقیماً از آزمایشات حلقه باز تشخیص داده شوند.

یک مزیت دیگر نمایش کانونیکال P این است که مدل رویت پذیر^۱ و کنترل پذیر^۲ بوده و به عبارت دیگر خروجیها را می‌توان با انتخاب ورودیهای مناسب اندازه‌گیری کرد بنابراین با توجه به نکات مطرح شده مدل کانونیکال P برای تحلیل و طراحی سیستم‌های چند متغیره پیشنهاد می‌گردد.

در مدل کانونیکال P بلوکهای تابع تبدیل به عنوان ارتباط جفت‌های ورودی - خروجی می‌باشد که یک انتخاب متعارف برای بلوکهای توابع تبدیل در حالت کلی به صورت

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-s\theta}}{\tau_p s + 1} \quad (10-2)$$

می‌باشد که K_p بهره فرآیند، t_p ثابت زمانی و $e^{-s\theta}$ بیانگر تاخیر زمانی سیستم می‌باشد.

¹ Observable

² Comtrolable

۲-۲-۲- مساله تداخل در سیستمهای چند متغیره

اگر به مدل سیستم در هر دو حالت کانونیکال P و حالت کانونیکال V توجه شود مشاهده می‌شود که هر یک از متغیرهای خروجی y_1 و y_2 به متغیرهای ورودی u_1 و u_2 بطور همزمان وابسته می‌باشند حال فرض کنیم که G_1 و G_2 مساوی صفر باشند در اینصورت متغیر خروجی y_1 فقط به متغیر ورودی u_1 و متغیر خروجی y_2 فقط به متغیر ورودی u_2 وابسته است با در نظر گرفتن این مساله اگر G_{11} و G_{12} را دو جمله‌ای مرتبه اول در نظر بگیریم که تحت عمل کنترلی تناسبی^۱ K_{p1} K_{p2} قرار دارند معادله‌های مشخصه دو حلقه مذکور به صورت زیر می‌باشند.

$$1 + K_{p1}G_{11} = 0 \quad 1 + K_{p2}G_{22} = 0 \quad (11-2)$$

و از آنجایی که سیستم مرتبه اول تحت کنترل تناسبی همواره پایدار می‌باشد هر دو حلقه مذکور بدون در نظر گرفتن بهره تناسبی نیز پایدار باقی می‌مانند حال اگر اثر دو حلقه تداخلی G_{21} و G_{12} را اعمال کنیم. بعد از یک سری عملیات جبری بلوکی بر روی مدل کانونیکال P، پایداری سیستم تداخلی به معادله زیر وابسته خواهد بود.

$$(1 + K_{p1}G_{11})(1 + K_{p2}G_{22}) - G_{12}K_{p2}G_{21}K_{p1} = 0 \quad (12-2)$$

از معادله بالا به وضوح دیده می‌شود که سیستم فقط برای محدوده خاصی از بهره‌های تناسبی پایدار باقی می‌ماند و تداخل حلقه‌ها می‌تواند منجر به ناپایداری سیستم شود مگر اینکه در تحلیل و طراحی سیستم کنترل مساله تداخل مد نظر قرار بگیرد.

مساله تداخل می‌تواند با انتخاب صحیح جفت^۲ متغیرهای ورودی - خروجی کاهش یابد برای سیستمهای ۲×۲ با توجه به ملاحظات بالا، مساله ساده‌تر است برای مثال اگر متغیرهای u_1 y_1 را به عنوان جفت متغیر ورودی - خروجی اول و u_2 و y_2 را به عنوان جفت متغیرهای درم در نظر بگیریم و این انتخاب جفت‌های عملکرد مطلوب و لازم را برآورده سازند می‌توان ترکیب بعدی یعنی جفت y_1 و u_2 و جفت y_2 و u_1 را نیز امتحان کرد.

برای سیستم‌های با ابعاد بالاتر، ترکیب‌های ممکن خیلی زیادی می‌باشد زیرا برای سیستم‌های مربعی $N \times N$ تعداد و ترکیب ممکن به اندازه $N!$ می‌باشد. مساله مهمتر این است که قادر به

¹ Proportional control

² pair

محاسبه کیفیت تداخل باشیم و معیاری برای اندازه‌گیری مقدار تداخل نیز داشته باشیم برای اینکار بریستول روش آرایه بهره نسبی یا به طور خلاصه RGA را پیشنهاد کرد.

۲-۲-۳- محاسبه آرایه بهره نسبی

آرایه بهره نسبی در سال ۱۹۶۶ به توسط بریستول پیشنهاد گردید. آرایه بهره نسبی فقط ابزار نیرومندی برای انتخاب جفت‌های ورودی - خروجی نیست بلکه علاوه بر سنجش مقدار تداخل بین جفت‌ها می‌تواند برای پیش بینی رفتار پاسخ کنترل شده نیز مورد استفاده واقع شود.

برای درک کامل ایده آرایه بهره نسبی، سیستم 2×2 را با ساختار کانونیکال P در نظر بگیرید. برای یک سیستم $N \times N$ ، تعداد عناصر ماتریس آرایه بهره نسبی $N \times N$ تا می‌باشد و برای محاسبه RGA دو مرحله زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$(۱) \text{ محاسبه ماتریس بهره}^۱$$

$$(۲) \text{ محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی}$$

در مرحله اول ماتریس بهره محاسبه می‌شود که این ماتریس اثر هر ورودی بر خروجی را مشخص می‌کند. فرض کنید سیستم دارای دو ورودی و دو خروجی بوده و آنچه که برای محاسبه ماتریس بهره نیاز است عبارتست از:

- اثر تغییرات u_1 بر y_1 هنگامی که u_2 ثابت نگه داشته می‌شود چیست؟ (لزوماً y_2 ثابت نیست)

- اثر تغییرات u_1 بر y_2 هنگامی که u_2 ثابت نگه داشته می‌شود چیست؟

- اثر تغییرات u_2 بر y_1 هنگامی که u_1 ثابت نگه داشته می‌شود چیست؟

- اثر تغییرات u_2 بر y_2 هنگامی که u_1 ثابت نگه داشته می‌شود چیست؟

ماتریس بهره را می‌توان به صورت زیر نوشت.

$$\begin{array}{l} u_1 \\ y_1 \end{array} \quad K_{11} = \frac{\Delta y_1}{\Delta u_1} \Big|_{u_2} \quad \begin{array}{l} u_2 \\ K_{12} = \frac{\Delta y_1}{\Delta u_2} \Big|_{u_1} \end{array} \quad (۱۳-۲)$$

$$\begin{array}{l} y_2 \\ K_{21} = \frac{\Delta y_2}{\Delta u_1} \Big|_{u_2} \end{array} \quad \begin{array}{l} K_{22} = \frac{\Delta y_2}{\Delta u_2} \Big|_{u_1} \end{array}$$

و برای سیستم‌های 3×3 نیز می‌توان به صورت زیر نوشت:

^۱ Gain Matrix

(۱۴-۲)

$$\begin{array}{ccc}
 u_1 & u_2 & u_3 \\
 y_1 & K_{11} = \frac{\Delta y_1}{\Delta u_1} \Big|_{u_2, u_3} & K_{12} = \frac{\Delta y_1}{\Delta u_2} \Big|_{u_1, u_3} & K_{13} = \frac{\Delta y_1}{\Delta u_3} \Big|_{u_1, u_2} \\
 y_2 & K_{21} = \frac{\Delta y_2}{\Delta u_1} \Big|_{u_2, u_3} & K_{22} = \frac{\Delta y_2}{\Delta u_2} \Big|_{u_1, u_3} & K_{23} = \frac{\Delta y_2}{\Delta u_3} \Big|_{u_1, u_2} \\
 y_3 & K_{31} = \frac{\Delta y_3}{\Delta u_1} \Big|_{u_2, u_3} & K_{32} = \frac{\Delta y_3}{\Delta u_2} \Big|_{u_1, u_3} & K_{33} = \frac{\Delta y_3}{\Delta u_3} \Big|_{u_1, u_2}
 \end{array}$$

مرحله دوم: محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی

برای محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی باید موارد زیر را در نظر بگیرید.

پاسخ y_1 به تغییرات پله ورودی u_1 وقتی که y_2 ثابت است چیست؟

پاسخ y_2 به تغییرات پله ورودی u_1 وقتی که y_1 ثابت است چیست؟

پاسخ y_1 به تغییرات پله ورودی u_2 وقتی که y_2 ثابت است چیست؟

پاسخ y_2 به تغییرات پله ورودی u_2 وقتی که y_1 ثابت است چیست؟

در نهایت ماتریس آرایه بهره نسبی را می‌توان به صورت زیر برای سیستمهای 2×2 تعریف کرد.

(۱۵-۲)

	u_1	u_2
y_1	$\lambda_{11} = \frac{K_{11}}{\frac{\Delta y_1}{\Delta u_1} \Big _{y_2}}$	$\lambda_{12} = \frac{K_{12}}{\frac{\Delta y_1}{\Delta u_2} \Big _{y_2}}$
y_2	$\lambda_{21} = \frac{K_{21}}{\frac{\Delta y_2}{\Delta u_1} \Big _{y_1}}$	$\lambda_{22} = \frac{K_{22}}{\frac{\Delta y_2}{\Delta u_2} \Big _{y_1}}$

جدول ۱-۲ - ماتریس آرایه بهره نسبی

ماتریس آرایه بهره نسبی برای سیستمهای $N \times N$ عبارت است از

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \dots & \lambda_{1n} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \dots & \lambda_{2n} \\ \vdots & & & \vdots \\ \lambda_{n1} & \dots & \dots & \lambda_{nn} \end{bmatrix} \quad (۱۶-۲)$$

در عمل کار محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی مشکل و طاقت فرسا می باشد برای سادگی محاسبات می توان ویژگیهای زیر را در هنگام محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی مد نظر داشت.

۱- عناصر Λ بدون بعد می باشد.

۲- جمع عناصر واقع در هر ستون واحد است

$$\sum_{i=1}^N \lambda_{ij} = 1 \quad (17-2)$$

$j = 1, 2, \dots, n$

۳- جمع عناصر واقع در هر سطر واحد است

$$\sum_{j=1}^N \lambda_{ij} = 1 \quad (18-2)$$

$i = 1, 2, \dots, n$

برای سیستمهای 2×2 ، فقط با تشخیص و محاسبه یک عنصر می توان بقیه ۳ عنصر ماتریس آرایه بهره نسبی RGA را تعیین نمود.

$$\lambda_{11} = \lambda_{22} \quad , \quad \lambda_{12} = \lambda_{21} = 1 - \lambda_{11} \quad (19-2)$$

و برای سیستمهای $N \times N$ فقط کافیست که $(N-1) \times (N-1)$ عنصر داشته باشیم و برای مدل حالت پایدار سیستم ماتریس آرایه بهره نسبی را در حوزه فرکانس می توان به صورت زیر محاسبه نمود.

$$\Lambda = G \cdot *(G^T)^{-1} \quad (20-2)$$

که علامت * بیانگر ضرب عنصر به عنصر ماتریسهای G ، $(G^T)^{-1}$ می باشد نکته قابل تأمل این است که برای محاسبه رابطه (۲۰-۲) لزوماً باید ماتریس تابع تبدیل G مربعی باشد در غیر اینصورت G^{-1} تعریف نشده خواهد بود.

۲-۲-۴ روش آلترناتیو^۱ برای محاسبه آرایه بهره نسبی

برای مدل کانونیکال P در سیستمهای 2×2 روش آلترناتیو به صورت زیر می باشد با فرض k_{ij} ها به عنوان بهره حالت پایدار ماتریس تابع تبدیل فرآیند، خواهیم داشت

¹ Alternative method

$$\begin{aligned}
 y_1 &= k_{11}u_1 + k_{12}u_2 \\
 y_2 &= k_{21}u_1 + k_{22}u_2 \\
 K_{11} &= \left. \frac{\partial y_1}{\partial u_1} \right|_{u_2} = k_{11}
 \end{aligned}
 \tag{۲۱-۲}$$

با محاسبه u_2 از معادله دوم رابطه (۲۱-۲) خواهیم داشت.

$$y_2 = k_{21}u_1 + k_{22}u_2 \Rightarrow u_2 = \frac{1}{k_{22}}(y_2 - k_{21}u_1) \tag{۲۲-۲}$$

با جایگذاری در معادله اول رابطه (۲۱-۲)

$$y_1 = k_{11}u_1 + k_{21} \times \frac{1}{k_{22}}(y_2 - k_{21}u_1) \tag{۲۳-۲}$$

اگر $y_2 = 0$ فرض شود.

$$k_{11} \Big|_{y_2} = \left. \frac{\partial y_1}{\partial u_1} \right|_{y_2} = K_{11} - \frac{k_{21}k_{12}}{k_{22}}$$

بنابراین λ_{11} به صورت زیر خواهد بود.

$$\lambda_{11} = \frac{k_{11} \Big|_{u_2}}{k_{11} \Big|_{y_2}} = \frac{1}{1 - \frac{k_{21}k_{12}}{k_{11}k_{22}}} = \lambda_{22}$$

$$\lambda_{12} = \lambda_{21} = 1 - \lambda_{11} = 1 - \frac{k_{11}k_{22}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} = \frac{-k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} \tag{۲۴-۲}$$

$$\lambda_{21} = \lambda_{12} = \frac{1}{1 - \frac{k_{11}k_{22}}{k_{12}k_{21}}}$$

لم: اثبات کنید که برای سیستم‌های 2×2 رابطه زیر صادق است.

$$\Lambda = G \cdot *(G^T)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1 - \frac{k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22}}} & \frac{1}{1 - \frac{k_{11}k_{22}}{k_{12}k_{21}}} \\ \frac{1}{1 - \frac{k_{11}k_{22}}{k_{12}k_{21}}} & \frac{1}{1 - \frac{k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22}}} \end{bmatrix}$$

اثبات:

$$G = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow G^T = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{21} \\ k_{12} & k_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow (G^T)^{-1} = \frac{1}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}}$$

$$\times \begin{bmatrix} k_{22} & -k_{21} \\ -k_{12} & k_{11} \end{bmatrix} \Rightarrow \Lambda = \frac{1}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} \begin{bmatrix} k_{11}k_{22} & -k_{12}k_{21} \\ -k_{12}k_{21} & k_{11}k_{22} \end{bmatrix}$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \frac{1}{1 - \frac{k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22}}} & \frac{1}{1 - \frac{k_{11}k_{22}}{k_{12}k_{21}}} \\ \frac{1}{1 - \frac{k_{11}k_{22}}{k_{12}k_{21}}} & \frac{1}{1 - \frac{k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22}}} \end{bmatrix} \quad (25-2)$$

۲-۲-۵- ویژگیهای عناصر آرایه بهره نسبی

(a) اگر $\lambda_{11} = 0$ ، یعنی عناصر روی قطر اصلی صفر و قطر فرعی یک می‌باشند و این مساله بیانگر آن است که جفت متغیرهای (u_2, y_1) ، (u_1, y_2) قابل دسترسی بوده و برای کنترل این جفت‌ها را به عنوان جفت متغیرهای ورودی - خروجی انتخاب می‌کنیم (این حالت جزء بهترین حالات ممکن می‌باشد)

(b) اگر $\lambda_{11} = 1$ در این صورت $\lambda_{21} = \lambda_{12} = 0$ می‌باشد و برای عمل کنترلی لازم است جفت متغیرهای (u_1, y_1) ، (u_2, y_2) را انتخاب کنیم. (این حالت نیز همانند حالت قبل جزء بهترین حالات ممکن است).

(c) $\lambda_{11} = 0.5$ در این صورت $\lambda_{21} = \lambda_{12} = 0.5, \lambda_{22} = 0.5$ می‌باشد و به مفهوم این استکه هر دو متغیر ورودی تاثیر یکسانی بر دو متغیر خروجی دارند و در این حالت طراح به طور دلخواه می‌تواند جفت متغیرهای (u_1, y_1) ، (u_2, y_2) و یا (u_1, y_2) ، (u_2, y_1) را برای عمل کنترلی استفاده کند.

(d) $0.5 < \lambda_{11} < 1$ و $0 < \lambda_{21} = \lambda_{12} < 0.5$ (مثلا $\lambda_{11} = 0.75$) برای انتخاب جفت متغیرها بهتر است (u_1, y_1) ، (u_2, y_2) را انتخاب کنیم زیرا کوپلینگ بین، این جفت متغیرها زیاد بوده، و در عین حال بین جفت متغیرهای (u_1, y_2) ، (u_2, y_1) تداخل ضعیفی وجود دارد و می‌توان با استفاده از دکوپله ساز این کوپلینگ را به حداقل ممکن رساند

e) $0 < \lambda_{11} < 0.5$ در این صورت $0.5 < \lambda_{21} = \lambda_{12} < 1$ مثال ($\lambda_{11} = 0.25$) دقیقا برعکس حالت قبلی می‌باشد و برای عملکرد کنترلی بهتر است جفت متغیرهای (u_2, y_1) ، (u_1, y_2) را انتخاب کنیم زیرا کوپلینگ بین این جفت متغیرها زیاد بوده و در عین حال بین جفت متغیرهای (u_1, y_1) ، (u_2, y_2) تداخل ضعیفی وجود دارد و می‌توان با استفاده از دکوپله ساز این کوپلینگ را به حداقل ممکن رساند

f) $1 < \lambda_{11} < 10$ عناصر روی قطر اصلی دارای مقادیر مثبت و بزرگتر از یک بوده و بالطبع عناصر روی قطر فرعی دارای مقادیر منفی می‌باشند (با فرض سیستم 2×2) منفی شدن عناصر روی قطر فرعی بیانگر این مطلب است که y_1 در خلاف جهت u_2 عمل می‌کند و y_2 نیز در خلاف جهت u_1 عمل می‌کند و انتخاب جفت متغیرهای (u_1, y_1) ، (u_2, y_2) برای کنترل لازم است. و با توجه به رابطه (۲-۲۲) داریم.

$$\lambda_{11} = \frac{k_{11}|u_2}{k_{11}|y_2} \Rightarrow \text{اگر } \lambda_{11} > 1, k_{11}|u_2 = 1 \Rightarrow k_{11}|y_2 < 1$$

g) $\lambda_{11} > 10$ این مورد نیز جزء بدترین حالات ممکن می‌باشد زیرا در عین حال که تداخل بین جفت متغیرهای (u_1, y_1) ، (u_2, y_2) بزرگ می‌باشد، تداخل بین متغیرهای (u_1, y_2) ، (u_2, y_1) دارای مقادیر منفی بزرگ می‌باشد که باعث کاهش حاشیه پایداری و مشکل شدن عمل کنترلی می‌شود. موارد مذکور را در حالت کلی نمی‌توان معیار مطلق برای انتخاب جفت متغیرهای ورودی و خروجی دانست زیرا در سیستمهای واقعی جود اغتشاش و نویزهای نامطلوب باعث بروز اختلال در عملکرد کنترلی می‌شود و باید اثرات آنها را در تحلیل آرایه بهره نسبی وارد کنیم که از بحث ما خارج می‌باشد و معهدا برای انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی می‌توان از قاعده زیر پیروی کرد.

قانونی کلی برای انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی

بهترین Λ ممکن آن است که درایه‌های روی یک قطر عدد ۱ و یا حداقل خیلی نزدیک به یک باشند و عناصر قطر دیگر بالطبع صفر خواهند شد مثلا اگر ماتریس آرایه بهره نسبی در سیستم 2×2 بصورت زیر باشد.

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

در این صورت باید متغیرهای $(u_1 y_1)$ ، $(u_2 y_2)$ را به عنوان جفت متغیرهای کنترلی انتخاب کنیم و اگر ماتریس آرایه بهره نسبی به صورت

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

باشد. در این صورت جفت متغیرهای $(u_1 y_2)$ ، $(u_2 y_1)$ را به عنوان جفت متغیرهای کنترلی انتخاب می‌کنیم که دقیقاً برعکس حالت قبلی می‌باشد.

حالت‌های مذکور، بهترین حالات ممکن برای ماتریس آرایه بهره نسبی و انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی می‌باشند ولی همواره این حالات اتفاق نمی‌افتد به هر حال در حالت کلی برای انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی باید به علامت درایه‌های ماتریس آرایه بهره نسبی Λ توجه کرد. بدین ترتیب که اگر درایه‌های قطر اصلی مثبت بوده و درایه‌های قطر فرعی منفی باشند در این صورت باید جفت متغیرهای $(u_1 y_1)$ ، $(u_2 y_2)$ را انتخاب کرد و برعکس اگر درایه‌های قطر اصلی منفی بوده و درایه‌های قطر فرعی مثبت باشند در این صورت جفت متغیرهای $(u_1 y_2)$ ، $(u_2 y_1)$ را انتخاب می‌کنیم.

۲-۶- نمونه‌های عملی از کاربرد آرایه بهره نسبی

مثال کاربردی (۱).

شکل ۲-۳ فرآیند ترکیب^۱ مواد شیمیایی را نشان می‌دهد f_1 و f_2 متغیرهای ورودی بوده که نشانگر مواد اولیه لازم برای واکنش و برحسب kg/hr می‌باشند. و f_0 نتیجه واکنش را نشان می‌دهد همچنین C_1 و C_2 ضرایب ترکیبات در مواد اولیه و C_0' ضریب محصول تولید می‌باشد.

با خطی‌سازی سیستم 2×2 در نقطه تعادل^۲ کاری داریم

$$f_0 = 100 \text{ kg/hr} \quad c_0 = 60\% \quad c_1 = 80\% \quad c_2 = 80\%$$

برای کل تعادل داریم (تعادل جرمی)

$$f_0 = f_1 + f_2 \quad (26-2)$$

¹ mixing Process

² equilibrium point

و از موازنه^۱ ترکیبات و محصول تولیدی

$$f_0 c_0 = f_1 c_1 + f_2 c_2 \quad (27-2)$$

ما باید ارتباط بین دو متغیر ورودی - خروجی را با رابطه ریاضی کنیم که از روابط (۲۶-۲) و (۲۷-۲) داریم.

$$c_0 = \frac{f_1 c_1 + f_2 c_2}{f_1 + f_2} \quad (28-2)$$

برای بیان رابطه خطی بین متغیرهای ورودی f_1 و f_2 و متغیر خروجی c_0 لازم است که از بسط تیلور استفاده کنیم.

$$C'_0 = \left(\frac{dc_0}{df_1}\right)_{ss} f'_1 + \left(\frac{dc_0}{df_2}\right)_{ss} f'_2 \quad (29-2)$$

با استفاده از مشتقات جزئی داریم

$$\frac{dc_0}{df_1} = \frac{f_2(c_1 - c_2)}{(f_1 + f_2)^2}, \quad \frac{dc_0}{df_2} = \frac{f_1(c_1 - c_2)}{(f_1 + f_2)^2} \quad (30-2)$$

و بالاخره

$$c'_0 = \left(\frac{f_2(c_1 - c_2)}{(f_1 + f_2)^2}\right)_{ss} f'_1 + \left(\frac{-f_1(c_1 - c_2)}{(f_1 + f_2)^2}\right)_{ss} f'_2 \quad (31-2)$$

$$C'_0 = C_0 - C_0 ss \quad , \quad f'_1 = f_1 - f_1 ss \quad f'_2 = f_2 - f_2 ss \quad \text{که}$$

برای محاسبه لازم است حالت پایدار در نظر بگیریم.

$$100 = f_1 + f_2$$

$$0.6 \times 100 = 0.8 \times f_1 + 0.2 f_2 \quad (32-2)$$

$$f_1 = 66 \frac{2}{3} \quad \text{kg/hr} \quad f_2 = 33 \frac{1}{3} \quad \text{kg/hr} \quad \text{در نتیجه خواهیم داشت:}$$

$$C'_0 = 2 \times 10^{-3} f'_1 + (-4 \times 10^{-3}) f'_2 \quad \text{بنابراین}$$

$$f'_2 = f_2 - 33 \frac{1}{3} \quad f'_1 = f_1 - 66 \frac{2}{3} \quad c'_0 = c_0 - 0.6 \quad \text{که}$$

و در حالت ماتریسی خواهیم داشت.

¹ balance

$$\begin{bmatrix} f_0^m(s) \\ C_{ss}'(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 \times 10^{-3} e^{-s\theta} & -4 \times 10^{-3} e^{-s\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \end{bmatrix} \quad (33-2)$$

در نرم‌افزای MATLAB براحتی می‌توان RGA را محاسبه کرد.

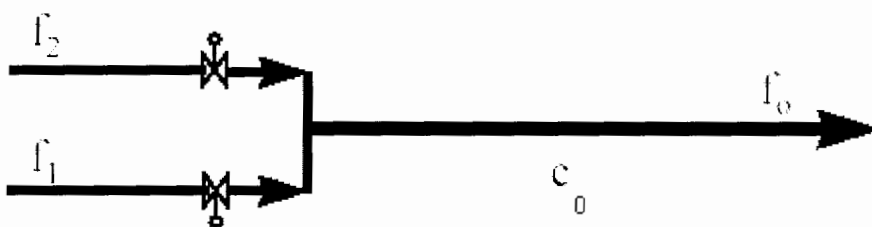
```
%enter the steady-state gain matrix
>> g = [1 1; 2e-3 -4e-3]
%calculate the RGA
>> rga = g.*inv(g)
```

و نتیجه به صورت زیر خواهد بود.

```
0.6667    0.3333
0.3333    0.6667
```

مشاهده می‌شود که جمع هر سطر و ستون واحد بوده و برای انتخاب جفت متغیرها بهتر است.

u_1 را با y_2 و u_2 را با y_1 انتخاب کنیم.



شکل ۲-۳ فرایند ترکیب مواد شیمیایی

مثال ۲) تانکر چهارتایی:

در فصل اول تانکر چهارتایی به عنوان یک سیستم 2×2 معرفی شد و ماتریس تابع تبدیل $G(s)$ محاسبه شد حال می‌خواهیم ایده آرایه بهره نسبی را به این سیستم اعمال کنیم.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{\gamma_1 c_1}{1+ST_1} & \frac{(1-\gamma_2)c_1}{(1+ST_3)(1+ST_1)} \\ \frac{(1-\gamma_1)c_2}{(1+ST_4)(1+ST_2)} & \frac{\gamma_2 c_2}{1+ST_2} \end{bmatrix}_{2 \times 2} \quad (35-2)$$

که ورودیها سیستم ولتاژ اعمال شده به پمپها و متغیرهای خروجی سطح آب در دو تانکر پایینی می‌باشد.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{\gamma_1 c_1}{1} & (1-\gamma_2)c_1 \\ (1-\gamma_1)c_2 & \gamma_2 c_2 \end{bmatrix} \Rightarrow G^T(0) = \begin{bmatrix} \gamma_1 c_1 & (1-\gamma_1)c_2 \\ (1-\gamma_2)c_1 & \gamma_2 c_2 \end{bmatrix} \quad (36-2)$$

$$(G^T(0))^{-1} = \frac{1}{\gamma_1 \gamma_2 c_1 c_2 - c_1 c_2 (1-\gamma_1)(1-\gamma_2)} \begin{bmatrix} \gamma_2 c_2 & -(1-\gamma_1)c_2 \\ -(1-\gamma_2)c_1 & \gamma_1 c_1 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda = G(0) \cdot (G^T(0))^{-1} = \frac{1}{\det} \begin{bmatrix} \gamma_{21} \gamma_2 c_1 c_2 & -(1-\gamma_2)(1-\gamma_1)c_1 c_2 \\ -(1-\gamma_1)(1-\gamma_2)c_1 c_2 & \gamma_1 \gamma_2 c_1 c_2 \end{bmatrix}$$

مقادیر درایه‌های Λ به γ_1 و γ_2 وابسته می‌باشد و با انتخاب $\gamma_1 = \gamma_{21} = 1$ عناصر روی قطر فرعی صفر می‌شود.

۲-۳- نتیجه‌گیری

مساله اساسی در مورد سیستم‌های کنترل چند متغیره وجود تداخل بین حلقه‌های کنترلی است برای سنجش میزان تداخل، ایده آرایه بهره نسبی در دهه ۶۰ معرفی شد. آرایه بهره نسبی علاوه بر سنجش میزان تداخل بین متغیرهای ورودی - خروجی، معیار خوبی برای انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی به ما می‌دهد.

محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی در حوزه فرکانس راحتتر می‌باشد و این محاسبه مستلزم مربعی بودن ماتریس تابع تبدیل است زیرا در غیر اینصورت محاسبه معکوس ماتریس غیر ممکن است.

- [1] M.J. Willis, 1999, multivariable Control: An Introduction, Department of chemical and Engineering University of Newcastle.
- [2] M.T. Tham. July 1999, An Introduction to Decoupling Control, Department of chemical and Engineering University of New Castle.
- [3] Boksenhbom, A.S. and Hood R. 1949, General algebraic method applied to control analysis of complex engine typesn Report NCA -TR - 980, National Advisory Committee for Aeronautics, Washington, D.C.
- [4] Patel, R.V. and Munro, N. 1982, Multivariable system Theory and Design, Internatinal Series on systems and control, Pergamon Press.
- [5] O'Reilly, J. [ed] (1987). Multivariable Control for Industrial Applications. IEEE contral Engineering Series, Vol. 32, Peter Peregrinus.
- [6] M.Maciejowski, 1989 Multivariable feed back design, Addison welsy.

فصل سوم

طراحی دکوپله سازهای مناسب برای سیستم‌های

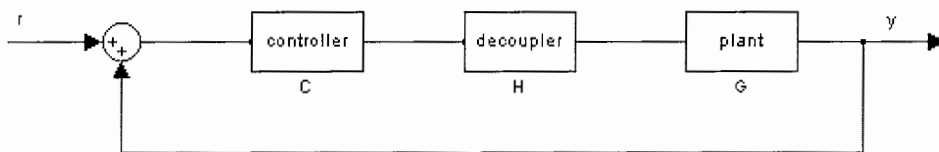
کنترل چند متغیره

۳-۱- مقدمه

همانطوریکه در فصل دوم اشاره شد اساسی‌ترین مشکل سیستم‌های کنترل چند متغیره وجود تداخل بین متغیرهای ورودی و خروجی می‌باشد وجود این تداخل علاوه بر کاهش حاشیه پایداری باعث ایجاد مشکل در طراحی کنترلرها برای سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی می‌شود برای حذف کامل و یا تضعیف تداخل در سیستم‌های چند متغیره از دکوپله ساز استفاده می‌شود با اعمال دکوپله ساز به سیستم‌های MIMO می‌توان ساختار سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی را به چند سیستم تک ورودی - تک خروجی تجزیه کرد و برای هر کدام از حلقه‌ها بطور مستقل یک کنترل کننده طراحی کرد شیوه‌های رایج برای طراحی دکوپله‌ساز در این فصل بررسی می‌شود.

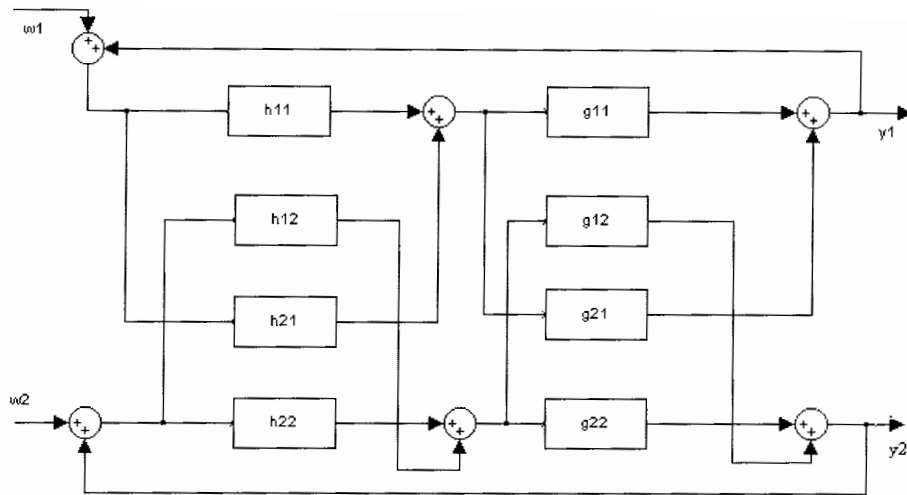
۳-۲- طراحی دکوپله‌ساز

نمودار بلوکی سیستم‌های کنترل چند متغیره به همراه دکوپله ساز و کنترلر به صورت می‌باشد.



شکل ۳-۱- نمای کلی سیستم کنترل چند متغیره دکوپله شده

در فصل قبل برای نمایش سیستم‌های چند متغیره دو مدل کانونیکال P و V پیشنهاد شد و همچنین به این مساله اشاره شد که مدل کانونیکال P نسبت به مدل V ارجحیت دارد. در سال ۱۹۴۹، هود یک سیستم کنترل چند متغیره 2×2 را به همراه دکوپله‌ساز و کنترل کننده‌ها به صورت زیر نمایش داد.



شکل ۲-۳ سیستم کنترل دکوپله (هود)

با توجه به ساختار شکل ۲-۳ ماتریس تابع تبدیل بین ورودی‌های w_1, w_2 و خروجی‌های y_1, y_2 به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$GH = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}H_{11} + G_{12}H_{21} & G_{11}H_{12} + G_{12}H_{22} \\ G_{21}H_{11} + G_{22}H_{21} & G_{21}H_{12} + G_{22}H_{22} \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

قبل از اعمال دکوپله ساز به سیستم باید آرایه بهره نسبی را محاسبه نمود و با توجه به مقادیر درایه‌های ماتریس آرایه نسبی جفت‌های مناسب ورودی - خروجی را انتخاب نمود. زیرا دکوپله‌ساز بر اساس انتخاب صحیح جفت متغیرهای ورودی - خروجی طراحی می‌شود.

برای یک سیستم 2×2 با نمایش مدل کانونیکال P ماتریس آرایه بهره نسبی را محاسبه کرده و برای حالت‌های مختلف، دکوپله‌سازهای متناسب را به صورت زیر طراحی می‌کنیم

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow \Lambda = G * (G^T)^{-1}$$

با استفاده از فرمول

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix}$$

حالت اول: $\lambda_{11} = \lambda_{22} \cong 1$, $\lambda_{12} = \lambda_{21} \cong 0$

در این مورد تداخل بین جفت متغیرهای (u_1, y_1) , (u_2, y_2) بیشتر از جفت متغیرهای (u_1, y_2) , (u_2, y_1) بوده و برای دکوپلینگ جفت متغیرهای اول را انتخاب می‌کنیم.

هدف از دکوپله‌سازی سیستم این است که سیستم اصلی به همراه دکوپله‌ساز دارای ماتریس تابع تبدیلی بصورت زیر باشد یعنی:

$$GH = Q = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

با استفاده از رابطه (۱-۳) و (۲-۳) خواهیم داشت.

$$\begin{bmatrix} G_{11}H_{11} + C_{12}H_{21} & G_{11}H_{12} + C_{12}H_{22} \\ G_{21}H_{11} + G_{22}H_{21} & G_{21}H_{12} + C_{22}H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

و یا

$$G_{11}H_{11} + G_{12}H_{21} = Q_1 \quad (4-3)$$

$$G_{11}H_{12} + G_{12}H_{22} = 0 \quad (5-3)$$

$$G_{21}H_{11} + G_{22}H_{21} = 0 \quad (6-3)$$

$$G_{21}H_{12} + G_{22}H_{22} = Q_2 \quad (7-3)$$

از روابط (۵-۳) و (۶-۳) داریم:

$$H_{12} = \frac{-G_{12}H_{22}}{G_{11}} \quad (8-3)$$

$$H_{21} = \frac{-G_{21}H_{11}}{G_{22}}$$

برای سادگی فرض کنید

$$H_{11} = H_{22} = 1 \quad (9-3)$$

در اینصورت خواهیم داشت

$$H_{12} = \frac{-G_{12}}{G_{11}} \quad (10-3)$$

$$H_{21} = \frac{-G_{21}}{G_{22}}$$

البته در روابط (۵-۳) و (۶-۳) می توان H_{11} و H_{22} را بر حسب H_{12} و H_{21} محاسبه کرد در

اینصورت نیز برای سادگی محاسبات $H_{11}=H_{22}=1$ فرض می شود و خواهیم داشت.

$$H_{11} = \frac{-G_{22}}{G_{21}} \quad (11-3)$$

$$H_{22} = \frac{-G_{11}}{G_{12}}$$

$$\lambda_{11} \cong \lambda_{22} = 0 \quad \lambda_{12} = \lambda_{21} \approx 1 \quad \text{حالت دوم}$$

در این حالت تداخل بین متغیرهای $(u_1$ و $y_1)$ و جفت متغیرهای $(u_2$ و $y_2)$ حداقل بوده و برای دکوپله سازی جفت متغیرهای $(u_2$ و $y_1)$ و $(u_1$ و $y_2)$ را انتخاب می کنیم در این حالت هدف از دکوپله سازی سیستم این است که سیستم اصلی به همراه دکوپله ساز دارای ماتریس تابع تبدیل به صورت زیر باشد.

$$GH = \begin{bmatrix} 0 & Q_1 \\ Q_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (12-3)$$

با استفاده از رابطه $(1-3)$ و $(12-3)$ و بسط ماتریسی خواهیم داشت

$$G_{11}H_{11} + G_{12}H_{21} = 0 \quad (13-3)$$

$$G_{11}H_{12} + G_{12}H_{22} = Q_1 \quad (14-3)$$

$$G_{21}H_{11} + G_{22}H_{21} = Q_2 \quad (15-3)$$

$$G_{21}H_{12} + G_{22}H_{22} = 0 \quad (16-3)$$

از روابط $(13-3)$ و $(16-3)$ داریم

$$H_{12} = \frac{-G_{22}H_{22}}{G_{21}} \quad H_{21} = \frac{-G_{11}H_{11}}{G_{12}} \quad (17-3)$$

و با فرض $H_{11}=H_{22}=1$ خواهیم داشت

$$H_{21} = \frac{-G_{11}}{G_{12}} \quad (18-3)$$

$$H_{12} = \frac{-G_{22}}{G_{12}}$$

البته در اینجا نیز مثل حالت اول می توان H_{11} و H_{22} را بر حسب H_{12} و H_{21} بدین صورت محاسبه نمود.

$$H_{11} = \frac{-G_{12}}{G_{11}} \quad (19-3)$$

$$H_{22} = \frac{-G_{21}}{G_{22}}$$

حالت سوم: حالت‌های اول و دوم تقریباً بهترین حالات ممکن برای انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی بودند ولی گاهی ممکن است که درایه های یک قطر بزرگتر از ۱ و به تبع آن درایه های قطر دیگر منفی باشد برای توضیح بیشتر، موارد زیر را در نظر بگیرید.

با فرض ماتریس آرایه بهره نسبی به صورت $\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix}$ با توجه به درایه های Λ دو شکل

زیر را می توان متصور شد.

مورد اول $\lambda_{11} = \lambda_{22} > 1$, $\lambda_{12} = \lambda_{21} < 0$

در این جا باید جفت متغیرهای $(u_1$ و $y_1)$ و $(u_2$ و $y_2)$ را انتخاب کنیم زیرا تداخل بین جفت متغیرهای $(u_2$ و $y_1)$ و $(u_1$ و $y_2)$ منفی باشد و هدف از دکوپله سازی این است که سیستم اصلی به همراه دکوپله ساز به فرم زیر درآید.

$$GH = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} \quad (۳۰-۳)$$

که شبیه حالت اول خواهد بود

مورد دوم: $\lambda_{11} = \lambda_{22} < 0$, $\lambda_{12} = \lambda_{21} > 1$

در این مورد باید جفت متغیرهای $(u_2$ و $y_1)$ و $(u_1$ و $y_2)$ را انتخاب کنیم زیرا تداخل بین جفت متغیرهای $(u_1$ و $y_1)$ و $(u_2$ و $y_2)$ منفی می باشد. و هدف از دکوپله سازی این است سیستم اصلی به همراه دکوپله ساز به فرم زیر درآید.

$$GH = \begin{bmatrix} 0 & Q_1 \\ Q_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (۳۱-۳)$$

که شبیه حالت دوم عمل خواهد کرد:

حالت چهارم: اگر تمامی درایه های ماتریس آرایه بهره نسبی تقریباً با هم مساوی و نزدیک عدد ۰/۵ باشند در این صورت طراح می تواند جفت متغیرهای $(u_1$ و $y_1)$ و $(u_2$ و $y_2)$ و یا $(u_1$ و $y_2)$ و $(u_2$ و $y_1)$ را انتخاب کرده و مثل حالت‌های اول و دوم عمل کند.

نکات لازم در دکوپله سازی

۱- فرآیند دکوپله سازی را می توان برای حالت پایدار سیستم طراحی کرد در اینصورت ماتریس آرایه نسبی نیز در حالت پایدار محاسبه می شود ولی اگر طراح بخواهد در حالت گذرا نیز عمل دکوپله کردن متغیرها پاسخ خوبی بدهد در این حالت باید عمل دکوپله سازی را بر حسب S و برای کلیه زمانها طراحی کند

۲- در طراحی دکوپله سازها فرض بر کمینه فاز بودن سیستم بود زیرا در غیر اینصورت دکوپله ساز ناپایدار شده و منجر به ناپایداری کل سیستم می شود البته به این نکته توجه شود که ممکن است با وجود ناپایداری دکوپله ساز به علت حذف قطب ناپایدار به توسط صفر ناپایدار، سیستم به ظاهر پایدار بنظر برسد ولی در واقع سیستم ناپایدار داخلی شده است.

برای فهم بهتر معادله ها (۳-۱۰) و (۳-۱۱) را برای حالت اول و معادله های (۳-۱۷) و (۳-۱۸) را برای حالت دوم در نظر بگیرید همانطور مشاهده می شود در رابطه (۳-۱۰)

$$H_{12} = \frac{-G_{12}}{G_{11}}$$

$$H_{21} = \frac{-G_{21}}{G_{22}}$$

زمانی H_{12} و H_{21} پایدار هستند که G_{11} و G_{22} کمینه فاز باشند و همچنین در رابطه (۳-۱۱) با فرض کمینه فاز بودن G_{12} و G_{21} ، H_{11} و H_{22} پایدار خواهند بود این مطلب را می توان برای معادله های (۳-۱۷) و (۳-۱۸) نیز تعمیم داد.

سیستم های فیزیکی اغلب دارای صفر ناپایدار هستند و سیستم ناکمینه فاز می باشد در مورد کاربرد ایده آرایه بهره نسبی در سیستمهای ناکمینه فاز در فصل پنجم بحث خواهیم کرد.

۳- برای تحقق پذیر بودن سیستم دکوپله ساز باید هر کدام از بلوکهای دکوپله ساز تحقق پذیر باشند و این موضوع مستلزم آن است که درجه مخرج هر یک از توابع گویای دکوپله سازها از درجه صورتشان بزرگتر و یا حداقل مساوی باشد.

۳-۳- روشهای طراحی سیستم های کنترل چند متغیره:

روشهای طراحی سیستمهای کنترل چند متغیره به دو نوع متمرکز^۱ و غیر متمرکز طبقه بندی می‌شوند در روش کنترل غیر متمرکز ماتریس تابع تبدیل قطری می باشد و سیستم چند ورودی - چند خروجی به چندین سیستم تک ورودی - تک خروجی تقسیم بندی می شود و برای هر سیستم تک ورودی - تک خروجی بطور جداگانه کنترلر طراحی می شود. اساس این روش بر دکوپله سازی سیستم و حذف تداخل های مزاحم است که در فصل پنجم بصورت مبسوط بحث خواهیم کرد.

در روش متمرکز برای سیستم چند متغیره با وجود در نظر گرفتن تداخل های موجود کنترلر طراحی می گردد و روشهای کنترلر متمرکز به سه نوع عمده طبقه بندی می شوند.

۱- حلقه بستن ترتیبی

۲- طراحی با آرایه نایکویست معکوس

۳- طراحی به توسط مکان هندسی ریشه ها

روش های طراحی کنترلر متمرکز از بحث ما خارج بوده و برای آشنایی جزئی روش حلقه بستن ترتیبی را به طور خلاصه توضیح می دهیم.

۳-۳-۱- روش حلقه بستن ترتیبی

یکی از ساده ترین روشهای کنترل سیستم های چند متغیره، روش حلقه بستن ترتیبی است. این روش در بسیاری از سیستم های صنعتی بکار گرفته شده است. مبنای آغازین این روش بر نادیده گرفتن ماهیت چند متغیره ای سیستم های تحت کنترل می باشد یک فرآیند صنعتی با چند ورودی - چند خروجی را در نظر بگیرید با انتخاب یک جفت ورودی و خروجی یک کنترل کننده تک ورودی - تک خروجی را بر اساس روشهای مرسوم در کنترل کلاسیک طراحی می کنیم و اثر آن را بر سایر حلقه ها و توابع تبدیل سیستم نادیده در نظر می گیریم با طراحی اولیه کنترل کننده به سراغ دومین جفت ورودی - خروجی رفته و کنترل کننده اسکالر دیگری برای آن طراحی می کنیم در طراحی دومین کنترل کننده اثر کنترل کننده قبلی را که برای اولین جفت ورودی - خروجی طراحی شده و حلقه آنرا بسته بودیم با استفاده از امکانات طراحی کامپیوتری (مانند رسم

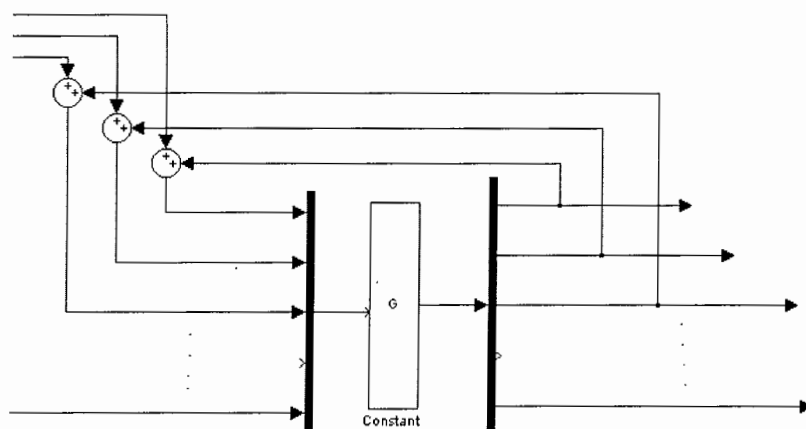
^۱ - Concentrate

نمودارهای نایکویست تعمیم یافته و...) در نظر می‌گیریم با ادامه این فرآیند برای کلیه حلقه‌های کنترلی، یک کنترل کننده اسکالر طراحی کرده و در نهایت کنترل کننده نهایی به صورت یک ماتریس قطری خواهد بود که عناصر قطری آنرا توابع تبدیل اسکالر طراحی شده تشکیل می‌دهند. در این روش یک کنترل کننده ساده قطری وجود دارد و از آنجائیکه با هر بار بستن حلقه‌ها پایداری و عملکرد مطلوب حلقه‌های قبلی بررسی می‌شود لذا پایداری کل سیستم تضمین می‌شود اگر چه این روش بخاطر سادگی و تضمین پایداری در فرآیندهای صنعتی بطور گسترده‌ای بکار گرفته شده است لیکن دارای معایب اساسی نیز می‌باشد. عمده‌ترین مشکلات این روش عبارتند از:

۱- روش‌های طراحی بکار گرفته شده محدود به یک رده خاص از سیستم کنترل می‌باشد و روش طراحی بسیار بر سعی و خطا نهاده شده است و الگوریتم معین و مشخصی برای طراحی وجود ندارد.

۲- در هر بار بستن یک حلقه باید رفتار و پایداری حلقه‌های بسته شده قبلی نیز بررسی شود و در عمل برای پایدارسازی سیستم حلقه بسته کلی و نگه داشتن عملکرد سیستم کنترل در حلقه‌های قبلی در یک سطح قابل قبول، تنزل فاحشی در عملکرد کل سیستم رخ خواهد داد

۳- در این روش طراحی استراتژی خاصی برای مقابله با تداخل وجود نداشته و تنها اقدام موثر در کاهش تداخل می‌تواند استفاده از بهره حلقه بالا باشد شکل ۳-۳ روش حلقه بستن ترتیبی را نشان می‌دهد



شکل ۳-۳ روش حلقه بستن ترتیبی

۴- اگر روشهای موثری برای انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی داشته باشیم از روش حلقه بستن ترتیبی می توانیم به صورت موثری استفاده کنیم متأسفانه این زمینه در طراحی سیستمهای چند متغیر چندان مورد توجه قرار نگرفته است.

۳-۴- نتیجه گیری

برای حذف تداخل نامطلوب در سیستم های کنترل چند متغیره از دکوپله سازها استفاده می شود با اعمال دکوپله سازها سیستم های چند ورودی - چند خروجی به چندین سیستم تک ورودی - تک خروجی تبدیل می شوند در طراحی دکوپله ساز باید به انتخاب جفت متغیرهای ورودی - خروجی دقت شود زیرا انتخاب نادرست جفت متغیرها باعث ایجاد مشکلاتی در پایداری و عملکرد مطلوب سیستم می شود روشهای که تا به حال در مورد دکوپله سازی سیستم های چند متغیره معرفی شدند فقط در مورد سیستمهای کمینه فاز کارایی داشته و در مورد سیستمهای ناکمینه فاز باید ایده تازه ای مطرح شود

- [1]. M.J. tham . July 1999. An Introduction to Decoupling control, De partment of chemical and Engineering university of New castle
- [2] Bristol , E. H. (1978) Recent results on pnter action in multivariable process control. Proc AICHE 71 St Annual Metting, Miami , Nov
- [3] Shinsky, F.G. (1977) The stability of interaction control loop with and without decoupling. Proc IFAC conf. Multivariable Technogical systems New Brunswick, Canda, July
- [4] W.M. Wonham and A.S. Morse, "Decoupling and pole assignmant in Linear multivariable systems: ageometric approace h, SIAMJ Contr, vol. 8, pp. 1-18, 1970
- [5] P.c."yong and J.C. Willems, "An approach to the linear multivariable servomechanism problem, Int. J. control, Vol. 15, No. 5, pp. 961-979-1972

فصل چهارم

بررسی ساختار هواپیمای بدون سرنشین Machan

در این فصل مدل هواپیمای Machan را به عنوان یک پلنت برای اعمال تئوریهای مطرح شده در فصول قبل معرفی می کنیم. این هواپیمای بدون سرنشین^۱ به عنوان یک سیستم عملی در تونل^۲ باد واقع در کالج Cranfield تست شده است. برای این هواپیما یک برنامه شبیه ساز در آن کالج نوشته شده است. نتایج حاصل ما را به پیشنهاد یک مدل غیر خطی راهنمایی می کند ولی برای تحلیل و طراحی به یک مدل ساده نیاز است به همین دلیل باید اولاً یک سری ساده سازیها را انجام دهیم و سپس با روشهای مرسوم مدل را خطی سازی کنیم مدل خطی شده به دو نوع حرکت طولی و عرضی تجزیه می شود و هیچ ارتباطی بین حرکتهای طولی و عرضی در معادلات ریاضی توصیف کننده وجود ندارد ولی در عمل بین حرکت طولی و عرضی کوپلینگ وجود دارد. در این فصل ابتدا با دینامیکهای پرواز هواپیمای Machan آشنا خواهیم شد و سپس مدل غیر خطی هواپیما را در دو جهت حرکت طولی و عرضی خطی سازی می کنیم و مدل فضای حالت را برای هر یک حرکتها بدست می آوریم

۴-۲- دینامیکهای پرواز هواپیمای Machan

دینامیکهای پرواز حرکت هواپیمای Machan را می توان تحت اثر گشتاورها و نیروهای مختلف توضیح داده هواپیما دارای آزادی حرکت در هر جهتی بوده و بنابراین در کل ۳ درجه آزادی^۳ برای حرکت هواپیما داریم بنابراین دینامیک سیستم خیلی پیچیده بوده و بطور فوق العاده ای غیر خطی می باشند معادلات غیر خطی کامل برای شبیه سازی خیلی طاقت فرسا بوده و بنابراین برخی از ساده سازیها را برای رسیدن به معادلات تحلیلی راحتتر انجام می دهیم برای مطالعه بیشتر در مورد جزئیات دینامیکهای پرواز به (Aslin ۱۹۸۵) مراجعه شود.

در نوشتن معادلات غیر خطی برای هواپیما فرضیات اساسی زیر در مورد دینامیک هواپیما باید رعایت شود که عبارتند از:

^۱ - unmanned air craft
^۲ - wind tunnel
^۳ - three degree freedom

۱- باید ساختار فیزیکی هواپیما صلب^۱ در نظر گرفته شود و فاصله بین دو نقطه از هواپیما همواره ثابت خواهد بود ولی در عمل هواپیما در ساختار فیزیکی خود دارای کمی انعطاف بوده که در شبیه سازی از آن صرف نظر شده است.

۲- زمین به عنوان جسم ثابت در فضا در نظر گرفته شده است بنابراین روابط حرکت نسبت به زمین سنجیده می شود و فقط برای کاربردهای زمینی این فرضها معتبر است.

۳- هواپیما در خلا حرکت می کند بنابراین جرم هوا در نظر گرفته خواهد شد

۴- نیروهای خارجی اصلی وارده بر هواپیما در جهت مستقیم بوده و پرواز در ارتفاع^۲ بر خلاف جاذبه زمین عمل می باشد و فشار لازم با پروانه هواپیما تولید می شود.

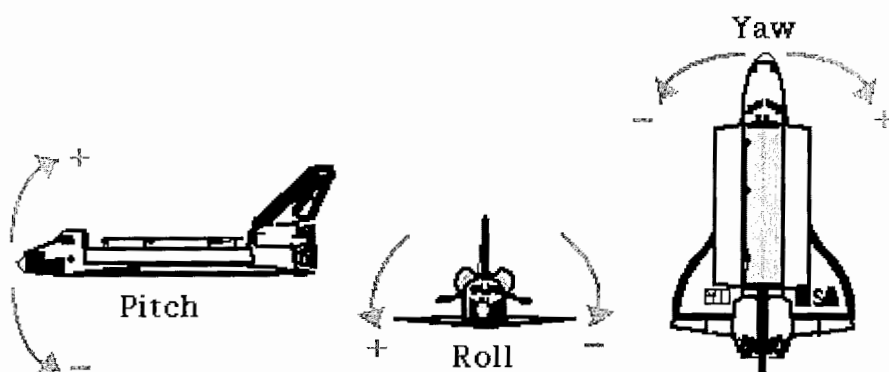
۵- اثر انحنای سطحی کنترل یا تغییرات سرعت باید در این مرحله نادیده در نظر گرفته می شود

۶- برای رسیدن به پرواز حالت دائم یک نیروی بالابر جهت خنثی کردن وزن هواپیما لازم است

۴-۲-۱- محوره‌های مختصات

برای حصول روابط مشترک: محوره‌های قراردادی بین المللی و جهت یابی معرفی می شود و

حرکت هواپیما در محوره‌های زیر تعریف می شود



شکل ۴-۱- سه محور حرکت برای هواپیما

^۱ - rigid body

^۲ - level flight

۱- محوره‌های چسبیده به هواپیما، محوره‌های ثابت بدنه^۱

۲- محوره‌های چسبیده به زمین: محوره‌های ثابت زمین^۲

برای محوره‌های ثابت هواپیما سه محور عمود بر هم Ox, Oy, Oz در نظر گرفته می‌شود که O مرکز ثقل^۳ هواپیما می‌باشد و حاصلضرب خارجی بردارها صفر می‌باشد. محوره‌های Oz, Oy, Ox را بصورت زیر تعریف می‌کنیم.

Ox : از مرکز ثقل هواپیما به سمت دماغه

Oy : از مرکز ثقل هواپیما به سمت بالا راست هواپیما

Oz : عمود بر صفحه $OxOy$ و از مرکز ثقل به سمت پایین

مزایای عمده سیستم محوره‌های ثابت بدنه آن است که چهارچوب مرجع خوبی برای خلبان می‌باشد و خلبان به حرکت‌های دوار هواپیما نسبت به مرکز جرم ملتفت می‌شود شکل ۱-۴ یک هواپیما با محوره‌های تعریف شده را نشان می‌دهد. توجه شود که سرعت‌های خطی، زاویه‌ها، نیروهای اعمالی و گشتاور در جدول ۱-۴ خلاصه شده است.

	Ox	Oy	Oz
Force	X (drag)	Y (sideforce)	Z(lift)
Moment	L(rolling)	M(pitching)	N(yawing)
Linear Velocity	U	V	W
Angular Velocity	P(roll)	Q(pitch)	R(yaw)

جدول ۱-۴- نیرو اعمالی و گشتاورهای وارده به هواپیما

جهت مثبت زوایا سرعتها زاویه ای در جهت عقربه‌های ساعت می‌باشد. این محورها متصل به بدنه هواپیما بوده و با هواپیما حرکت می‌کند و موقعیت و جهت هواپیما نسبت به این محورها نمی‌تواند توضیح داده شود به همین جهت محور مختصات ثابت زمین معرفی می‌شود. محوره‌های Oy_0 و Ox_0 در صفحه مماس بر سطح زمین قرار دارند و محور Oz_0 در جهت بردار جاذبه و به سمت پایین می‌باشد.

^۱ - Body fixed axes

^۲ -Earth fixed axes

^۳ - center of gravity

اندیس 0 بیانگر ساختار زمین است و u_0, v_0, w_0 سرعت ها در جهت Ox_0, Oy_0, Oz_0 می باشند و $w_0 = \frac{-dh}{dt}$ می باشد.

رابطه بین محورهای ثابت زمین و بدنه با ماتریس 3×3 بیان می شود و جهت هواپیما با زوایای Ψ, θ, ϕ داده می شود. یک ماتریس انتقال 3×3 را بصورت زیر تعریف می شود.

$$T = \begin{bmatrix} \cos \psi \cdot \cos \theta & \sin \psi \cdot \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \psi \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi - \sin \psi \cdot \sin \theta \cdot \sin \psi + \cos \theta \cdot \sin \phi & \sin \psi \cdot \sin \theta \cdot \sin \psi + \cos \theta \cdot \sin \phi & \cos \theta \cdot \sin \phi \\ \sin \psi \cdot \cos \phi & \cos \psi \cdot \cos \phi & \\ \cos \psi \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi + \sin \psi \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - \cos \theta \cdot \cos \phi & \sin \psi \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - \cos \theta \cdot \cos \phi & \cos \theta \cdot \cos \phi \\ \sin \psi \cdot \sin \phi & \cos \psi \cdot \sin \phi & \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

(2-4)

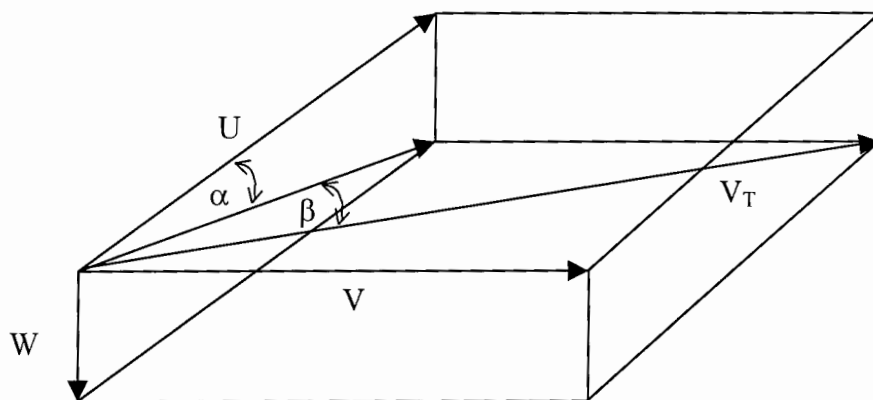
$$\begin{bmatrix} u_0 \\ V_0 \\ W_0 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} U \\ V \\ W \end{bmatrix} \quad \text{که}$$

برای توضیح سرعتهای حرکت yaw roll, pitch هواپیما بر حسب سرعتهای زاویه ای در محورهای مختصات ثابت زمین رابطه زیر پیشنهاد می گردد.

$$\begin{bmatrix} p \\ Q \\ R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \cos \theta \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

و سرانجام سرعت برآینده هواپیما V_T در محورهای مختصات ثابت بدنه به صورت زیر می باشد

$$V_T = \sqrt{u^2 + v^2 + w^2} \quad (4-4)$$



شکل ۴-۲- اجزای بردارهای سرعت هواپیما

و زوایای

$$\alpha = \arcsin \frac{w}{\sqrt{u^2 + w^2}}, \beta = \arcsin g \frac{V}{V_T} \quad (5-4)$$

۳-۴ - معادلات اویلر برای حرکت^۱

معادلات حرکت از قانون دوم نیوتن اقتباس می شود. نرخ تغییرات ممان حرکتی خطی برابر با مجموع نیروهای اعمال شده می باشد و نرخ تغییرات ممان زاویه‌ای مجموع گشتاورهای اعمال می‌باشد.

$$\frac{dG}{dt} = \sum F \frac{dH}{dt} = \sum M \quad (6-4)$$

که G بردار ممان خطی و H بردار ممان زاویه‌ای است که هر دو در ساختار مختصات متصل به زمین اندازه‌گیری می‌شود:

علاوه بر این باید نیروی جاذبه زمین به عنوان نیروی خارجی مدنظر قرار گیرد و بنابراین بردار نیروی جاذبه را می توان به صورت زیر تجزیه کرد.

$$\begin{aligned} X_g &= -mg \sin \theta \\ Y_g &= mg \cos \theta \sin \phi \\ Z_g &= mg \cos \theta \cos \phi \end{aligned} \quad (7-4)$$

۴-۴ - معادلات آئرودینامیک^۲

در این بخش نیروها و گشتاورهای آئرودینامیک ناشی از حرکت یک جسم صلب در هوا بررسی می شود و نیروها و گشتاورهای موجود می توانند در حالت کلی به صورت زیر بیان شوند.

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{2} C_F \cdot \rho \cdot V_T^2 \cdot S \\ M &= \frac{1}{2} C_M \cdot \rho \cdot V_T^2 \cdot S_0 l \end{aligned} \quad (8-4)$$

که C^* یک ضریب بدون واحد باشد و ρ چگالی هوا و V_T سرعت جسم صلب در یک سیال می باشد S سطح جسم صلب و l بازوی گشتاور می باشد
- نیروهای موثر در هواپیما عبارتند از:

^۱ - Euler's Equations of motion

^۲ - Aerodynamic Equations

۱- نیروی بالا برنده

۲- نیروی جلو بر

۳- نیروهای جانبی

که این نیروها بوسیله ایجاد فشار متوسط موتور تولید می‌گردد.

- هر هواپیما دارای سه سطح کنترلی متفاوت می باشد و این سطوح کنترلی در طراحی هواپیماهای مختلف با هم متفاوت هستند و در اینجا برای هواپیما Machan معرفی می شوند. کنترل زاویه ψ یک روش مرسوم در کنترل حرکت طولی می باشد در حرکت roll با حرکت بالا و پایین انتهای بالها می توان زاویه roll را کنترل کرد. به وسیله انتهای دم هواپیما می توان حرکت yaw را کنترل کرد و بوسیله حرکت سکان هواپیمای توان حرکت pitch را کنترل نمود.

نیروی بالابر به توسط بالها ایجاد می شود نیروی بالابر کلی، نتیجه نیروهای ایجاد شده بوسیله بالها و همچنین انتهای دم هواپیما^۱ است
نیروی بالا بر هواپیما به توسط بالها را می توان با رابطه زیر بیان کرد.

$$Lw = \frac{1}{2} C_L \cdot \rho \cdot V_T^2 \cdot S \quad (9-4)$$

$$C_L = C_{L0} + \alpha_1 \alpha \quad \text{که بهره}$$

در اینجا C_{L0} به عنوان بهره بالا در زاویه $\alpha=0$ می باشد و α_1 ضریب ثابت بوده و α زاویه بالها با افق می باشد.

نیروی بالابر ناشی از دم هوا شامل دو قسمت است. خود انتهای دم و نیروی کمکی ناشی از بدنه هواپیما برای محاسبه نیروی بالا بر دم هواپیما، گشتاور Pitch ناشی از دم و ناشی از بدنه هواپیما بوسیله بازوی گشتاور دم l_t توزیع می شود

$$L_T = \frac{\frac{1}{2} (C_{MT} - C_{MWBD}) \rho \cdot V_T^2 \cdot S \cdot \bar{C}}{L_t} \quad (10-4)$$

$$C_{MT} = C_{M\eta, n}$$

^۱ - tail plane

C_{MWBD} بهره گشتاور Pitch صفر ناشی از بدنه می باشد و \bar{C} از بال هواپیما ناشی می شود ضریب گشتاور Pitch (C_{MT}) شامل $C_{M\eta}$ به عنوان ضریب برای گشتاور Pitch ناشی از دم نسبت به منحنی زاویه بالا بر و η به عنوان زاویه بالا بر است.

بالاخره باید نیروی بالا بر ناشی از سرعت Pitch را مدنظر بگیریم. اگر سرعت Pitch صفر نباشد یک نیروی بالا بر ناشی از حرکت نسبی دم هواپیما ایجاد می شود.

که عبارتست از:

$$L_q = -\rho \cdot S \cdot V_T \cdot I_t \cdot Z_Q \cdot Q \quad (11-4)$$

که Z_Q بهره نسبت نیروی بالا بر به سرعت Pitch می باشد

با ترکیب سه رابطه بالا نیروی کل بالا بر که بر هواپیما اثر می گذارد عبارتست از:

$$L = L_w + L_T + L_q$$

$$= \frac{1}{2} \rho \cdot V_T^2 \cdot S \left(C_L + \frac{(C_{MT} - C_{MWBD}) \bar{C}}{L_t} - \frac{L_t \cdot Z_Q \cdot Q}{V_T^2} \right) \quad (12-4)$$

نیروی جلو برنده^۱

نیروهای جلو برنده را می توان بصورت زیر نوشت:

$$D = \frac{1}{2} C_D \cdot \rho \cdot V_T^2 \cdot S \quad (12-4)$$

$$C_D = C_{D_0} + k C_L^2$$

و C_{D_0} ضریب نیروی جلو برنده در صفر می باشد و k بیانگر ضریب جلو برنده است.

نیروی جانبی^۲

برای محاسبه بهره جانبی C_{η} ، بایستی به سطر مشتقات آئرو دینامیک توجه کرد. مشتق ها به وسیله سری تیلور یک نیرو و یا یک گشتاور حول نقطه نامی و حذف جملات مرتبه دوم و بالاتر محاسبه می شود. برای سرعت جانبی سرعت Yaw و تاثیر rudder z تشخیص داده می شود بنابراین بهره C_{η} عبارتست از :

^۱ - Drag Force

^۲ - Side Force

$$C_{\mu} = \frac{2.Y_v.v}{V_T} + \frac{b.Y_r.R}{V_T} + 2Y_{\tau}.\tau \quad (13-4)$$

مقادیر مشتق‌ها از تست‌ها تونل باد حاصل می‌شود. بهره ثابت b بیانگر سطح بالا می‌باشد.

گشتاور Rolling

گشتاور rolling در محور ox عبارتست از

$$L_a = \frac{1}{2} C_l \cdot \rho \cdot V_T^2 \cdot S \cdot b \quad (14-4)$$

برای تشخیص بهره گشتاور rolling، C_l یک تعداد از مشتقات آئرو دینامیک باید محاسبه گردد اینجا کافیسست که گشتاور rolling نسبت به Pitch و yaw و اثرات جانبی و aileron رسم شود.

بنابراین

$$C_l = \frac{b L_p \cdot P}{2 V_T \cdot S} + \frac{b \cdot c_L \cdot L_r \cdot R}{2 V_T \cdot S} + \frac{L_v \cdot v}{V_T \cdot S} + \frac{L_{\xi} \cdot \xi}{S} \quad (16-4)$$

که مشتقات آئرو دینامیک بوسیله تونل باد تشخیص داده می‌شود.

گشتاور Pitch

رابطه گشتاور Pitch بصورت زیر می‌باشد.

$$M_a = \frac{1}{2} C_m \cdot \rho \cdot V_T^2 \cdot S \cdot C^{-} \quad (17-4)$$

$$C_m = C_{mw} + C_{MT} \quad \text{که}$$

$$C_{MW} = C_{M0} + C_{ML} \cdot C_L$$

C_{M0} گشتاور Pitch در incidence صفر می‌باشد در C_{ML} . مشتقات آئرو دینامیک و C_L ، بهره بالا بر است.

گشتاور yawing

بالاخره گشتاور yaw را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$N_a = \frac{1}{2} C_n \cdot \rho \cdot V_T^2 \cdot S \cdot b \quad (18-4)$$

همچنین، C_n ، ضربی است که با کمک محاسبه هر یک از متغیرهای آئرو دینامیک محاسبه می‌شود.

تأثیرات اصلی، بر هواپیمای Machan، عبارتند از مشتق گشتاور yaw نسبت rudder. که می‌توان بصورت زیر نمایش داد.

$$C_n = \frac{N_v \cdot V}{V_T} \cdot \frac{b \cdot N_r \cdot R}{2 \cdot V_T} N_z \cdot z \quad (19-4)$$

۴-۵- خطی سازی معادلات غیر خطی

تا بحال با روابط هواپیمای Machan و انواع حرکت های آن تا حدودی آشنا شدید حال برای پیاده سازی سیستم های کنترل متعارف لازم است که این روابط و معادلات غیر خطی - خطی سازی شوند. به علت پیچیدگی مدل غیر خطی - حتماً باید یک سری از ساده سازیها صورت گیرد. و در حالت ایده‌آل برای داشتن یک مدل خطی کامل باید عمل خطی سازی در هر نقطه صورت گیرد. ولی به علت زیاد شدن محاسبات از یک سو و با در نظر گرفتن اینکه تغییرات در نقاط مجاور کم بوده و در حد صرفنظر کردن می باشد می توان حجم محاسبات را کاهش داد. در اینجا فرض کنید که هواپیما در وضعیت مناسب از پرواز قرار دارد و یک مدل متغیر با زمان که برای اغتشاشات کوچک حول نقطه تعادل معتبر است نوشته می شود پایداری هواپیما اساساً به انتخاب مدل وابسته می باشد چون باید در برگزیده ویژگیهای جامعی از مدل غیر خطی واقع باشد برای تغییرات بزرگتر در متغیرهای پرواز یک مدل خطی کاملتر باید پیشنهاد شود.

برای خطی سازی نیاز به داشتن ویژگیهای اساسی هواپیما با در نظر گرفتن ساده سازیها می باشد توضیحات بیشتر در Aslin 1985 آورده شده است تئوریهای اصلی خطی سازی از همین منبع معرفی می شود. که نتایج کار وی را به صورت خلاصه می‌آوریم. فرض کنید که نیروهای دینامیکی و گشتاورهای موثر توابعی پیوسته از زوایای جانبی و سطحی باشد. و نیروهای آئرو دینامیک کامل و معادلات گشتاور به صورت زیر نوشته شده باشد با مراجعه به مباحث آئرو دینامیک داریم:

$$X = X_E - D \cos \alpha + L \sin \alpha + X_g \quad (20-4)$$

روابط کلی نیروها

$$Y = Y_a + Y_g$$

$$Z = -L \cos \alpha - D \sin \alpha + Z_g$$

روابط کلی برای گشتاورها

$$L = L_c + L_a$$

$$M = M_a + L_w \cdot (cg - 0.25) \cdot \bar{c} - (L_l + 0.25 - cg) \cdot L_q \quad (۲۱-۴)$$

$$N = Na$$

و همچنین بسط تیلور برای یک تابع F را می توان به صورت زیر نوشت :

$$F = F_0 + \left(\frac{\partial F}{\partial \Delta_1}\right)_0 \lambda_1 + \left(\frac{\partial F}{\partial \Delta_2}\right)_0 \lambda_2 + \quad (۲۲-۴)$$

که λ, Δ بیانگر متغیرهای مستقل و مشتقات آنها است اندیس صفر بیانگر محاسبه مشتق در یک نقطه کاری ویژه است برای سادگی محاسبات جملات مرتبه دوم به بعد را با فرض اینکه اغتشاشات در نقطه کاری به اندازه کافی کوچک می باشد حذف می کنیم چرا که برای زوایای α کوچک می توان $\sin \alpha \approx \alpha$ و $\cos \alpha \approx 1$ را در نظر گرفت. با این توضیحات حال معادلات دیفرانسیل توصیف کننده مرتبه اول می باشند.

روش کلی:

روش خطی سازی معادلات هواپیما در حالت کلی با در نظر گرفتن تغییرات جزئی حول نقطه کار انجام می شود یک سری از متغیرها به عنوان متغیرهای ورودی و خروجی انتخاب می شوند و همچنین باید یک سری از معادلات که شامل این متغیرها هستند نیز باید تشخیص داده شوند.

مدل فضای حالت توصیف سیستم غیر در حالت کلی عبارتست از:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (۲۳-۴)$$

که f تابعی از متغیر از زمان و x, u به ترتیب متغیرهای حالت و بردار ورودی می باشد.

مدل خطی شده سیستم غیر خطی مذکور به صورت زیر خواهد بود

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (۲۴-۴)$$

با فرض اینکه حرکت سیستم در حول نقطه کار انجام می شود می توان نوشت

$$\Delta x = x - x_0 \quad \Delta u = u - u_0$$

که x_0, u_0 بیانگر تراجکتوری حالت نامی^۱ و تراجکتوری و ورودی نامی^۲ می باشد با اعمال روابط در رابطه غیر خطی (۲۳-۴) خواهیم داشت

$$\dot{x} = f(x_0 + \Delta x, u_0 + \Delta u)$$

^۱-nominal state trajectory

^۲-nomiml input trajectory

با استفاده از بسط تیلور حول نقطه کاری (x. و u.) رابطه بالا به صورت زیر درمی‌آید.

$$\dot{x} = f(x_0, u_0) + \left[\frac{\partial f}{\partial x} \right]_0 \Delta x + \left[\frac{\partial f}{\partial u} \right]_0 \Delta u + r(\Delta x, \Delta u) \quad (۲۵-۴)$$

$$\left[\frac{\partial f}{\partial x} \right]_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & & \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}_0 = A$$

که اندیس ۰ بیانگر این مطلب است که مشتقات باید در نقطه کاری (x₀, u₀) محاسبه شوند و همچنین ماتریس B عبارتست از

$$\left[\frac{\partial f}{\partial u} \right]_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_n} \\ \vdots & & \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & & \frac{\partial f_n}{\partial u_n} \end{bmatrix}_0 = B \quad (۲۶-۴)$$

ماتریسهای A, B ثابت هستند و بردار $r(\Delta x, \Delta u)$ جملات مرتبه دوم باقی مانده هستند که از آنها صرفنظر می‌شود برای اعتبار داشتن روابط خطی لزوماً باید u, x حول نقطه کار باشند. شیوه خطی سازی حول تراجکتوری ثابت انجام می‌گیرد تا اثر تغییرات و اغتشاشات حداقل ممکن باشد و شرایط کاری مطلوب بدست آید. در این صورت سیستم پایدار می‌باشد.

۴-۵-۱ - خطی سازی معادلات حاکم بر مدل هواپیما

به طور کلی معادلات خطی سازی شده سیستم هواپیما Machan فوق العاده پیچیده می‌باشند برای حصول یک سری معادلات خطی قابل کنترل لازم است که حتماً شرایط مناسب اختصاصی داده شود اگر رژیم^۱ پرواز انتخابی پایدار - متقارن فرض شود در این صورت محورهای هواپیما به صورت محورهای پایدار باقی می‌مانند بنابراین سرعت پیش رو u در طول محور Ox در راستای بردار سرعت کلی V_T هواپیما خواهد بود.

^۱-flight regime

تأثیر اغتشاشات کوچک را حول نقطه کار می توان در نظر گرفت با در نظر گرفتن ساده سازی - و خطی سازی یک مدل خطی شده حاصل می شود.

با توجه به توضیحاتی که در مورد ساختار متغیرهای فیدبکی پرواز آورده شد یک مدل فضای حالت را می توان برای سیستم پیشنهاد کرد. به طور حسی می توان فهمید که حرکت هواپیما باید در دو صفحه عمود بر هم بررسی گردد برای حالت طولی صفحه (OX,OZ) و برای حرکت عرضی صفحه (OX,OY) معرفی شود. با مراجعه به توضیحات داده شده در بخشهای گذشته در مورد مدل غیرخطی سیستم باید متغیرهای دوباره بازنویسی شوند و پس با بردارهای سیستم انطباق داده شوند

برای حرکت طولی متغیرهای حالت به صورت

$$x_{long} = \begin{cases} u = & \text{Forward Velocity} \\ W = & \text{Downward Velocity} \\ Q = & \text{Pitch Rate} \\ \theta = & \text{Pitch Angle} \\ \lambda = & \text{Height} \\ X_E = & \text{Thrust} \end{cases} \quad (27-4)$$

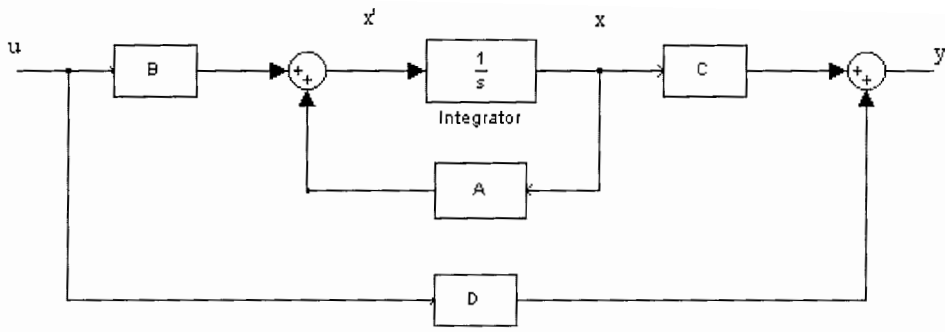
و برای حرکت عرضی متغیرهای حالت به صورت

$$x_{lat} = \begin{cases} V = & \text{Side Slip Velocity} \\ p = & \text{Roll Rate} \\ R = & \text{Yaw Rate} \\ \phi = & \text{Roll Angle} \\ \psi = & \text{Yaw Angle} \end{cases} \quad (28-4)$$

و متغیرهای ورودی برای حرکت طولی و عرضی عبارتند از:

$$u_{long} = \begin{cases} \eta = \text{Elevator} \\ T_H = \text{Throttle} \end{cases} \quad u_{lat} = \begin{cases} \tau = \text{rudder} \\ \xi = \text{Aileron} \end{cases} \quad (29-4)$$

جداسازی صفحات با وجود تداخل بین حرکت طولی و عرضی با فرض شرایط حرکتی مناسب ممکن پذیر است و مدل فضای حالت برای هر یک از آنها به صورت شکل زیر می باشد.



شکل ۳-۴

ماتریس B,A می توانند به صورت فرم تابعی نوشته شود یعنی B,A عبارتند از:

$$A_{Long} = \begin{bmatrix} a_{long1,1} & a_{long1,2} & a_{long1,3} & a_{long1,4} & 0 & a_{long1,6} \\ a_{long2,1} & a_{long2,2} & a_{long2,3} & a_{long2,4} & 0 & 0 \\ a_{long3,1} & a_{long3,2} & a_{long3,3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{long4,3} & 0 & 0 & 0 \\ a_{long5,1} & a_{long5,2} & 0 & a_{long5,4} & 0 & 0 \\ a_{long6,1} & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{long6,6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b_{long2,1} & 0 \\ b_{long3,1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{long6,2} \end{bmatrix} \quad (۳۰-۴)$$

که درایه B,A عبارتند از:

$$a_{long1,1} = -\frac{\rho S V_T}{m} (C_{D0} + k C_L^2)$$

$$a_{long1,2} = \frac{\rho S V_T C_L}{2m}$$

$$a_{long1,3} = -w \left(1 + \frac{\rho S L_t Z_q}{m} \right)$$

$$a_{long1,4} = -g \cos \theta$$

$$a_{long1,6} = \frac{1}{m}$$

$$a_{long2,1} = -\frac{\rho S V_T}{m} \left(C_L + \frac{\bar{c}}{l_t} (C_{MT} - C_{MWBD}) \right)$$

$$a_{long2,2} = -\frac{\rho S V_T}{2m} (a_1 + C_{D0})$$

$$a_{long2,3} = V_T \left(1 + \frac{\rho S l_t Z_q}{m} \right)$$

$$a_{long2,4} = -g \sin \phi \cos \phi$$

$$a_{long3,1} = \frac{\rho S V_T \bar{c}}{I_y} (C_{M_\eta} \eta_0 + C_{MW} + C_L (cg - 0.25))$$

$$a_{long3,2} = \frac{\rho S}{2I_y} [C_{ML} a_1 V_T \bar{c} + \bar{c}(cg - 0.25)(2WC_{L0} + a_1 V_T) + 2W\bar{c}(C_{M0} + C_{ML} C_{L0}) + \frac{2Ml_t Z_q q}{V_T} (l_t + \bar{c}(cg - 0.25))]]$$

$$a_{long3,3} = \frac{\rho s l_t V_T Z_q}{I_y} (l_t + \bar{c}(0.25 - cg))$$

$$a_{long4,3} = \cos \phi$$

$$a_{long5,1} = \sin \theta$$

$$a_{long5,2} = -\cos \phi \cos \theta$$

$$a_{long5,4} = U \cos \theta + V \sin \phi \sin \theta - W \cos \phi \sin \theta$$

$$a_{long6,1} = \frac{-2X_E \rho A_D (M^* - U) + \frac{X_E^2}{M^*}}{\rho^2 A_D^2 (M^* - U)^2 + I_x K_e}$$

$$a_{long6,6} = \frac{X_E^2 \left(1 + \frac{U}{M^*}\right)}{I_x \rho A_D K_e (M^* - U)^2}$$

(۳۱-۴) عدد ماخ^۱ عبارتست از

$$M^* = \sqrt{\frac{2X_E + \rho A_D U^2}{\rho A_D}}$$

و همچنین عناصر B عبارتند از:

$$b_{long2,1} = -\frac{\rho V_T^2 S \bar{c} C_{M\eta}}{2ml_t} \quad (۳۲-۴)$$

$$b_{long3,1} = -\frac{\rho V_T^2 S \bar{c} C_{M\eta}}{2ml_y}$$

$$b_{long\gamma,\tau} = -\frac{P_{max} \eta_P}{K_e I_x}$$

باید توجه شود که ماتریس های A, B از یک سری متغیرهای حالت و بهره های متناسب تشکیل می شود اگر متغیرهای حالت و بهره ها در هر لحظه از زمان محاسبه شوند یک مدل خطی -

^۱ - mach number

تغییرپذیر با زمان حاصل می شود ماتریس های B,A برای پرواز مناسب داده شده می تواند با جایگذاری مقادیر عددی حاصل شود برای مثال با فرض $\mu = 0.11^{rad}$ و سرعت $V_T = u = 33ms^{-1}$ ماتریس های B,A را می توان به صورت زیر نوشت:

$$A_{long} = \begin{bmatrix} -0.0620 & 0.2859 & 0 & -9.8100 & 0 & 0.0125 \\ -0.5620 & -2.3298 & 32.9799 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0700 & -4526 & -0.0499 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1.000 & 0 & 33.0000 & 0 & 0 \\ -16.8501 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1.1968 \end{bmatrix} \quad (33-4)$$

$$B_{long} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 5.3170 & 0 \\ -13.5789 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 130.0813 \end{bmatrix}$$

مدل فضای حالت برای حرکت خطی طولی با فرض B_{long}, A_{long} به صورت بالا عبارتست از:

$$\dot{x} = A_{long}x + B_{long}u$$

حرکت خطی عرضی:

درایه های ماتریس های A,B برای حرکت خطی - عرضی عبارتند از

$$A_{lateral} = \begin{bmatrix} a_{lat1,1} & a_{lat1,2} & a_{lat1,3} & a_{lat1,4} & 0 \\ a_{lat2,1} & a_{lat2,2} & a_{lat2,3} & 0 & 0 \\ a_{lat3,1} & a_{lat3,2} & a_{lat3,3} & 0 & 0 \\ 0 & a_{lat4,2} & a_{lat4,3} & a_{lat4,4} & 0 \\ 0 & 0 & a_{lat5,3} & a_{lat5,4} & 0 \end{bmatrix}, B_{lateral} = \begin{bmatrix} b_{lat1,1} & 0 \\ 0 & b_{lat2,2} \\ b_{lat3,1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (34-4)$$

$$a_{lat1,1} = \frac{\rho S}{V_T m} \left(Y_V V_T^2 + V^2 Y_V + \frac{b}{2} Y_R R V + 2 Y_V \tau V_T^2 \right)$$

$$a_{lat1,2} = \frac{W}{m}$$

$$a_{lat1,3} = -U + \frac{\rho S b Y_R V_T}{2m}$$

$$a_{lat1,4} = g \cos \theta \cos \phi$$

$$a_{lat2,1} = \frac{\rho S}{V_T m} \left(Y_V V_T^2 + V^2 Y_V + \frac{b}{2} Y_R R V + 2 Y_V \tau V_T^2 \right)$$

$$a_{lat1,2} = \frac{W}{m}$$

$$a_{lat1,3} = -U + \frac{\rho S b Y_R V_T}{2m}$$

$$a_{lat1,4} = g \cos \theta \cos \phi$$

$$a_{lat2,1} = \frac{\rho S}{2V_T I_x} \left(\frac{V}{2} (L_p p + L_R C_L R) + L_V V_T^2 + V^2 L_V + 2Y_\xi \xi V V_T \right)$$

$$a_{lat2,2} = \frac{\rho b^2 S L_p V_T}{4I_x}$$

$$a_{lat2,3} = + \frac{\rho b^2 S L_R V_T C_L}{4I_x} + \frac{(I_x - I_z) Q}{I_x}$$

$$a_{lat3,1} = \frac{\rho b S N_V V_T}{2I_z}$$

$$a_{lat3,1} = \frac{(I_z - I_x) Q}{I_z}$$

$$a_{lat4,2} = 1$$

$$a_{lat4,3} = \cos \phi \tan \theta$$

$$a_{lat4,4} = Q \cos \phi \tan \theta - R \sin \phi \tan \theta$$

$$a_{lat5,3} = \frac{\cos \phi}{\cos \theta}$$

$$a_{lat5,4} = Q \frac{\cos \phi}{\cos \theta} - R \frac{\sin \phi}{\cos \theta}$$

$$b_{lat1,1} = \frac{\rho S V_T^2 Y_\tau}{m}$$

$$b_{lat2,2} = \frac{\rho S V_T^2 b L_\zeta}{2I_x}$$

$$b_{lat3,1} = \frac{\rho S V_T^2 b N_\tau}{2I_z}$$

برای مثال برای حرکت مناسب با انتخاب $V_i = 33 \text{ m sec}^{-1}$ $\xi = 0$ $Z = 0$

ماتریس های خطی عبارتند از:

$$A_{lateral} = \begin{bmatrix} -0.2773 & 0 & -32.9207 & 9.8100 & 0 \\ -0.1033 & -8.5248 & 3.7509 & 0 & 0 \\ 0.3650 & 0 & -0.3139 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (35-4)$$

$$B_{lateral} = \begin{bmatrix} -5.4324 & 0 \\ 0 & -28.6408 \\ -9.4170 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

در سال ۱۹۹۱، Patel دوباره سیستم هواپیما را در تونل باد تست کرده و متوجه شد که باید دینامیک موتور نیز در معادلات فضای حالت مدنظر قرار گیرد. به همین جهت متغیر V, η برای بیان دینامیک actuator معرفی شد.

در اینصورت ماتریس های A, B در نماش فضای حالت برای حرکت خطی - طولی عبارتند از:

(36-4)

$$A_{long} = \begin{bmatrix} -0.0620 & 0.2859 & 0 & -9.8100 & 0 & 0.0125 & 0 \\ -0.5620 & -2.3298 & 32.9799 & 0 & 0 & 0 & 5.3170 \\ 0.0700 & -0.4526 & -0.0499 & 0 & 0 & 0 & -13.5789 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1.0000 & 0 & 33.0001 & 0 & 0 & 0 \\ -16.8501 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1.1968 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10.0000 \end{bmatrix}$$

$$B_{long} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 130.0813 \\ 20.000 & 0 \end{bmatrix}$$

که بردار فضای حالت و بردار ورودی عبارتند از:

$$X_{long} = \begin{bmatrix} U \\ W \\ Q \\ \theta \\ h \\ X_\varepsilon \\ \eta_c \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} \eta \\ T_M \end{bmatrix} \quad (37-4)$$

و همچنین با وارد کردن دینامیکهای actuator در معادلات فضای حالت برای حرکت خطی - عرضی و با فرض ξ_c, τ_c به عنوان متغیرهای حالت توصیف کننده موتور خواهیم داشت

(38-4)

$$A_{lateral} = \begin{bmatrix} -0.2773 & 0 & -32.9207 & 9.8100 & 0 & -5.4324 & 0 \\ -0.1033 & -8.5248 & 3.7509 & 0 & 0 & 0 & -28.6408 \\ 0.3650 & 0 & -1339 & 0 & 0 & -9.4170 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10.0000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -5.000 \end{bmatrix}$$

$$B_{lateral} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 20.000 & 0 \\ 0 & 10.0000 \end{bmatrix}$$

- [1] Oliver Junger, 1994, Robust Control and Fault Diagnosis of an Air craft Model, Dr. phil thesis, university of York, control Group, u.k.
- [2]. Aslin P.P. 1925, Aircraft Simulation and Robust Flight Control system Design. Dr. Phil Tesis , university of york, control Group, u.k.
- [3]. Spurgeon, S.K. 1988. An Assessment of Robustness of Flight control systems based of variable Structure Techniques, Dr. phil Thesis, university of york, control Group , U.K.
- [4] Wilkinson, W.M. 1995. The Algebrmic Eigenvalue Problem oxford university Press Belfast
- [5] Willcox. S.W. 1989. Robust Sensor Fault Diagnosis for Aircraft based on Analytical Redundancy. Dr. Phil Thesis, university of york control Group, U.K.

فصل پنجم

تملیل تداخل و طراعی دکوپله ساز و کنترل کننده‌های

مختلف برای هواپیمای Machan

۵-۱- مقدمه

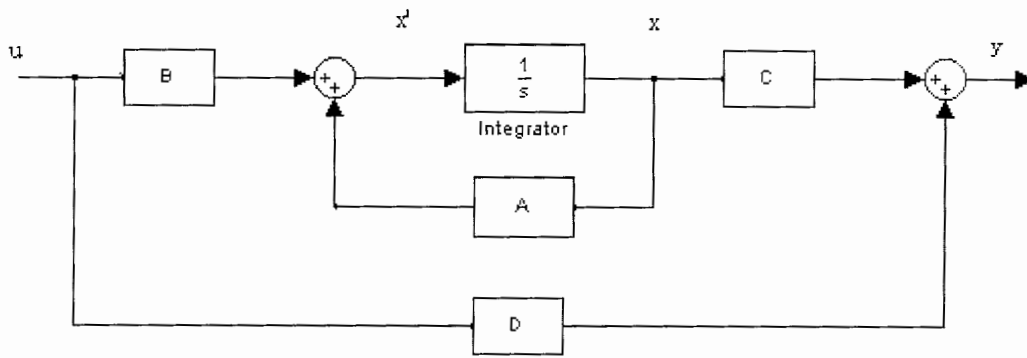
در فصلهای دوم و سوم با ایده آرایه بهره نسبی و انتخاب جفت متغیرهای مناسب ورودی - خروجی و همچنین با طراحی دکوپله ساز برای سیستم‌های چند متغیره آشنا شدید. در فصل چهارم، مدل هواپیمای Machan به عنوان یک سیستم واقعی که با معادلات دیفرانسیل غیر خطی مدل شده است معرفی شد و علاوه بر این مدل غیر خطی با در نظر گرفتن برخی از ساده سازیها، با روش بسط تیلور خطی سازی شد. و همچنین با فرض شرایط کاری خاص مدل خطی به دو حرکت خطی - طولی و حرکت خطی عرضی تقسیم بندی شد البته این مرز بندی با فرض اینکه تداخل بین حرکت خطی - طولی و حرکت خطی عرضی خیلی ضعیف می باشد معتبر است.

در این فصل هدف آن است که به توسط ایده آرایه بهره نسبی تداخل موجود بین متغیرهای ورودی و خروجی را اندازه گیری کرده و سپس با توجه به نتیجه حاصل، جفت متغیرهای مناسب ورودی - خروجی را انتخاب کرده و با طراحی دکوپله سازهای مناسب، هر یک از سیستم های حرکتی طولی و عرضی را به چندین سیستم تک ورودی - تک خروجی تبدیل می کنیم و در نهایت با اعمال کنترل کننده های مختلف همچون کنترل کننده های کلاسیک - فازی - عصبی برای هر یک از سیستم های SISO در مجموع هر یک از سیستم MIMO طولی و عرضی را کنترل می کنیم سپس به مقایسه عملکرد هر کدام می پردازیم.

۵-۲- توصیف مدل فضای حالت

همانطوریکه در فصل چهار بحث شد سیستم غیر خطی هواپیمای Machan به دو سیستم حرکتی خطی - طولی و خطی - عرضی تجزیه شد.

نمودار بلوکی برای توصیف یک سیستم با مدل فضای حالت به صورت زیر می باشد.



شکل ۵-۱- نمودار بلوکی توصیف مدل فضای حالت

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

برای حرکت خطی - طولی و خطی - عرضی ماتریسهای A, B, C, D به صورت جداگانه تعریف می شوند.

۵-۲-۱- مدل فضای حالت سیستم خطی - طولی

برای سیستم خطی - طولی ماتریس فضای حالت $a_{long}, b_{long}, c_{long}, d_{long}$ از فصل چهار به صورت زیر می باشند.

(۵-۱)

$a_{long} =$

-0.0620	0.2859	0	-9.8100	0	0.0125	0
-0.5620	-2.3298	32.9799	0	0	0	5.3170
0.0700	-0.4526	-0.0499	0	0	0	-13.5789
0	0	1.0000	0	0	0	0
0	-1.0000	0	33.0001	0	0	0
-16.8501	0	0	0	0	-1.1968	0
0	0	0	0	0	0	-10.0000

$b_{long} =$

0	0
0	0
0	0
0	0
0	0
0	130.0813
20.0000	0

```
clong =
```

```
[0 0 0 1 0 0 0;0 0 0 0 0 1 0];
```

```
dlong = zeros(2,2);
```

با انتخاب clong به صورت بالا متغیرهای حالت چهارم و ششم را به ترتیب به عنوان متغیرهای خروجی اول و دوم تعریف می کنیم که در اینصورت زاویه Thrust, pitch به ترتیب متغیرهای خروجی اول و دوم بوده که از ورودیهای زاویه Elevator, Throttler تاثیر می پذیرند.

۵-۲-۲- مدل فضای حالت سیستم خطی - عرضی

برای سیستم خطی - عرضی ماتریس های فضای حالت d_{lat} , c_{lat} , b_{lat} , a_{lat} از فصل چهارم به صورت زیر می باشند.

(۲-۵)

```
alat =
```

```
-0.2773    0   -32.9207    9.8100    0   -5.4324    0  
-0.1033  -8.5248    3.7509    0        0        0   -28.6408  
0.3650    0   -0.3139    0        0   -9.4170    0  
0        1.0000    0        0        0        0        0  
0        0        1.0000    0        0        0        0  
0        0        0        0        0   -10.0000    0  
0        0        0        0        0        0   -5.0000
```

```
blat =
```

```
0        0  
0        0  
0        0  
0        0  
0        0  
20.0000    0  
0        10.0000
```

```
clat =
```

```
[0 0 0 0 1 0 0;0 0 0 1 0 0 0];
```

```
dlat =zeros(2,2);
```

با انتخاب C_{lat} به فرم مذکور متغیرهای حالت پنجم و چهارم را به ترتیب به عنوان متغیرهای خروجی اول و دوم تعریف می کنیم که در اینصورت زاویه Yaw و زاویه Roll به ترتیب متغیرهای خروجی اول و دوم بوده که از ورودیهای زاویه Aileron , Rudder تاثیر می پذیرد.

۳-۵ - بررسی پایداری

یک سیستم با توصیف مدل فضای حالت زمانی پایدار خواهد بود که مقادیر ویژه ماتریس A در سمت چپ صفحه قرار داشته باشد با دستور $\text{eig}(A)$ می توان مقادیر ویژه یک ماتریس را بدست آورد. برای حرکت خطی - طولی مقادیر ویژه عبارتند از:

(۳-۵)

```
eig(along)
ans =
0
-1.21096004528526 + 3.68268381580389i
-1.21096004528526 - 3.68268381580389i
-0.09282573716336 + 0.55473264258502i
-0.09282573716336 - 0.55473264258502i
-1.03091384822433
-10.000000000000000
```

و برای حرکت خطی - عرضی مقادیر ویژه عبارتند از:

(۴-۵)

```
eig(alat)
ans =
0
-8.55654203322342
0.12318929116531
-0.34132317596880 + 3.51045594235999i
-0.34132317596880 - 3.51045594235999i
-10.000000000000000
-5.000000000000000
```

با توجه به مقادیر ویژه حاصل. سیستم خطی - طولی پایدار می باشد ولی در سیستم خطی - عرضی یکی از مقادیر ویژه در سمت راست (RHP) واقع می باشد و در نتیجه سیستم ناپایدار خواهد بود.

۵-۳-۱- پایدار سازی سیستم با روش فیدبک متغیرهای حالت

در اواسط دهه ۱۹۵۰ کالمن با معرفی ایده های کنترل پذیری و رویت پذیری، برای اولین بار توانست دلایل عدم موفقیت جبران سازی حذف قطب ناپایدار سیستم با صفر ناپایدار جبران کننده را توضیح دهد وی نشان داد که حذف قطب صفر کامل تنها به سیستم ناپایداری منجر خواهد شد که تابع تبدیل پایداری دارد و اینگونه طراحی ها قطعاً منجر به شکست خواهد شد و سرانجام ریسانن در سال ۱۹۶۰ نشان داد که به شرط کنترل پذیری مدل سیستم. مودهای طبیعی آن را می توان با فیدبک حالت جابجا نموده و آنها را پایدار کرد برای طراحی سیستم کنترل توسط فیدبک حالت، مسئله زیر را در نظر بگیرید. فرض کنید تحقیقی از یک سیستم بدین صورت داده شده است

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (۵-۵)$$

که معادله مشخصه آن عبارتست از:

$$a(s) = \det(SI - A) = s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 \quad (۶-۵)$$

ریشه های معادله مشخصه محل قطب های سیستم را نشان می دهند حال می خواهیم که سیستم داده شده را به توسط فیدبک حالت چنان اصلاح کنیم تا سیستم جدیدی با مقادیر ویژه مطلوب (یا یک معادله مشخصه مطلوب) به صورت زیر بدست آوریم

$$b(s) = s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0 \quad (۷-۵)$$

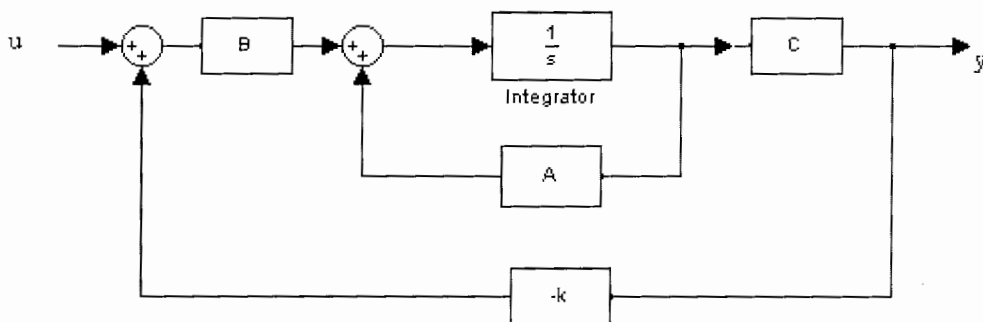
با تعریف بردار بهره فیدبک $K = [k_1, \dots, k_n]$ کنترل کننده فیدبک حالت عبارتست از: (شکل ۵-۲)

$$u(t) = v(t) - Kx(t) \quad (۸-۵)$$

که در آن $v(t)$ ورودی مرجع سیستم است توجه کنید که استفاده از $-Kx(t)$ به جای $Kx(t)$ در معادله بالا یک امر قراردادی است معادله سیستم حلقه بسته پس از اعمال فیدبک حالت عبارتست از:

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t) + bv(t) \quad (۹-۵)$$

که معادله مشخصه آن $a_k(s) = \det(SI - A + BK)$ می باشد برای تحقق پایداری، باید K را به گونه ای انتخاب کنیم که $a_k(s) = b(s)$ گردد. روش های بسیاری برای تعیین یک K مناسب در مراجع کنترل مدرن وجود دارد.



شکل ۵-۲- سیستم اصلاح شده با فیدبک متغیرهای حالت

برای پایدار سازی سیستم خطی - عرضی با روش فیدبک متغیرهای حالت ابتدا باید کنترل پذیری سیستم خطی - عرضی با دستور زیر بررسی شود.

`co=ctrb(alat,blat);` (۵-۱۰)

`rank(co)`
`ans =`
 7

چون رتبه سیستم برابر ۷ بوده و آن هم برابر با بعد ماتریس مربعی A می باشد پس سیستم کنترل پذیر می باشد و از روش فیدبک متغیرهای حالت می توان استفاده کرد.

برای سیستم خطی - عرضی قطبهای مطلوب باید طوری انتخاب شوند. که علاوه بر تضمین پایداری، مقاوم بودن سیستم مدنظر قرار گیرد با توجه به این مسائل قطبهای مطلوب سیستم را به صورت زیر اختیار می کنیم.

`dis=[-8 -7 -10 -5 -5 -4 -3];` (۵-۱۱)

و با استفاده از دستور `place` بهره K فیدبک متغیرهای حالت را محاسبه می کنیم.

`kdis=place(alat,blat,dis)` (۵-۱۲)

`kdis =`

-0.0593	-0.0219	-0.5567	-0.2444	-2.2221	0.4592	0.1051
-0.1976	-0.2015	-0.6839	-1.9361	-8.7241	0.5104	0.8700

۴-۵- تبدیل مدل فضای حالت به فرم توصیف ماتریس تابع تبدیل

۴-۵-۱- سیستم خطی - طولی

با توجه به مدل فضای حالت مشاهده می شود که سیستم خطی - طولی دارای هفت تا متغیر حالت بوده که با تعریف c_{long} در رابطه (۵-۱)، دو تا از متغیرهای حالت را به عنوان متغیرهای خروجی در نظر می گیریم پس ماتریس تابع تبدیل سیستم به صورت زیر یک ماتریس 2×2 باشد.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{g_{11}(s)}{d_1(s)} & \frac{g_{12}(s)}{d_2(s)} \\ \frac{g_{21}}{d_1(s)} & \frac{g_{22}(s)}{d_2(s)} \end{bmatrix} \quad (۱۳-۵)$$

که با فرض $G_1(s)$ و $G_2(s)$ بصورت زیر

$$G_1(s) = \frac{1}{d_1(s)} \begin{bmatrix} g_{11}(s) \\ g_{21}(s) \end{bmatrix}, G_2(s) = \frac{1}{d_2(s)} \begin{bmatrix} g_{12}(s) \\ g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (۱۴-۵)$$

که $G_1(s)$ ناشی از متغیر ورودی اول بوده و $G_2(s)$ ناشی از متغیر ورودی دوم می باشد. در MATLAB با استفاده از دستور `ss2tf` بصورت زیر می توان ماتریسهای $G_1(s)$ و $G_2(s)$ را بدست آورد.

$$(۱۵-۵)$$

```
[G1,d1]=ss2tf(along,blong,clong,dlong,1);
```

```
[G2,d2]=ss2tf(along,blong,clong,dlong,2);
```

در روابط بالا اعداد ۱ و ۲ بیانگر ورودی اول و ورودی دوم می باشند.

بعد از بدست آوردن $G_1(s)$ و $G_2(s)$ باید درایه های ماتریس (۵-۱۳) را مشخص کنیم.

همانطور که مشاهده می شود $g_{11}(s), g_{21}(s)$ به ترتیب سطر اول و سطر دوم ماتریس $G_1(s)$ بوده و همچنین $g_{12}(s), g_{22}(s)$ به ترتیب سطر اول دو سطر دوم ماتریس $G_2(s)$ می باشند ذکر این نکته لازم است که بعد از بدست آوردن $G_1(s)$ و $G_2(s)$ و به تبع آن $d_1(s)$ و $d_2(s)$ مشاهده می گردد $d_1(s)$ برابر $d_2(s)$ می باشد.

$$(۱۶-۵)$$

```
g11=G1(1,:)
```

```
g21=G1(2,:)
```

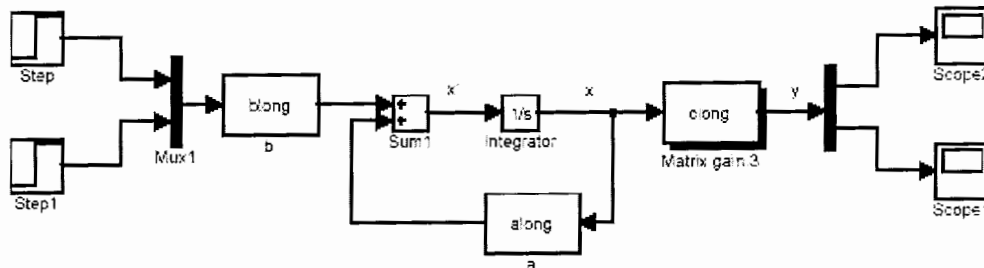
```
g12=G2(1,:)
```

```
g22=G2(2,:)
```

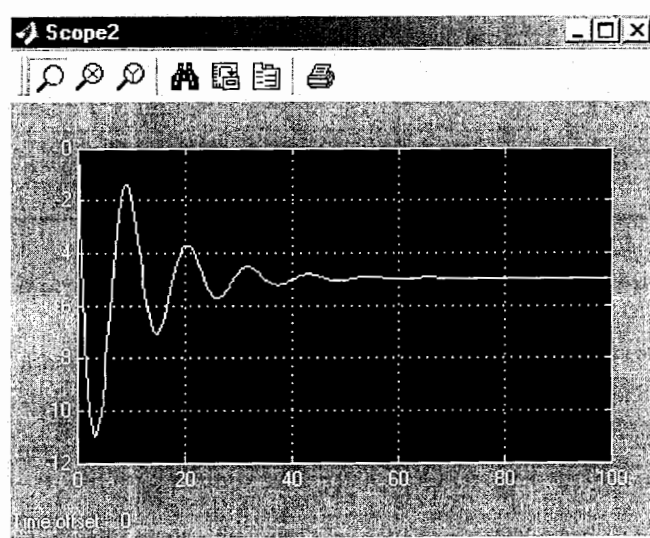
```
d=d1
```

```
%d=d1=d2
```

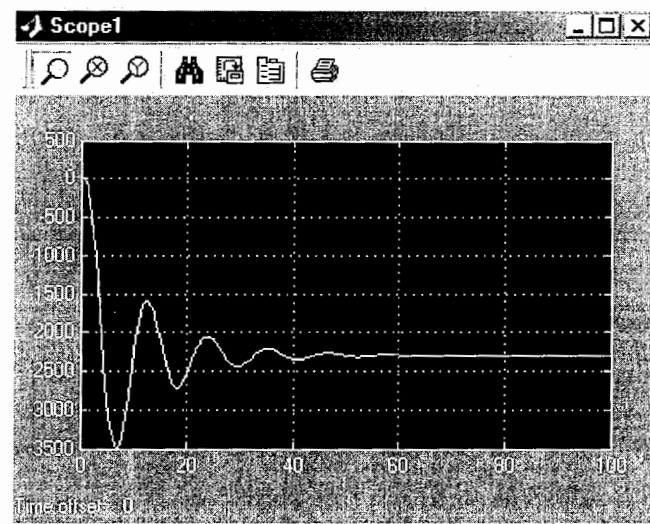
بعد از تبدیل توصیف فضای حالت به ماتریس تابع تبدیل پاسخ به ورودیهای زیر را مشاهده می‌کنیم.



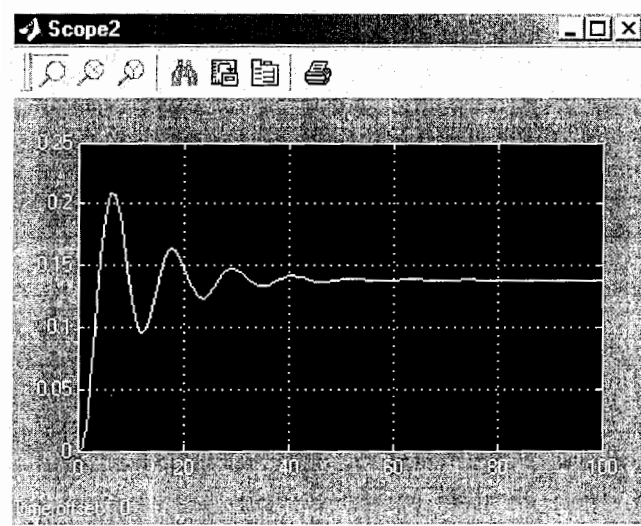
شکل ۳-۵- مدل فضای حالت برای سیستم خطی - طولی



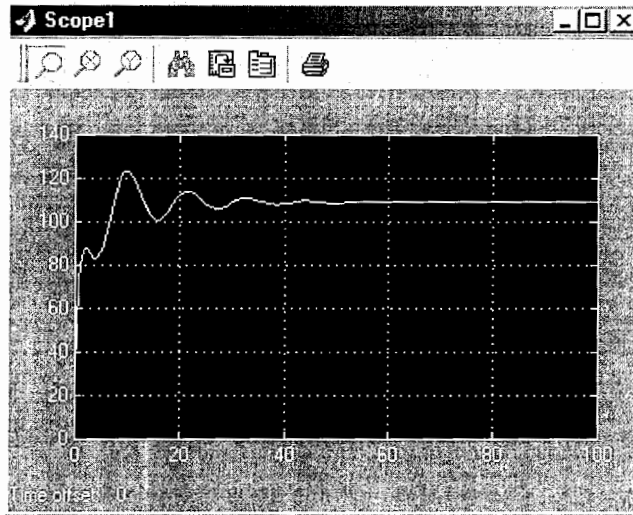
شکل ۳-۵-۱- پاسخ خروجی y_1 به ورودیهای $u_1=1, u_2=0$



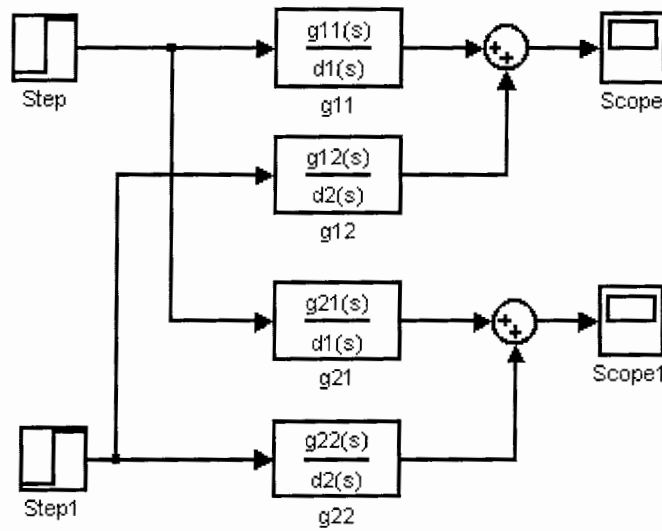
شکل ۵-۳-۲- پاسخ خروجی y_2 به ورودیهای $u_1=1, u_2=0$



شکل ۵-۳-۳- پاسخ خروجی y_1 به ورودیهای $u_1=0, u_2=1$



شکل ۳-۵-۴- پاسخ خروجی y_2 به ورودیهای $u_1=0, u_2=1$



شکل ۴-۵- نمودار بلوکی توصیف ماتریس تابع تبدیل سیستم خطی - طولی

در شکل ۴-۵ نیز به ترتیب ورودیهای $u_1=1$ و $u_2=0$ و همچنین $u_1=0$ و $u_2=1$ را اعمال کرده و پاسخ خروجیهای y_1 و y_2 را بدست آورده و مشاهده می شود که پاسخهای نمایش توصیف فضای حالت شکل (۳-۵) و شکل (۴-۵) دقیقاً شبیه هم دیگر می باشند.

۵-۴-۲ - سیستم خطی - عرضی

برای سیستم خطی - عرضی نیز ماتریس تابع تبدیل به فرم ماتریس (۵-۱۳) خواهد بود و می توان ماتریسهای 1×2 $G_1(s)$ و $G_2(s)$ را همانند ماتریسهای رابطه (۵-۱۴) برای سیستم خطی - عرضی نیز نوشت

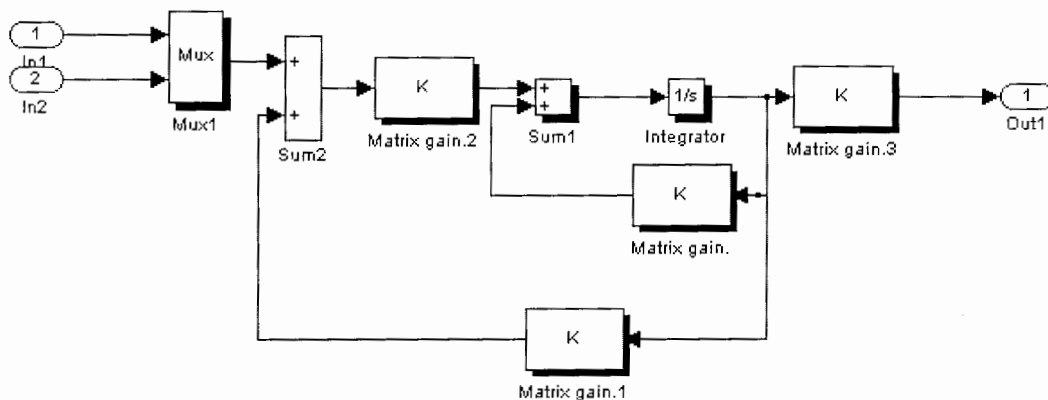
نکته قابل تامل این است که برای تبدیل توصیف فضای حالت سیستم خطی - عرضی به ماتریس تابع تبدیل باید از سیستم خطی - عرضی اصلاح شده (پایدار شده) به توسط روش فیدبک متغیرهای حالت استفاده کرد و در واقع مدل فضای حالت سیستم پایدار شده را به صورت ماتریس تابع تبدیل، در می آوریم.

بنابراین باید ابتدا مدل فضای حالت سیستم خطی - عرضی - اصلاح شده را با استفاده از دستور `linmod` بدست آورده و سپس با استفاده از دستور `ss2tf` ماتریس تابع تبدیل سیستم را محاسبه می کنیم

برای استفاده از دستور `linmod` باید آدرس دایرکتوری جاری `MATLAB` در فایل حاوی شکل `feedlat` قرار گیرد و سپس با باز کردن شکل `feed lat`، از دستور `lin mod` استفاده کرده و توصیف فضای حالت سیستم پایدار خطی - عرضی را بدست می آوریم .

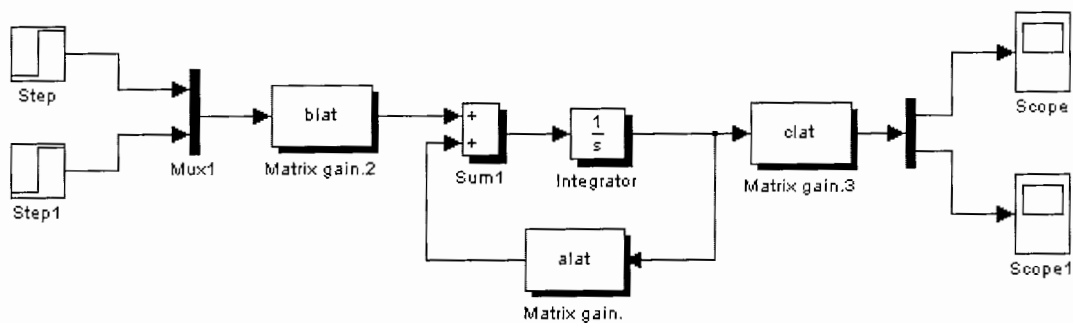
(۵-۱۷)

```
open feedlat;
[asf,bsf,csf,dsf]=linmod('feedlat');
```

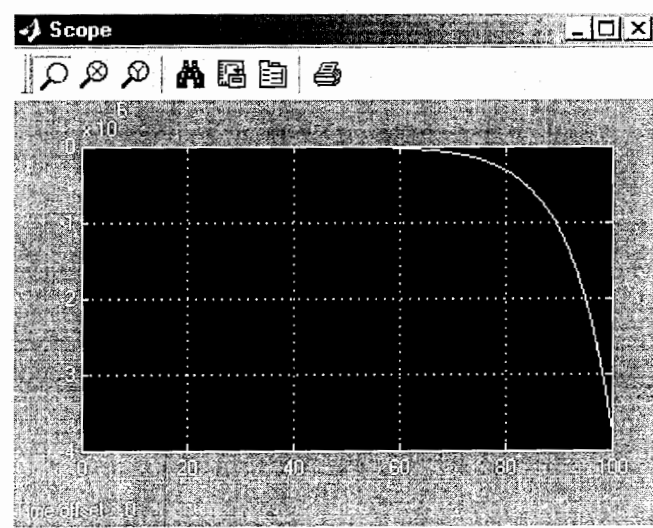


شکل ۵-۵ - سیستم خطی - عرضی اصلاح شده `feed lat` با استفاده از روش فیدبک متغیرهای حالت

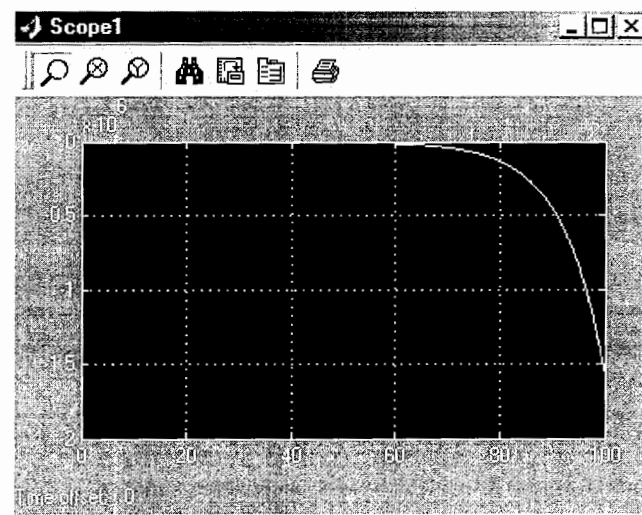
برای آنکه ناپایداری سیستم حرکت خطی - عرضی را (بدون وجود فیدبک حالت) نشان دهیم به سیستم شکل ۵-۶ ورودیهای $u_1=1$ و $u_2=1$ را اعمال کرده و شکل پاسخ خروجیهای y_1 و y_2 را مشاهده می‌کنیم



شکل ۵-۶ - سیستم خطی - عرضی اصلی بدون فیدبک حالت



شکل ۵-۶-۱ - پاسخ خروجی y_1 به ورودیهای $u_1=1, u_2=1$



شکل ۵-۶-۲ پاسخ خروجی y_2 به ورودیهای $u_1=1, u_2=1$

همانند سیستم خطی - طولی می توان با استفاده از دستور `ss2tf` ماتریس تابع تبدیل سیستم خطی - عرضی پایدار شده را بدست آورد. البته لازم بذکر است که در دستور `ss2tf` باید از ماتریسهای `asf` و `bsf` و `csf` و `dsf` که از دستور `linmod` حاصل شده اند استفاده کرد.

(۵-۱۸)

```
[G1,d1]=ss2tf(asf,bsf,csf,dsf,1);
[G2,d2]=ss2tf(asf,bsf,csf,dsf,2);
```

و درایه های ماتریس تابع تبدیل را نیز می توان همانند سیستم خطی - طولی با روابط زیر بدست آورد.

(۵-۱۹)

```
g11=G1(1,:);
g21=G1(2,:);
g12=G2(1,:);
g22=G2(2,:);
d=d1          %d=d1=d2
```

در اینجا نیز $d_1(s) = d_2(s)$ می باشد.

۵-۵ - محاسبه صفرها

در فصل اول برای یک سیستم چند متغیره، پنج نوع صفر معرفی کردیم که مهمترین آنها صفرهای انتقال یک سیستم می باشد. و کمینه فاز یا ناکمینه فاز بودن یک سیستم را فقط می توان از صفرهای انتقال تشخیص داد.

۵-۵-۱- صفرهای عنصر

اگر در ماتریس تابع تبدیل که هر یک از درایه ها، چند جمله ایها بر حسب S می باشند را مساوی صفر قرار دهیم در اینصورت ریشه های این چند جمله ایها، صفرهای عنصر سیستم چند متغیره می باشند در حالت خطی - طولی و خطی - عرضی با استفاده از دستور roots می توان صفرهای مرتبط سیستم را بدست آورد.

(۲۰-۵)

```
rg11=roots(g11)
rg21=roots(g21)
rg12=roots(g12)
rg22=roots(g22)
rd=roots(d1)
```

پس صفرهای عنصر در حرکت خطی - طولی و ریشه های منخرج مشترک در حرکت خطی - طولی

عبارتند از:

(۲۱-۵)

```
rg11 =
1.0e+008 *
    0
   -1.38240882337655
    1.38240875103444
   -0.00000002447148
   -0.00000000920473
   -0.00000000398168

rg21 =
1.0e+005 *
    0
  -2.29054165018746 + 3.96728513969255i
  -2.29054165018746 - 3.96728513969255i
    4.58099778596058
  -0.00001724279283 + 0.00014720749842i
  -0.00001724279283 - 0.00014720749842i

rg12 =
1.0e+006 *
    0
    0.00000498104917 + 2.83044081410945i
    0.00000498104917 - 2.83044081410945i
   -0.00001000000000
   -0.00000596209835

rg22 =
```

```

0
-10.000000000000000
-1.21061815544911 + 3.68270593687468i
-1.21061815544911 - 3.68270593687468i
-0.01021336421858 + 0.52191916066535i
-0.01021336421858 - 0.52191916066535i
rd =
0
-10.000000000000000
-1.21096004528525 + 3.68268381580389i
-1.21096004528525 - 3.68268381580389i
-1.03091384822433
-0.09282573716336 + 0.55473264258502i
-0.09282573716336 - 0.55473264258502i

```

و صفرهای عنصر در حرکت خطی - عرضی و ریشه های مخرج در حرکت خطی - عرضی عبارتند از:

(۲۲-۵)

```

rg11 =
1.0e+007 *
-8.14038972621865
8.14038759749952
-0.00000084926460
-0.00000062798002
-0.00000050000000
-0.00000029403625
rg21 =
1.0e+007 *
-7.00061191234438
7.00061144969260
-0.00000076969792
-0.00000050000000
-0.00000026765030
rg12 =
1.0e+014 *
-1.08773233704393
-0.000000000000008
-0.000000000000005
-0.000000000000002
rg22 =
1.0e+007 *
-7.09826853321603
7.09826751071634

```

```
-0.00000084384756
-0.00000054484338
-0.00000050000000
-0.00000008880937
```

rd =

```
-9.9999999999670
-8.00000000001630
-6.99999999998447
-5.00000000000956 + 0.00000396500161i
-5.00000000000956 - 0.00000396500161i
-3.99999999998229
-3.00000000000228
```

لازم بذکر است که برای داشتن دقت زیاد در محاسبات از فرمت long در MATLAB استفاده می کنیم.

۵-۲-۵ - صفرهای انتقال

از فصل اول برای محاسبه صفرهای انتقال می دانیم که باید ماتریس تابع تبدیل سیستم را به صورت ماتریس اسمیث - مک میلان نوشت و سپس از روی آن صفرهای انتقال را بدست می آوریم در حرکت طولی - خطی داریم.

(۲۳-۵)

$$D_0(s)=1$$

$$D_1(s)=1$$

$$D_2(s)=1.8486e-012 s^{12} + 4.3333e-011 s^{11} - 35327.1044 s^{10} - 572562.3463 s^9 - 3186949.9321 s^8 - 12358225.6392 s^7 - 26477741.4394 s^6 - 24145089.80 + 56 s^5 - 12069752.6303 s^4 - 5418158.0915 s^3 - 533614.0672 s^2$$

$$\varepsilon_1(s) = 1$$

$$\varepsilon_2(s) = D_2(s) / D_1(s)$$

$$= D_2(s)$$

$$\text{roots}(D_2(s))$$

ans =

```
1.0e+008 *
    0
    0
   -1.3824
    1.3824
   -0.0000
  -0.0000 + 0.0000i
```

-0.0000 - 0.0000i
 -0.0000
 -0.0000 + 0.0000i
 -0.0000 - 0.0000i
 -0.0000
 -0.0000

مشاهده می شود که سیستم خطی - طولی ناکمینه فاز است.

و در حرکت خطی - عرضی می توان باز همانند حرکت خطی - طولی صفرهای انتقال را بدست آورد.

(۲۴-۵)

$$D_0(s)=1$$

$$D_1(s)=1$$

$$D_2(s)= 1.8486e-012 s^{12} + 4.3333e-011 s^{11} - 35327.1044 s^{10} - 572562.3463 s^9 - 3186949.9321 s^8 - 12358225.6392 s^7 - 26477741.4394 s^6 - 24145089.80 + 56 s^5 - 12069752.6303 s^4 - 5418158.0915 s^3 - 533614.0672 s^2 + 1.6156e-027 s^{12} + 1.1955e-025 s^{11} - 1.8846e-011 s^{10} - 1.0835e-009 s^9 + 53941.8025 s^8 + 2291869.1539 s^7 + 40914215.0632 s^6 + 398738079.6475 s^5 + 2301550668.6258 s^4 + 7947260405.2661 s^3 + 15617910006.7939 s^2 + 15035375402.379 s + 0659175.8285$$

$$\varepsilon_1(s) = 1$$

$$\varepsilon_2(s) = D_2(s) / D_1(s)$$

$$= D_2(s)$$

$$\text{roots}(D_2(s))$$

ans =

1.0e+008 *

0
 0
 -1.3824
 1.3824
 -0.0000
 -0.0000 + 0.0000i
 -0.0000 - 0.0000i
 -0.0000
 -0.0000 + 0.0000i
 -0.0000 - 0.0000i
 -0.0000
 -0.0000

سیستم خطی - عرضی هم دارای صفر ناپایدار بوده و ناکمینه فاز می باشد

۵-۶- محاسبه آرایه بهره نسبی

۵-۶-۱- سیستم حرکت خطی - طولی

با مراجعه دوباره به ماتریس تابع تبدیل و درایه های سیستم در رابطه ۵-۱۶ مشاهده می شود که می توان چند جمله ای درایه ای ماتریس تابع تبدیل را ساده سازی کرد. درایه های ماتریس تابع تبدیل حرکت خطی طولی و همچنین مخرج مشترک شان دارای یک ریشه واقع در صفر (مبدا) هستند پس می توان آنها را با هم حذف کرد و از طرف دیگر در عنصر g_{11} ماتریس مذکور مشاهده می شود که ضریب جملات S^5 و S^6 نیز تقریباً با صفر برابرند و می توان چند جمله ای مذکور را به صورت زیر ساده کرد.

(۵-۲۵)

```
g11=G1(1,:)  
g11 =  
    1.0e+003 *  
    Columns 1 through 5  
    0    0.0000000000000000    0.0000000000000000    -0.27157711527692    -  
    1.02270207948403  
    Columns 6 through 8  
    -0.97588843859362    -0.24357387761795    0  
  
poly2str(g11,'s')  
ans =  
    1.4211e-014 s^6 + 1.5632e-013 s^5 - 271.5771 s^4 - 1022.7021 s^3 -  
    975.8884 s^2 - 43.5739s
```

(۵-۲۶)

```
g11=g11(1,4:7)  
g11 =  
    1.0e+003 *  
    -0.27157711527692 -1.02270207948403 -0.97588843859362 -0.24357387761795  
poly2str(g11,'s')  
ans =  
    -271.5771 s^3 - 1022.7021 s^2 - 975.8884 s - 243.5739
```

بقیه عناصر را نیز می توان به همین ترتیب ساده سازی نمود.

(۵-۲۷)

```
g21=g21(1,5:7)  
g12=g12(1,5:7)  
g22=g22(1,2:7)  
d1=d1(1,2:7)
```

```

-0.0018833909384 -0.04277709808800 -0.34905357055391 -
1.20660966034163
-1.47672696234833
poly2str(g11,'s')
ans =
-188.3391 s^4 - 4277.7098 s^3 - 34905.3571 s^2 - 120660.966 s -147672.6962

```

```

g11=g11(1,4:8)
g21=g21(1,5:8)
g12=g12(1,5:8)
g22=g22(1,4:8)
d=d1

```

برای محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی باید همانند حالت حرکت - طولی $G(0)$ را محاسبه کرده و سپس با استفاده از رابطه (۲۹-۵) ماتریس آرایه بهره نسبی را محاسبه نمود.

(۳۱-۵)

```

g=[g11(1,5) g12(1,4);g21(1,4) g22(1,5)]/d(1,8) % g=G(0)

```

(۳۲-۵)

```

Lambda =g.*inv(g')

```

```

Lambda

```

```

1.95327152712255 -0.95327152712255
-0.95327152712255 1.95327152712255

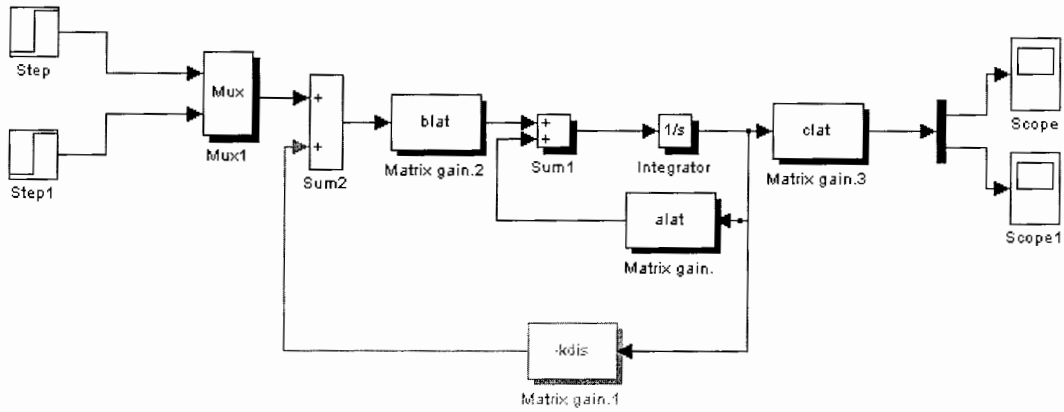
```

با توجه به نتیجه حاصل از محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی برای سیستم حرکت خطی - عرضی و با توجه به اینکه درایه های $\lambda_{11} = \lambda_{22} < 0$ از $\lambda_{12} = \lambda_{21} < 0$ می باشد پس باید جفت متغیرهای y_1 و u_1 و u_2 و y_2 را برای کنترل انتخاب کنیم. برای درک بهتر پدیده تداخل در سیستم های کنترل چند متغیره با مدلسازی سیستم های خطی - طولی و خطی - عرضی به مطالعه عملی آن می پردازیم.

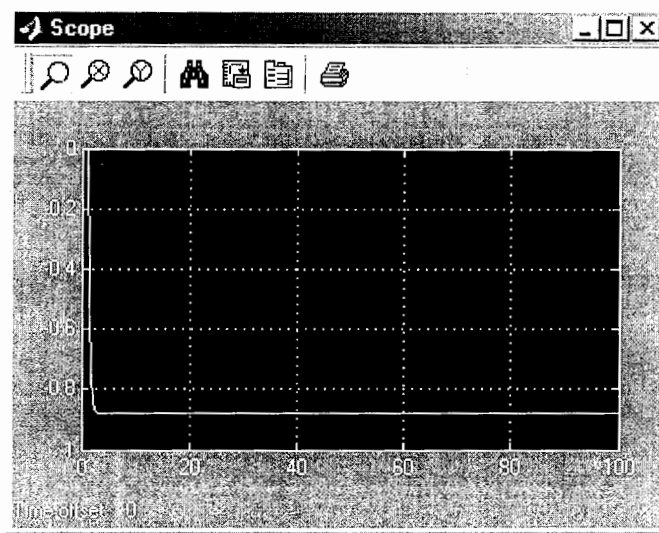
با مراجعه به شکل (۳-۵) که نمودار بلوکی سیستم خطی - طولی را نشان می دهد مشاهده می شود که با انتخاب ورودیهای $u_1=1$ و $u_2=0$ هر دو خروجی y_1 (شکل ۱-۳-۵) و y_2 (شکل ۲-۳-۵) دارای مقدار مخالف صفر می باشند یعنی با وجود آنکه مقدار متغیر ورودی دوم را صفر اختیار کردیم ولی هر دو متغیر خروجی تحت تاثیر ورودی u_1 قرار می گیرند و برعکس با انتخاب $u_1=0$ و $u_2=1$ ، هر دو خروجی y_1 (شکل ۳-۳-۵) و y_2 (شکل ۴-۳-۵) دارای مقدار هستند پس به

سیستم خطی - عرضی نیز با وجود آنکه سیستم ناپایداری می باشد ولی باز هم بین متغیرهای ورودی - خروجی تداخل وجود دارد .

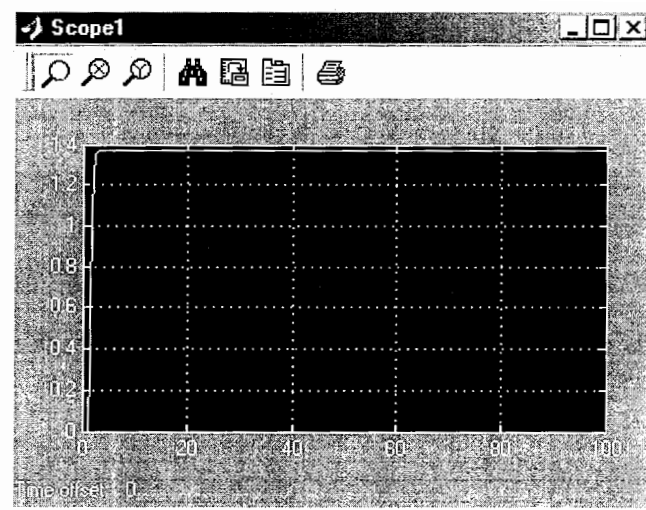
با پایدار سازی سیستم خطی - عرضی به روش فیدبک متغیرهای حالت، سیستم پایدار شده را می توان به صورت زیر مدل سازی کرد.



شکل ۵-۷- نمودار بلوکی سیستم خطی - عرضی اصلاح شده (پایدار شده)



شکل ۵-۷-۱ - پاسخ خروجی y_1 به ورودی $u_1=1, u_2=0$



شکل ۵-۷-۲ - پاسخ خروجی y_2 به ورودی $u_1=1, u_2=0$

در حرکت خطی - عرضی نیز مشاهده می شود که با وجود آنکه $u_2=0$ می باشد ولی خروجیهای سیستم دارای پاسخ بوده و از ورودی u_1 تاثیر می پذیرند.

۵-۷ - دکوپله سازی سیستم های ناکمینه فاز

با توجه به مطالب مطرح شده در فصل سوم، هدف از دکوپله سازی سیستم های کنترل چند متغیره را حذف تداخل های مزاحم معرفی کردیم با دکوپله سازی یک سیستم چند ورودی - چند خروجی، هدف آن است که این سیستم به چندین سیستم تک ورودی - تک خروجی بدل گردد و سپس برای هر یک از حلقه های کنترلی یک کنترل کننده مستقل طراحی گردد.

همچنین اشاره شد که اگر در ماتریس آرایه بهره نسبی مقادیر $\lambda_{11} = \lambda_{22} > 1$ و $\lambda_{12} = \lambda_{21} < 0$ باشد جفت متغیرهای (u_1, y_1) و (u_2, y_2) را به عنوان جفت متغیرهای مناسب کنترلی انتخاب کرده و با دکوپله سازی سیستم خواهیم داشت.

$$GH = Q$$

$$GH = \frac{1}{d} \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} \quad (۵-۳۳)$$

با توجه به رابطه (۵-۳۳) اگر $h_{11} = h_{22} = 1$ فرض شوند آنگاه می توان h_{12}, h_{21} را بصورت زیر محاسبه نمود

$$h_{12} = \frac{-g_{12}}{g_{11}} \quad (34-5)$$

$$h_{21} = \frac{-g_{21}}{g_{22}}$$

شرط صحیح بودن روابط بالا و همچنین عملی بودن (قابل تحقق بودن) ماتریس دکوپله ساز H آن است که. اولاً تمامی درایه های ماتریس تابع تبدیل H پایدار باشند و یا به عبارتی دیگر درایه های g_{11} و g_{22} در رابطه (34-5) کمینه فاز باشند

ثانیاً: تمامی درایه های ماتریس تابع تبدیل H اکیداً سره و یا حداقل سره باشند تا امکان تحقق پذیری داشته باشیم.

در صورت عدم برقراری شرط اول، نمی توان از روش فوق الذکر برای دکوپله سازی استفاده کرد و در این پایان نامه ایده جدیدی برای دکوپله سازی سیستم های چند متغیره ناکمینه فاز پیشنهاد خواهد شد و در صورت عدم برقراری شرط دوم می توان با اضافه کردن قطب پایدار دور (با لحاظ مقاوم بودن سیستم) می توان عناصر ماتریس دکوپله ساز را تحقق پذیر نمود.

5-7-1- ایده جدید برای دکوپله سازی سیستم های ناکمینه فاز

اگر رابطه (33-5) را بطور مبسوط بنویسم خواهیم داشت

$$g_{11}h_{11} + g_{12}h_{21} = Q_{11} \quad (35-5)$$

$$g_{21}h_{12} + g_{12}h_{22} = Q_{12}$$

$$g_{21}h_{11} + g_{22}h_{21} = Q_{21}$$

$$g_{21}h_{12} + g_{22}h_{22} = Q_{22}$$

(در رابطه 33-5 $Q_{11}=Q_1$ و $Q_{12}=Q_2$ و $Q_{21}=Q_1$ و $Q_{22}=Q_2$ فرض شده است)

همانطوریکه در بخش قبلی مطرح شد در صورتیکه سیستم ناکمینه فاز باشد ماتریس دکوپله ساز H با توجه به رابطه (34-5) ناپایدار بوده و تحقق H امکان پذیر نخواهد بود

برای حل مشکل می توان به جای صفر فرض نمودن Q_{21} و Q_{12} آنها را به صورت زیر تعریف کرد

$$Q_{12} = \frac{SN_1}{D_1} \quad (36-5)$$

$$Q_{21} = \frac{SN_2}{D_2}$$

و Q_{11} و Q_{22} را بعد از انتخاب اختیاری Q_{21} و Q_{12} می‌توان از رابطه‌های (۳۵-۵) محاسبه نمود اگر به Q_{11} و Q_{22} توجه کنیم مشاهده می‌کنیم که هر دو دارای یک صفر در مبدا هستند وجود جمله (S) در صورت به خاطر این است که با افزایش شدن زمان $(S \rightarrow 0)$ و در نتیجه Q_{12} و Q_{21} هر دو به صفر میل می‌کنند و به عبارت دیگر قطر فرعی ماتریس Q به صفر میل می‌کند و سیستم در حالت دائمی دکوپله می‌شود.

و همچنین باید در Q_{12} و Q_{21} باید درجه چند جمله‌ای واقع در مخرج از درجه چند جمله صورت بزرگتر باشد تا در زمانهای ابتدایی $(S \rightarrow \infty)$ $Q_{21}, Q_{12} \rightarrow 0$ کنند برای فهم بهتر مطلب، نکات لازم را در این روش به ترتیب به صورت زیر ذکر می‌کنیم

۱- درایه‌های Q_{12} و Q_{21} باید به طوری انتخاب شوند که سیستم چه در حالت گذرا و چه در حالت دائمی دکوپله باشد. به این منظور

$$Q_{12} = S \frac{N_1}{D_1} \quad Q_{21} = S \frac{N_2}{D_2}$$

وجود جمله S در صورت هر یک از درایه‌های Q_{12} و Q_{21} دکوپله بودن سیستم را در حالت دائمی $(S \rightarrow 0)$ تضمین می‌کند و همچنین باید مرتبه D_1 و D_2 به ترتیب از مرتبه چند جمله‌ای SN_1 و چند جمله‌ای SN_2 تا حد امکان بزرگتر باشد زیرا در اینصورت سیستم در زمانهای اولیه $(S \rightarrow \infty)$ نیز دکوپله خواهد شد

۲- به تحقق پذیر بودن ماتریس تابع تبدیل دکوپله ساز نیز باید دقت گردد. و برای حصول این کار باید Q_{12} و Q_{21} را بطور مناسب انتخاب کرد.

۳- ساده بودن ماتریس تابع تبدیل کلی Q هنر طراحی است در انتخاب Q علاوه بر رعایت نکات لازم باید بر ساده بودن آن تا حد ممکن دقت گردد.

۴- در انتخاب عناصر ماتریس Q سعی شود که همه عناصر دارای مخرج مساوی باشند تا باعث کاهش مرتبه سیستم کلی و در نتیجه ساده شدن محاسبات و راحتی ساخت شود

با توجه به نکات فوق ابتدائاً ماتریس Q مناسب را انتخاب کرده و سپس با استفاده از رابطه

$$GH = Q \Rightarrow H = G^{-1}Q \quad (۳۷-۵)$$

H را محاسبه می‌کنیم. برای بدست آوردن H باید سیستم $G(S)$ معکوس پذیر باشد و یا بعبارت دیگر $\det G(s) \neq 0$ باشد.

۵-۷-۲- دکوپله سازی سیستم خطی - طولی

با توجه به بخش ۵-۵، صفرهای عنصر ماتریس تابع تبدیل در سیستم خطی - طولی به جزء صفرهای عنصر g_{22} کمینه فاز می‌باشند در ضمن عنصر g دارای یک جفت صفر مزدوج مختلط بوده که به محور ω پیش از حد نزدیک می‌باشد و در عمل کار با آن دشوار بنظر می‌رسد.

نکته بعدی این است که صفرهای انتقال سیستم حرکت خطی - طولی ناپایدار می‌باشند و سیستم در کل ناکمینه فاز محسوب می‌شود مطالبی که باید به آن توجه کرد این است که اگر در یک سیستم چند متغیره حتی با وجود آنکه صفرهای عنصر کمینه فاز باشد اما اگر صفرهای انتقال سیستم ناکمینه فاز باشند سیستم ناکمینه فاز می‌شود و بر عکس حتی اگر برخی از صفرهای عنصر سیستم ناکمینه فاز باشند ولی تمامی صفرهای انتقال سیستم کمینه فاز باشند در مجموع سیستم کمینه فاز محسوب می‌شود در حرکت خطی - طولی علیرغم آن که دارای صفرهای عنصر ناکمینه فاز است، صفرهای انتقال آن نیز ناکمینه فاز است و در اینصورت سیستم خطی - طولی ناکمینه فاز است و با توجه به ناکمینه فاز بودن سیستم خطی - طولی باید از ایده جدید پیشنهاد شده در این پایان نامه برای دکوپله سازی بهره گرفت

ابتداً معکوس ماتریس را بدست می‌آوریم اگر

$$G^{-1} = G_{inv} = \begin{bmatrix} G_{inv1} & 1 \\ G_{inv2} & 2 \end{bmatrix} \quad (5-38)$$

$$G_{inv1} = \begin{bmatrix} \frac{n_{11}}{d_1} & \frac{n_{21}}{d_1} \end{bmatrix} \quad G_{inv2} = \begin{bmatrix} \frac{n_{12}}{d_2} & \frac{n_{22}}{d_2} \end{bmatrix}$$

در اینصورت ماتریس G^{-1} را می‌توان از روابط زیر بدست آورد.

$$(5-39)$$

$$\begin{aligned} DEN &= \text{conv}(g_{11}, g_{22}) - [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \text{conv}(g_{12}, g_{21})] \\ G_{inv1} &= \text{tf}(\{ \text{conv}(g_{22}, d), -\text{conv}(g_{12}, d) \}, \{DEN, DEN\}) \\ G_{inv2} &= \text{tf}(\{ -\text{conv}(g_{21}, d), \text{conv}(g_{11}, d) \}, \{DEN, DEN\}) \end{aligned}$$

در محاسبه DEN به علت اینکه درجه چندجمله ای $\text{conv}(g_{11}, g_{22})$ از درجه چند جمله ای Conv (g_{12}, g_{21}) چهار مرتبه بزرگتر می باشد به همین جهت در سمت چپ چند جمله حاصل از Conv (g_{12}, g_{21}) چهار تا جمله با ضریب اضافه می کنیم. بعد از محاسبه G^{-1} برای آسان شدن محاسبات به ساده سازی عناصر آن اقدام کرده و صفرها و قطبهای پایدار نزدیک به هم را از صورت و مخرج حذف می کنیم. بعد از ساده سازیهای لازم ریشه های صورت و مخرج G^{-1} به صورت زیر در می آیند.

(۴۰-۵)

R11=roots(Ginv1(1).num{1})
roots(Ginv1(1).den{1})

R12=roots(Ginv1(2).num{1})
roots(Ginv1(2).den{1})

R21=roots(Ginv2(1).num{1})
roots(Ginv2(1).den{1})

R22=roots(Ginv2(2).num{1})
roots(Ginv2(2).den{1})

R11 =[
-10
-1.21061815548047 + 3.68270593689243i
-1.21061815548047 - 3.68270593689243i
-0.010213364218581 + 0.521919160665354i
-0.010213364218581 - 0.521919160665354i]

R21 =[
-1.72427928330491 + 14.7207498422534i
-1.72427928330491 - 14.7207498422534i]

R12 =[
-10
-5.9620983467415]

R22 =[
-2.44714822157838
-0.920472621532112
-0.398168032145817]

DEN =[
-2.44280430617284
-0.126162195297269]

با استفاده از دستور zpk می توان درایه های ماتریس G^{-1} اصلاح شده را بدست آورد.

(۴۱-۵)

$$\text{Ginv1_}=\text{zpk}(\{R11,R12\},\{DEN,DEN\},[1,1]);$$

$$\text{Ginv2_}=\text{zpk}(\{R21,R22\},\{DEN,DEN\},[1,1]);$$

در رابطه (۴۱-۵)، Ginv1 و Ginv2 سطر اول و دوم ماتریس معکوس اصلاح شده می باشند نکته

قابل تامل این است که بعد از ساده سازی G^{-1} باید dcgain ، Ginv (اصلی) و Ginv- (اصلاح شده)

برابر باشند به همین دلیل برای تصحیح Ginv- را در بهره Ginv ضرب کرده و سپس به بهره

Ginv- تقسیم می کنیم و سپس برای اطمینان از درست بودن محاسبه، dc gain سیستم اصلاح

شده و سیستم اصلی را بدست می آوریم و با هم مقایسه کرده تا در مورد مساوی بودن آنها

اطمینان حاصل کنیم.

(۴۲-۵)

$$\text{Ginv1_}(1)=\text{Ginv1_}(1)*\text{dcgain}(\text{Ginv1}(1))/\text{dcgain}(\text{Ginv1_}(1));$$

$$\text{Ginv1_}(2)=\text{Ginv1_}(2)*\text{dcgain}(\text{Ginv1}(2))/\text{dcgain}(\text{Ginv1_}(2));$$

$$\text{Ginv2_}(1)=\text{Ginv2_}(1)*\text{dcgain}(\text{Ginv2}(1))/\text{dcgain}(\text{Ginv2_}(1));$$

$$\text{Ginv2_}(2)=\text{Ginv2_}(2)*\text{dcgain}(\text{Ginv2}(2))/\text{dcgain}(\text{Ginv2_}(2));$$

در مرحله آخر ماتریس Q را انتخاب کرده و سپس از رابطه (۳۷-۵) ماتریس دکوپله ساز را بدست

می آوریم با توجه، به نکات ذکر شده در مورد انتخاب ماتریس Q ، ماتریس زیر را برای Q پیشنهاد

می کنیم

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix}$$

(۴۳-۵)

$$Q_{11} = \frac{100}{(S+1)(S+5)(S+10)(S+100)}$$

$$Q_{12} = \frac{S}{(S+1)(S+5)(S+10)(S+100)}$$

$$Q_{21} = \frac{S}{(S+1)(S+5)(S+10)(S+100)}$$

$$Q_{22} = \frac{100}{(S+1)(S+5)(S+10)(S+100)}$$

وجود بهره ثابت ۱۰۰ در Q_{11} و Q_{22} به جهت بالا بردن dcgain آنها می باشد. در انتخاب Q با در نظر گرفتن اینکه باید عناصر سیستم ساده باشند باید به تحقق پذیر بودن ماتریس H نیز توجه کرد زیرا اگر درجه مخرج Q_{11} و Q_{22} کمتر از چهار باشد. ماتریس دکوپله ساز H تحقق پذیر نخواهد بود و در ضمن تلاش شده است تا قطبهای سیستم Q تا حد امکان از محور $j\omega$ دورتر باشند تا سیستم مقاوم باشد در MATLAB ماتریس Q را به صورت زیر تعریف می کنیم.

(۴۴-۵)

```
Q11=tf([ 100],conv([1 1],conv([1 5],conv([1 10],[1 100]))));
Q12=tf([ 1 0 ],conv([1 1],conv([1 5],conv([1 10],[1 100]))));
Q21=tf([ 1 0 ],conv([1 1],conv([1 5],conv([1 10],[1 100]))));
Q22=tf([ 100],conv([1 1],conv([1 5],conv([1 10],[1 100]))));
```

در نهایت ماتریس دکوپله ساز را به صورت زیر بدست می آوریم

$$H = G^{-1}Q = \begin{bmatrix} G_{inv1} - (1) & G_{inv1} - (2) \\ G_{inv2} - (1) & G_{inv2} - (2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} \quad (۴۵-۵)$$

در محیط MATLAB با استفاده از دستور series می توان ماتریس H را محاسبه نمود.

(۴۶-۵)

```
h11 = series(Ginv1_(1),Q11)+series(Ginv1_(2),Q21)
h12 = series(Ginv1_(1),Q12)+series(Ginv1_(2),Q22)
h21 = series(Ginv2_(1),Q11)+series(Ginv2_(2),Q21)
h22 = series(Ginv2_(1),Q12)+series(Ginv2_(2),Q22)
```

h11

Zero/pole/gain:

$$\frac{-0.36822 (s+100) (s+10)^2 (s+5) (s+2.443) (s+1) (s+0.1262) (s^2 + 0.02042s + 0.2725)(s^2 + 2.421s + 15.03)}{(s+100)^2 (s+10)^2 (s+5)^2 (s+2.443)^2 (s+1)^2 (s+0.1262)^2}$$

h12

Zero/pole/gain:

$$\frac{-0.0036822 (s+100) (s+10)^2 (s+5) (s+2.443) (s+1) (s+0.1262) (s-0.12)}{(s^2 + 0.1428s + 0.2895) (s^2 + 2.419s + 15.02)}$$

$$(s+100)^2 (s+10)^2 (s+5)^2 (s+2.443)^2 (s+1)^2 (s+0.1262)^2$$

h21

Zero/pole/gain:

$$\frac{0.0076875 (s+100) (s+18.46) (s+10) (s+5) (s+2.443) (s+1) (s-17.24) (s+0.1262)}{(s^2 + 2.541s + 130.2)}$$

$$(s+100)^2 (s+10)^2 (s+5)^2 (s+2.443)^2 (s+1)^2 (s+0.1262)^2$$

h22

Zero/pole/gain:

$$\frac{0.75425 (s+100) (s+10) (s+5) (s+3.971) (s+2.443) (s+1) (s+0.1262)}{(s^2 - 0.1993s + 0.2302)}$$

$$(s+100)^2 (s+10)^2 (s+5)^2 (s+2.443)^2 (s+1)^2 (s+0.1262)^2$$

بعد از بدست آوردن ماتریس تابع تبدیل دکوپله ساز H، صفرها و قطب های عناصر H را محاسبه می کنیم تا در مورد پایدار بودن و تحقق پذیر بودن آن اطمینان پیدا کنیم. قطب های تمام عناصر H با هم مساوی بوده و عبارتند از :

(۴۷-۵)

h11p=pole(h11)

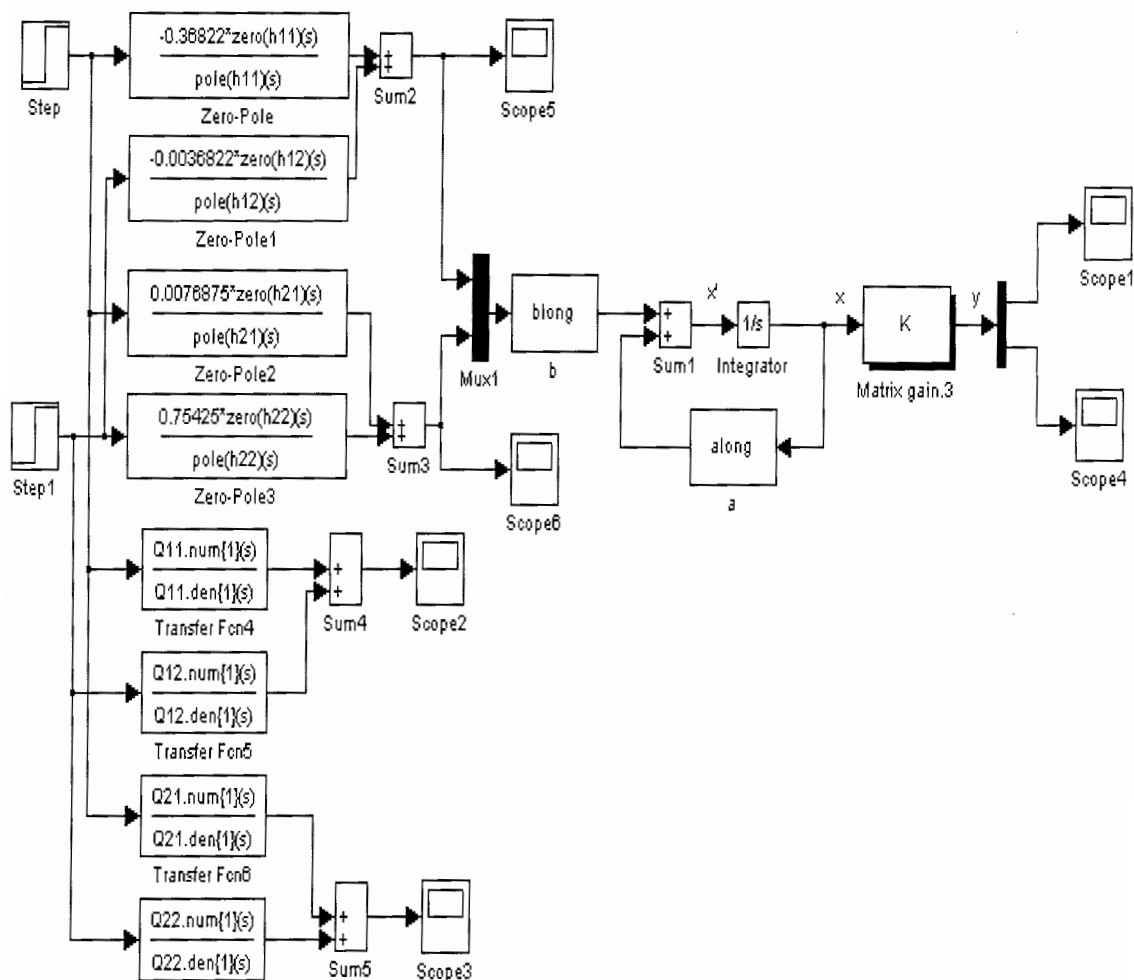
h11p =

```
1.0e+002 *  
-1.000000000000000  
-0.100000000000000  
-0.050000000000000  
-0.010000000000000  
-0.02442804306173  
-0.00126162195297
```

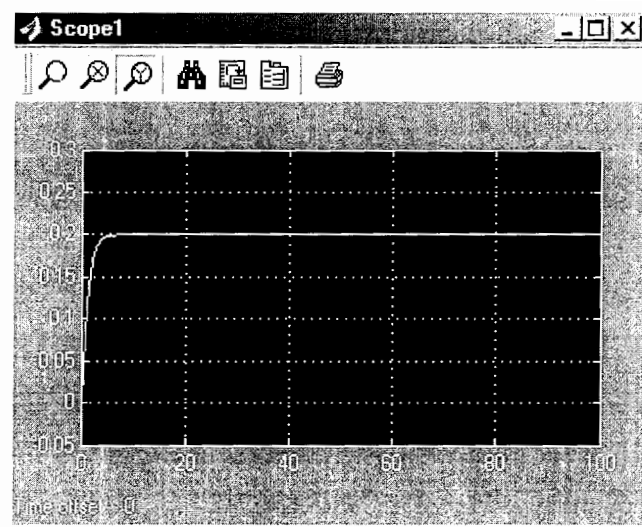
-1.0000000000000000
 -0.1000000000000000
 -0.0500000000000000
 -0.0100000000000000
 -0.02442804306173
 -0.00126162195297

مشاهده می شود که سیستم H پایدار می باشد. و صفرهای H را نیز می توان با استفاده از دستور zeros محاسبه نمود.

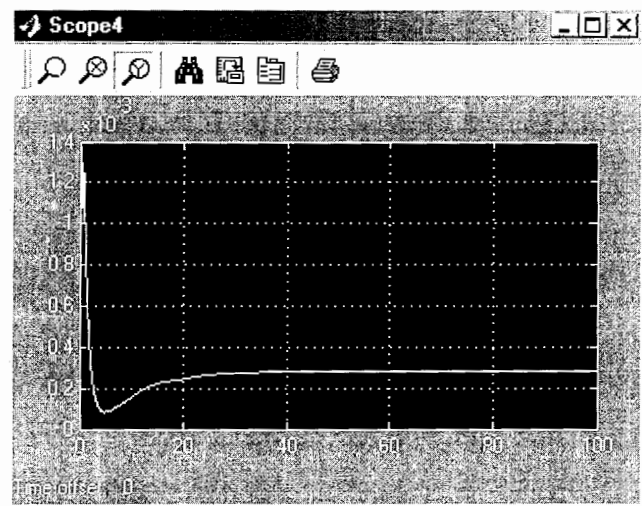
حال ماتریس تابع تبدیل دکوپله ساز H را محاسبه کردیم و لازم است عمل دکوپله سازی را در عمل مشاهده کنیم به همین جهت در محیط Simulink، ماتریس تابع تبدیل H را مدل سازی کرده و به سیستم طولی long اعمال می کنیم.



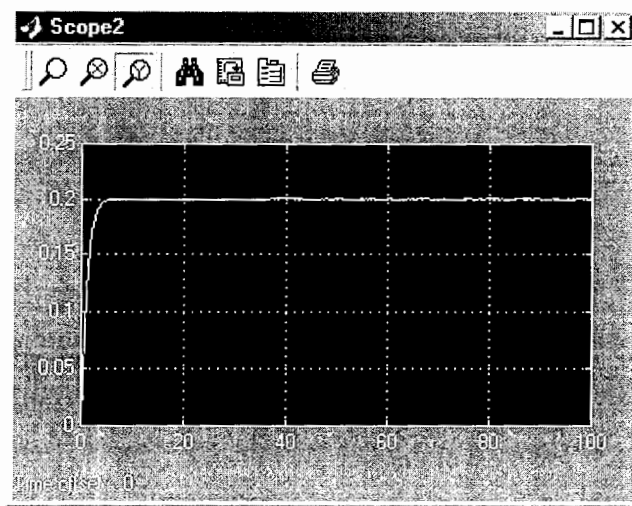
شکل ۵-۸- سیستم خطی طولی با دکوپله ساز و مقایسه با سیستم کلی Q



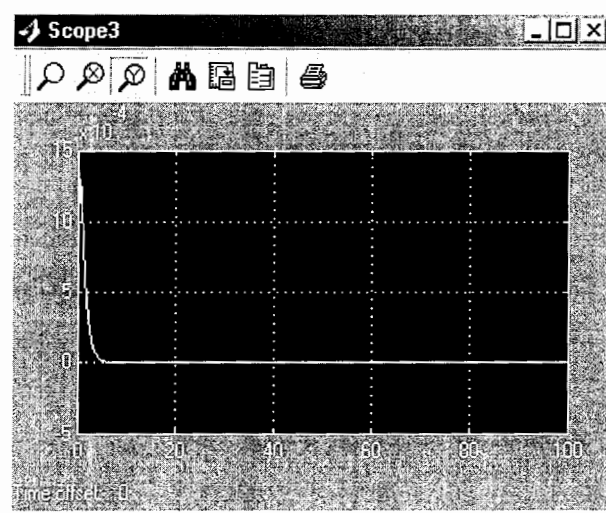
شکل ۵-۸-۱- پاسخ خروجی y_1 سیستم دکوپله شده به ورودیهای $u_1=10, u_2=0$



شکل ۵-۸-۲- پاسخ خروجی y_2 سیستم دکوپله شده به ورودیهای $u_1=10, u_2=0$

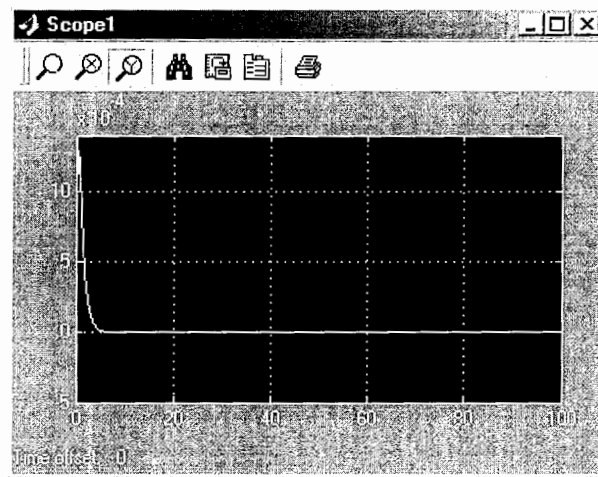


شکل ۵-۸-۳- پاسخ خروجی y_2 سیستم Q به ورودیهای $u_1=10, u_2=0$

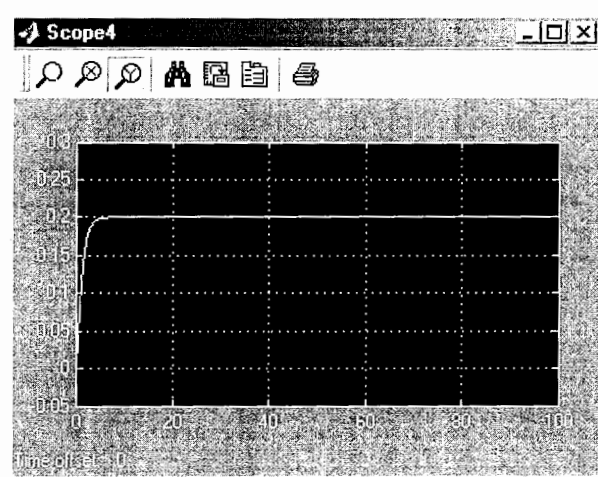


شکل ۵-۸-۴- پاسخ خروجی y_2 سیستم Q به ورودیهای $u_1=10, u_2=0$

مشاهده می‌شود که پاسخهای سیستم یعنی (۱-۸-۵) و (۳-۸-۵) و همچنین (۲-۸-۵) و (۴-۸-۵) خیلی به هم شبیه می‌باشند حال اگر ورودیهای سیستم $u_1=0$ و $u_2=1$ انتخاب شوند شکل موجهای زیر را خواهیم داشت



شکل ۵-۸-۵ پاسخ خروجی y_1 سیستم خطی طولی با دکوپله ساز به ورودیهای $u_1=0, u_2=10$



شکل ۶-۸-۵ پاسخ خروجی y_2 سیستم خطی طولی با دکوپله ساز به ورودیهای $u_1=0, u_2=10$

با مشاهده شکل های مذکور مشاهده می شود که تداخل بین خروجی y_1 و ورودی u_2 و خروجی y_2 و ورودی u_1 نیز در حد صفر بوده و خروجی y_1 فقط از u_1 و خروجی y_2 فقط از u_2 اثر می پذیرد و سیستم در عمل دکوپله شده است.

۵-۷-۳- دکوپله سازی سیستم خطی - عرضی

با توجه به مطالب بخش ۵-۵، صفرهای عنصر ماتریس تابع تبدیل سیستم خطی - عرضی به جز صفرهای g_{12} ناکمینه فاز هستند و همچنین صفرهای انتقال سیستم خطی - عرضی ناکمینه فاز هستند پس سیستم در مجموع ناکمینه فاز بوده و مانند حرکت خطی - طولی باید از ایده جدید دکوپله سازی استفاده کرد.

ابتداً ماتریس معکوس را محاسبه می‌کنیم.

(۴۸-۵)

$$\begin{aligned} \text{DEN} &= \text{conv}(g_{11}, g_{22}) - [0 \ 0 \ \text{conv}(g_{12}, g_{21})] \\ \text{Ginv1} &= \text{tf}(\{ \text{conv}(g_{22}, d), -\text{conv}(g_{12}, d) \}, \{ \text{DEN}, \text{DEN} \}) \\ \text{Ginv2} &= \text{tf}(\{ -\text{conv}(g_{21}, d), \text{conv}(g_{11}, d) \}, \{ \text{DEN}, \text{DEN} \}) \end{aligned}$$

بعد از محاسبه Ginv ، ساده سازیهای لازم را انجام داده و ریشه های صورت و مخرج عناصر Ginv

عبارتنداز:

(۴۹-۵)

$$\begin{aligned} R_{11} = [& \\ & -8.43847558612943 \\ & -5.44843387997803 \\ & -5.00037760286867 \\ & -4.99981115832488 + 0.00036750722489i \\ & -4.99981115832488 - 0.00036750722489i \\ & -0.88809369841035 &] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{12} = [& \\ & -7.00000001774490 \\ & -5.00074441786650 + 0.00129074178447i \\ & -5.00074441786650 - 0.00129074178447i \\ & -4.99851116027394 &] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{21} = [& \\ & -7.69697920695261 \\ & -5.00144848996470 \\ & -4.99927575671450 + 0.00125373998989i \\ & -4.99927575671450 - 0.00125373998989i \\ & -2.67650303292511 &] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{22} = [& \\ & -8.49264609927286 \\ & -6.27979964928127 \\ & -5.00563221156909 \\ & -4.99718404688820 + 0.00485904728808i \\ & -4.99718404688820 - 0.00485904728808i &] \end{aligned}$$


```

DEN = [ -2.94036250287777 ]
        -5.00000419774371
        -4.99999580223051
        -0.48781179418604 ]

```

با استفاده از دستور zpk می توان درایه های ماتریس G^{-1} اصلاح شده را بدست آورد .

(۵۰-۵)

```

Ginv1_ =zpk({R11,R12},{DEN,DEN},[1,1]);
Ginv2_ =zpk({R21,R22},{DEN,DEN},[1,1]);

```

و سپس با دستورات زیر dcgain درایه سیستم اصلی و سیستم اصلاح شده را مساوی قرار می دهیم.

(۵۱-۵)

```

Ginv1_(1)=Ginv1_(1)*dcgain(Ginv1(1))/dcgain(Ginv1_(1));
Ginv1_(2)=Ginv1_(2)*dcgain(Ginv1(2))/dcgain(Ginv1_(2));
Ginv2_(1)=Ginv2_(1)*dcgain(Ginv2(1))/dcgain(Ginv2_(1));
Ginv2_(2)=Ginv2_(2)*dcgain(Ginv2(2))/dcgain(Ginv2_(2));

```

در حالت حرکت خطی - عرضی نیز با توجه به نکات مطرح شده در مورد انتخاب مناسب ماتریس Q، می توان ماتریس Q را بصورت زیر اختیار کرد.

(۵۲-۵)

```

Q11=tf([ 100],conv([1 1],conv([1 10],conv([1 10],[1 100]))));
Q12=tf([ 1 0 ],conv([1 1],conv([1 10],conv([1 10],[1 100]))));
Q21=tf([ 1 0 ],conv([1 1],conv([1 10],conv([1 10],[1 100]))));
Q22=tf([ 100],conv([1 1],conv([1 10],conv([1 10],[1 100]))));
h11 = series(Ginv1_(1),Q11)+series(Ginv1_(2),Q21)

```

و با استفاده از دستور Series ماتریس تابع تبدیل دکوپله ساز را بدست می آوریم.

و سپس با استفاده از دستور pole قطبهای مشترک ماتریس تابع تبدیل دکوپله ساز را بدست می آوریم.

(۵۳-۵)

```

h11p=pole(h11)
h11p =

```

```

1.0e+002 *
-1.0000000000000000
-0.1000000000000000 + 0.00000000276790i
-0.1000000000000000 - 0.00000000276790i
-0.0100000000000000
-0.05000004197744
-0.04999995802231
-0.00487811794186
-1.0000000000000000
-0.1000000000000000 + 0.00000000276790i
-0.1000000000000000 - 0.00000000276790i
-0.0100000000000000
-0.05000004197744
-0.04999995802231
-0.00487811794186

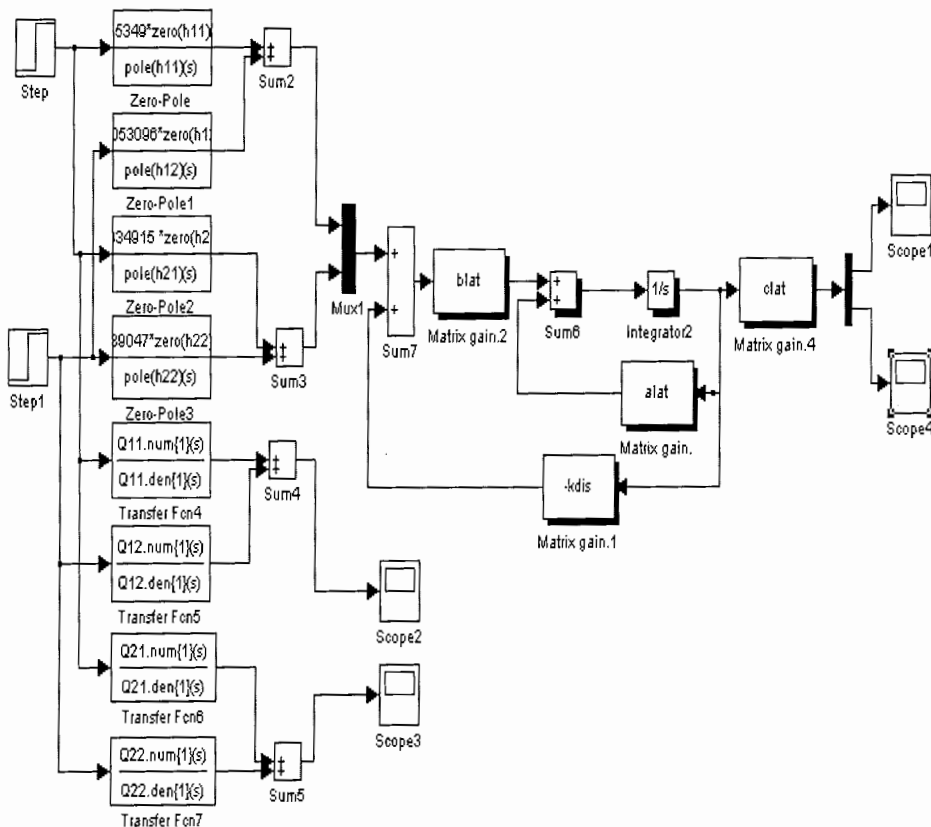
```

```

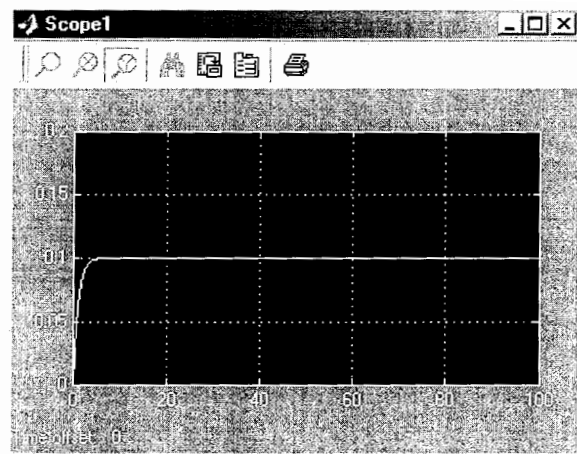
h11z=zeros(h11)
h12z=zeros(h12)
h21z=zeros(h21)
h22z=zeros(h22)

```

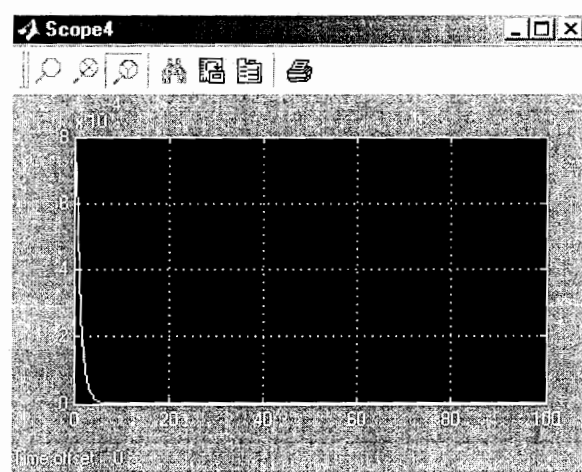
بعد از بدست آوردن ماتریس تابع دکوپله ساز H باید به سیستم حرکتی خطی - عرضی اعمال کرده و عمل دکوپله سازی را به عینیت مشاهده می کنیم.



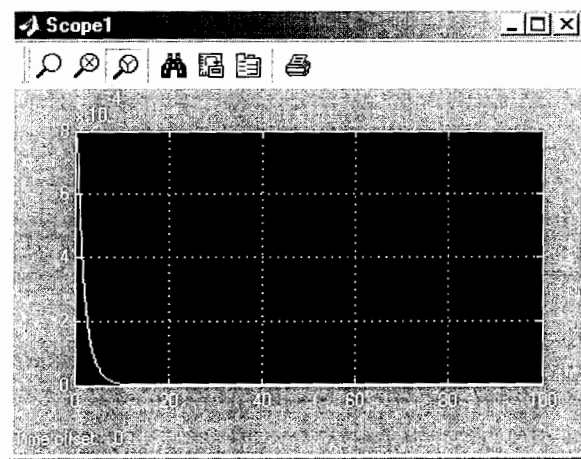
شکل ۵-۹- سیستم خطی عرضی با دکوپله سازی و مقایسه با سیستم کلی Q



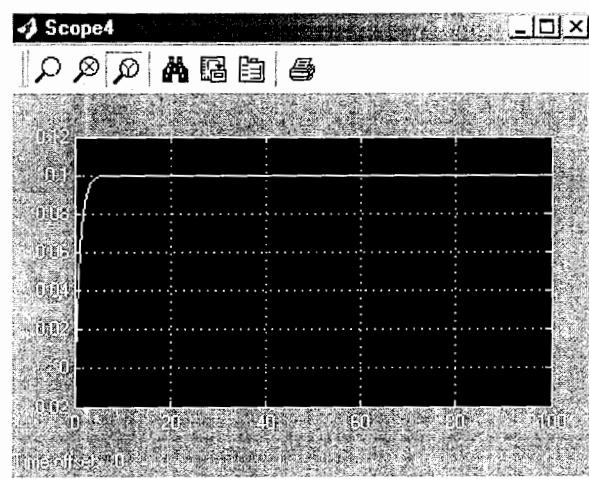
شکل (۵-۹-۱) پاسخ خروجی y_1 سیستم دکوپله شده به ورودیهای $u_1=10, u_2=0$



شکل (۵-۹-۲) پاسخ خروجی y_2 سیستم دکوپله شده به ورودیهای $u_1=10, u_2=0$



شکل (۳-۹-۵) پاسخ خروجی y_1 سیستم دکوپله شده به ورودیهای $u_1=0, u_2=10$



شکل (۴-۹-۵) پاسخ خروجی y_2 سیستم دکوپله شده به ورودیهای $u_1=0, u_2=10$

همانطوریکه از شکل‌های بالا مشاهده می‌شود سیستم دکوپله بوده و خروجی y_1 تقریباً از u_1 و خروجی y_2 تقریباً از u_2 متاثر می‌گردد.

۵-۱- طراحی کنترلرها

۵-۱-۱- کنترلر کلاسیک انتگرالگیر

برای طراحی کنترلر در هر دو سیستم خطی - طولی و خطی - عرضی کفایت به جای سیستم‌های خطی طولی و عرضی دکوپله شده ماتریس تابع تبدیل Q را در هر یک از حالتها در نظر گرفته و بعد از طراحی کنترلر برای هر کدام، کنترلر طراحی شده را، روی سیستم اصلی پیاده‌سازی کنیم.

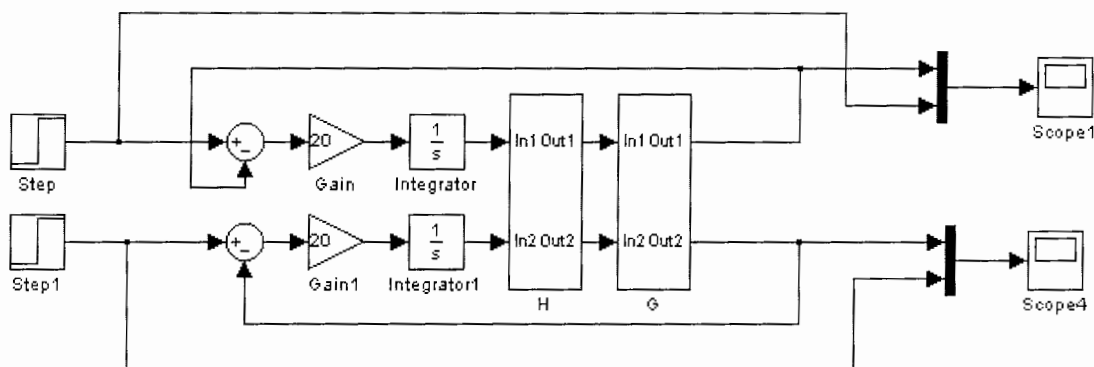
۵-۱-۱-۱- کنترلر کلاسیک انتگرالگیر برای سیستم خطی - طولی

ماتریس تابع تبدیل Q برای سیستم خطی - طولی به صورت رابطه ۵-۴۳ تعریف شد که عناصر $Q_{21}=Q_{12}$ برای دکوپله‌سازی سیستم بوده و عناصر Q_{11} و Q_{22} به ترتیب تابع تبدیل $\frac{y_2}{u_2}, \frac{y_1}{u_1}$ می‌باشند که در ضمن با هم مساوی می‌باشند پس برای طراحی کنترلر برای هر کدام از حلقه‌های SISO، کفایت که برای یک حلقه طراحی کرده و بالطبع برای حلقه دوم نیز معتبر خواهد بود.

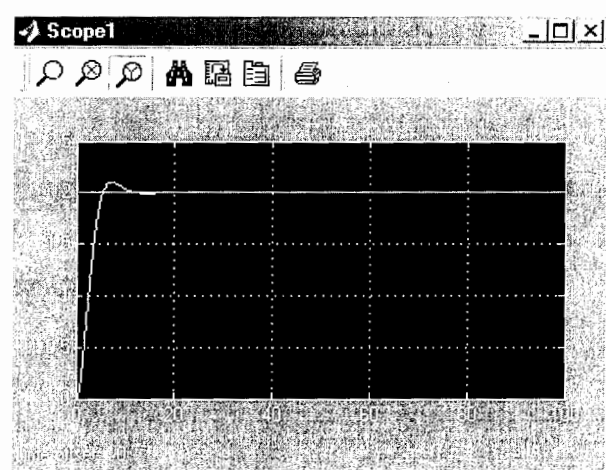
$$Q_{11} = Q_{22} = \frac{100}{(S+1)(S+5)(5+10)(5+100)}$$

از تابع تبدیل مشخص می‌شود که dc-gain سیستم برابر با $\frac{1}{50}$ می‌باشد. در ضمن قطبهای ۵- و ۱۰- و ۱۰۰- نیز به نسبت قطب ۱- از محور $j\omega$ دورتر است و تقریباً سیستم را می‌توان با $\frac{1}{50(s+1)}$ تقریب زد. پاسخ حالت ماندگار سیستم به ورودی پله برابر ۰/۰۲ خواهد بود و این بدین معنی است که سیستم ۱۰۰٪ خطای حالت ماندگار دارد و برای جبران این خطا می‌توان از کنترلر کننده $\frac{K}{S}$ بهره‌گرفت و چون نوع سیستم افزایش می‌یابد طبعاً خطا حالت ماندگار صفر خواهد شد ولی جهت تنظیم فرا جهش و زمان نشت می‌توان k را تنظیم نمود شکل (۵-۱۰) نمودار

بلوکی سیستم را نشان می دهد که خود سیستم plant و دکوپله ساز به صورت subsystem درآمدند و شکل موجهای (۵-۱۰-۱) و (۵-۱۰-۲) پاسخهای خروجیهای y_1 و y_2 به ورودیهای $u_1=2$ و $u_2=0.1$ را نشان می دهد.

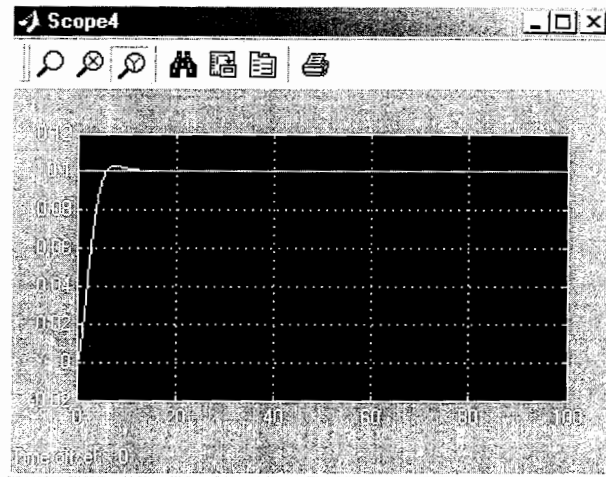


شکل ۵-۱۰ نمودار بلوکی سیستم خطی - طولی دکوپله شده با کنترل کننده انتگرالگیر

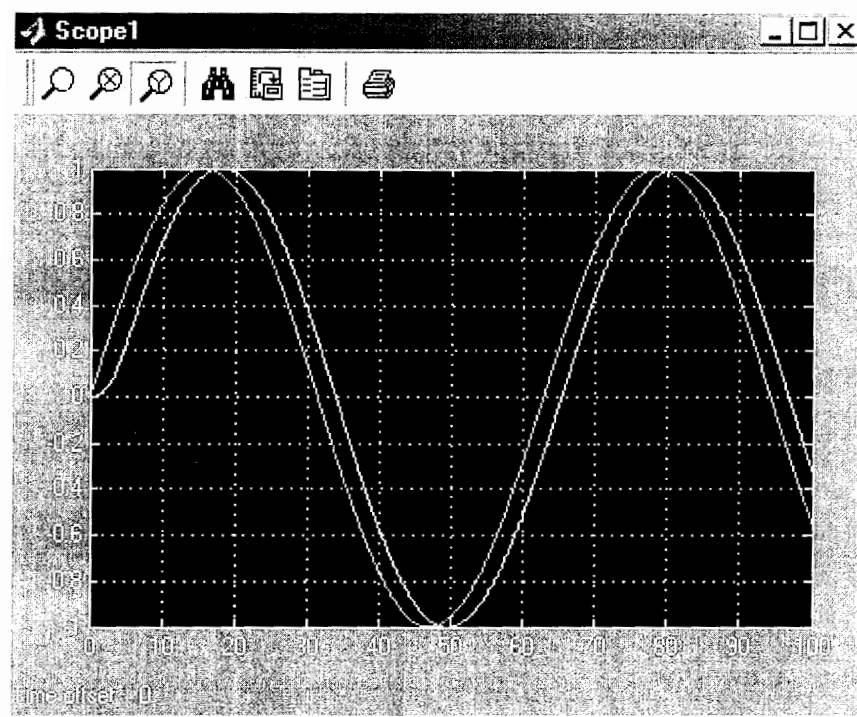


شکل ۵-۱۰-۱: پاسخ سیستم خطی - طولی دکوپله شده با کنترل کننده انتگرال گیر به

$$u_1=2, u_2=0.1$$



شکل ۵-۱۰-۲- پاسخ y_2 سیستم خطی - طولی دکوپله شده با کنترل کننده انتگرال گیر به ورودیهای $u_1=2, u_2=0.1$



شکل ۵-۱۰-۳- پاسخ y_1 سیستم خطی - طولی دکوپله شده با کنترل کننده انتگرال گیر به ورودیهای $u_1 = \sin 2\pi ft, u_2 = 1$ ($f=0.1 \text{ Hz}$)

با بزرگنمایی شکل پاسخ y_1 به ورودیهای پله $u_1=2$ و $u_2=0.1$ خطای حالت ماندگار مساوی صفر بوده و مقدار overshoot برای $u_1=2$ برابر با 0.11 می باشد. و همچنین در شکل ۵-۱۰-۳ مشاهده می شود که سیستم می تواند ورودی سینوسی با فرکانسهای کم (0.1) را تا حدی ردیابی کند. توجه شود که ورودیهای سیستم بر حسب رادیان بوده و ما برای سیستم ماکزیمم و مینموم مقدار ورودی را اختیار کرده و پاسخ های خروجی را به ورودیهای $u_1=2$ و $u_2=0.2$ بدست می آوریم در این سیستم عملکرد مطلوب عبارتست از اینکه خطای حالت ماندگار خیلی کم و نزدیک صفر باشد و ثانیاً حداکثر فراجاهش نیز باید کمتر از 10% باشد و در نهایت چون سیستم هواپیما بهر حال یک سیستم مکانیکی است به همین جهت t_s (زمان نشست) کمتر از 10 ثانیه مورد قبول هست. با اعمال کنترلر انتگرالگیر در سیستم خطی - طولی ، خطای حالت ماندگار صفر می شود و زمان صعود نیز تقریباً $5/5$ ثانیه بوده و زمان نشت نیز $8/5$ ثانیه است.

۵-۱-۱-۲- کنترلر کلاسیک انتگرالگیر برای سیستم خطی - عرضی

ماتریس تابع تبدیل Q برای سیستم خطی - عرضی به صورت رابطه (۵-۵۲) تعریف شد که عناصر $Q_{21}=Q_{12}$ برای دکوپله سازی سیستم تعریف شده اند و عناصر Q_{11} و Q_{22} به ترتیب توابع تبدیل $\frac{y_2}{u_2}, \frac{y_1}{u_1}$ می باشند که در ضمن با یکدیگر مساوی بوده و طراحی یک کنترلر برای هر یک از حلقه های SISO برای حلقه دیگر نیز معتبر خواهد بود .

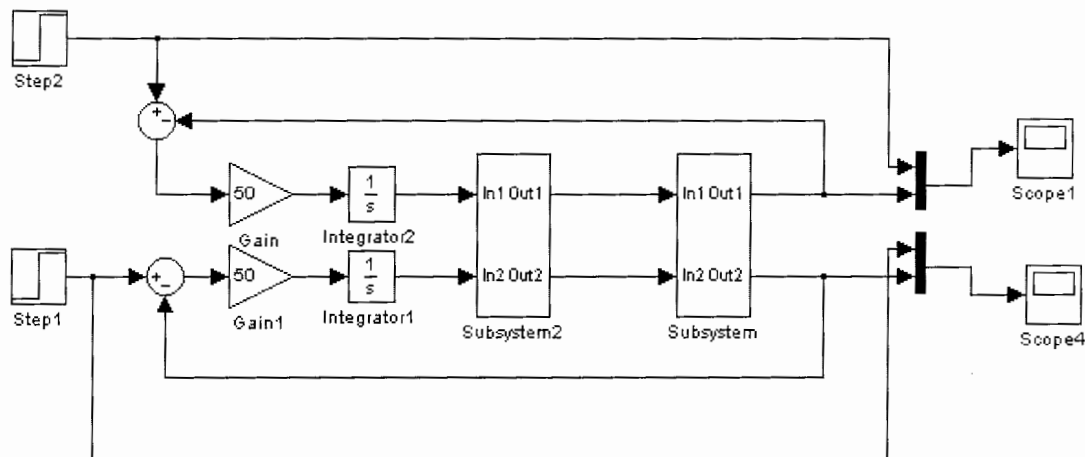
$$Q_{11} = Q_{22} = \frac{10}{(S+1)(S+10)(S+10)(S+100)}$$

از توابع تبدیل بالا مشاهده می شود که dc-gain سیستم برابر $\frac{1}{100}$ می باشد و در ضمن قطبهای

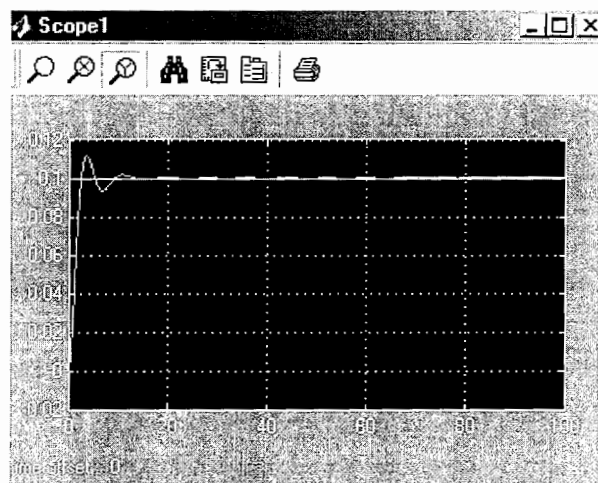
$$-1 \text{ و } 10 \text{ و } -10 \text{ و } -100 \text{ از محور } j\omega \text{ دورتر بوده و سیستم را می توان با تابع تبدیل } \frac{1}{100(S+1)}$$

تقریب زد. پاسخ حالت ماندگار به ورودی پله برابر با 0.01 خواهد بود و این بدین معنی است که سیستم تقریباً 100% خطای حالت ماندگار دارد و برای جبران این خطا از کنترلر انتگرالگیر k/s

استفاده می‌شود و با تنظیم مناسب بهره k می‌توان مقدار فراجهش زمان نشت و زمان صعود سیستم را تنظیم نمود.

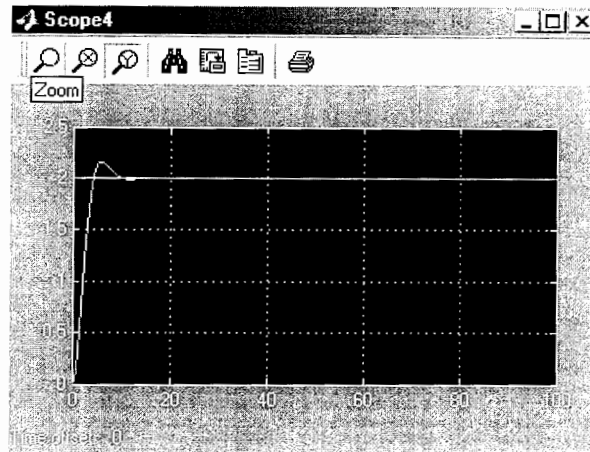


شکل ۵-۱۱- نمودار بلوکی سیستم خطی عرضی دکوپله شده با کنترل کننده انتگرالگیر



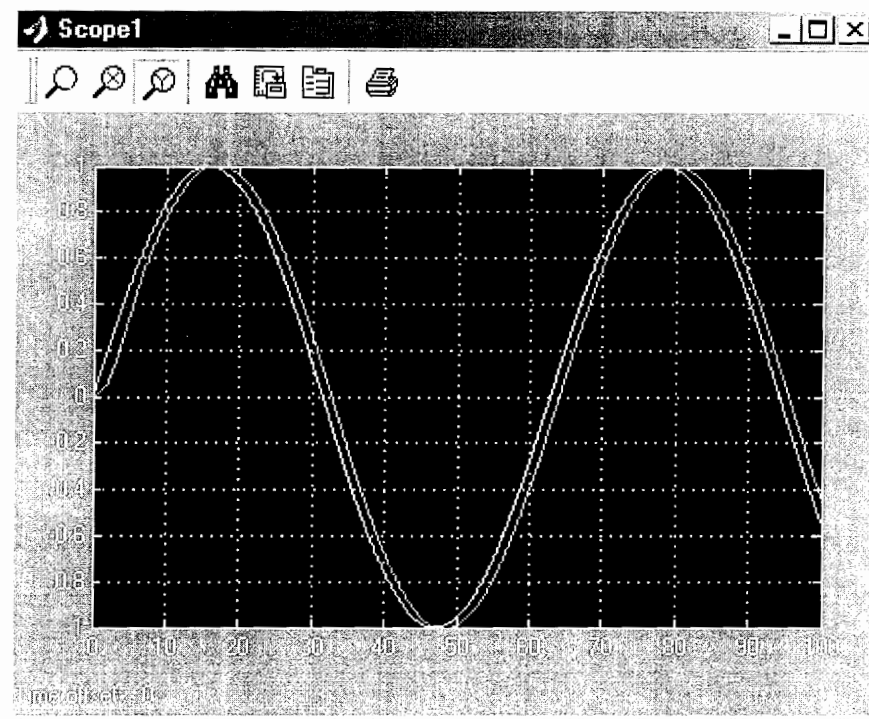
شکل ۵-۱۱-۱ پاسخ خروجی y_1 سیستم دکوپله شده با کنترلر انتگرالگیر به

$$u_1=0.1, u_2=2$$



شکل ۵-۱۱-۲- پاسخ خروجی y_2 سیستم دکوپله شده با کنترلر انتگرالگیر به

ورودیهای $u_1=0.1, u_2=2$



شکل ۵-۱۱-۲- پاسخ خروجی y_2 سیستم دکوپله شده با کنترلر انتگرالگیر به ورودیهای $u_1=0.1, u_2=2$

خطای حالت ماندگار برای سیستم نیز صفر است حداکثر فراجهش ۸٪ و زمان نشت و زمان صعود

به ترتیب برابرند با: $7/9 \text{ sec}$ و 4 sec می باشد.

۵-۱-۲-کنترلر کلاسیک پس افتی (lag)

در بخش قبلی برای سیستمهای طولی - عرضی کنترل کننده های انتگرال گیر طراحی کردیم با اعمال این کنترل کننده ها خطای حالت ماندگار سیستم به ورودی پله صفر می شود. و زمان نشست و زمان صعود سیستم با اعمال این کنترلر با وجود آنکه در محدوده قابل قبولی واقع می شد اما برای بهبود هر چه بیشتر آنها می توان از کنترل کننده های پس افتی (lag) استفاده کرد

۵-۱-۲-۱-کنترلر کلاسیک پس افتی برای سیستم خطی - طولی

در سیستم خطی - طولی کفایت که برای یکی از حلقه های کنترلی SISO، یک کنترل کننده

پس افتی طراحی کنیم و به علت اینکه توابع تبدیل سیستم $\frac{y_1}{u_1}$ ، $\frac{y_2}{u_2}$ با هم برابر می باشند بالطبع

با طراحی یک کنترلر مناسب می توان از هر دو سیستم SISO پاسخ قابل قبول گرفت.

در طراحی کنترلر lag باید قطب به محور $j\omega$ خیلی نزدیک باشد تا بتواند تقریباً به صورت یک

انتگرالگیر عمل کند و صفر کنترل کننده هم باید با سعی و خطا طوری انتخاب شود تا ضمن آنکه

خطای حالت ماندگار سیستم در حد دهم درصد باشد. درصد فراجاهش و زمان نشست و زمان صعود

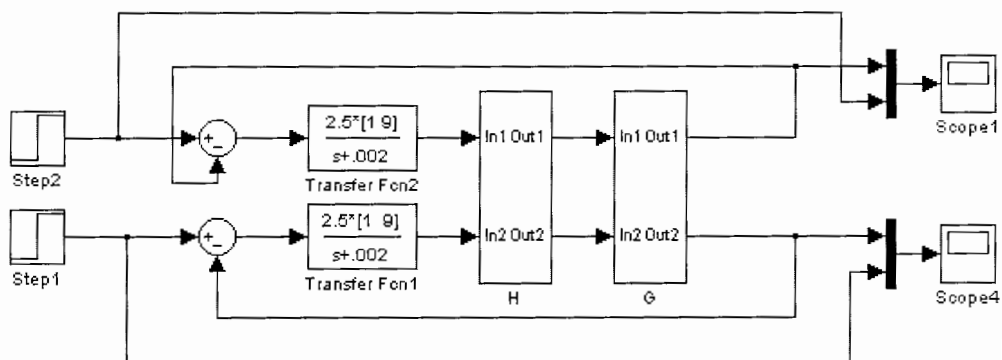
نیز در حد قابل قبول بدست آید. باز از مباحث کنترل کلاسیک می دانیم که در طراحی کنترل

کننده ها برای رسیدن به عملکرد مطلوب، همواره مجبوریم مصالحه ای بین خطای حالت ماندگار -

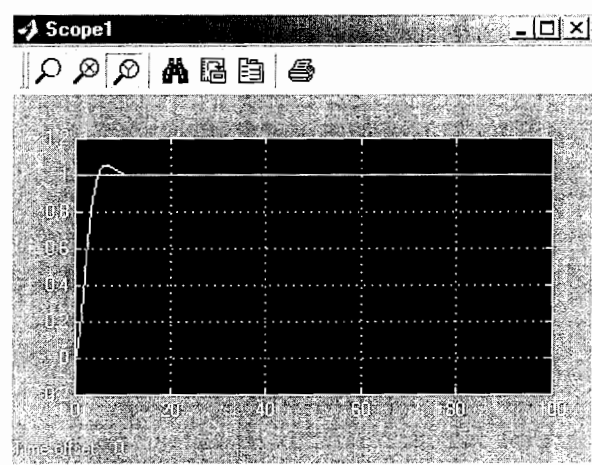
زمان صعود - زمان نشست و بقیه مولفه های طراحی ایجاد کنیم

در حرکت حطی - طولی کنترل کننده lag به صورت زیر تعریف می شود.

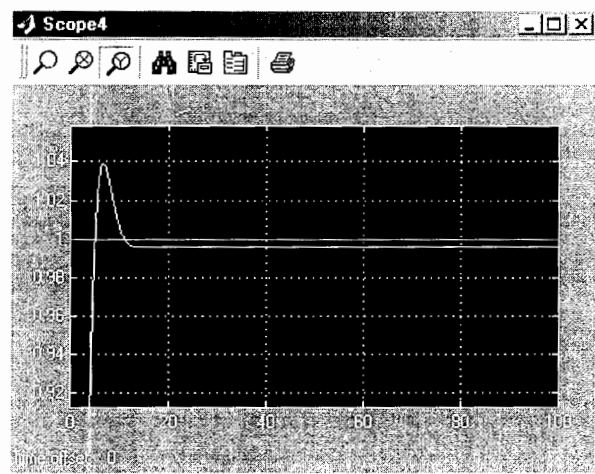
$$G_c(s) = \frac{2.5(s + g)}{s + 0.002} \quad (5-54)$$



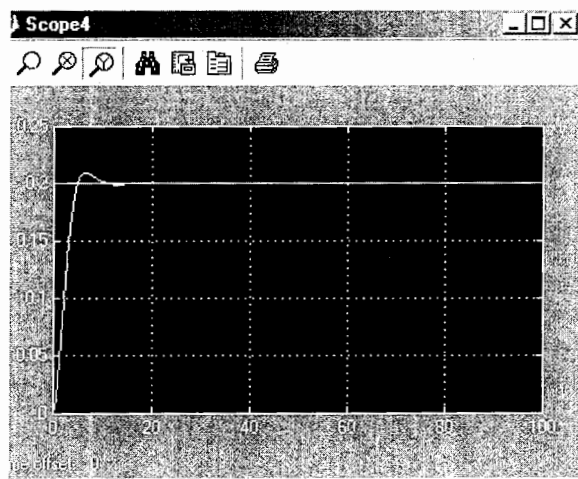
شکل ۵-۱۲: نمودار بلوکی سیستم حطی - طولی دکوپله شده با کنترل کننده lag



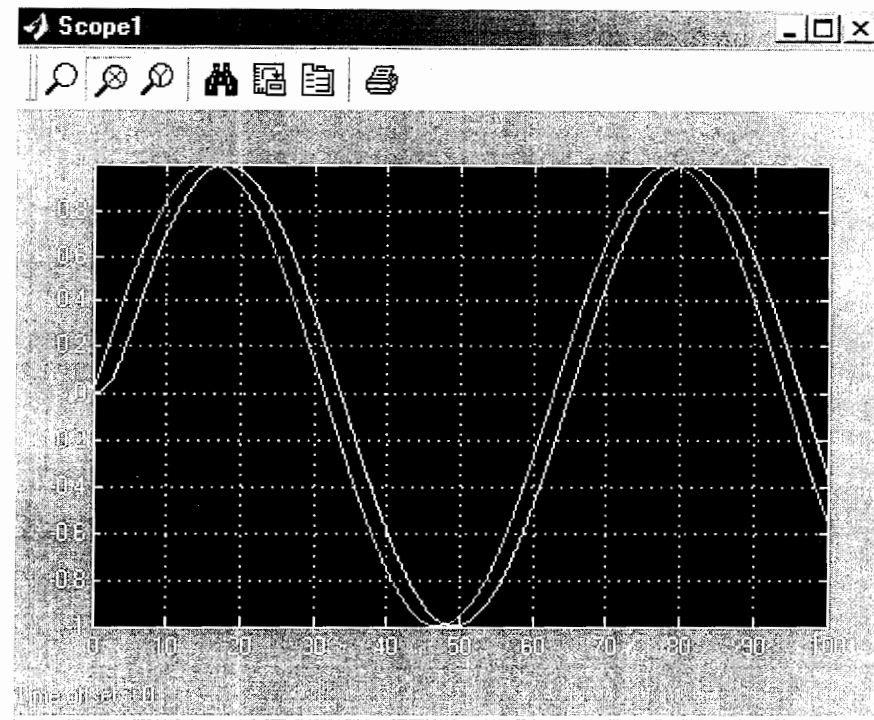
شکل ۵-۱۲-۱- پاسخ خروجی y_1 سیستم دکوپله شده با کنترلر پس افتی به ورودیهای $u_1=1, u_2=0.2$



شکل ۵-۱۲-۲ - پاسخ خروجی Y_1 سیستم دکوپله شده با کنترلر پس افتی به ورودیهای $u_1=1, u_2=0.2$



شکل ۵-۱۲-۳ - پاسخ خروجی Y_2 سیستم دکوپله شده با کنترلر پس افتی به ورودیهای $u_1=1, u_2=0.2$



شکل ۴-۱۲-۵ - پاسخ خروجی y_1 سیستم دکوپله شده با کنترلر پس افتی به

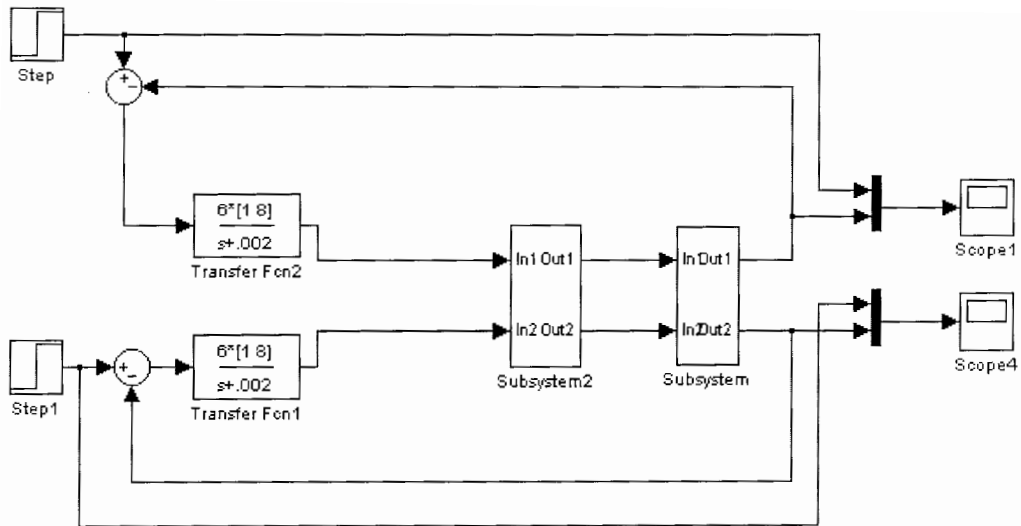
$$u_1 = \sin 2\pi ft, u_2 = 0.2$$

ورودیهای

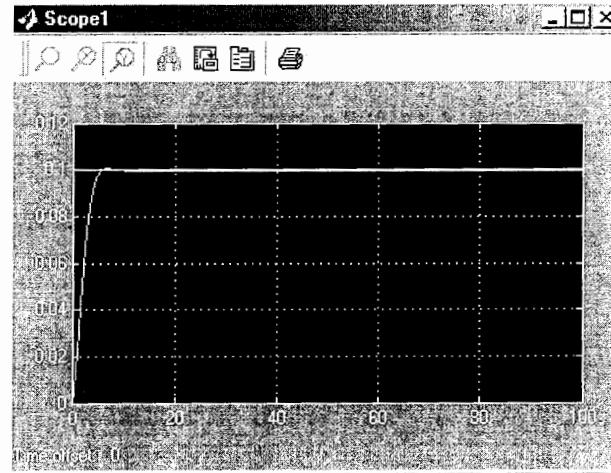
۵-۱-۲-۲ - کنترلر کلاسیک پس افتی برای سیستم خطی - عرضی

در سیستم خطی - عرضی نیز کفایت برای یکی از حلقه های کنترلی SISO کنترل کننده lag طراحی کنیم و به علت آنکه مدل هر دو حلقه عین هم می باشد برای حلقه دوم نیز معتبر خواهد بود قطب کنترل کننده باید تا حد امکان به مبدا نزدیک بوده و صفر کنترل کننده هم با سعی و خطا و با توجه به زمان نشست زمان صعود و درصد فراجهدش تنظیم می گردد برای حرکت خطی - عرضی کنترل کننده lag به صورت زیر پیشنهاد می گردد.

$$G_c(s) = \frac{6(s+8)}{s+0.002} \quad (5-55)$$

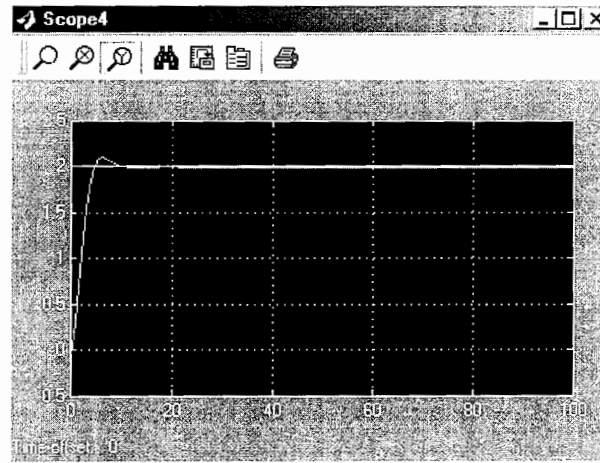


شکل ۵-۱۳ نمودار بلوکی سیستم خطی - عرضی دکوپله شده با کنترل کننده lag



شکل ۵-۱۳-۱- پاسخ خروجی y_1 سیستم دکوپله شده با کنترلر پس افتی به

$$u_1=0.1, u_2=2$$



شکل ۵-۱۳-۲- پاسخ خروجی y_2 سیستم دکوپله شده با کنترلر پس افتی به

$$u_1=0.1, u_2=2$$

۵-۱-۳- کنترل فازی

۵-۱-۳-۱- مروری بر سیستم های فازی و کنترل فازی

تئوری فازی در سال ۱۹۶۵ به توسط پروفیسور لطفی زاده مطرح شد و بعدها در دهه ۷۰ کنترل کننده های فازی به وسیله ابراهیم ممدانی و آسیلیان ساخته شد در سال ۱۹۸۵ اولین chip فازی تولید شد در دهه ۹۰ نیز ژاپنیها در زمینه کاربردهای عملی سیستم های فازی و کنترل فازی کار کردند.

واژه فازی در لغت به معنی گنگ - مبهم و نامشخص تعریف شده است. سیستم های فازی به دلایل مختلف توسعه پیدا کردند که در اینجا به ۲ مورد مهم اشاره می شود

اولاً سیستم های عملی موجود بسیار پیچیده تر از آن هستند که بتوان یک توصیف دقیق برای آنها تعریف کرد و حتی اگر در تعریف دقیق هم سعی کنیم که همه پارامترها و مولفه های تاثیر گذار را در نظر بگیریم باز هم به علت وجود برخی از عدم قطعیت ها در سیستم و عوامل ناشناخته شده مدل تعریف شده کاملاً بر واقعیات سیستم منطبق نخواهد بود و بنابراین مجبور هستیم از یک توصیف تقریبی یا همان فازی استفاده کنیم و ثانیاً برای آنکه بتوانیم از اندیشه بشری به صورت شماتیک استفاده کرده و دانش و آگاهی انسان با یک فرمول ریاضی مدل کنیم مجبوریم از تئوری فازی بهره بگیریم.

لازم به ذکر است که زمینه های کاربرد تئوری فازی بسیار زیاد بوده و در اکثر علوم فنی و مهندسی همچون مخابرات، بهینه سازی، پردازش تصویر کاربرد فراوان دارد.

یک سیستم فازی از چندین بخش اساسی به شرح زیر تشکیل شده است.

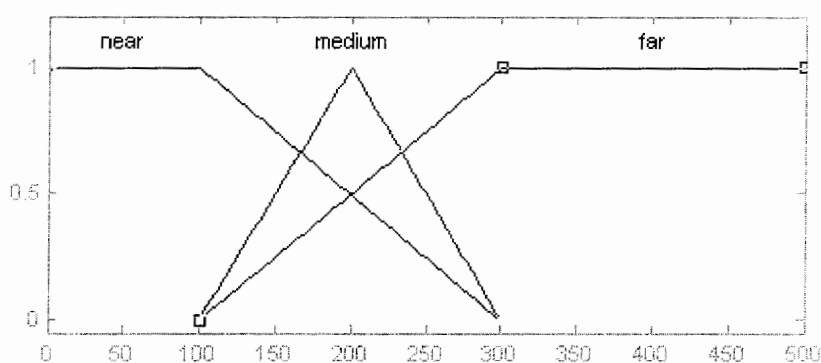
۱- پایگاه قواعد: پایگاه قواعد اساس یک سیستم فازی را تشکیل می دهد. هر قاعده فازی از عبارات اگر - آنگاه فازی تشکیل می شود که این عبارات بر اساس دانش بشری نوشته می شوند مثلاً هنگامی که یک قطار در حالت حرکت به ایستگاه نزدیک می گردد. لوکوموتیوران، برای توقف پدال ترمز را فشار می دهد که میزان فشار وارده بر پدال ترمز را می توان با روابط فازی اگر - آنگاه با استفاده از دانش و آگاهی لوکوموتیوران به صورت زیر بیان کرد.

۱- اگر فاصله قطار تا ایستگاه زیاد است آنگاه فشار کمی به پدال ترمز وارد کنید.

۲- اگر فاصله قطار تا ایستگاه متوسط است آنگاه فشار متوسطی به پدال ترمز وارد کنید.

۳- اگر فاصله قطار تا ایستگاه کم است آنگاه فشار زیادی به پدال ترمز وارد کنید.

برای درک بهتر عبارات بالا لازم است که کلماتی همچون زیاد- متوسط - کم و.. را بصورت دقیق تعریف کنیم برای تعریف از تابع عضویت (تعلق) استفاده می کنیم مثلاً فاصله قطار را از ۰ تا ۵۰۰ متر را می توان به صورت زیر با تابع عضویت بیان کرد



شکل ۵-۱۴: تابع عضویت برای فاصله قطار در حال حرکت تا ایستگاه

قواعد اگر - آنگاه فازی در حقیقت یک گزاره شرطی می باشد که درحالت کلی به صورت زیر می باشند اگر «گزاره فازی» آنگاه «گزاره فازی»

هر یک از گزاره های فازی می توانند به دو صورت ساده و مرکب تعریف شوند

در مثال مذکور هر یک از گزاره های فازی گزاره ساده بودند ولی اگر در همان مثال متغیر سرعت را نیز در نظر بگیریم. در این صورت قواعد فازی بخش اگر گزاره مرکب خواهند بود به عنوان مثال قاعده ۱ را می توان به صورت زیر تصحیح نمود

۱- اگر فاصله قطار تا ایستگاه زیاد است و سرعت قطار نیز کم است آنگاه فشار خیلی کمی به پدال ترمز وارد کنید.

۲- موتور استنتاج: اگر بخواهیم کار موتور استنتاج را به طور ساده بیان کنیم عبارت است از اینکه یک موتور استنتاج با توجه به داده های ورودی و با توجه به پایگاه قواعد خروجی مناسب فازی را تولید می کند در حالت کلی دو روش برای نتیجه گیری و استنتاج وجود دارد.

۱- استنتاج مبنی بر ترکیب قواعد

۲- استنتاج مبنی بر قواعد جداگانه

در اینجا صرفاً برای آشنایی با موتورهای استنتاجی که در سیستم های فازی و کنترل فازی کاربرد فراوانی دارند اشاره می کنیم

۱- موتور استنتاج حاصلضرب

۲- موتور استنتاج مینیموم

۳- موتور استنتاج لوکاشیویکز

۴- موتور استنتاج دینس - ریش

۵- موتور استنتاج زاده،

بخش سوم: فازی سازها و غیر فازی سازها

فازی ساز بعنوان نگاشتی از یک نقطه $X^* \in U \subset R^n$ به یک مجموعه فازی A که در U تعریف شده است ورودی یکی فازی ساز اعداد مطلق (*crisp*) بوده و خروجی آن یک عدد فازی می باشد.

انواع فازی سازها عبارتند از

۱- فازی ساز منفرد

۲- فازی ساز گوسین

۳- فازی ساز مثلثی

غیر فازی ساز : خروجی موتور استنتاج یک عدد فازی بوده و باید این عدد فازی به یک عدد مطلق

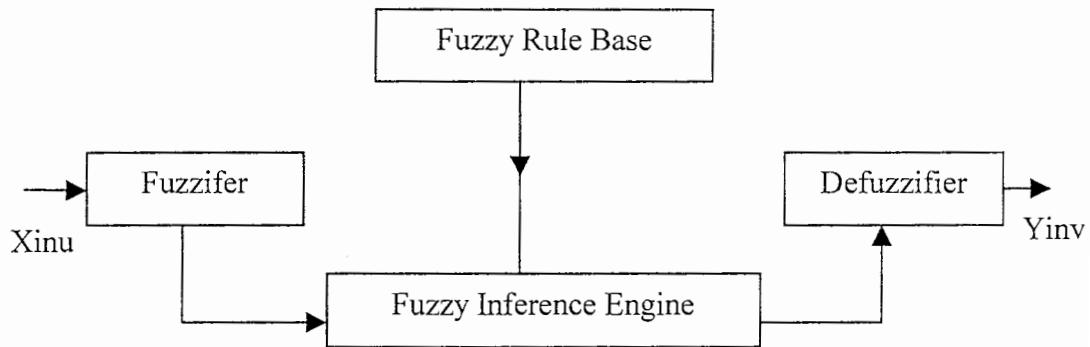
تبدیل شود انواع غیر فازی سازهای رایج عبارتند از:

۱- غیر فازی ساز مرکز ثقل

۲- غیر فازی ساز میانگین مراکز

۳- غیر فازی ساز میانگین ماکزیمم.

نمودار بلوکی یک سیستم فازی در حالت کلی به صورت زیر می باشد.



۵-۱۵: نمودار بلوکی یک سیستم فازی

کنترل فازی

کنترل کلاسیک جهت طراحی کنترل کننده یا یک مدل ریاضی از فرآیند شروع می کند. ولی همواره مدل دقیق سیستم مخصوصاً در سیستمهای فیزیکی در دسترس نیست و ثانیاً اگر مدل سیستم در دسترس باشد همواره ثابت نبوده و به عوامل مختلفی در طی زمان تغییر می کند. اما در کنترل فازی نیازی به شناخت دقیق مدل نیست و با داشتن اطلاعات نسبی می توان کنترل کننده های فازی را طراحی کرد.

روشهای طراحی برای کنترل کننده های فازی را می توان به دو دسته طبقه بندی کرد.

۱- رهیافت سعی و خطا ۲- روش تئوریک

در رهیافت سعی و خطا با استفاده از دانشی که بر پایه آزمایشات و تجربیات بدست آمده و به صورت شفاهی قابل بیان است، همچنین با سوالهایی که از خبرگان مربوط صورت می گیرد و پرسشنامه های دقیقی تنظیم می شود. مجموعه ای از قواعد اگر - آنگاه فازی جمع آوری می گردد و آنگاه در ادامه کنترل کننده ای فازی بر اساس این قواعد اگر - آنگاه فازی ساخته شده و در

نهایت در سیستم مورد آزمایش قرار می گیرند حال اگر به کارگیری کنترل کننده فازی طراحی شده در عمل مورد رضایت نباشد قواعد مجدداً به صورت مناسبی تغییر و تنظیم می گردند و یا دوباره از ابتدا ایجاد می گردند و اینکار آنقدر ادامه می یابد تا پس از چند چرخه سعی و خطا، عملکرد نهایی رضایت بخش گردد ولی در روش تئوریک، ساختار و پارامترهای کنترل کننده فازی چنان طراحی می شود که معیار عملکرد مشخصی تخمین گردد.

کنترل کننده فازی شبه PD

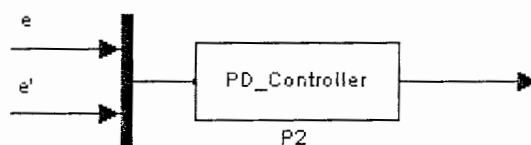
در کنترل کننده کلاسیک PD، سیگنال کنترل u و سیگنال خطا e به صورت زیر به هم مرتبط اند

$$u(t) = k_p e(t) + k_d \frac{de(t)}{dt}$$

$$u(KT) = K_p e(KT) + k_d \left(\frac{e(k+1)T - e(KT)}{T} \right) \quad (5-56)$$

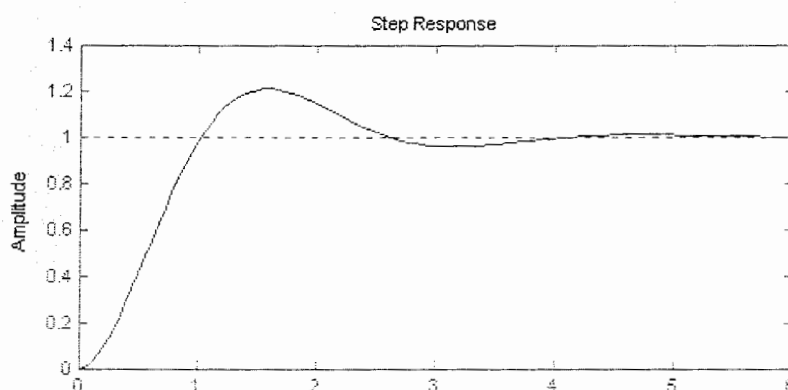
$$k_p e(kT) + k_d (\Delta e)$$

پس ورودی کنترل کننده کلاسیک PD سیگنال خطا و مشتق آن (تفاضلی) می باشد و خروجی آن سیگنال کنترلی است



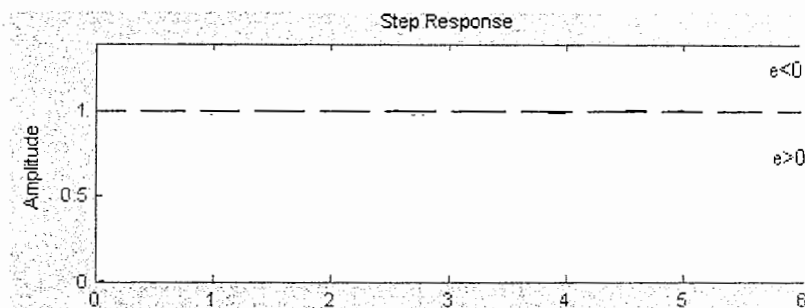
۵-۱۶- کنترل کننده PD

فرض کنید پاسخ یک سیستم با اعمال یک کنترل کننده PD مناسب بصورت زیر باشد.



۵-۱۷- پاسخ خروجی یک سیستم با کنترل کننده مناسب PD

در ناحیه ۱ $e < 0$ و در ناحیه ۲ $e > 0$ می باشد و همچنین در ناحیه ۱ با حرکت با سمت بالا $|e|$ افزایش و در ناحیه ۲ نیز با حرکت به بالا e^+ کم می شود



۵-۱۸- نمودار بررسی خطا یک سیستم با ورودی پله واحد

برای نوشتن اگر - آنگاه فازی می توان با استفاده از دانش قبلی خود قواعد زیر را نوشت.

۱- اگر $e > 0$ بزرگ بوده و Δe نیز بزرگ باشد آنگاه سیگنال کنترلی u بزرگ و مثبت

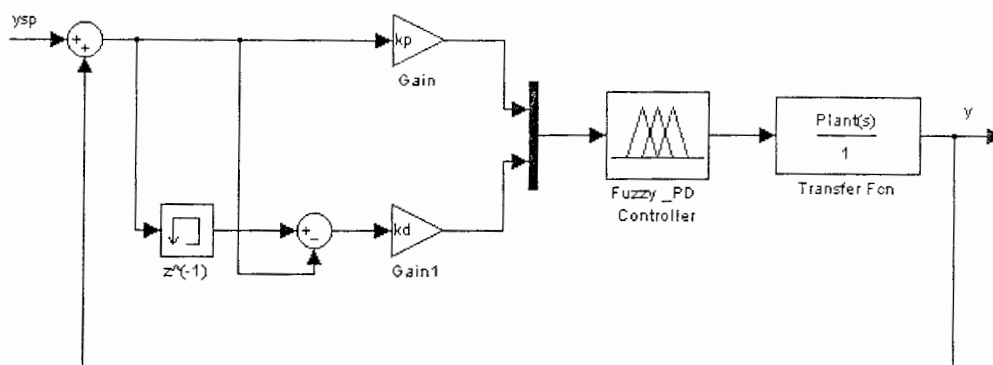
۲- اگر $e > 0$ کوچک بوده و Δe نیز کوچک باشد آنگاه سیگنال کنترلی u ضعیف و مثبت

۳- اگر $e < 0$ کوچک بوده و Δe نیز کوچک باشد آنگاه سیگنال کنترلی u ضعیف و منفی

پس مشاهده می شود که بر اساس سیگنال خطای e و Δe می توان کار یک کنترل کننده کلاسیک را به صورت قواعد اگر - آنگاه فازی بیان کرد

حال می توان بر اساس مطالب مطرح شده در بالا، کنترل کننده کلاسیک PD را نیز به صورت عبارات فازی نوشت برای اینکار لازم است تا سیگنال e ، Δe را در بازه های ماکزیمم و مینیموم مقدار خود به صورت فازی در آورد و سپس بر اساس قواعد فازی سیگنال کنترلی فازی u را محاسبه کرد. در پایان نامه پایگاه قواعد فازی برای کنترل کننده PD تدوین شده است در تهیه پایگاه قواعد فازی به ۳ نکته اساسی باید توجه کرد ۱- پایگاه قواعد باید کامل باشد ۲- پیوسته باشد ۳- نامتناقض باشد

بعد از ایجاد پایگاه قواعد فازی مناسب کنترل کننده فازی شبه PD را می توان به صورت زیر بیان کرد.



۱۹-۵ - سیستم کنترل PD شبه فازی

کنترل کننده فازی شبه PI

در کنترل کننده PI کلاسیک سیگنال کنترلی از رابطه زیر بدست می آید

$$u(t) = k_p e(t) + k / T_i \int e(t) dt \quad (57-5)$$

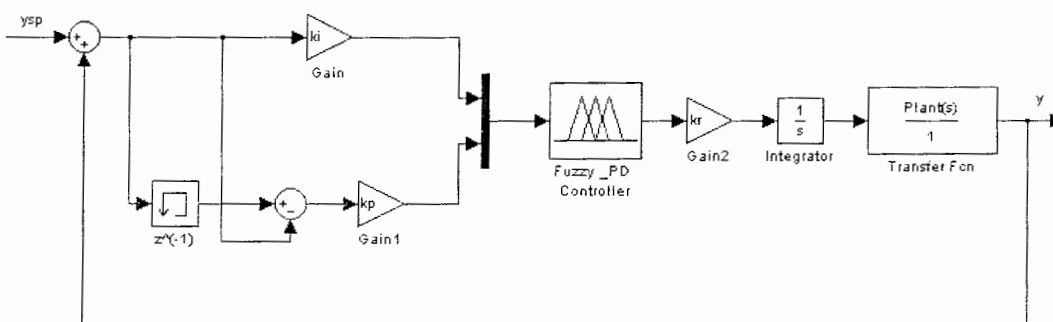
اگر فرم سرعتی سیگنال کنترلی $u(t)$ را بنویسیم خواهیم داشت

$$\frac{d}{dt} u(t) = k_p \frac{de(t)}{dt} + K_I e(t) \quad (58-5)$$

یعنی می توان با استفاده از پایگاه قواعد فازی برای کنترل کننده PD، ابتداً سیگنال کنترلی $u(t)$ را

ایجاد کرده و پس از آن مشتق می گیریم. باید توجه کرد که ضریب $e(t)$ در اینجا K_I و ضریب

$\frac{d}{dt} e(t)$ و k_p می باشد.



۲۰-۵ - سیستم کنترل PI شبه فازی

کنترل کننده فاز پی PID

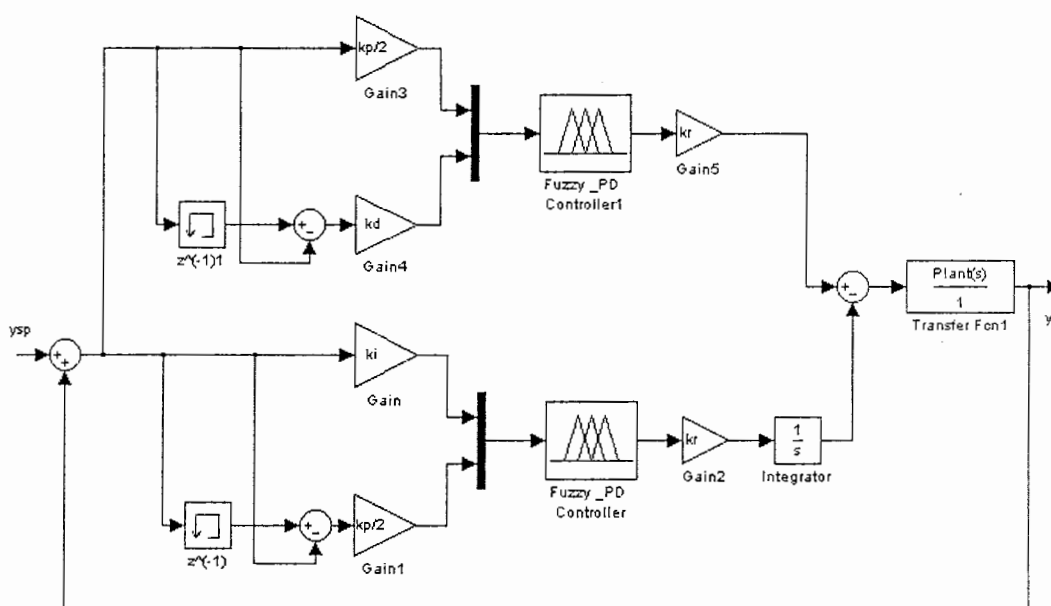
در کنترل کننده PID کلاسیک سیگنال کنترلی از رابطه زیر بدست می آید

$$u(t) = k_p e(t) + k_d \frac{de(t)}{dt} + K_I \int e(t) dt \quad (5-59)$$

$$u(t) = \frac{K_p}{2} e(t) + k_d \frac{de(t)}{dt} + \frac{K_p}{2} e(t) + k_I \int e(t) dt$$

یعنی سیگنال کنترلی u را می توان از حاصل جمع سیگنال کنترلی ایجاد شده به وسیله PD و سیگنال کنترلی ایجاد شده به وسیله PI تولید کرد منتها در ضریب $e(t)$ به جای k_p ، $K_p/2$ را قرار

می دهیم.

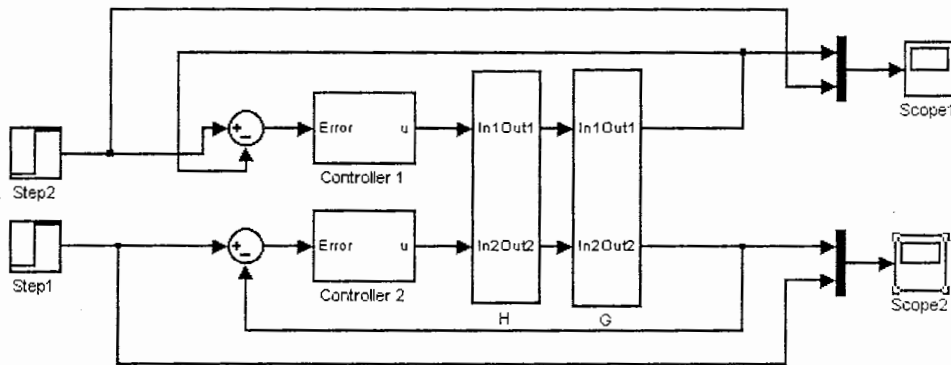


۵-۲۱- سیستم کنترل PID شبه فاز پی

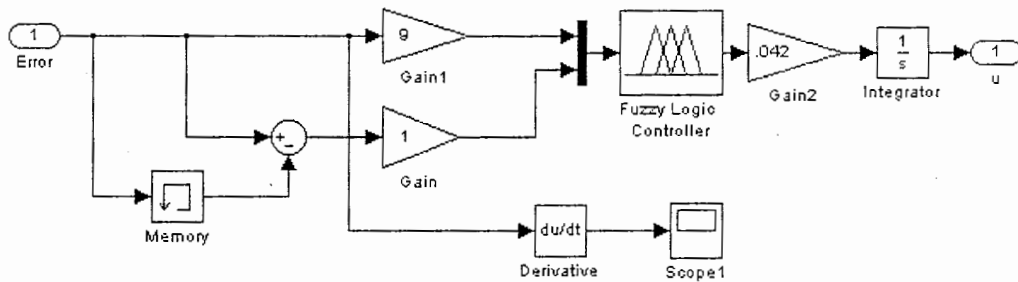
۵-۱-۳-۲- کنترل سیستم خطی - طولی با کنترلر فاز پی

شکل ۵-۲۲ بلوک دیاگرام سیستم خطی - طولی با کنترل کننده فاز پی را نشان می دهد برای اجتناب از پیچیدگی نمودار بلوک های سیستم و کنترل کننده و دکوپله ساز بصورت subsystem درآمده اند. و همانطوریکه در پخش های قبلی اشاره شد چون سیستم از دو سیستم SISO مشابه تشکیل شده است پس می توان با طراحی کنترل کننده فاز پی مناسب برای یکی از حلقه ها، از حلقه دیگر نیز جواب قابل قبول دریافت کرد

شکل ۵-۲۲-a subsystem مربوط به بلوک کنترل کننده را با جزئیات نشان می دهد. چون در اینجا به یک کنترل کننده فازی شبه PI نیاز است به همین جهت ضرایب k_i, k_p بدست آمده از بخش کنترل کننده lag را با توجه به شکل ۵-۲۰ به عنوان ضرایب Δe و e قرار می دهیم برای تنظیم K_r با روش سعی و خطا اقدام کرده و با عدد 0.42 به شرایط مطلوب عملکرد می رسیم



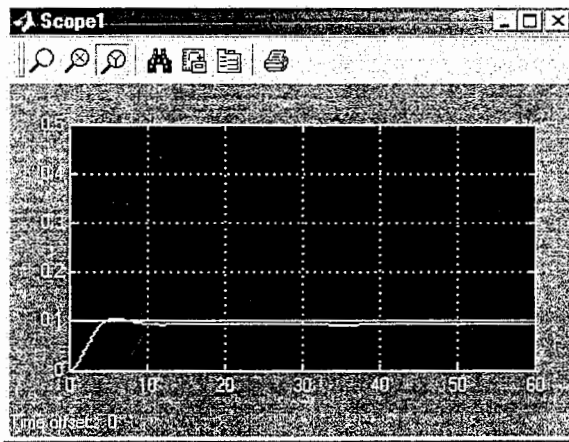
شکل ۵-۲۲ - نمودار بلوکی سیستم کنترل خطی- طولی با دکوپله ساز و کنترل کننده فازی



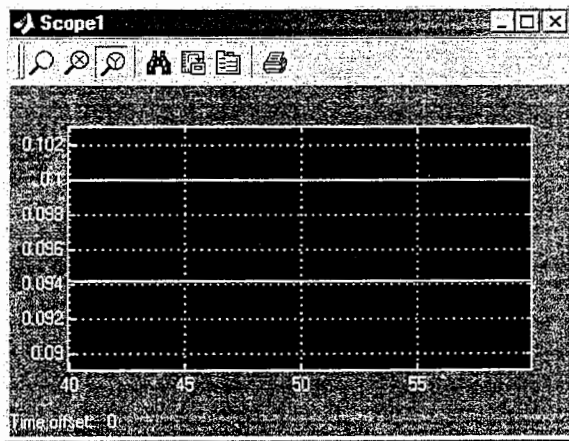
شکل ۵-۲۲-a نمودار بلوکی کنترل کننده فازی شبه PI برای سیستم خطی - طولی

با اعمال ورودی $u_1 = 0.1$ به سیستم شکل ۵-۲۲ خروجیهای y_1 و y_2 به صورت زیر شکل زیر حاصل

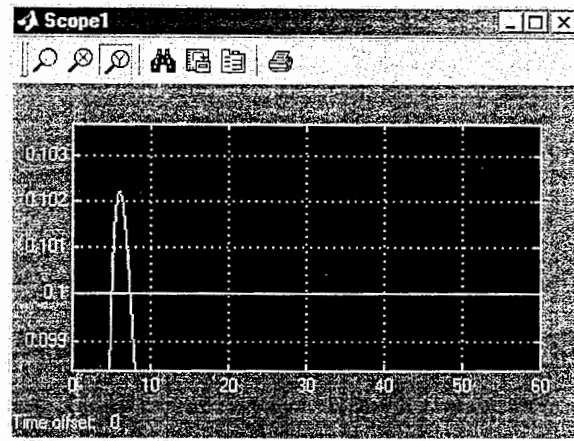
می شود



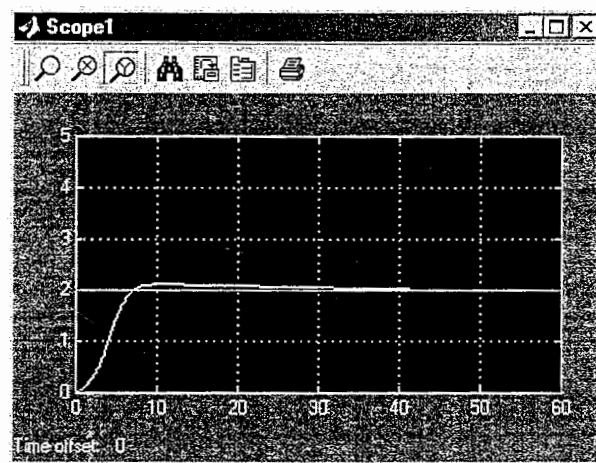
شکل ۵-۲۳-۱ پاسخ خروجی y_1 سیستم شکل ۵-۲۲ به ورودیهای $u_1=0.1, u_2=2$



شکل ۵-۲۳-۲ پاسخ خروجی y_1 سیستم شکل ۵-۲۲ به ورودیهای $u_1=0.1, u_2=2$ با بزرگنمایی



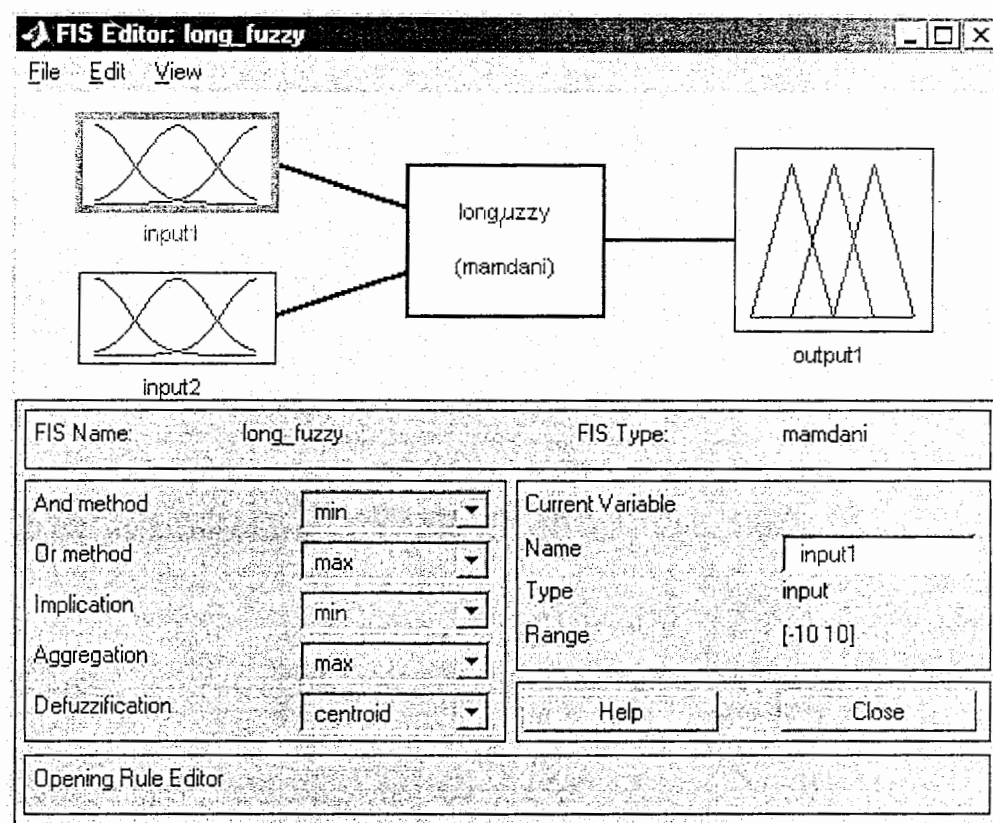
شکل ۳-۲۳-۵ پاسخ خروجی y_1 سیستم شکل ۲۲-۵ به ورودیهای $u_1=0.1$, $u_2=2$ با بزرگنمایی



شکل ۴-۲۳-۵ پاسخ خروجی y_2 سیستم شکل ۲۲-۵ به ورودیهای $u_1=0.1$, $u_2=2$

شکل‌های ۲-۲۳-۵ و ۳-۲۳-۵ همان شکل ۱-۲۳-۵ می‌باشند منتها در شکل ۲-۲۳-۵ با هدف مشاهده پاسخ حالت ماندگار و رویت خطای حالت ماندگار بزرگنمایی صورت گرفته است و در شکل ۳-۲۳-۵ نیز برای مشاهده درصد حداکثر فراجهش بزرگنمایی صورت گرفته است

همانطوریکه از شکل‌های مشاهده می‌شود خطای حالت ماندگار در سیستم برابر با 0.16% و درصد حداکثر فراجهش نیز برابر 0.12% می‌باشد.



شکل ۵-۲۴ - FIS Editor

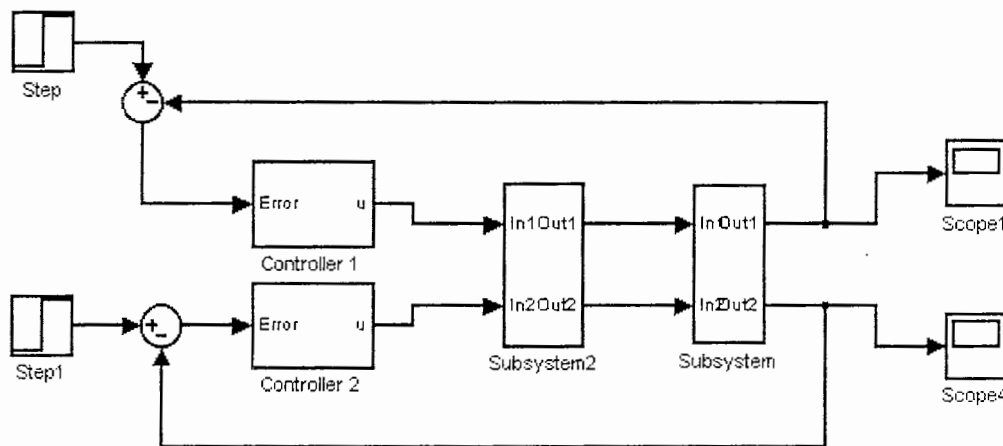
در شکل ۵-۲۴، FIS Editor بلوک کنترل کننده فازی را مشاهده می‌کنیم محدوده ورودی اولین یعنی سیگنال خطا در بازه ۱۰ و -۱۰ و سیگنال مشتق خطا درباره ۱۰ و -۱۰ بوده و در ضمن سیگنال کنترل u کیز در بازه ۱۲۰۰ و -۵۱۲ می‌باشد برای مطالعه بیشتر در مورد بلوک فازی به نرم افزار نوشته شده مراجعه گردد.

۵-۱-۳-۳ - کنترل سیستم خطی - عرضی با کنترلر فازی

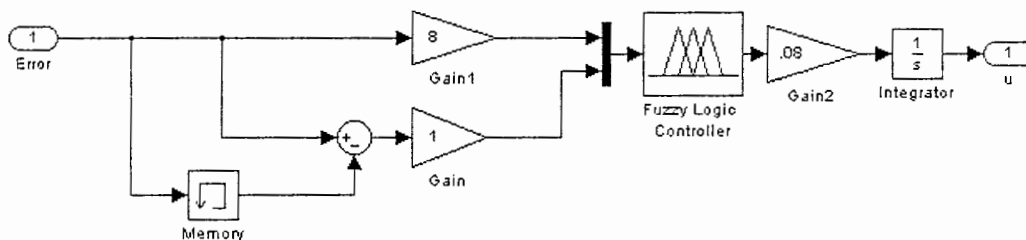
شکل ۵-۲۵ - بلوک دیاگرام سیستم خطی - طولی با کنترل کننده فازی را نشان می‌دهد برای اجتناب از پیچیدگی نمودار همانند سیستم خطی - طولی بلوک های سیستم و کنترل کننده و

دکوپله ساز به صورت Sub system در آمدند و کافیسیت که برای یکی از حلقه‌های SISO کنترل کننده مناسبی طراحی کنیم زیرا برای حلقه دیگری نیز معتبر خواهد بود

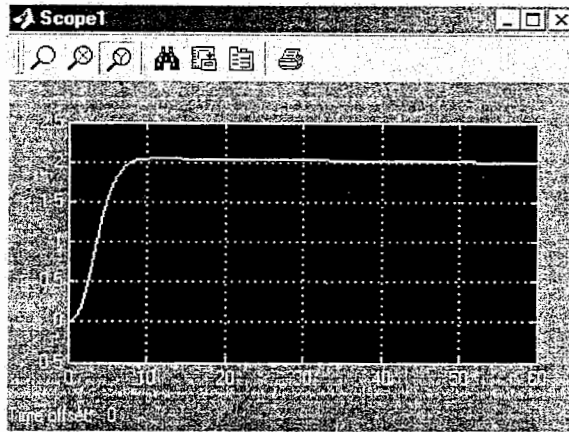
شکل ۵-۲۵ - subsystem مربوط به بلوک کنترل کننده را با جزئیات بیشتر نشان می دهد همانطوریکه مشاهده می شود بهره سیگنال خطا K_I بوده و بهره سیگنال مشتق خطا k_p می باشد و به اعمال ورودیهای $u_1=2, u_2=0.1$ پاسخ خروجی y_1 و y_2 مطابق شکل‌های زیر خواهد بود.



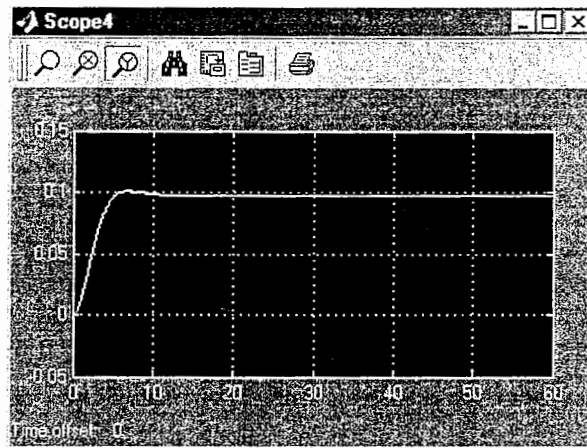
شکل ۵-۲۵ - نمودار بلوکی سیستم کنترل خطی - عرضی با دکوپله ساز و کنترل کننده فازی



شکل ۵-۲۵ - a - نمودار بلوکی کنترل کننده فازی شبه PI برای سیستم خطی - طولی



شکل ۵-۲۶-۱- پاسخ خروجی y_1 سیستم شکل ۵-۲۵ به ورودیهای $u_1=2, u_2=0.1$



شکل ۵-۲۶-۲- پاسخ خروجی y_2 سیستم شکل ۵-۲۵ به ورودیهای $u_1=2, u_2=0.1$

۵-۱-۴- کنترل با شبکه های عصبی

۵-۱-۴-۱- مروری بر شبکه های عصبی

مغز انسان با وزنی در حدود $1/36$ کیلوگرم شگفت انگیزترین پردازنده طبیعی می باشد به سلولهای عصبی نرون می گویند و هر نرون با تعداد زیادی نرون دیگر در ارتباط بوده و یک شبکه متراکم

بنام شبکه عصبی را به وجود آورده است. یک سیگنال از طریق دندریت ها یا همان شاخه های سلول عصبی به سوی هسته سلول حرکت نموده و پس از پردازش در هسته سلول از طریق آکسون به خارج منتقل می گردد. نقاط اتصال یک اکسون با دندریتهای سلول دیگر را سیناپس (synapse) می گویند.

انتقال اطلاعات از نرونها بوسیله اختلاف پتانسیل الکتروشیمیایی ایجاد می گردد.

مفاهیم شبکه عصبی مصنوعی از طبیعت مغز اقتباس شده است. و ریاضیات سعی می کند که به کمک این اصول مشخصات اساسی یک شبکه عصبی مصنوعی را توضیح دهد

نرونها بصورت طبیعی به روش خاصی بهم اتصال می یابند تا یک شبکه عصبی را تشکیل دهند این نحوه قرار گرفتن نرونها می تواند بگونه ای باشد که شبکه تک لایه یا چند لایه را بوجود آورد. در بسیاری از مدل های شبکه های عصبی از قبیل پرسترون تناظر خطی و مدل آموزش شدید سازگار خروجی واحدهای یک لایه فقط اجازه تحریک نرونهای لایه بعد را دارد اما در برخی از مدلها مانند شبکه ها باید خروجی هر واحد می تواند واحدهای همان لایه را تحریک نماید. قدرت محاسبات عصبی از تعداد نرونهای اتصال یافته در ساختار شبکه نشات می گیرد معمولاً شبکه های بزرگتر توانایی محاسباتی بیشتری را عرضه می کنند مرتب نمودن نرونها در لایه های یا طبقات مختلف تقلیدی از ساختار بخش معینی از مغز می باشد و تواناییهای شبکه های چند لایه از شبکه های تک لایه بیشتر است متداولترین ساختار عصبی مورد استفاده همان شبکه های عصبی چند لایه با الگوریتم آموزش از نوع پس انتشار خطا می باشد.

برای آموزش شبکه های عصبی مصنوعی روشهای مختلفی پیشنهاد شده است و در اینجا برای مختصر سازی مطلب فقط به عناوین آنها اشاره می شود.

۱- آموزش با نظارت

۲- آموزش تقویت یافته

۳- آموزش بدون نظارت

۴- آموزش رقابتی

و الگوریتمهای آموزش شبکه های عبارتند از :

۱-قانون دلتا

۲-قانون پس انتشار خطا

۳-قانون آموزش هب

برای مطالعه بیشتر در مورد شبکه های عصبی مصنوعی به مراجع مرتبط، رجوع شود.

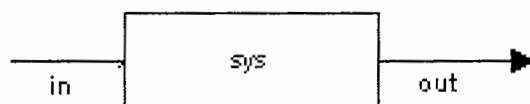
۵-۱-۴-۲- کنترل سیستم خطی - طولی با شبکه های عصبی

برای طراحی کنترلر به وسیله شبکه های عصبی ابتدا باید فرآیند تحت کنترل را شناسایی کرده و سپس با توجه به اطلاعاتی تجربی بدست آمده کنترلر مناسب به صورت زیر ایجاد می شود.

فرآیند تحت کنترل را همانند شکل ۵-۲۷ در نظر بگیرید همانطوریکه در شکل مشاهده می شود سیستم تک ورودی - تک خروجی می باشد و ابتدا باید سیستم ۵-۲۷ را شناسایی کنیم برای شناسایی سیستم لازم است از ورودیهای مناسب استفاده کنیم سیستم مورد شناسایی به دو صورت ممکن است باشد که عبارتند از:

۱- مدل و ساختار فیزیکی سیستم کاملاً مجهول بوده و طراح هیچ اطلاعی در مورد ساختار سیستم ندارد.

۲- با وجود آنکه مدل دقیق سیستم ناشناخته شده است ولی طراح از محل تقریبی قطب ها و صفرها و دیگر پارامترها آگاهی دارد.



شکل ۵-۲۷- سیستم بعنوان یک جعبه سیاه

در حالت اول سیستم تحت شناسایی به عنوان یک جعبه سیاه محسوب می شود و با اعمال ورودیهای مختلف، خروجیهای متناظر را از سیستم دریافت می کنیم و فقط مدل تجربی از سیستم در دسترس بوده و می دانیم که مثلاً به ازای یک مقدار خاص از ورودی، یک خروجی متناظر با آن

از سیستم دریافت خواهیم کرد برای شناسایی در این حالت معمولاً از شبکه های عصبی و شبکه عصبی - فازی تطبیقی (Anfis) استفاده می کنند. نکته ای که در شناسایی این گونه سیستم ها باید مدنظر قرار گیرد آن است که در انتخاب ورودی برای شناسایی سیستم باید از ورودیهای استفاده شود که بتواند تمامی موده های داخلی سیستم را فعال سازد و این کار به علت عدم اطلاع از ساختار سیستم با روش سعی و خطا ممکن است و به ازای ورودیهای مختلف، خروجیهای متناظر را دریافت کرده و سپس به تحلیل داده ها می پردازیم و با این کار می توان یک دید کلی نیز از ساختار داخلی سیستم بدست آورد در حالت کلی منظور از ورودی مناسب این است که اولاً سیستم را ناپایدار نکند چون در این صورت خروجی معتبر نخواهد بود و ثانیاً با برخی از ورودیهای ساده مثل پله نمی توان موده های سیستم را فعال کرده معمولاً برای شناسایی از ورودیهای می مانند chirp که دارای فرکانسهای مختلف بوده استفاده می کنند

برای حالت دوم فرض کنید که ما از ساختار های کلی سیستم مبتنی داریم مثلاً محل تقریبی قطبها را می دانیم

ولی به دلیل وجود عدم قطعیت ها به محل دقیق قطبها دسترسی نداریم. فرض کنید سیستم تحت شناسایی مورد نظر ما به صورت $\frac{1}{s(s+a)}$ باشد و پارامتر a دارای عدم قطعیت بوده ولی محدوده تغییرات عدم قطعیت را می دانیم در اینصورت نیز می توان همانند حالت اول از شبکه های عصبی و شبکه عصبی - فازی تطبیقی استفاده کرد و سیستم را شناسایی کرد ولی در این حالت می توان از روش تطبیقی نیز استفاده کرد در روش شناسایی تطبیقی، ما به ماتریسهای مدل فضای حالت دسترسی پیدا می کنیم و این کار با خطی سازی سیستم تحت شناسایی در نقطه کار ممکن می باشد البته ذکر این نکته لازم است که از روش تطبیقی برای حالت اول نیز می توان استفاده کرد ولی در حالت کلی برای مورد اول شناسایی با شبکه های عصبی و عصبی فازی تطبیقی پیشنهاد می شود.

با توجه به ماتریس Q ، سیستم خطی - طولی دکوپله شده، یک سیستم ساده بوده و در ضمن اشراف کامل نیز به آن داریم با این حال برای شناسایی سیستم از شبکه های عصبی استفاده می کنیم و بعد از شناسایی یک کنترل کننده عصبی درست می کنیم برای ایجاد بلوک کنترل کننده

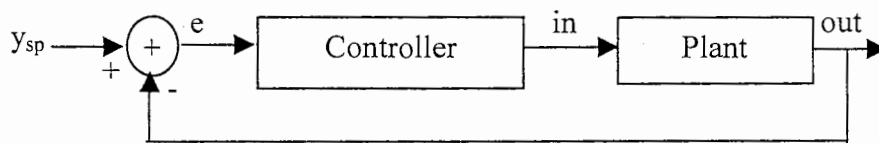
لازم است که ورودی بلوک کنترل کننده خروجی فرآیند تحت کنترل بوده و خروجی کنترل کننده سیگنال کنترل ورودی به فرآیند تحت کنترل باشد (شکل ۵-۲۸) بعد با استفاده از دستور gensim بلوک کنترل کننده در محیط simuling ایجاد می شود.



شکل ۵-۲۸ - شناسایی فرآیند

مشکلات طراحی کنترلر به این شیوه این است که اگر ساختار داخلی فرآیند پیچیده باشد و یا اطلاع کافی از ساختار داخلی آن نداشته باشیم عمل شناسایی مشکل بوده و ممکن است دقت کافی برای درست کردن یک کنترلر مناسب نداشته باشد به همین جهت می توان فرآیند تحت کنترل را به طور غیر مستقیم شناسایی کرد.

بلوک دیاگرام کنترل حلقه بسته یک سیستم به طور ساده عبارت است از:



$$e = y_{sp} - y \quad (۵-۶۰)$$

چون ورودی فرآیند مورد نظر ما (سیستم خطی - طولی هواپیما) همواره تابع پله خواهد بود در اینصورت سیگنال خطا را می توان به صورت تابعی از y نوشت

$$e = f(y) = f(out) \quad (۵-۶۱)$$

پس می توان به جای شناسایی سیگنال های in و out (شناسایی فرآیند) سیگنال های e, in را شناسایی کرد و همانطوریکه قبلاً بحث شد برای ایجاد بلوک کنترلر، باید یک بلوک عصبی ایجاد کرد به طوریکه ورودی out و خروجی آن in باشد و در اینجا چون به جای out ، سیگنال e را

جایگزین کردیم پس برای ایجاد بلوک کنترلر باید ورودی آن e و خروجی in باشد، و یا به عبارت دیگر کنترلر را شناسایی می‌کنیم پس می‌توان به جای شناسایی خود فرآیند یک کنترل کننده کلاسیک PID طراحی کرد و آن را شناسایی کرد مزایای این کار آن است که اولاً به ساختارهای بلوک کنترل کننده اشراف کامل داریم و در نتیجه با اعمال ورودیهای مناسب و در عین حال ساده، کنترلر را شناسایی می‌کنیم و نیازی به شناخت ساختار فیزیکی فرآیند تحت کنترل نیست

مزایا و معایب این روش عبارتند از:

۱- نیازی به شناخت ساختار داخلی فرآیند نیست و با طراحی یک کنترل کننده کلاسیک و شناسایی آن، کنترلر عصبی مناسب را طراحی کرد

۲- در شناسایی به این روش سیستم حلقه بسته بوده ولی در روش قبلی استراتژی کنترل حلقه باز می‌باشد.

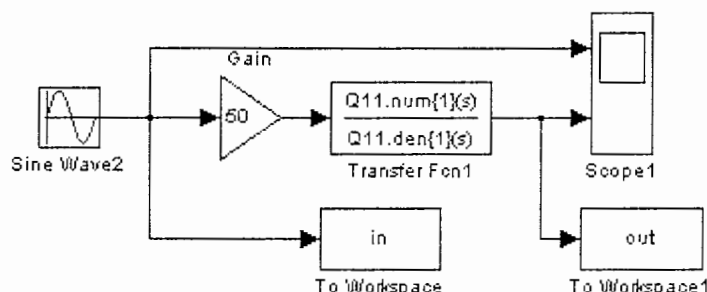
معایب:

۱- این روش شناسایی غیر مستقیم می‌باشد زیرا باید ابتدا یک کنترل کننده کلاسیک طراحی کرده و در ضمن عملکرد کنترل کننده نیز باید مطلوب باشد و سپس اقدام به شناسایی کنترل کننده می‌کنیم

۲- در مورد سیستم خطی - طولی ورودی ما همواره به شکل پله خواهد بود ولی زمانی ممکن است که ورودی ما شکل موجهای مختلف باشد و یا حتی در حالت ورودی پله اندازه آن نیز متفاوت باشند در اینصورت باید ابتدا کنترل کننده کلاسیک ما بتواند جواب خوبی به ورودیهای مختلف بدهد و این نیاز به دقت کافی در طراحی کنترل کننده دارد و در ضمن برای بالا بردن دقت شناسایی می‌توان از روش lookup table نیز استفاده کرد.

برای طراحی کنترل کننده در سیستم خطی - طولی ابتدا با روش اول خود فرآیند را شناسایی کرده و با روش بحث شده کنترل کننده را بصورت زیر درست کرده و نتیجه طراحی را در شکلهای ۲۹-۵ تا ۳۲-۵ مشاهده می‌کنیم در شکل ۲۹-۵ عنصر Q_{11} ماتریس تابع تبدیل را شناسایی می‌کنیم چون $dcgain$ سیستم خطی - طولی $\frac{1}{50}$ می‌باشد و برای آنکه محدوده ورودی و خروجی تا

میان باشند به جای اعمال سیگنال $50\sin 2\pi ft$ سیگنال $\sin 2\pi ft$ را اعمال می کنیم و آن را در یک بهره ثابت ۵۰ ضرب می کنیم



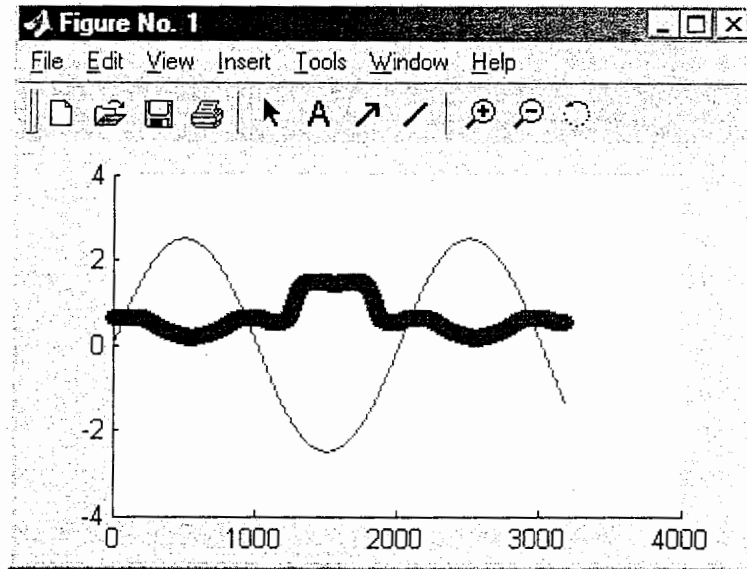
شکل ۵-۲۹ - شناسایی سیستم خطی _ طولی با ورودی سینوسی به فرکانس 0.1Hz و دامنه 2.5

(۶۲-۵)

```
P=out';
T=in';
net = newff([-3 3],[5 5 5 1],{'tansig' 'tansig' 'tansig' 'purelin'});
Y = sim(net,P);
figure(1)
hold on
plot(T)
plot(Y,'o')
```

ابتدا با دستور 'p=out' و 'T=in' ترانزاده ورودی فرآیند تحت کنترل را به عنوان خروجی کنترل کننده و ترانزاده خروجی فرآیند را به عنوان ورودی کنترل تعریف می کنیم (بردارهای in , out ستونی بوده و برای ایجاد و آموزش شبکه باید بردارهای ورودی و خروجی سطری باشند) سپس با دستور newff شبکه عصبی را ایجاد کرده و شبکه ایجاد شده را شبیه سازی می کنیم در دستور newff محدوده دامنه ورودی را بین -۳ تا +۳ انتخاب می کنیم (در عمل محدوده سیگنال ورودی $-2/5$ تا $2/5$) می باشد شبکه ما چهار لایه دارد. (برای آشنایی بیشتر به Help، نرم افزار Matlab رجوع شود)

با اعمال ورودی P شبکه ایجاد شده شکل موج خروجی آن (Y) و شکل موج (T) را با دستور Plot رسم می کنیم نتیجه را در شکل ۳۰-۵ مشاهده می کنید.

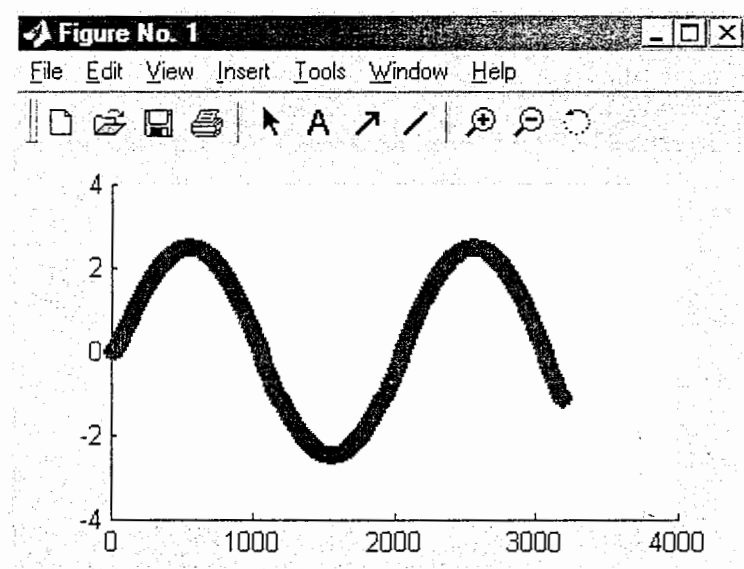


شکل ۳۰-۵ شکل موج خروجی سیستم اصلی و خروجی شبکه عصبی ایجاد شده (بدون آموزش)

با دستور net.trainParam.Epochs=100 تعداد epoch (تکرار) آموزش را مشخص می کنیم و با دستور train شبکه ایجاد شده در رابطه ۵-۶۲ را آموزش می دهیم و با اعمال ورودی P به شبکه ایجاد شده خروجی آن را با دستور Plot رسم می کنیم (شکل ۳۱-۵)

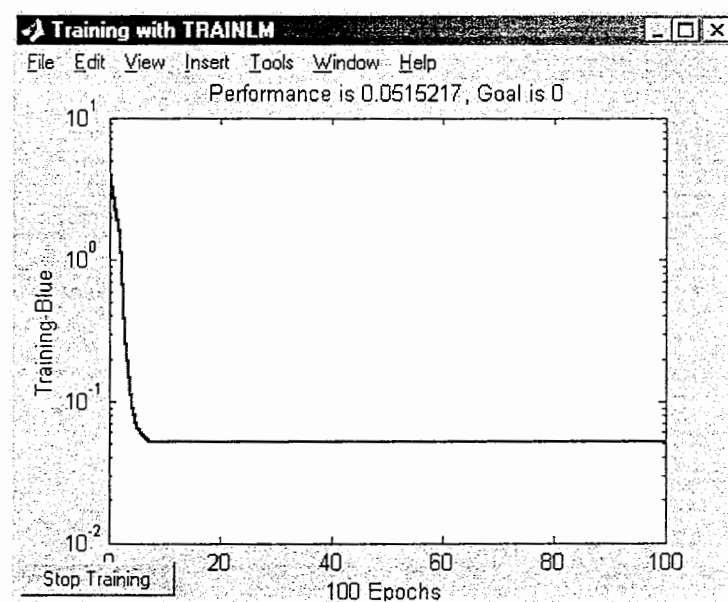
(۵-۶۳)

```
net.trainParam.epochs =100;
net = train(net,P,T);
Y = sim(net,P);
figure(2)
hold on
plot(T)
plot(Y,'o')
gensim(net,-1)
```



شکل ۳۱-۵ شکل موجی خروجی سیستم اصلی و خروجی شبکه عصبی آموزش یافته

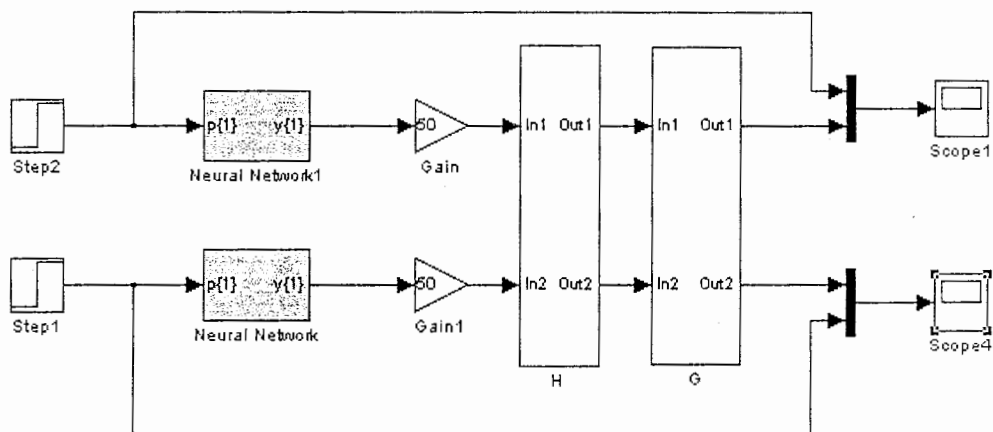
در شکل ۳۰-۵ چون شبکه هنوز آموزش نیافته خروجی شبکه ایجاد شده با شبکه اصلی بسیار متفاوت می باشد ولی در شبکه آموزش یافته تقریباً بر هم منطبق می گردند در شکل ۳۲-۵. خطای آموزش را با تعداد تکرار epoch نشان می دهد.



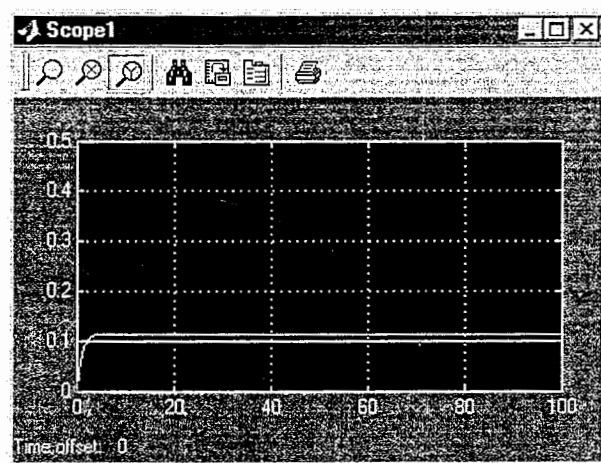
شکل ۳۲-۵- نمودار خطای عملکرد در آموزش شبکه عصبی

بعد از آموزش شبکه با دستور gensim یک بلوک کنترل کننده عصبی ایجاد می کنیم و در Simuling مدل سازی کرده و نتیجه را مشاهده می کنیم.

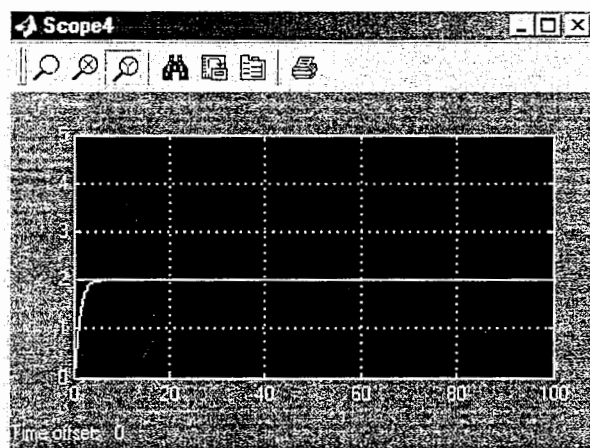
در شکل ۵-۳۳، کنترل کننده یک شبکه عصبی بوده و خروجی شبکه عصبی را در بهره ۵۰ ضرب می کنیم زیرا در هنگام شناسایی ورودی فرآیند را در بهره ۵۰ ضرب کردیم شکل ۵-۳۳-۱ و ۵-۳۳-۲ پاسخ سیستم را به ورودیهای $u_1=0.1$ و $u_2=2$ نشان می دهد



شکل ۵-۳۳: سیستم کنترل خطی - طولی دکوپله شده با کنترل کننده های عصبی



شکل ۵-۳۳-۱ پاسخ خروجی y_1 سیستم شکل ۵-۳۳ به ورودیهای $u_1=0.1, u_2=2$



شکل ۵-۳۳-۲ پاسخ خروجی y_2 سیستم شکل ۵-۳۳ به ورودیهای $u_1=0.1$, $u_2=2$

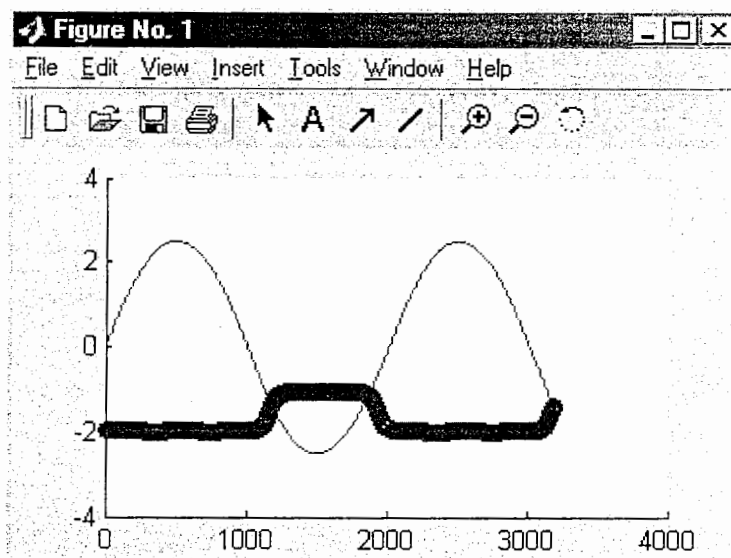
همانطوریکه در شکل‌های ۵-۳۳ و ۵-۳۳-۲ مشاهده می‌گردد خطای حالت ماندگار برای ورودیهای کوچک زیاد بوده ولی برای ورودیهای بزرگ خیلی کم می‌باشد.

برای افزایش دقت سیستم به جای آنکه سیستم را با یک ورودی _ یک خروجی شناسایی کنیم، با چهار ورودی و یک خروجی شناسایی می‌کنیم.

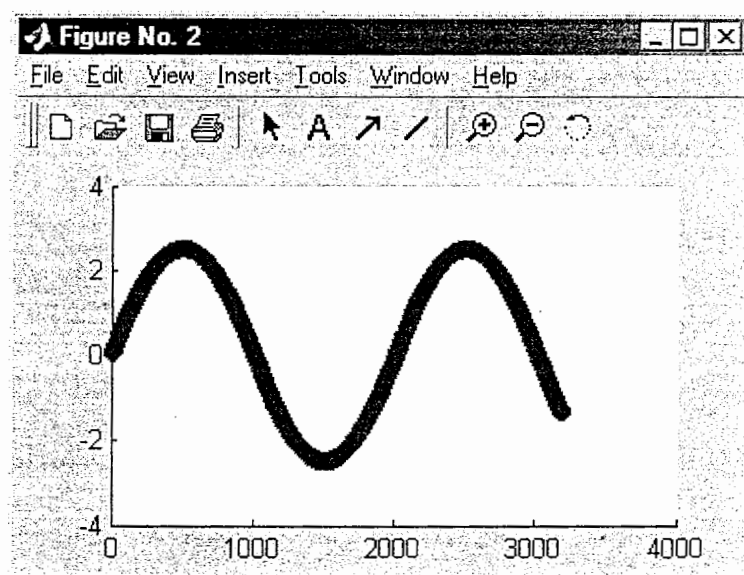
(۵-۶۴)

```
P=out';
T=in';
len=length(P)
P=[P(1:len-3);P(2:len-2);P(3:len-1);P(4:len)];
T=T(4:len);
net=newff([-2.5 2.5;-2.5 2.5;-2.5 2;-2.5 2.5],[5 5 5 1],{'tansig' 'tansig'
'tansig' 'purelin'});
Y=sim(net,P);
figure(1)
hold on
plot(T)
plot(Y,'o')
net.trainParam.epochs=100
net=train(net,P,T);
Y=sim(net,P);
figure(2)
hold on
plot(T)
plot(Y,'o')
gensim(net,-1)
```

در روابط (۵-۶۴) مشاهده می شود که ورودی سیستم به جای P ، شیفت یافته های P می باشد. و باید در دستور new ff نیز تعداد ورودیها و محدوده آنها را رعایت کنیم و مانند حالت قبل (تک ورودی - تک خروجی) با دستور Plot خروجی اصلی سیستم (T) و خروجی شبکه ایجاد شده (بدون آموزش) را بر حسب P رسم می کنیم.

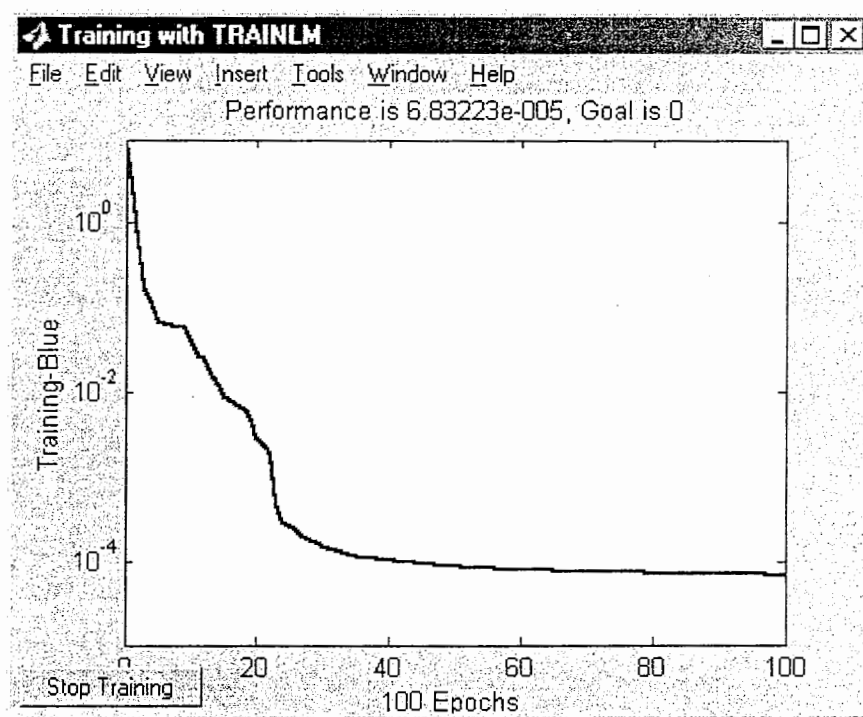


شکل ۵-۳۴: شکل موج خروجی سیستم اصلی و خروجی شبکه عصبی ایجاد شده (بدون آموزش و با چهار ورودی) همانند شبکه عصبی تک ورودی پارامتر آموزش $epoch=100$ را تعیین کرده و شبکه ایجاد شده را آموزش می دهیم و با اعمال ورودی P خروجی شبکه را رسم می کنیم.



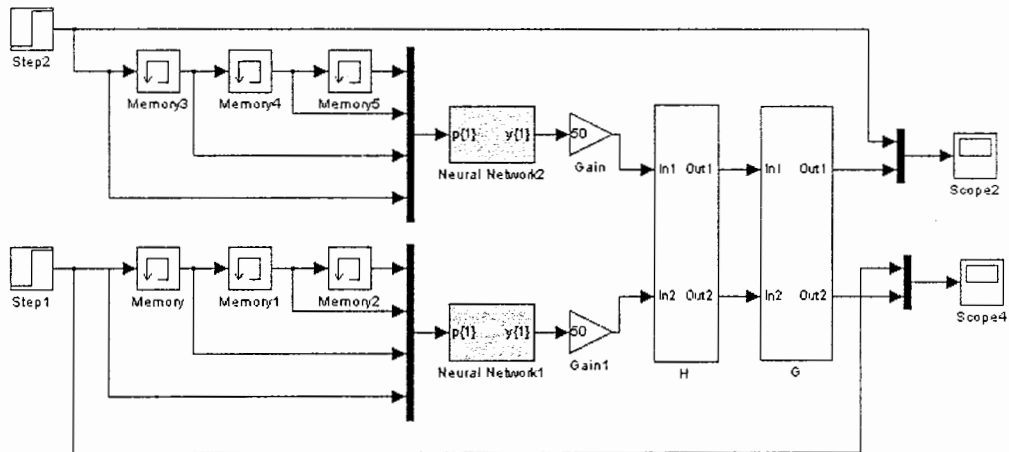
شکل ۵-۳۵: شکل موج خروجی سیستم اصلی و خروجی شبکه عصبی آموزش یافته

با مقایسه شکل‌های ۳۴-۵ و ۳۵-۵ مشاهده می‌شود پاسخ شبکه آموزش یافته و آموزش نیافته بسیار متفاوت هستند در شکل ۳۶-۵ می‌توان خطای آموزشی را مشاهده کرد اگر خطاها شکل ۳۲-۵ و ۳۶-۵ را با هم مقایسه کنیم در حالت تک ورودی خطا در حدود $0/051$ بود ولی در حالت ۴ ورودی خطا به $10^{-5} * 6/8$ کاهش پیدا کرد و در نتیجه این کاهش خطا را باید در کاهش خطای حالت ماندگار سیستم به ورودیهای کوچک مشاهده کنیم بعد از آموزش شبکه باز هم با دستور gensim یک بلوک کنترل کننده عصبی ایجاد می‌کنیم و نتیجه مدلسازی و اعمال کنترل را مشاهده می‌کنیم

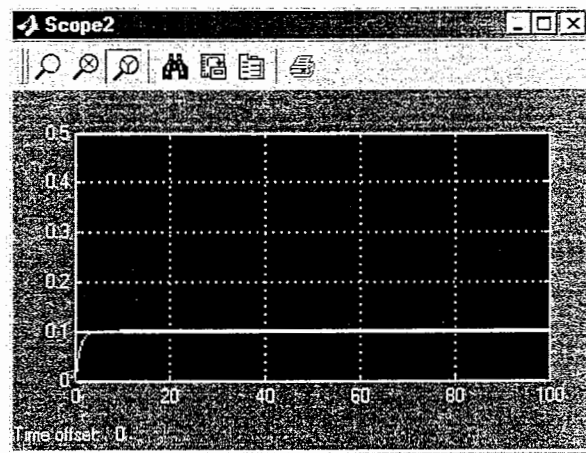


شکل ۳۶-۵ - نمودار خطای عملکرد در آموزش شبکه های عصبی (چهار ورودی)

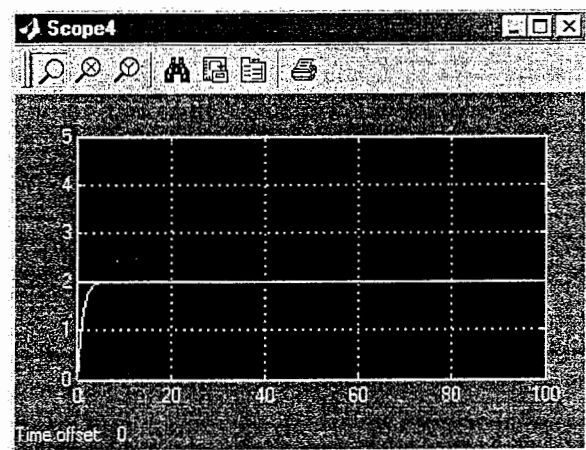
در شکل ۳۷-۵ سیستم خطی - طولی را با کنترل کننده شبکه عصبی مشاهده می‌کنیم همانطوریکه مشاهده می‌شود ورودی شبکه‌های عصبی ۴ تا بوده و خروجی آنها فقط سیگنال کنترلی می‌باشد.



شکل ۳۷-۵ سیستم کنترل خطی - طولی دکوپله شده با کنترل کننده های عصبی (چهار ورودی)



شکل ۳۷-۵-۲ پاسخ خروجی y_1 سیستم شکل ۳۷-۵ به ورودیهای $u_1=0.1, u_2=2$

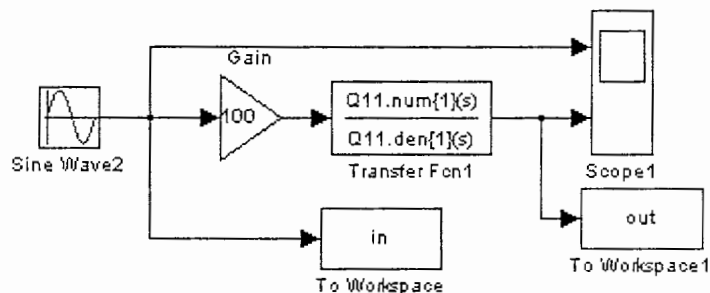


شکل ۳۷-۵-۲ پاسخ خروجی y_2 سیستم شکل ۳۷-۵ به ورودی و ورودیهای $u_1=0.1, u_2=2$

با مقایسه شکل‌های ۱-۳۳-۵ و ۱-۳۷-۵ مشاهده می‌شود که در حالتی که شبکه عصبی را با چهار ورودی آموزش می‌دهیم خطا نسبت به آموزش شبکه عصبی با یک ورودی خیلی کم می‌باشد خطا در حالت ماندگار چهار ورودی تقریباً برابر ۰/۰۶٪ می‌باشد

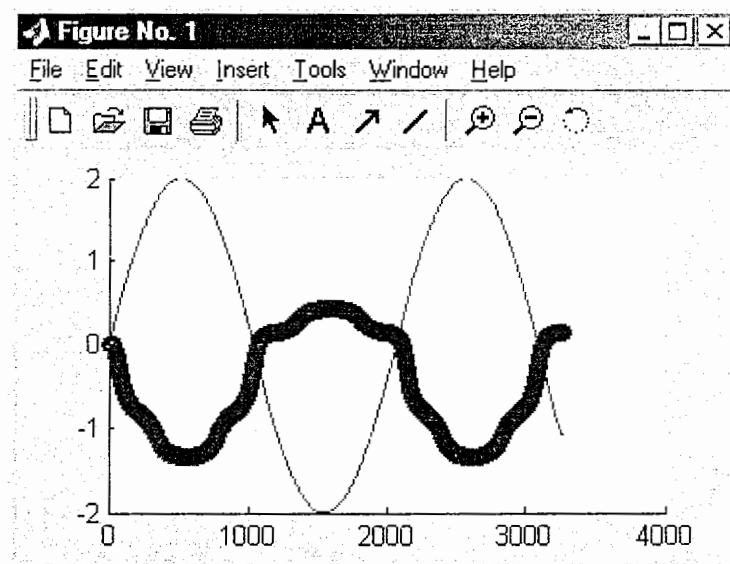
۵-۱-۴-۳ - کنترل سیستم خطی - عرضی با شبکه های عصبی

مانند حالت کنترل سیستم خطی - طولی ابتدا به شناسایی سیستم با ورودی سینوسی می‌پردازیم (شکل ۵-۳۸)

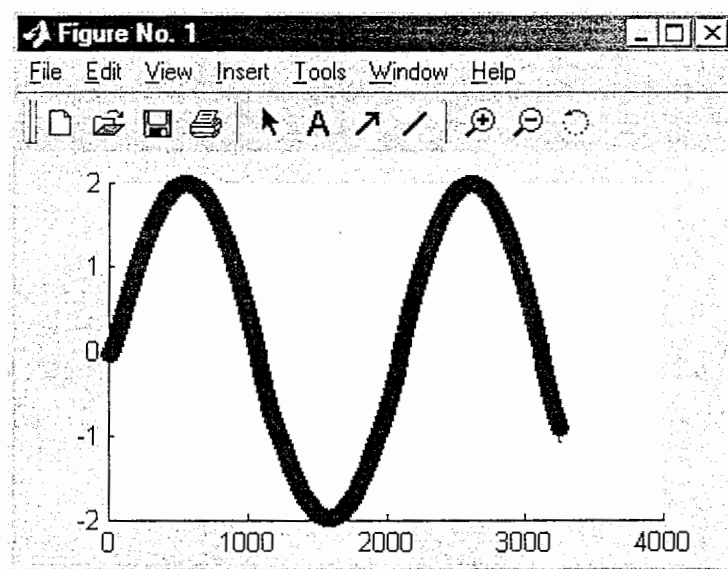


شکل ۵-۳۸- شناسایی سیستم خطی - عرضی با ورودی سینوسی با فرکانس 0.1Hz و دامنه ۲

بعد از بدست آوردن بردارهای ورودی و خروجی in , Out از طریق شناسایی با دستور `newff` شبکه عصبی را ایجاد کرده و با دستور `plot` شکل موج خروجی شبکه و بدون آموزش و شکل موج خروجی سیستم اصلی را رسم می‌کنیم (شکل ۵-۳۹) و سپس شبکه ایجاد شده را آموزش داده و شکل موج خروجی سیستم اصلی و خروجی شبکه عصبی آموزش یافته (یک ورودی را در شکل ۵-۴۰) مشاهده می‌کنید .

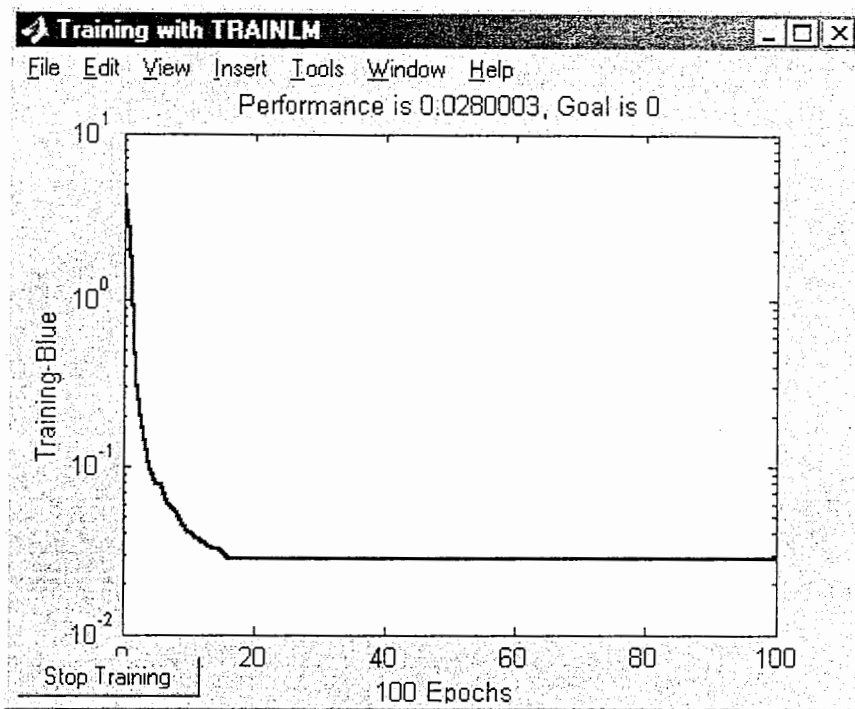


شکل ۵-۳۹- شکل موج خروجی سیستم اصلی و خروجی شبکه عصبی (بدون آموزش)



شکل ۵-۴۰- شکل موج خروجی سیستم اصلی و خروجی شبکه عصبی آموزش یافته

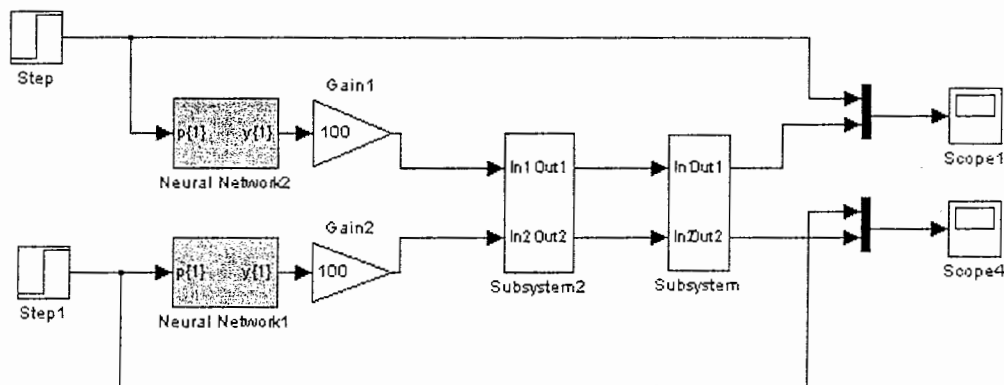
در شکل ۵-۴۱- نمودار تغییرات خطا را با تکرار آموزش مشاهده می کنید



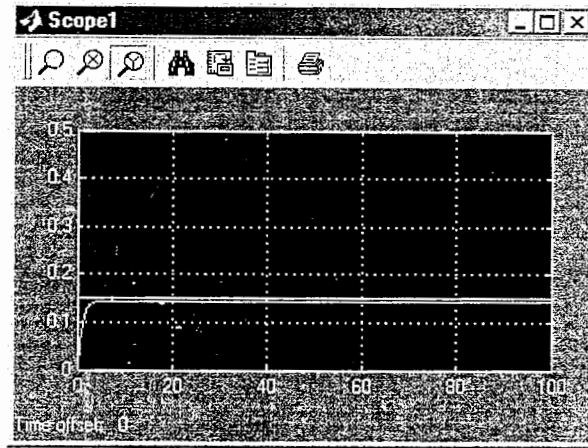
شکل ۵-۴۱- نمودار خطای عملکرد در آموزش شبکه عصبی

در شکل ۵-۴۲: سیستم کنترل خطی - عرضی همراه دکوپله ساز به توسط کنترل کننده های عصبی را نشان می دهد.

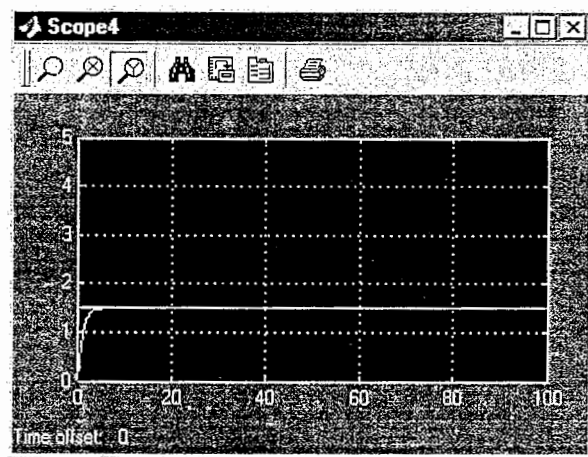
و در شکل ۵-۴۲-۱ و ۵-۴۲-۲ پاسخهای خروجی y_1 و y_2 را به ورودی های $u_1=0.15$ $u_2=1/5$ رامشاهده می کنید توجه شود که چون dc-gain سیستم خطی - عرضی 0.1 می باشد در هنگام شناسایی بهره 100 را وارد می کنیم.



شکل ۵-۴۲- سیستم کنترل خطی - عرضی دکوپله شده با کنترل کننده های عصبی



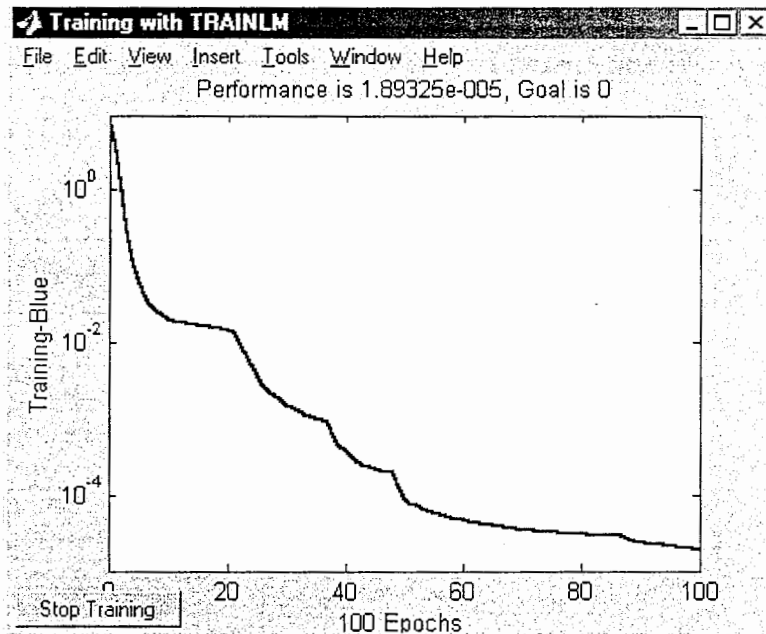
شکل ۵-۴۲-۱ - پاسخ خروجی y_1 سیستم شکل ۵-۴۲ به ورودی ورودیهای $u_1=0.15, u_2=1.5$



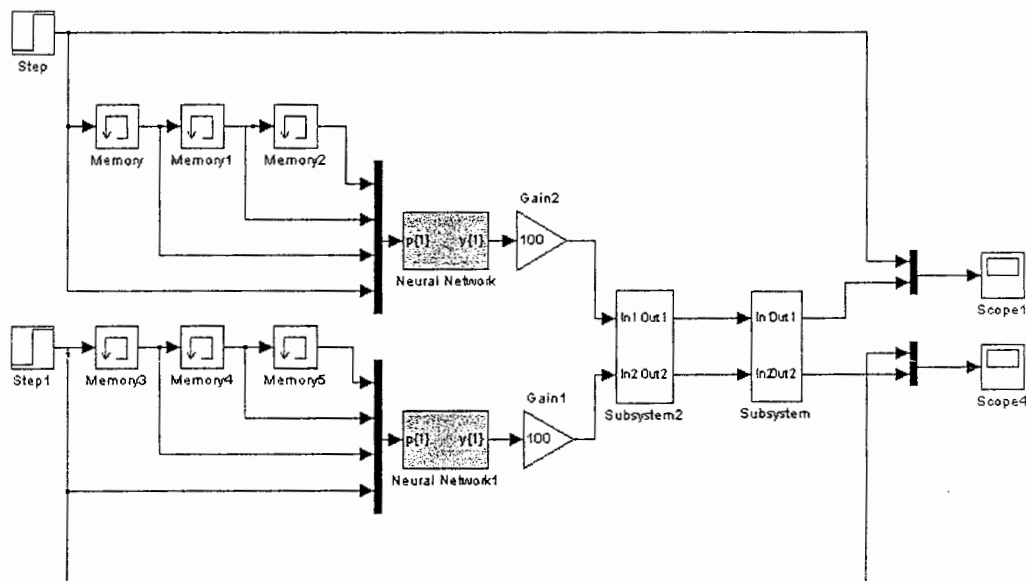
شکل ۵-۴۲-۲ - پاسخ خروجی y_2 سیستم شکل ۵-۴۲ به ورودی ورودیهای $u_1=0.15, u_2=1.5$

در شکل ۵-۴۲-۱ خطای حالت ماندگار ۶٪ می باشد و علت کاهش خطا در این قسمت نسبت به حالت خطی - طولی این است که دامنه سیگنال ورودی سینوسی را برای شناسایی ۲ انتخاب کردیم ولی در حالت خطی - طولی دامنه ۲/۵ بوده و بالطبع در اینجا دقت محاسبات بیشتر است (در شکل ۵-۴۲ خطای عملکرد ۰/۰۵۱ بود ولی در شکل ۵-۴۱، برابر با ۰/۰۲۸ است)

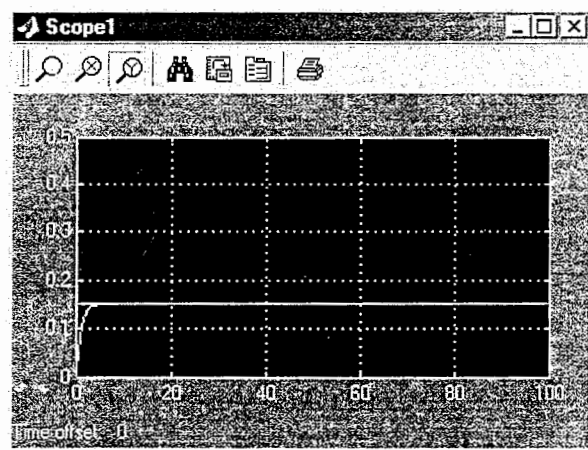
در اینجا نیز می توان مانند حالت خطی - طولی شبکه عصبی را با چهار ورودی طراحی کرده و خطای حالت ماندگار را با حالت تک ورودی مقایسه کرد نرم افزار نوشته شده در این حالت برای همانند حالت خطی - عرضی چهار ورودی می باشد.



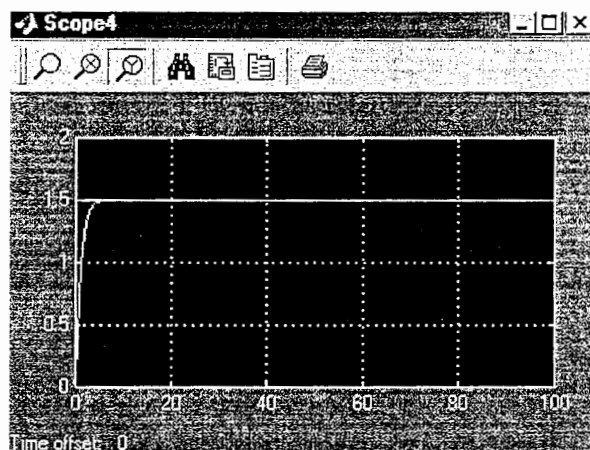
۴۳-۵ - نمودار خطاهای عملکرد در آموزش شبکه عصبی (چهار ورودی)



۴۴-۵ - سیستم کنترل خطی - عرضی دکوپله شده با کنترل کننده های عصبی (چهار ورودی)



۵-۴۴-۱- پاسخ خروجی y_1 لاسیستم شکل ۵-۴۴ به ورودیهای $u_1=0.15$, $u_2=1.5$



۵-۴۴-۲- پاسخ خروجی y_1 لاسیستم شکل ۵-۴۴ به ورودیهای $u_1=0.15$, $u_2=1.5$

مشاهده می‌شود خطای حالت ماندگار کنترل کننده شبکه عصبی چهار ورودی به مراتب از کنترل کننده شبکه عصبی تک ورودی کمتر است.

مقایسه ردیابی ورودی سینوسی شبکه های عصبی

در عمل اعمال ورودی سینوسی به سیستم نادرست است ولی در اینجا برای مقایسه عملکرد شبکه های عصبی تک ورودی و چهار ورودی، یک ورودی سینوسی با فرکانس کم (مثلاً ۰/۲ Hz) به سیستم خطی طولی اعمال می‌کنیم و سپس با توجه به نتایج حاصل شده به مقایسه کنترل کننده تک ورودی و چهار ورودی می‌پردازیم

در شکل‌های ۳۳-۵ و ۳۷-۵ به جای دو ورودی u_1 به جای تابع پله، یک موج سینوسی با فرکانس 0.2 Hz و دامنه $1/5$ اعمال می‌کنیم

شکل ۴۵-۵ پاسخ سیستم ۳۳-۵ به ورودی سینوسی بوده و شکل ۴۶-۵ پاسخ سیستم ۳۷-۵ به همان ورودی سینوسی می‌باشد. همانطوریکه مشاهده می‌شود تاخیر فاز در شکل ۴۶-۵ نسبت به شکل ۴۵-۵ کمتر بوده و این مطلب به ما خاطر نشان می‌کند که دقت سیستم کنترل با شبکه‌های عصبی ۴ ورودی بیشتر از شبکه‌های عصبی تک ورودی است.

۵-۹- نتیجه گیری :

در فصل ۴، مدل فضای حالت برای سیستم خطی - عرضی معرفی شد. در این فصل ابتدا به بررسی سیستمهای خطی - طولی و خطی - عرضی پرداخته و سپس با استفاده از فیدبک متغیرهای حالت سیستم خطی - عرضی ناپایدار را با جابجایی قطبها در مکانهای مطلوب پایدار کردیم. برای استفاده از ایده آرایه بهره نسبی با مدل فضای حالت را به مدل ماتریس تابع تبدیل درآورده برای راحتی محاسبات، باید عناصر ماتریس تابع تبدیل را ساده سازی کرد.

برای محاسبه ماتریس آرایه بهره نسبی باید مقادیر عناصر ماتریس تابع تبدیل را در $S=0$ بدست آورد زیرا ایده آرایه بهره نسبی، میزان تداخل بین متغیرهای ورودی و خروجی را در حالت دائمی اندازه گیری می کند.

با توجه به نتایج حاصل از ماتریس آرایه بهره نسبی، جفت متغیرهای مناسب ورودی - خروجی (در هر دو حالت خطی - طولی و خطی - عرضی) را انتخاب می شود.

در مورد دکوپله سازی در فصل سوم بحث شد منتها صحت همه مباحث فصل سوم به کمینه فاز بودن فرآیند وابسته بود. در فصل ۵ مدل هواپیما در هر دو حالت خطی - طولی و خطی - عرضی ناکمینه فاز بودند و به همین جهت در این فصل روش تازه ای برای دکوپله سازی سیستم های ناکمینه فاز مطرح گردید. و نکته جالب تر اینکه در انتخاب ماتریس تابع تبدیل دکوپله ساز، علاوه بر عمل دکوپله کردن متغیرها، به ساده شدن سیستم کلی توجه می شود و با این کار، در مراحل بعدی طراحی کنترلر و پیاده سازی آن راحتتر می گردد.

با اعمال دکوپله ساز به سیستم های خطی - طولی و خطی - عرضی هر دو سیستم مذکور به دو سیستم تک ورودی - تک خروجی جداگانه تبدیل شدند و با توجه به ساده شدن سیستم (با انتخاب دکوپله ساز مناسب) طراحی کنترلر بسیار ساده بوده و با طراحی کنترل کننده های PI و پس افی کلاسیک و کنترل کننده های فازی و در نهایت کنترل کننده های عصبی، علاوه بر تضمین پایداری سیستم، به مشخصات عملکردی مطلوب دسترسی پیدا کردیم البته لازم به ذکر است که علاوه بر کنترل کننده های مذکور می توان از کنترل کننده های عصبی - فازی نیز استفاده کرد که برای رعایت اختصار کلام در این پایان نامه مطرح نشدند

- [1] CHEN, C. T. Introduction to Linear System Theory.
New yorke: Molt, Rinehart and Winston 1984.
- [2] Dorf R.C. Modern Control Systems, sthed. Reading, mass.: Adisson – welsy
publication company, Inc, 1989.
- [3] Luo, B.C. Automatic control systems, 5th ed. Englwood Cliffs, N, J, : Prentice-
Hall, INC.
- [4] OGATA, K, Modern control Engeeniring, Englewood Cliffes, N, J, ; Prentice –
Hall, Inc, 1970 PALM, W.J. New York: John Willey & Sons, Inc, 1983.
- [5] Wang, Lie – Win, A course in fuzzy systems and control.
- [6] Astrom, K, J, J, J Anton and K.E, Arzen, 1986, “Expert control” Automatica
- [7] Zadeh, L, 1973, “outline of a new approach to the comlex systems and disision
process”.
- [8] Minsky, M. And S, 1969, Perceptrons: An Introduction to Computational
Geometry, Cambridge, MIT Press.
- [۹] جان آستروم ” کنترل تطبیقی “ ترجمه محمد تقی حمیدی بهشتی، انتشارات دانشگاه تربیت
مدرس ۱۳۷۷.
- [۱۰] علی خاکی صدیق ” تحلیل سیستم‌های کنترل چند متغیره “ انتشارات دانشگاه خواجه نصیر
الدین طوسی ۱۳۷۵
- [۱۲] ژان وان دور ” سیستم‌های کنترل یسحور ” ترجمه سعید نیک مهر، انتشارات دانشگاه صنعتی
سه‌هند ۱۳۷۷.

فصل ششم

نتایج و پیشنهادات

نتایج و پیشنهادات

از دهه ۱۹۵۰، به بعد به دلیل آنکه تئوریهای کنترل کلاسیک مرسوم تا آن زمان که برای سیستم های تک ورودی - تک خروجی تعریف شده بودند توانایی پاسخگویی به مشکلات سیستم های صنعتی چندمتغیره را نداشتند، محققان را بر آن داشت تا برای تعمیم ایده های مربوط به کنترل سیستم های تک ورودی - تک خروجی به سیستم های چند ورودی - چند خروجی به مطالعه و تحقیق در مورد سیستمهای چند متغیره اقدام کنند.

اساسی ترین مشکل موجود در سیستمهای چند ورودی - چند خروجی وجود تداخل اندرکنشی مزاحم بین جفت متغیرهای ورودی - خروجی است که اولاً باعث کاهش حاشیه پایداری شده و ثانیاً طراحی کنترلرها را با مشکل مواجه می کند بهمین جهت بریستول اولین کسی بود که با معرفی ایده آرایه بهره نسبی به تحلیل تداخل پرداخت.

طراح به توسط ایده آرایه بهره نسبی علاوه بر آنکه می تواند میزان تداخل بین متغیرهای ورودی و خروجی را اندازه گیری کند قادر خواهد بود با توجه به نتایج حاصل از ماتریس آرایه بهره نسبی، جفت متغیرهای مناسب ورودی - خروجی را انتخاب کند و سپس با در نظر گرفتن این جفت متغیرها، اقدام به طراحی دکوپله ساز کند.

تئوریهای که در مورد دکوپله سازی سیستم های چند متغیره، تا بحال پیشنهاد شده، با شرایط کمینه فاز بودن سیستم درست است و اگر سیستم فرآیند، ناکمینه فاز باشد، این تئوریها کاربرد خود را از دست خواهند داد.

مدلی که به عنوان فرآیند تحت کنترل در این پایان نامه روی آن کار شد یک سیستم ناکمینه فاز بود البته ذکر این نکته لازم است که سیستم حتی اگر ناپایدار بوده و قطب سمت راست (RHP) داشته باشد می توان با استفاده از روش فیدبک متغیرهای حالت، پایدار کرد ولی در مورد پایدار سازی صفرهای ناپایدار یک سیستم در عمل نمی توان کار موثری انجام داد.

به همین دلیل، در حالت کلی برای دکوپله سازی سیستم های چند متغیره ناکمینه فاز ایده جدیدی در این پایان نامه معرفی شد و به توسط این روش جدید حتی می توان سیستمهای ناکمینه فاز را دکوپله سازی نمود و نکته جالب تر آنکه طراح می تواند علاوه بر عمل دکوپله سازی، به توسط ماتریس تابع تبدیل دکوپله ساز، سیستم کلی (فرآیند بانضمام دکوپله ساز) را ساده تر

کند. با دکوپله کردن یک سیستم چند متغیره (چند ورودی - چند خروجی) به چندین سیستم تک ورودی - تک خروجی، با کنترل کننده های مرسوم کلاسیک و یا کنترل کننده های فازی و یا عصبی می توان در مجموع سیستم را کنترل کرده و عملکرد مطلوب را از سیستم کنترلی بدست آورد

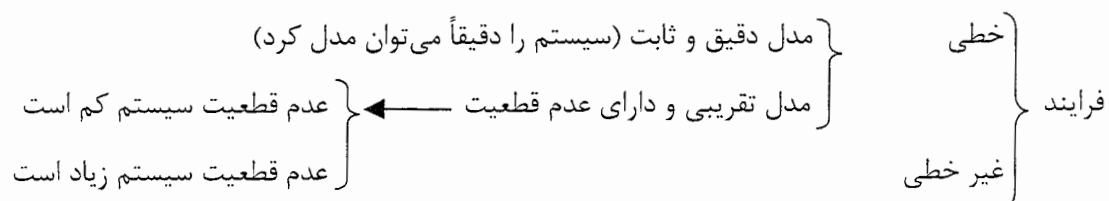
پیشنهادهاد

نکته ای که در فصل ۴ در مورد خطی سازی سیستم غیر خطی هواپیما بدان اشاره شد این بود که مدل غیر خطی را در دو صفحه عمود بر هم خطی سازی کردیم و با فرض اینکه تداخل بین حرکت خطی - طولی و خطی - عرضی ناچیز است سیستم غیر خطی واقعی را به دو سیستم خطی - طولی و خطی عرضی مشتق کردیم و هر کدام را بطور مستقل از دیگری مطالعه کرده و عملیات دکوپله سازی و طراحی کنترل را برای هر یک انجام دادیم.

ولی در واقعیت و در عمل این فرض همواره معتبر نیست و ممکن است در شرایط کاری دیگری، تداخل قوی بین حرکت طولی و عرضی وجود داشته باشد.

نکته دوم اینکه ما سیستم غیر خطی را در یک نقطه کاری معین خطی سازی کردیم و دکوپله سازها و کنترل کننده های طراحی شده فقط در آن نقطه و یا حداکثر در یک بازه کوچک حول آن نقطه معتبرند و از طرف دیگر می دانیم که یک سیستم به احتمال خیلی کم ممکن است در یک نقطه معین، کار کند به همین جهت باید به دنبال روشهای بهتری برای طراحی دکوپله ساز و کنترل کننده باشیم تا در مورد سیستمهای غیر خطی نیز صادق باشند.

در اینجا اشاره گذرا، به طراحی کنترل کننده ها در مورد سیستم های غیر خطی می کنیم. یک فرآیند ممکن است خطی باشد و یا غیرخطی، ولی در عمل اکثریت قریب به اتفاق سیستمهای فیزیکی غیرخطی هستند و به ندرت ممکن است یک سیستم واقعی خطی باشد و حتی اگر با تسامح به قضیه نگاه کرده و یک سیستم را با مدل خطی مدلسازی کنیم باز هم به دلیل وجود عدم قطعیت ها (ناشی از استهلاک و تغییرات شرایط کاری) یک مدل خطی دقیق را نمی توان برای یک سیستم متصور شد. پس در کل می توان تقسیم بندی زیر را در مورد ساختار فیزیکی سیستمها، انجام داد.



همانطوریکه در تقسیم بندی بالا مشاهده می‌کنید یک سیستم خطی دارای عدم قطعیت نیز، دو وضعیت مختلف می‌تواند داشته باشد اول اینکه ممکن است این عدم قطعیت ها کم بوده و در طراحی کنترل کننده ها بتوان همانند سیستم های خطی که دارای مدل دقیق و ثابت هستند عمل کرد مضاف بر اینکه در اینجا باید به مقاوم بودن سیستم کنترل تاکید زیادی شود زیرا در غیر اینصورت با تغییرات هر چند اندک در ساختار فیزیکی سیستم علاوه بر عملکرد مطلوب سیستم به چالش برده می‌شود ممکن است سیستم به لحاظ پایداری نیز دچار مشکل اساسی شود.

اما در مورد سیستمهای خطی که عدم قطعیت زیادی دارند مساله کاملاً متمایز بوده و در طراحی کنترل کننده ها باید با روش زیر و مشابه سیستمهای غیر خطی عمل کنیم

در طراحی سیستمهای کنترل نیاز است که یک مدل هر چند تقریبی از سیستم داشته باشیم ولی گاهاً دسترسی به مدل و ساختار داخلی سیستم غیر ممکن بوده و در اینجاسیستم را به صورت جعبه سیاه فرض می‌کنیم. پس اولین کاری که نیاز است یک طراح سیستم های کنترل انجام دهد آن است که سیستم تحت کنترل را شناسائی کند.

برای شناسایی دو روش وجود دارد.

۱- شناسایی با شبکه های عصبی و یا عصبی فازی (Anfis)

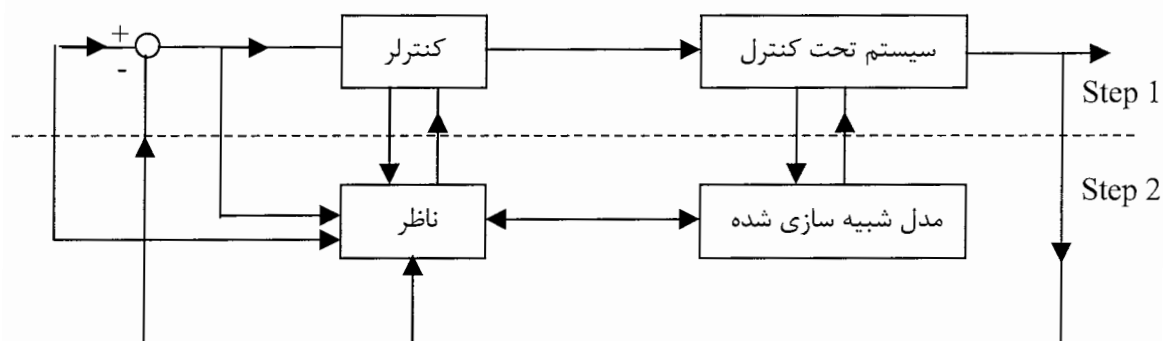
۲- شناسایی تطبیقی

در شناسایی به توسط شبکه های عصبی و یا عصبی فازی ها فقط با یک سری داده های ورودی - خروجی سرکار داریم به عبارت دیگر به سیستم یک سری از ورودیها را اعمال می‌کنیم و خروجیهای متناظر با آن را دریافت می‌کنیم و بر اساس این ورودیها و خروجیها یک شبکه عصبی و یا Anfis را آموزش می‌دهیم و حال اگر یک ورودی دیگر به سیستم بدهیم باید شبکه های آموزش یافته همان پاسخ سیستم اصلی را بدهند نکته ای که در شناسایی با شبکه های عصبی ، Anfis باید به آن توجه کرد این است که شبکه های Anfis همواره دارای یک خروجی بوده ولی در تعداد ورودیها محدودیت ندارند ولی شبکه های عصبی این محدودیت را ندارند . و در ثانی برای آنکه خطای آموزش شبکه های عصبی و Anfis کم شود باید ورودیها و خروجیها از لحاظ دامنه در یک محدوده باشند و برای اینکار می‌توان داده های ورودی و یا خروجی را در یک بهره خاص ضرب کرده و سیستم را با در نظر گرفتن آن بهره شناسایی کرده و بعد از عمل شناسایی ورودی و

یا خروجی شبکه عصبی و یا Anfis را در همان بهره ضرب کرد بعد از شناسایی سیستم می توان به جای سیستم اصلی شبکه شناساگر را قرار داده و به طراحی کنترل کننده بپردازیم. چون در اینجا ما بصورت تجربی فقط به داده های ورودی و خروجی از سیستم دسترسی پیدا کردیم دیگر نمی توان از کنترل کننده های متعارف استفاده کرد بلکه باید از کنترل کننده های دارای ناظر (کنترل کننده ها نظارتی) استفاده کنیم

در کنترل کننده نظارتی یک شبیه ساز از سیستم وجود دارد که یک مدل شبیه به سیستم (از لحاظ داده ای) در اختیار ناظر قرار می دهد.

ناظر باید هوشمند بوده و با استفاده از دانش خیره خود کنترل کننده را طراحی می کند برای درک بهتر مطلب فرض کنید کنترل کننده ما یک PID باشد.



ناظر هوشمند (مثال انسان) با استفاده از داده های شبیه سازی شده به وسیله شبیه ساز و خروجی سیستم واقعی و سیگنال خطا و سیگنال و خروجی مطلوب (ورودی) به صورت زیر اقدام به طراحی کنترل کننده (مثلاً PID) می کند.

ناظر ابتدا با توجه به خروجی مطلوب و مدل شبیه سازی شده و با دانشی که در مورد کنترل کننده PID و چگونگی تنظیم ضرایب k_p, k_d, k_i دارد در step2 اقدام به طراحی ضرایب کنترل کننده می کند و بعد از طراحی اولیه سیگنال کنترلی حاصل از کنترل کننده را به سیستم شبیه سازی شده اعمال می کند و خروجی مدل را دریافت می کند در مرحله دوم باز هم با توجه به مدل و ورودیهای و خروجی مدل حاصل از اعمال کنترل کننده اولیه ضرایب طراحی اولیه را تغییر می دهد و این کار در هر پریودی چندین بار تکرار می کند و در انتهای هر پریود بهینه ترین ضرایب را

پریود شبیه ساز بصورت همزمان (online) سیستم را شبیه سازی کرده و به ناظر می دهد و ناظر هم با توجه به مدل و دیگر متغیرها، چندین کنترل کننده را طراحی کرده و به مدل اعمال می کند و در پایان هر پریود، ضرایبی که بهترین پاسخ را ایجاد کردند به کنترل کننده واقعی assign می کند

در اینجا کنترل کننده واقعی می تواند علاوه بر PID، فازی و یا عصبی و یا هر چیز دیگر باشد و ناظر با تنظیم پایگاه قواعد و یا توابع عضویت و محدوده آنها را در کنترل فازی و یا با تنظیم وزنه های شبکه عصبی، کنترل کننده بهینه را طراحی می کند و همچنین ناظر هوشمند به جای انسان، می تواند الگوریتم ژنتیک، الگوریتم مورچه و یا هر روش دیگر بهگزینی باشد بدین صورت که ناظر مثلاً الگوریتم ژنتیک به صورت تجربی و با اعمال کنترلرهای مختلف و مشاهده خروجی های متناظر از مدل اقدام به بهینه سازی کنترلر می کند و در نهایت بهینه ترین مدل کنترلی را به کنترل کننده اعمال می کند. آنچه مورد توجه باید قرار گیرد این است که همه کارهای شناسایی و طراحی کنترلر بوسیله ناظر هوشمند به صورت Online انجام می شود.

در روش شناسایی دوم یعنی شناسایی تطبیقی نیز دو حالت on-line, off-line وجود دارد بدین صورت که اگر مدل غیر خطی سیستم، دارای خواص نزدیک به خطی بودن را داشته باشد در اینصورت با استفاده از روش شناسایی تطبیقی LS (Least square) کمترین مربعات خطا می توان مدل را شناسایی کرد و این روش مدلسازی off-line بوده و برای یک سیستم غیر خطی فقط یک مدل خطی تقریب می زند و نتیجه را با مدل فضای حالت و با ماتریس (D,C,B,A) بیرون می دهد اما اگر مدل غیر خطی، را نتوان با یک مدل خطی تقریب زد. مثلاً یک موج Chrip و یا سینوسی را نمی توان با منحنی خطی مدل کرد در اینصورت روش RLS (روش بازگشتی) استفاده می کنند مزیت این روش آن است که در هر لحظه و در هر نقطه کاری سیستم غیر خطی را خطی سازی کرده و مدل فضای حالت را به ما می دهد (برای مطالعه بیشتر به مرجع - رجوع شود)

در کنترل تطبیقی نیز دو روش برای جابجایی قطب ها (STR) وجود دارد:

۱- روش مستقیم

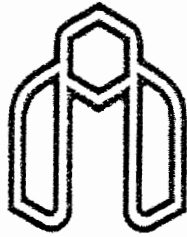
۲- روش غیر مستقیم

در روش غیر مستقیم بعد از شناسایی به روش (LS یا RLS) اقدام به طراحی کنترلر می‌کنیم ولی در روش مستقیم با توجه سیستم مستقیماً پارامترهای کنترلر را تنظیم می‌کنیم و مرحله شناسایی سیستم را نداریم.

البته در کنترل تطبیقی نیز بحثهای قبل که در مورد وجود ناظر هوشمند و غیره انجام شد نیز می‌توان صادق باشد.

مطالب مذکور یک دید کلی در مورد چگونگی طراحی کنترل کننده‌ها برای سیستم‌های غیر خطی به ما می‌دهد و برای مطالعه بیشتر می‌توان با مراجع مربوط مراجعه نمود.

والسلام



Shahrood University of Technology
Multivariable Control System Design for Unmanned Aircraft by
Relative Gain Array(RGA)

M.M. Zalloi

Thesis submitted to the Electrical Faculty of the Shahrood University of
Technology in partial fulfillment of the requirements for the degree of
Master of Science

In

Electrical Engineering (Control)

Approved by:

Dr M.A. Sadrnia

Dr A. A. Gharaveici

MAY.2004

Keywords: Multivariable Systems, Interaction, Decoupling, Unmanned Aircraft,
Classical & Fuzzy Controller, Artificial Neural Network

Copyright 2004
M.M. Zalloi